

模块化级联型SMES变流器及其总分式功率无源控制策略

雷 勇¹, 刘 晖¹, 朱英伟¹, 林晓冬²

(1. 四川大学 电气工程学院, 四川 成都 610065; 2. 国网四川成都供电公司, 四川 成都 610041)

摘要:为实现超导磁储能系统(SMES)的大规模可扩展式应用,提高控制系统的动态性能和鲁棒性,改进级联型SMES变流器的电路拓扑,并设计基于无源控制器的总分式功率控制策略。采用二阶广义积分构造虚拟轴,实现单相电路的坐标变换;证明了无源系统反馈互联后仍保持端口受控哈密尔顿模型结构的特征,分别在交、直流侧设计控制策略,降低了控制设计的复杂度;提出总分式功率控制策略,实现系统并网总功率和各级联模块分功率的独立控制;分别在交、直流侧设计无源控制器,提高了系统控制的动态性能和稳定性。仿真分析验证了模块化级联型SMES变流器及其总分式功率无源控制策略的有效性。系统具备模块化特征,可实现灵活扩展以及各超导磁体功率的独立控制,并具有更快的响应速度、更小的超调量和更好的并网电流质量。

关键词:级联型SMES;变流器;可扩展;无源控制器;端口受控哈密尔顿模型;功率控制

中图分类号:TM 46

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202007029

0 引言

超导磁储能系统(SMES)具有效率和功率密度高、响应速度快、循环次数无限的优点,可有效提高风能、太阳能等可再生能源发电的并网电能质量和安全可靠^[1-2]。虽然目前SMES的成本较高,但随着超导技术的发展和高温超导材料制造工艺的成熟,SMES成本有望进一步降低。

三相全桥拓扑是SMES变流器的常规结构,这种结构适用于三相小规模电源,不适用于高电压、大功率的场合^[3]。文献[4]提出了一种采用并联H桥和多相斩波器结构的SMES变流器拓扑,可实现将单个超导磁体应用于高电压、大功率场合,但无法实现多个超导磁体的协调工作。文献[5]提出了基于模块化多电平变流器(MMC)的SMES变流器拓扑,为多个超导磁体的大规模应用提供了可行方案,但是不能实现对各个超导磁体功率的独立控制。另外一些大容量多电平拓扑,如二极管箝位型^[6]及其改进型^[7]、飞跨电容箝位型^[8]的电路结构和控制策略复杂,难以得到实际应用。级联H桥变流器结构简单、控制容易,能有效减少单个电力电子器件承受的电压,在高电压、大容量领域的应用前景十分广阔^[9]。因此本文对级联型SMES变流器拓扑进行改进,分别在交流侧和直流侧采用级联H桥和斩波器电路结构,实现多个超导磁体的级联和各超导磁体功率的独立控制。

在控制策略方面,采用总分式功率控制策略可分别控制并网总功率和各级联模块分功率。变流器的控制性能对SMES的稳定运行十分重要。传统的电压电流双闭环比例-积分(PI)控制只能在平衡点

附近达到稳定,参数整定困难,且难以实现良好的控制效果^[10]。无差拍控制^[11]动态响应迅速,但无法在参数摄动的情况下取得良好的控制效果。重复控制^[12]可有效消除周期性干扰,实现良好的稳态控制性能,但动态响应较慢,难以应对非周期性干扰。滑模控制^[13-14]动态响应快、鲁棒性较好,但是存在抖动和稳态误差等不足,并且在负载突变时动态响应不充分。无源控制由于具有良好的鲁棒性和动态性能,近年来成为非线性控制领域的研究热点^[15]。其中,基于端口受控哈密尔顿模型(PCHD)的无源控制策略将受控系统视为一个整体,从系统能量流动的角度出发设计控制器,简化了设计流程。

综上所述,本文提出了一种基于无源控制器的总分式功率控制策略,其可实现模块化级联型SMES变流器灵活扩展至各电压和功率等级。首先给出了改进的电路拓扑,并通过二阶广义积分(SOGI)构造虚拟正交量,从而建立 dq 坐标系下的数学模型;其次分析无源系统的控制策略,证明具有PCHD结构的2个系统经反馈互联后仍能保持PCHD结构;在此基础上分别设计系统交流侧和直流侧的无源控制器,大幅减少了系统控制设计的复杂度;然后,提出总分式功率控制策略,实现对系统并网总功率和各模块分功率的独立控制;最后,通过仿真验证了模块化级联型SMES变流器拓扑及其控制策略的有效性,为SMES在高电压、大功率场合实现模块化可扩展式的应用提供了解决思路。

