



控制理论与应用
Control Theory & Applications
ISSN 1000-8152, CN 44-1240/TP

《控制理论与应用》网络首发论文

题目：采用非线性无源理论的 MMC-MG 并网电流控制
作者：王兴贵，王海亮，薛晟，李晓英
收稿日期：2021-07-12
网络首发日期：2022-01-04
引用格式：王兴贵，王海亮，薛晟，李晓英. 采用非线性无源理论的 MMC-MG 并网电流控制[J/OL]. 控制理论与应用.
<https://kns.cnki.net/kcms/detail/44.1240.TP.20211231.1319.012.html>



网络首发：在编辑部工作流程中，稿件从录用到出版要经历录用定稿、排版定稿、整期汇编定稿等阶段。录用定稿指内容已经确定，且通过同行评议、主编终审同意刊用的稿件。排版定稿指录用定稿按照期刊特定版式（包括网络呈现版式）排版后的稿件，可暂不确定出版年、卷、期和页码。整期汇编定稿指出版年、卷、期、页码均已确定的印刷或数字出版的整期汇编稿件。录用定稿网络首发稿件内容必须符合《出版管理条例》和《期刊出版管理规定》的有关规定；学术研究成果具有创新性、科学性和先进性，符合编辑部对刊文的录用要求，不存在学术不端行为及其他侵权行为；稿件内容应基本符合国家有关书刊编辑、出版的技术标准，正确使用和统一规范语言文字、符号、数字、外文字母、法定计量单位及地图标注等。为确保录用定稿网络首发的严肃性，录用定稿一经发布，不得修改论文题目、作者、机构名称和学术内容，只可基于编辑规范进行少量文字的修改。

出版确认：纸质期刊编辑部通过与《中国学术期刊（光盘版）》电子杂志社有限公司签约，在《中国学术期刊（网络版）》出版传播平台上创办与纸质期刊内容一致的网络版，以单篇或整期出版形式，在印刷出版之前刊发论文的录用定稿、排版定稿、整期汇编定稿。因为《中国学术期刊（网络版）》是国家新闻出版广电总局批准的网络连续型出版物（ISSN 2096-4188，CN 11-6037/Z），所以签约期刊的网络版上网络首发论文视为正式出版。

采用非线性无源理论的MMC-MG并网电流控制

王兴贵, 王海亮[†], 薛 晟, 李晓英

(兰州理工大学 电气工程与信息工程学院, 甘肃 兰州 730050)

摘要: 针对MMC半桥串联结构微电网(Modular Multilevel Converter Microgrids, MMC-MG)并网电流控制中, 采用传统PI控制方法时其动态性能较差的问题, 提出一种利用无源控制理论的电流控制策略. 首先, 阐述了系统的拓扑结构, 并建立了其欧拉-拉格朗日数学模型. 然后, 通过选取系统的状态变量, 设置误差能量函数及需注入的阻尼项, 以得到无源控制律; 并依据该控制律设计无源电流控制器. 此外, 通过观察采用不同阻尼值时控制器的稳定性、电流谐波特性、幅频和相频特性曲线, 进而得到最佳的阻尼参数; 最后, 由系统的并网仿真模型验证所提无源电流控制的有效性. 结果表明, 与传统PI控制相比, 阻尼注入无源控制方法能在不同运行工况下实现对电流和功率参考值的快速跟踪. 同时, 具有良好的谐波特性和稳定性.

关键词: 微电网; 电流控制; 动态性能; 无源控制; PI控制

引用格式: 王兴贵, 王海亮, 薛晟, 李晓英. 采用非线性无源理论的MMC-MG并网电流控制. 控制理论与应用, 2021, 38(x): 1-10.

DOI:

Grid-connected current control for MMC-MG adopting nonlinear passive theory

WANG Xing-gui, WANG Hai-liang[†], XUE Sheng, LI Xiao-ying

(School of Electrical Engineering and Information Engineering, Lanzhou University of Technology, Lanzhou Gansu 730050, China)

Abstract: Aiming at the poor dynamic performance of traditional PI control method in grid-connected current control of the MMC-MG, a current control strategy adopting passive control theory is proposed. Firstly, the topological structure of the system is described, and its Euler-Lagrange mathematical model is established. Then, the passive control law is obtained by selecting the state variables of the system, setting the error energy function and the damping term to be injected. And the passivity-based current controller is designed on the passive control law. In addition, the optimal damping parameters are obtained by observing the stability, current harmonic characteristics, amplitude-frequency and phase-frequency characteristic curve of the controller with different damping values. Finally, the effectiveness of the proposed passivity-based current control is validated with simulations using grid-connected models of the system. The results show that the passivity-based control method of damping injection can quickly track the current and power reference values under different operating conditions compared with the traditional PI control. And it has good harmonic characteristics and stability.

Key words: microgrids; current control; dynamic performance; passivity-based control; PI control

Citation: WANG Xing-gui, WANG Hai-liang, XUE Sheng, LI Xiao-ying. Grid-connected current control for MMC-MG adopting nonlinear passive theory. *Control Theory & Applications*, 2021, 38(x): 1-10.

1 引言

微电网(Microgrids, MG)是集分布式发电(Distributed Generation, DG)、储能装置、变换器、负荷、监测和保护装置于一体的自主发电和配电系统,其既可以孤立运行,也可以并网运行^[1-2].微电网具有可再生能源渗透率高、多能源互补、优化管理等特点^[3-4].针对传统交流微电网中存在的谐波、环流

和控制复杂等问题,文献[5]提出了一种H桥逆变器串联结构微电网.但该系统中还存在着相间功率平衡困难、微电源投切对系统运行性能影响较大等问题.

模块化多电平变流器(Modular Multilevel Converter, MMC)具有子模块易于扩展、输出多电平电压、谐波含量低等优点^[6].文献[7]利用这些特点,将风、光等微源与储能装置通过变换器并联在MMC

收稿日期: 2021-07-12; 录用日期: 2021-11-19.

[†]通信作者. E-mail: whl866889@163.com; Tel.: +86 18153982308.

本文责任编辑: 龙离军.

国家自然科学基金项目(51967011), 甘肃省自然科学基金项目(21JR7RA207)资助.

Supported by the National Natural Science Foundation of China (51967011) and the Natural Science Foundation of Gansu Province (21JR7RA207).

每个子模块的电容两端,构建了一种基于MMC的半桥串联结构微电网(Modular Multilevel Converter Microgrids, MMC-MG).该系统具有微源控制灵活、输出功率等级高、冗余度好、相间功率易调度等优点.目前,针对MMC-MG系统的研究主要集中在其输出特性分析、输出电压稳定控制以及孤岛运行模式下微源功率的协调控制等方面^[8-9].但关于MMC-MG系统并网的相关控制策略研究较少.