1 模块化级联型SMES变流器拓扑及其数学模型

1.1 SMES

SMES通常包括超导磁体、低温系统、功率调节

系统、磁体保护系统和监控系统等。超导磁体按照超导线圈结构的不同,大致可分为螺管磁体、环形磁体和多极磁体。相较于常规线圈,超导线圈的运行电流要大得多,因而即使无铁磁材料构成磁通回路也可产生较强的磁场。超导磁体的能量储存于其所产生的磁场中,由于无铁芯,超导磁体产生的磁场与通电电流为线性关系。超导磁体中储存的能量 W_{SMES} 为:

$$W_{\text{SMES}} = L_{\text{SMES}} I_{\text{SMES}}^2 / 2 \quad (1)$$

其中, L_{SMES} 为超导磁体的电感值; I_{SMES} 为流过超导磁体的电流值。

1.2 模块化级联型SMES变流器的拓扑结构

模块化级联型SMES变流器示意图如图1所示。图中, e_a, e_b, e_c 为三相电源电压; L_s 为网侧滤波电感; N_a, N_b, N_c 分别为a、b、c相级联模块总数,可根据需要进行配置。当电网电压三相平衡时,各相数学模型相同,其控制策略的设计方案一致,以某一相为例进行研究。

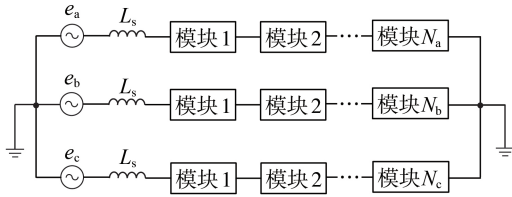


图1 三相级联SMES变流器示意图

Fig.1 Schematic diagram of three-phase cascaded SMES converter

图2为单相模块化级联型SMES变流器的拓扑结构。图中, e_s 和 i_s 分别为交流电网侧的电压和电

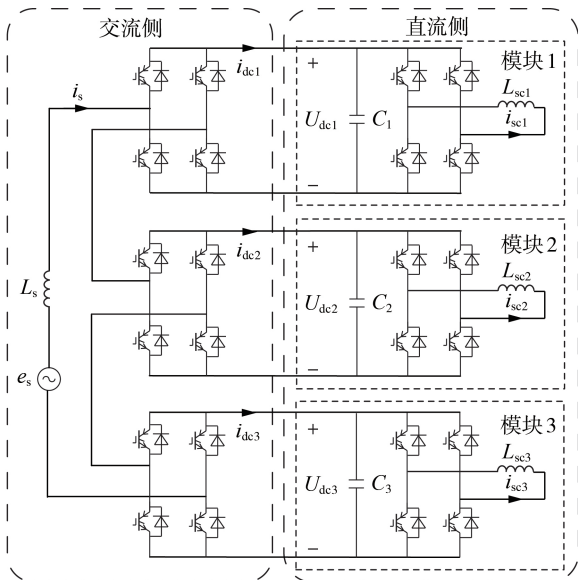


图2 模块化级联型SMES变流器的拓扑结构

Fig.2 Topology structure of modular cascaded SMES converter

流; $C_i (i=1, 2, 3)$ 为第 i 个级联模块的直流侧稳压电容; $L_{\text{sc}i}$ 为第 i 个级联模块的超导磁体等效电感; $U_{\text{dc}i}$ 、 $i_{\text{dc}i}$ 分别为第 i 个级联模块的直流电压、直流电流; $i_{\text{sc}i}$ 为流过第 i 个超导磁体的电流。

1.3 模块化级联型SMES变流器的数学模型

根据基尔霍夫定律,模块化级联型SMES变流器在交流侧和直流侧的数学模型分别见式(2)和式(3)。

$$L_s di_s/dt = e_s - Ri_s - \sum_{i=1}^3 S_i U_{\text{dc}i} \quad (2)$$

$$\begin{cases} C_i dU_{\text{dc}i}/dt = i_{\text{dc}i} - (2D_i - 1)i_{\text{sc}i} \\ L_{\text{sc}i} di_{\text{sc}i}/dt = (2D_i - 1)U_{\text{dc}i} \end{cases} \quad (3)$$

其中, S_i 为第 i 个级联模块的开关函数; R 为网侧电阻,通常很小,可以忽略不计; D_i 为第 i 个斩波器开关管的占空比。

单相电路缺少1个自由度,因此虚拟1个与单相系统交流量正交的物理量来满足交流侧的坐标变换条件。SOGI电路的拓扑结构简单,可实现对输入信号的滤波并改善信号的畸变情况^[16]。通过SOGI来构造虚拟正交分量,可减少输入信号畸变的影响,并避免引入延迟信号来创建虚拟正交分量。SOGI结构框图见附录中图A1。图中, r 为阻尼系数,综合考虑系统动态响应速度和带宽,一般取 $r = \sqrt{2}$ 。