微电网并网控制的关键是其输出功率和电流都应快速、实时地跟踪其参考值^[10].内环电流控制直接关系到并网逆变器的稳态精度、谐波含量、动态响应和抗干扰性能.并网电流控制技术主要包括矢量控制和直接功率控制^[11].输出电流应与电网电压具有相同相位和频率的高质量正弦波,而且谐波含量要低,以减少对电网的影响.普通三相逆变器的并网电流控制方法包括滞环控制,PI控制,预测控制等^[12-14].

MMC-MG结构中存在大量的电力电子器件.在理想情况下,采用脉宽调制技术,并由MMC逆变环节产生多电平电压.在实际情况下,为避免子模块中上、下功率开关器件同时导通,功率器件管压降,逆变环节的延迟等问题^[15],MMC逆变环节将存在一定程度的非线性特性.传统非线性系统的控制主要有反馈线性化、逆系统等.但这些控制方法多数具有计算量大、控制复杂、鲁棒性差等缺点,会对系统的控制造成一定的影响^[16].而基于无源理论的控制本质上是对非线性系统的能量进行控制,通过注入阻尼和重新分配系统的能量,使系统在满足无源性条件时达到较好的控制性能,这种方法从系统能量的角度出发进行控制器的设计,从而使非线性系统的控制器设计得到简化^[17].目前,无源控制(Passivity-based Control, PBC)方法现已成功应用于高压直流输电、并网PWM变换器、光伏Z源逆变器、同步发电机混沌系统控制和基于MMC的超导储能(Superconducting Magnetic Energy Storage, SMES)系统的非线性控制中^[18-22].

另外,MMC-MG系统在不同的环境条件下,含风、光等随机性微源的发电模块(Generation Module, GM)输出功率存在一定的波动.而且由于系统的非线性特性,若在该系统的并网电流控制中采用传统PI控制,不仅会导致系统的动态性能较差,而且电流谐波含量偏高.

因此,本文针对上述问题,将非线性无源控制理论引入到MMC半桥串联结构微电网的并网电流控制中.首先,介绍了MMC-MG并网系统的基本拓扑结构,并建立了系统的欧拉-拉格朗日(Euler-Lagrange, EL)数学模型;然后,结合能量存储函数与电流的期望平衡点,以得到无源控制律.并设计了无源电流控制器;最后,从动态性能、谐波特性方面对传统PI电

流控制与本文所涉及无源电流控制器进行了对比分析.并通过仿真验证了该控制策略的正确性和有效性.

2 系统拓扑结构

MMC-MG并网拓扑结构如图1所示.该系统中,每相均以 $2N$ 个发电模块(Generation Module, GM)为基本单元,采用MMC拓扑结构组成三相逆变环节,然后经过滤波器、静态开关等连接至外电网,本地交流负载群接至交流母线上.系统中每个桥臂由 N 个GM和一个电感 L 串联而成.

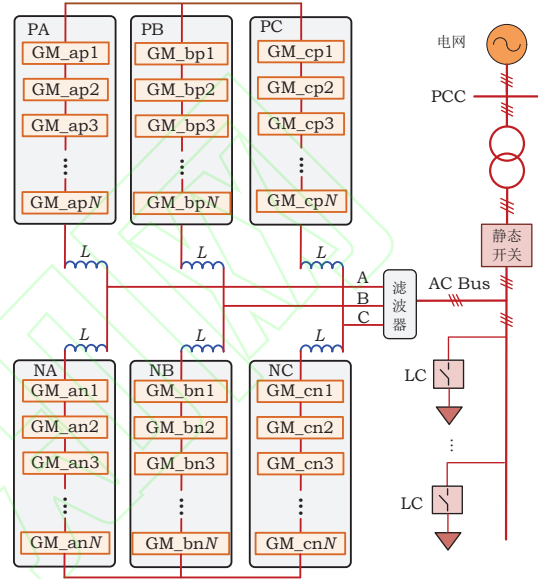


图1 MMC-MG并网拓扑结构

Fig. 1 Grid-connected topology of the MMC-MG

发电模块GM由风力(光伏)微源、AC/DC可控整流电路(DC/DC直流变换电路)、储能装置(Energy Storage Devices, ESD)、半桥变流器(Half-bridge Converter, HC)组成.每个桥臂包含 N 个级联的发电模块(GM).如图2所示.

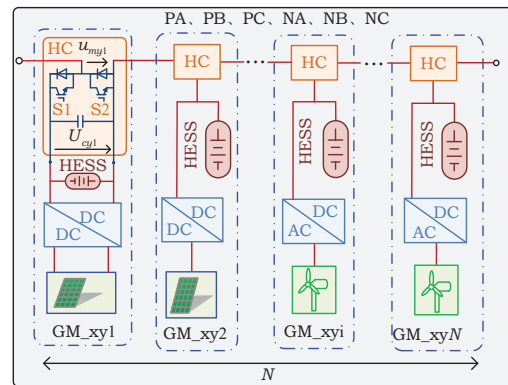


图2 桥臂拓扑结构

Fig. 2 Topology of each bridge arm

系统正常运行中,GM有投入和切除两种状态.GM处于投入状态(HC中, $S1=1$ (开通), $S2=0$ (关断))时,其输出电压等于微源直流链电压,

即 $u_{myi} = u_{cyi}$; GM处于切除状态(HC中, $S_1=0$ (关断), $S_2=1$ (开通))时, 其输出端电压等于零, 即 $u_{myi} = 0$. 因此, 可以用开关函数 K_{xyi} 表示GM的投切状态, 则在一个工作周期内:

$$K_{xyi} = \begin{cases} 1 & S_1 = 1; S_2 = 0, \\ 0 & S_1 = 0; S_2 = 1. \end{cases} \quad (1)$$

3 MMC-MG的EL模型

系统中, 每相投入的 N 个GM输出电压叠加, 可获得系统多电平输出电压. 将各GM等效为受控电压源, 则MMC-MG简化的等效电路如图3所示:

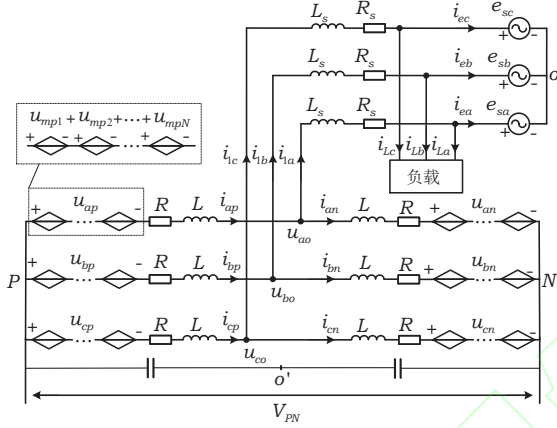


图3 MMC-MG简化的等效电路

Fig. 3 Simplified equivalent circuit of the system

图中, L_s 、 R_s 为滤波电感和线路等效阻抗; L 、 R 为桥臂电感和等效电阻; i_{1x} 表示三相输出电流; i_{ex} 为电网侧电流; i_{Lx} 为三相负载电流; e_{sx} 表示三相电网电压; i_{xy} 为上、下桥臂电流; u_{xy} 为桥臂中 N 个GM输出电压之和; u_{xo} 表示系统输出电压; V_{PN} 为直流侧虚拟母线电压. 其中, $x = a, b, c$; $y = p, n$.

根据图3所示的等效电路, 以A相为例, 上、下桥臂中 N 个发电模块GM的输出端串联连接, 其输出电压之和为:

$$u_{ay} = u_{my1} + u_{my2} + \dots + u_{myN} = \sum_{i=1}^N K_{ayi} U_{cyi}, \quad (2)$$

式中: K_{ayi} 为桥臂中GM的开关函数; U_{cyi} 为微源直流链电压. 在三相电网电压平衡的情况下, 由基尔霍夫电压、电流定律可得:

$$\begin{cases} u_{ap} + L \frac{di_{ap}}{dt} + Ri_{ap} + u_{ao} - \frac{V_{PN}}{2} = 0, \\ u_{an} + L \frac{di_{an}}{dt} + Ri_{an} - u_{ao} - \frac{V_{PN}}{2} = 0. \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} i_{1a} = i_{ap} - i_{an}, \\ i_{1a} = i_{La} + i_{ea}. \end{cases} \quad (4)$$

系统等效输出电压可以表示为

$$u_{ao} = e_{sa} + R_s i_{1a} + L_s \frac{di_{1a}}{dt}. \quad (5)$$

由式(3)可得:

$$u_{ap} - u_{an} + L \frac{di_{1a}}{dt} + Ri_{1a} + 2u_{ao} = 0. \quad (6)$$

由式(5)、(6)可得到A相交流输出侧数学模型

$$e_{sa} + (R_s + \frac{R}{2})i_{1a} + (L_s + \frac{L}{2}) \frac{di_{1a}}{dt} = \frac{(u_{an} - u_{ap})}{2}. \quad (7)$$

同理, 可得B、C相数学模型

$$\begin{cases} e_{sb} + (R_s + \frac{R}{2})i_{1b} + (L_s + \frac{L}{2}) \frac{di_{1b}}{dt} = \frac{(u_{bn} - u_{bp})}{2}, \\ e_{sc} + (R_s + \frac{R}{2})i_{1c} + (L_s + \frac{L}{2}) \frac{di_{1c}}{dt} = \frac{(u_{cn} - u_{cp})}{2}. \end{cases} \quad (8)$$

令式(7)、式(8)中, $R_o = R_s + R/2$; $L_o = L_s + L/2$; $u_{xo} = (u_{xn} - u_{xp})/2$. 使 $u_{xo} - e_{sx} = u_{xs}$, 则由式(7)和式(8), 可得到系统的状态方程为:

$$L_o \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_{as} \\ u_{bs} \\ u_{cs} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} R_o & 0 & 0 \\ 0 & R_o & 0 \\ 0 & 0 & R_o \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{pmatrix}. \quad (9)$$

然后, 对式(9)进行变换, 可得到 dq 旋转坐标系下的数学模型:

$$\begin{cases} L_o \frac{di_{1d}}{dt} + R_o i_{1d} = (u_{sdo} - e_{sd}) + \omega L_o i_{1q}, \\ L_o \frac{di_{1q}}{dt} + R_o i_{1q} = (u_{sqo} - e_{sq}) - \omega L_o i_{1d}. \end{cases} \quad (10)$$

式(10)也可以写成如下形式:

$$\begin{pmatrix} L_o & 0 \\ 0 & L_o \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{di_{1d}}{dt} \\ \frac{di_{1q}}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -R_o & 0 \\ 0 & -R_o \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & \omega L_o \\ -\omega L_o & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} u_{sdo} - e_{sd} \\ u_{sqo} - e_{sq} \end{pmatrix}, \quad (11)$$

其中, i_{1d} 、 i_{1q} 表示输出电流的 dq 轴分量; ω 为基波角频率; u_{sdo} 、 u_{sqo} 为系统输出电压 u_{xo} 的 dq 轴分量; e_{sd} 、 e_{sq} 为电网电压的 dq 轴分量.

选取 i_{1d} 、 i_{1q} 为状态变量, 即:

$$\mathbf{X} = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 \end{pmatrix}^T = \begin{pmatrix} i_{1d} & i_{1q} \end{pmatrix}^T. \quad (12)$$

将式(11)写成动态矩阵方程的形式, 即可得到MMC-MG并网系统的EL模型:

$$M_o \dot{\mathbf{X}} + R_o \mathbf{X} + J_o \mathbf{X} = U_o, \quad (13)$$

式中, $M_o = \text{diag}([L_o \ L_o])$, 为正定的对角矩阵; $R_o = [R_o \ 0; 0 \ R_o]^T$, 反映系统内部的耗散特性; $J_o = [0 \ -\omega L_o; \omega L_o \ 0]^T$, 反映系统内部的互联结构; $U_o = [u_{sdo} - e_{sd}; u_{sqo} - e_{sq}]^T$, 表征微电网系统与电网之间能量交换的矩阵. $\dot{\mathbf{X}} = [di_{1d}/dt \ di_{1q}/dt]^T$.

4 MMC-MG无源电流控制器设计

在多输入多输出系统中: 若存在正定函数 $L(x)$, 对任意的 $T > 0$, 得到以下耗散不等式^[16]:

$$\begin{cases} H(x(T)) - H(x(0)) \leq \int_0^T u^T y d\tau - \\ \int_0^T L(x) d\tau, \dot{H} \leq u^T y - L(x); (x \in R^n). \end{cases} \quad (14)$$

其中, $H(x)$ 为其能量存储函数. 对于系统的输入 u 、输出 y 及能量供给率 $u^T y$ 成立, 则该系统具有严格无源性. 由此可知, 式(14)为严格无源不等式.

针对式(13)所示MMC-MG并网系统的模型, 设其存储能量函数为

$$\mathbf{H} = \frac{1}{2} \mathbf{X}^T \mathbf{M}_0 \mathbf{X}. \quad (15)$$

能量函数的导数与式(13)相结合可得到

$$\dot{\mathbf{H}} = \mathbf{X}^T \mathbf{M}_0 \dot{\mathbf{X}} = U_0^T \mathbf{X} - \mathbf{X}^T R_0 \mathbf{X}. \quad (16)$$

令式(16)中: $L'(x) = \mathbf{X}^T R_0 \mathbf{X}; y = \mathbf{X}$.

通过对比式(16)与式(14), 得知两者有相同的形式, 故该系统是严格无源的.

设状态变量的期望平衡点为:

$$\begin{cases} x_1^* = i_{1dref}, \\ x_2^* = i_{1qref}. \end{cases} \quad (17)$$

则状态变量的误差为

$$\mathbf{X}_e = \mathbf{X} - \mathbf{X}^* \Rightarrow \mathbf{X} = \mathbf{X}_e + \mathbf{X}^*. \quad (18)$$

将式(18)带入式(13)的动态矩阵方程, 有

$$M_0 \dot{\mathbf{X}}_e + J_0 \mathbf{X}_e + R_0 \mathbf{X}_e = U_0 - (M_0 \dot{\mathbf{X}}^* + J_0 \mathbf{X}^* + R_0 \mathbf{X}^*). \quad (19)$$

对误差能量函数 $\mathbf{H}_e = \frac{1}{2} \mathbf{X}_e^T \mathbf{M}_0 \mathbf{X}_e$ 求导, 可得

$$\dot{\mathbf{H}}_e = \mathbf{X}_e^T \mathbf{M}_0 \dot{\mathbf{X}}_e. \quad (20)$$

将式(19)带入式(20)有

$$\dot{\mathbf{H}}_e = \mathbf{X}_e^T [U_0 - M_0 \dot{\mathbf{X}}^* - J_0 (\mathbf{X}_e + \mathbf{X}^*) - R_0 (\mathbf{X}_e + \mathbf{X}^*)]. \quad (21)$$

为使系统的状态变量快速恢复至其期望的平衡点, 须使误差能量函数快速收敛至零. 因此, 需设置阻尼项使能量快速耗散. 设增加的阻尼耗散项为 $R_1 X_e$, 则系统内部耗散项变为

$$R_1 \mathbf{X}_e + R_0 \mathbf{X}_e = R_2 \mathbf{X}_e. \quad (22)$$

将式(22)带入式(19):

$$M_0 \dot{\mathbf{X}}_e + R_2 \mathbf{X}_e = U_0 - M_0 \dot{\mathbf{X}}^* - R_0 \mathbf{X}^* - J_0 \mathbf{X} + R_1 \mathbf{X}_e. \quad (23)$$

欲使 $\mathbf{X}_e=0$, 则须使 $M_0 \dot{\mathbf{X}}_e + R_2 \mathbf{X}_e=0$. 并通过

式(23)得到的无源控制律为

$$U_0 = M_0 \dot{\mathbf{X}}^* + R_0 \mathbf{X}^* + J_0 \mathbf{X} - R_1 \mathbf{X}_e. \quad (24)$$

根据式(23)与(24), 式(20)所示误差能量函数的变化率小于零, 即: $\dot{\mathbf{H}}_e = -\mathbf{X}_e^T (R_1 + R_0) \mathbf{X}_e < 0$.

由此可知, 系统在并网运行时, 其无源电流控制算法是全局稳定的. 考虑到状态变量的期望值 \mathbf{X}^* 为常值, 即: $M_0 \dot{\mathbf{X}}^* = 0$. 为便于参数的区分, 将 R_0 写成 R_{o1} 和 R_{o2} 的形式, R_1 同理. 则式(24)也可以写成:

$$\begin{pmatrix} R_{o1} & 0 \\ 0 & R_{o2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{1dref} \\ i_{1qref} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & -\omega L_o \\ \omega L_o & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} R_{11} & 0 \\ 0 & R_{12} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{1d} - i_{1dref} \\ i_{1q} - i_{1qref} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_{sdo} - e_{sd} \\ u_{sqo} - e_{sq} \end{pmatrix}. \quad (25)$$

为了对该电流控制器的性能进行分析, 将式(11)和式(25)相结合, 得到电流与其参考值之间的关系:

$$\begin{cases} i_{1dref} = \frac{L_o}{R_{od}} \frac{di_{1d}}{dt} + i_{1d}, \\ i_{1qref} = \frac{L_o}{R_{oq}} \frac{di_{1q}}{dt} + i_{1q}, \end{cases} \quad (26)$$

式中, $R_{od} = R_{o1} + R_{11}; R_{oq} = R_{o2} + R_{12}$.

从式(26)可知, 若选择合适的阻尼值 R_{od} 、 R_{oq} , 则 i_{1d} 、 i_{1q} 很快稳定于其参考值 i_{1dref} 、 i_{1qref} . 误差能量函数收敛至零的速度由所设置阻尼值 R_{od} 、 R_{oq} 的大小决定. 为分析该无源电流控制方法的性能, 设置不同阻尼值时所对应的幅频、相频特性曲线如图4所示. 图中, 无源特性曲线从左至右阻尼值逐渐增大, 谐振峰值也随之增大, 快速性增强, 但所对应稳定裕度 γ 相应减小, 稳定性也随之降低. 与PI控制特性曲线相比, 无源控制(PBC)特性曲线快速性较好.

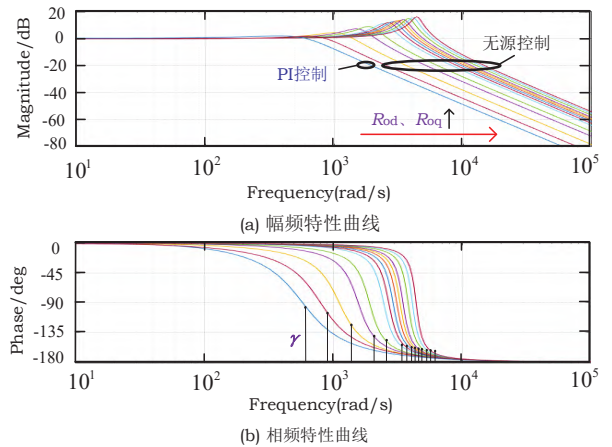


图4 设置不同阻尼值时幅频、相频特性曲线

Fig. 4 Amplitude-frequency and phase-frequency characteristic curves with different damping values

因此, 通过式(25)可以得到本文所设计的无源电

流控制器:

$$\begin{cases} R_{o1}i_{1dref} + R_{11}(i_{1dref} - i_{1d}) = \omega L_o i_{1q} + (u_{sdo} - e_{sd}), \\ R_{o2}i_{1qref} + R_{12}(i_{1qref} - i_{1q}) = -\omega L_o i_{1d} + (u_{sqo} - e_{sq}). \end{cases} \quad (27)$$

为同时兼顾系统快速性和稳定性, 需要合理选择阻尼值. 通过计算与多次仿真试验, 采用无源电流控制算法时阻尼值与其对应的稳定裕度 γ , 如图5(a)所示. 从图中得知, 适用于MMC-MG 并网系统的阻尼值在30-130之间. 调整该参数时还需兼顾系统输出电流的谐波含量. 通过仿真, 并对比不同参数时电流的谐波畸变率, 发现稍大的阻尼值可以获得较好的谐波特性, 如图5(b)所示. 故本文选择 $R_{od}, R_{oq}=48$.

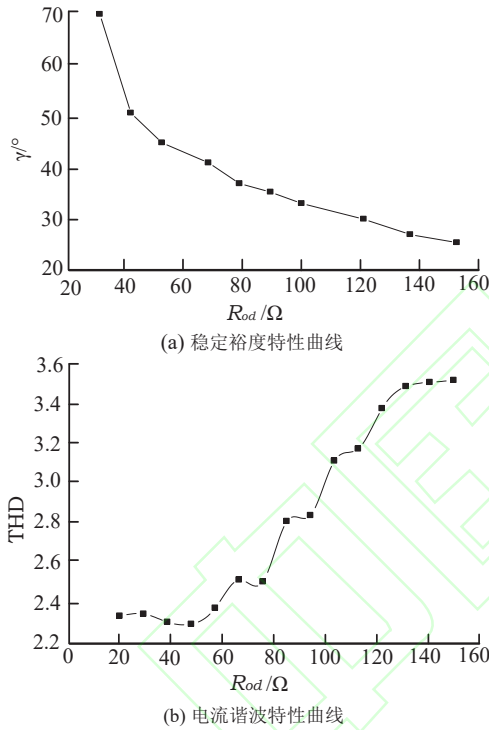


图5 阻尼值与稳定裕度、谐波特性关系曲线

Fig. 5 The curve between damping value, stability margin and harmonic characteristics

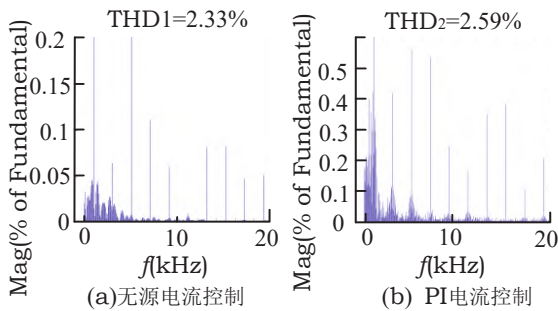


图6 A相输出电流频谱分析

Fig. 6 Spectrum Analysis of phase A output current

图6给出了采用两种控制方法时系统A相输出电

流的频谱分析. 采用无源控制时, 其谐波畸变率THD1=2.33%, 如图6(a)所示; 若采用PI控制, 电流谐波畸变率THD2=2.59%, 如图6(b)所示. 由此得知, 相比于PI控制, 采用无源电流控制时输出电流谐波畸变率降低了0.23%, 谐波特性较好.

以上分析了系统并网运行时内环电流的无源控制特性. 由式(17)所示的状态平衡方程中, 电流参考值 i_{1dref} 、 i_{1qref} 由功率外环控制得到. 外环功率控制仍采用传统的PI控制器. 因此, 输出电流的平衡点为:

$$\begin{cases} x_1^* = i_{1dref} = (P_{ref} - P_1)(K_{p1} + K_{i1}/s), \\ x_2^* = i_{1qref} = (Q_{ref} - Q_1)(K_{p2} + K_{i2}/s). \end{cases} \quad (28)$$

结合式(28)可知, 微电网输出有功功率 P_1 与其参考值 P_{ref} 相比较后, 通过PI控制器即可得到 i_{1dref} ; 同理可得到 i_{1qref} , 如图7所示.

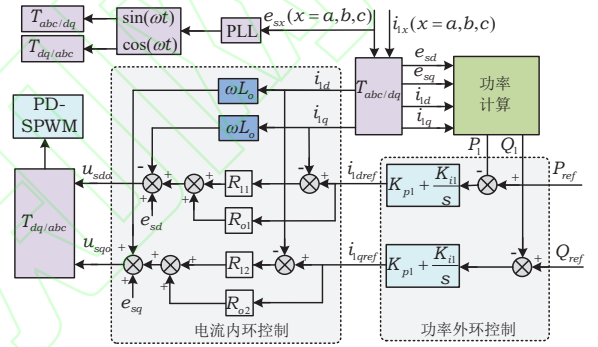


图7 系统输出功率、电流控制框图

Fig. 7 System output power and current control block diagram

通过以上分析, MMC-MG系统并网双闭环控制框图如图8所示. 由图得知, 系统的总体控制中, 首先通过输出功率期望值、实际输出功率及式(28), 可得到输出电流各分量的期望值 i_{1dref} 、 i_{1qref} . 然后, 由无源电流控制器及Park变换得到三相输出电压参考值 u_{aref} ; 并通过载波层叠调制(phase disposition PWM, PD-PWM) 算法得到各GM 的开关驱动信号.

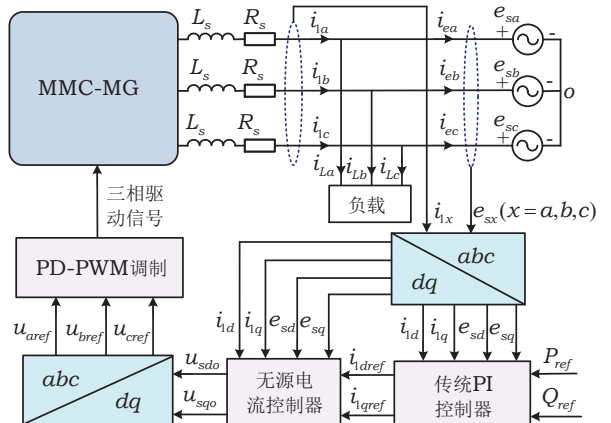


图8 系统并网控制框图

Fig. 8 Control block diagram for the system

根据能量守恒定律,微电网输出功率 P_1 是传输至网侧功率 P_e 和负载消耗功率 P_L 之和,三者之间的关系应为: $P_1=P_e+P_L$.系统输出电压由于电网电压的牵制作用而保持不变,故其输出电流之间的关系为: $I_{1x}=I_{ex}+I_{Lx}$.

5 仿真分析

为验证本文所述无源电流控制的有效性,搭建了MMC-MG系统的并网仿真模型.系统仿真参数与微源参数如表1、2所示.

表1 系统仿真参数($N=4$)

Table 1 System simulation parameters($N=4$)

L_s/mH	R_s/Ω	L/mH	R/Ω	f_c/kHz
5	0.18	1	0.2	1

表2 微源仿真参数

Table 2 Microsource simulation parameters

光照强度参考值 (W/m^2)	光伏电池温度 参考值($^{\circ}C$)
1000	25
最大功率点 电压/V	最大功率点 电流/A
46	10.5
光伏阵列短路 电流/A	光伏阵列开路 电压/V
10.6	58
额定风速 (m/s)	额定风速下 最大功率/W
8.2	2500
电机额定 容量/(VA)	额定转速 (pu)
1780	0.8

设定环境温度为 $25^{\circ}C$,光照强度为 $1000W/m^2$,平均风速为 $7.6m/s$.当光照、风速等条件未发生变化时,由于GM直流链上储能的存在,计及线路电压损耗,使微源直流链电压幅值稳定在 $160V$.每相上、下桥臂中GM输出端串联.因此,通过投入的 N 个GM输出电压串联叠加,以满足系统输出 $311V$ 相电压的要求.系统达到稳定时,在 $0.8s\sim 0.84s$ 内,系统输出线电压和相电压波形,如图9所示.

在 $0.4s\sim 0.48s$ 内,A相并网点电压和电流的波形,如图10(a)所示.电压幅值为 $311V$,基波角频率为 $314rad/s$,电压、电流的相位差为 0 .而且,系统进行单位功率因数运行,如图10(b)所示,功率因数 $PF=0.99$.

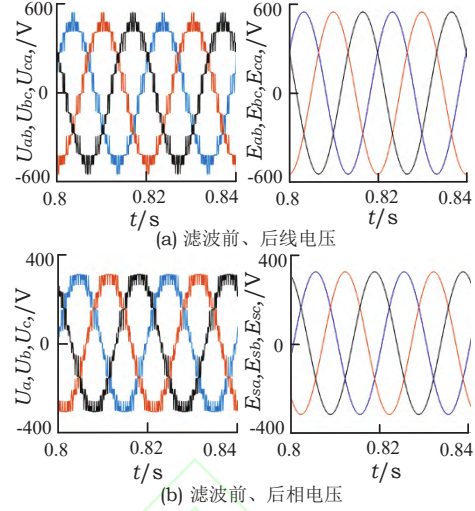


图9 系统输出电压波形

Fig. 9 Output voltage waveform of the considered system

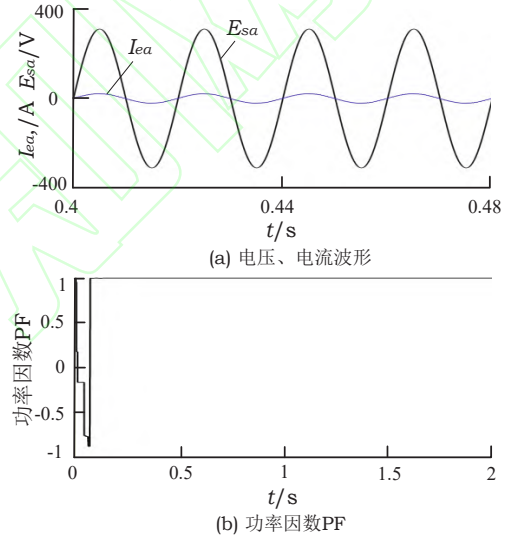


图10 电网电压、电流及功率因数波形

Fig. 10 Voltage, current, and power factor

5.1 输出电流指令值突变

输出电流参考值通过功率外环得到,故在系统稳定运行后,输出功率指令值与负载功率值设置如下:在 $1s\sim 1.5s$ 内, $P_{ref}=1.0pu$;在 $1.5s\sim 2s$ 内, $P_{ref}=1.5pu$ (基准值为 $0.3MW$);在 $1s\sim 2s$ 内, $Q_{ref}=0pu$ (基准值为 $0MVar$), $P_L=0pu$.如图11所示,在 $1.5s$ 前, $P_1=P_e=P_{ref}=1.0pu$.在 $1.5s$ 时, P_{ref} 升高.在 $1.5s$ 后, $P_1=P_e=P_{ref}=1.5pu$.

同时,在 $1.5s$ 时,输出电流(基准电流值 $0.6kA$)由于功率的突变而增加,并经过短暂调节后实现无静差地跟踪其参考值,如图12(a)所示.系统频率 f 在 $1.5s$ 发生短暂波动后恢复正常,且保持在 $\pm 2\%$ 的误差要求之内,不影响系统的稳定运行,如图12(b)所示.

为进一步说明无源电流控制方法的有效性.图13给出了电流环中使用无源控制和传统PI控制

时, 输出电流的 d 轴分量和输出功率波形. 从波形可以看出, 与PI 控制算法相比, 采用非线性无源控制时系统的动态性能有较大的提高.

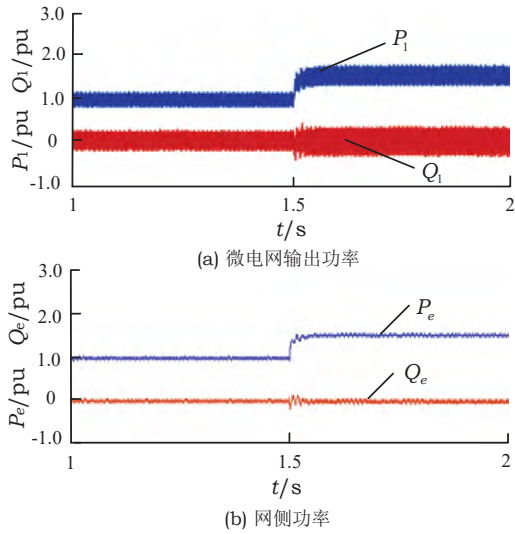


图 11 输出功率波形图

Fig. 11 Output power waveform of the system

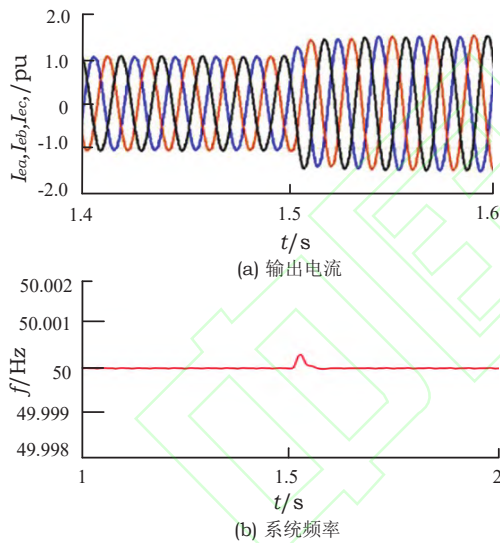


图 12 系统输出电流、频率

Fig. 12 Output current and system frequency of the system

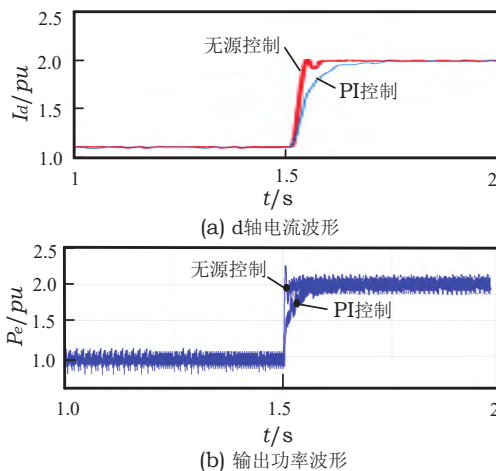


图 13 两种控制方法的动态性能对比分析

Fig. 13 Dynamic performances of the two control methods

5.2 微源功率突变

考虑到微源输出功率具有随机性的特点, 若某微源输出功率在2s 时发生突变, 如图14 所示, 输出电流随输出功率的轻微升高而产生波动, 但在短时间内恢复正常. 输出电压保持不变, 系统频率波动非常小, 但均保持在允许规定的范围内, 其波形与12(b)类似.

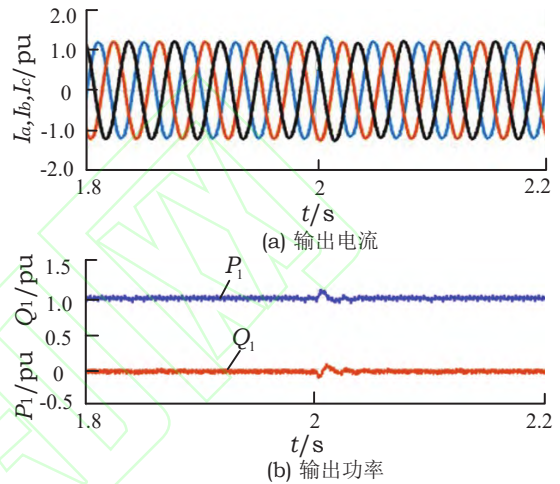


图 14 系统输出电流、功率波形

Fig. 14 Output current and power waveform from the system

5.3 负载功率突变

针对负载功率突变的情况, 设 $P_{ref} = 1.0pu$, $Q_{ref} = 0pu$, 在系统交流母线上通过断路器接有功功率 $P_L = 0.3pu$ 的负载. 通过控制断路器, 使负载在2.5s 时退出系统, 5s 时接入系统, 7s 时又退出系统.

输出功率变化如图15所示, 在2.5s 时, 由于负载功率 P_L 从0pu 突增至0.3pu, 传输至电网侧的功率 P_e 从1.0pu 突降至0.7pu; 同理, 负载功率在5s 突降、7s 突增时, 网侧功率 P_e 确随之增加、降低; 但总输出功率保持不变, 即: $P_1 = P_{ref} = P_e + P_L$, 满足能量平衡关系.

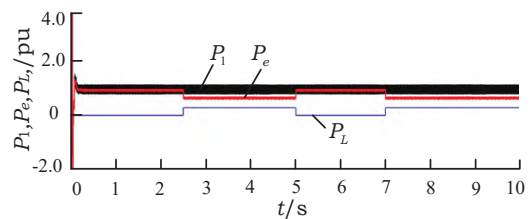


图 15 输出功率变化波形图

Fig. 15 Output power variation waveform

如图16 所示, 由于电压保持恒定, 网侧电流 I_{ex} 和负载电流 I_{Lx} 大小随其功率的变化而变化, 但其总输出电流 I_{1x} 不变, 即: $I_{1x} = I_{1ref} = I_{ex} + I_{Lx}$.

如图17所示,负载在2.5s、5s、7s发生突变时,系统频率 f 发生微小波动,仍满足 $\pm 2\%$ 的误差要求之内,不会对系统的正常运行产生影响。

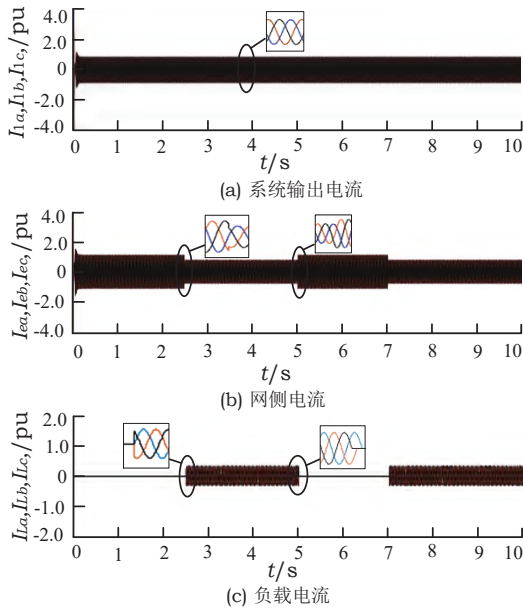


图 16 输出电流变化波形图

Fig. 16 Output current variation waveform

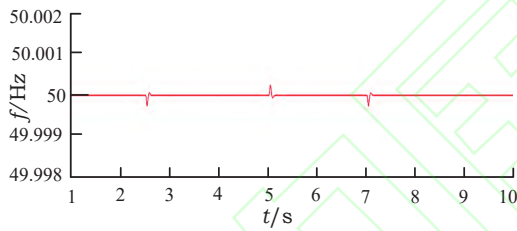


图 17 系统频率 f 变化波形图

Fig. 17 System frequency f variation waveform

以上分析可知,系统正常运行中负载功率发生突变时,系统输出功率、电流均能快速且实时地跟踪其指令值.采用该无源电流控制方法可有效保证系统运行的稳定性。

6 结论

基于MMC-MG 并网系统的EL模型及其无源性,结合注入阻尼参数与期望状态平衡点得到无源电流控制律;并根据该控制律设计了无源电流控制器,使系统快速收敛于稳定状态.仿真结果表明,与传统PI控制相比,阻尼注入的无源电流控制方法能获得更好的动态特性.另外,该控制方法在系统运行于输出电流指令值、负载功率、微源功率突变等不同工况时均能实现对功率、电流的快速跟踪.同时,输出电流的谐波含量较低.该阻尼注入无源电流控制方法可作为进一步研究系统相内微源功率分配、相间功率平衡等特性的有利工具。

参考文献:

- [1] Hatzigiorgiou N, Asano H, Irvani R, et al. Microgrids. *Power & Energy Magazine IEEE*, 2007, 5(4): 78 – 94.
- [2] LI Q, XU Z, YANG L. Recent advancements on the development of microgrids. *Journal of Modern Power Systems & Clean Energy*, 2014, 2(3): 206 – 211.
- [3] JIANG Q Y, XUE M D, GENG G C. Energy Management of Microgrid in Grid-Connected and Stand-Alone Modes. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2013, 28(3): 3380 – 3389.
- [4] Khan M R B, Jidin R, Pasupuleti J. Multi-agent based distributed control architecture for microgrid energy management and optimization. *Energy Conversion & Management*, 2016, 112(3): 288 – 307.
- [5] WANG X G, Yang W M. Study on characteristics of a microgrid with micro source inverters connected in series. *Power System Protection and Control*, 2013, 41(21): 129 – 135. (王兴贵, 杨维满. 一种微源逆变器串联连接型微电网特性研究. 电力系统保护与控制, 2013, 41(21): 129 – 135.)
- [6] Lesnicar A, Marquardt R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range. *IEEE Bologna Power Tech. Bologna, Italy: IEEE*, 2003, 3(7): 1 – 6.
- [7] WANG X G, XUE S, LI X Y. Analysis of Output Characteristics of a Microgrid Based on Modular Multilevel Converter Half-Bridge Series Structure. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2019, 34(10): 2130 – 2140. (王兴贵, 薛晟, 李晓英. 模块化多电平变流器半桥串联结构微电网输出特性分析. 电工技术学报, 2019, 34(10): 2130 – 2140.)
- [8] XUE S, WANG X G, LI X Y. Output Voltage Control of MMC-Based Microgrid Based on Voltage Fluctuation Compensation Sliding Mode Control. *Mathematical Problems in Engineering*, Hindawi, vol. 2020, pages 1-11, August.
- [9] XUE S, WANG X G, LI X Y. Micro source Power Coordinated Control of MMC-MG via Variational Mode Decomposition. *Proceedings of the CSEE*, 2021, 41(5): 1677 – 1687. (薛晟, 王兴贵, 李晓英. 基于变分模态分解法的MMC半桥串联结构微电网微源功率协调控制. 中国电机工程学报, 2021, 41(5): 1677 – 1687.)
- [10] GUAN M Y, XU Z. Modeling and Control of a Modular Multilevel Converter-Based HVDC System Under Unbalanced Grid Conditions. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, 27(12): 4858 – 4867.
- [11] YANG T G, GUI W H. An Overview on Control Strategy of Grid-connected Inverter under Unbalanced Voltage Conditions. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2015, 30(14): 241 – 246. (阳同光, 桂卫华. 电网不平衡情况下并网逆变器控制策略综述. 电工技术学报, 2015, 30(14): 241 – 246.)
- [12] GU H R, YANG Z L, WU W Y. Research on Hysteresis-band Current Tracking Control of Grid-connected Inverter. *Proceedings of the CSEE*, 2006, 26(9): 108 – 112. (顾和荣, 杨子龙, 邬伟扬. 并网逆变器输出电流滞环跟踪控制技术. 中国电机工程学报, 2006, 26(9): 108 – 112.)
- [13] JI Y. *Research on Key Technologies of energy storage Modular Multilevel Converter*. Jiangsu: Southeast University, 2015. (吉宇. 储能型模块化多电平变换器的关键技术. 江苏: 东南大学, 2015.)
- [14] NIAN H, YU N S, ZENG R. Predictive current control for grid-connected inverters under unbalanced grid voltage. *Power System Technology*, 2013, 37(5): 1223 – 1229. (年珩, 於妮飒, 曾嵘. 不平衡电压下并网逆变器的预测电流控制技术. 电网技术, 2013, 37(5): 1223 – 1229.)
- [15] Cichowski A, Nieznanski J. Self-tuning dead-time compensation method for voltage-source inverters. *IEEE Power Electronics Letters*, 2005, 3(2): 72 – 75.

- [16] WANG J H. *Passivity-Based Control Theory and Its Applications*. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2012: 4 – 39.
(王久和. 无源控制理论及其应用. 北京: 电子工业出版社, 2012: 4 – 39.)
- [17] MU X B. *Multi-frequency Passivity-based Control for Unified Power Quality Conditioner (UPQC) Device*. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2017.
(慕小斌. 统一电能质量控制器(UPQC)装置多频无源控制研究. 北京: 北京交通大学, 2017.)
- [18] QIAN T T, MIAO S H, LIU Z W, et al. Passive control and Auxiliary sliding mode Strategy for VSC-HVDC system Based on the PCHD model. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2016, 31(3): 138 – 144.
(钱甜甜, 苗世洪, 刘子文, 等. 基于PCHD模型VSC-HVDC的无源控制及滑模辅助改进控制. 电工技术学报, 2016, 31(3): 138 – 144.)
- [19] WANG J, ZENG Q M. Control method for DC-AC inverters based on the passive theory. *Control Theory & Applications*, 2004, 21(4): 574-578.
(王江, 曾启明. 非线性无源控制原理及在电力电子变换器中的应用. 控制理论与应用, 2004, 21(4): 574 – 578.)
- [20] CHENG Q M, YU D Q, CHENG Y M, et al. Research on nonlinear passive control of photovoltaic Z-source grid-connected inverter. *Acta Energiae Solaris Sinica*, 2018, 39(10): 2810 – 2820.
(程启明, 余德清, 程尹曼, 等. 光伏Z源并网逆变器的非线性无源控制研究. 太阳能学报, 2018, 39(10): 2810 – 2820.)
- [21] WU Z Q, TAN F X. Passive control of Permanent-magnet Synchronous Motors Chaotic System. *Proceedings of the CSEE*, 2006, 26(18): 159 – 163.
(吴忠强, 谭拂晓. 永磁同步电动机混沌系统的无源化控制. 中国电机工程学报, 2006, 26(18): 159 – 163.)
- [22] LIN X D, LEI Y, ZHU Y W. Passivity-based control strategy of MMC-SMES based on the PCHD Model. *Power System Technology*, 2019, 43(3): 1073 – 1083.
(林晓冬, 雷勇, 朱英伟. 基于PCHD模型的MMC-SMES无源控制策略. 电网技术, 2019, 43(3): 1073 – 1083.)

作者简介:

王兴贵 教授, 博导, 研究方向为可再生能源发电系统与控制, 电网技术, 电力电子与电力传动等, E-mail: wangxg8201@163.com;

王海亮 博士研究生, 研究方向为可再生能源发电系统与控制, 电网技术, E-mail: whl866889@163.com;

薛 晟 博士, 讲师, 研究方向为可再生能源发电系统与控制, 电网技术, E-mail: xueshenglut@126.com;

李晓英 博士, 讲师, 研究方向为可再生能源发电系统与控制, 电网技术, E-mail: linda_800909@163.com.