构造虚拟正交分量后,将两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系变换为两相旋转 dq 坐标系,并将电网电压定向到旋转坐标系的 d 轴上。则 dq 坐标系下模块化级联型SMES变流器交流侧的数学模型为:

$$\begin{cases} L_s di_{sd}/dt = e_{sd} - Ri_{sd} + \omega L_s i_{sq} - \sum_{i=1}^3 S_{id} U_{\text{dc}i} \\ L_s di_{sq}/dt = -Ri_{sq} - \omega L_s i_{sd} - \sum_{i=1}^3 S_{iq} U_{\text{dc}i} \end{cases} \quad (4)$$

其中, i_{sd} 和 i_{sq} 分别为网侧电流 i_s 的 d 轴和 q 轴分量; e_{sd} 和 e_{sq} 分别为网侧电压 e_s 的 d 轴和 q 轴分量; S_{id} 、 S_{iq} 分别为开关函数 S_i 的 d 轴和 q 轴分量。

当各级联模块满足电容相等、超导磁体等效电感相同以及H桥开关信号相同时,模块化级联型SMES变流器的数学模型为:

$$\begin{cases} L_s di_{sd}/dt = e_{sd} - Ri_{sd} + \omega L_s i_{sq} - S_d U_{\text{dc}} \\ L_s di_{sq}/dt = -Ri_{sq} - \omega L_s i_{sd} - S_q U_{\text{dc}} \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} CdU_{\text{dc}}/dt = i_{\text{dc}} - (2D - 1)i_{\text{sc}} \\ L_{\text{sc}} di_{\text{sc}}/dt = (2D - 1)U_{\text{dc}} \end{cases} \quad (6)$$

其中, S_d 和 S_q 分别为 d 轴和 q 轴各级联模块H桥的开关函数; U_{dc} 为各级联模块直流电压之和; C 为各级联模块直流侧稳压电容; D 为各斩波器占空比; L_{sc} 为各超导磁体等效电感; i_{sc} 为流过各超导磁体的电流。

2 无源控制

2.1 无源系统概述

当系统的能量增长总是小于外部注入能量的总和时,该系统无源。从耗散性的角度来看,如果一个系统为无源系统,那么在没有外部能量供给的情况下,系统会由于能量损耗最终运行到能量最低点。如果系统期望达到另一个指定的平衡位置,则可以通过设定稳定运行点和求解能量匹配方程,向受控系统注入适当的外部能量实现。根据无源控制理论,系统动态方程的PCHD结构形式为:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = (\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x}))\partial H(\mathbf{x})/\partial \mathbf{x} + \mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{g}^T(\mathbf{x})\partial H(\mathbf{x})/\partial \mathbf{x} \end{cases} \quad (7)$$

其中, $\mathbf{x}$ 为系统状态变量矩阵; $\mathbf{J}(\mathbf{x})$ 为反映内部互联特性的内部结构矩阵,具有反对称性; $\mathbf{R}(\mathbf{x})$ 为描述系统耗散特性的矩阵; $H(\mathbf{x})$ 为系统的能量函数; $\mathbf{g}(\mathbf{x})$ 为系统外部端口互联矩阵; $\mathbf{u}$ 为系统输入量矩阵; $\mathbf{y}$ 为系统输出量矩阵。

为实现维数扩展,2个具有PCHD结构的系统可以通过反馈互联方式级联,形成新系统。本文将对新系统仍具有PCHD结构进行如下证明。设 P_1 和 P_2 为具有PCHD结构的2个系统,即:

$$P_1: \begin{cases} \dot{\boldsymbol{\alpha}} = (\mathbf{J}_b(\boldsymbol{\alpha}) - \mathbf{R}_b(\boldsymbol{\alpha}))\frac{\partial H_b(\boldsymbol{\alpha})}{\partial \boldsymbol{\alpha}} + \mathbf{g}_b(\boldsymbol{\alpha})\mathbf{u}_b \\ \mathbf{y}_b = \mathbf{g}_b^T(\boldsymbol{\alpha})\frac{\partial H_b(\boldsymbol{\alpha})}{\partial \boldsymbol{\alpha}} \end{cases} \quad (8)$$

$$P_2: \begin{cases} \dot{\boldsymbol{\beta}} = (\mathbf{J}_c(\boldsymbol{\beta}) - \mathbf{R}_c(\boldsymbol{\beta}))\frac{\partial H_c(\boldsymbol{\beta})}{\partial \boldsymbol{\beta}} + \mathbf{g}_c(\boldsymbol{\beta})\mathbf{u}_c \\ \mathbf{y}_c = \mathbf{g}_c^T(\boldsymbol{\beta})\frac{\partial H_c(\boldsymbol{\beta})}{\partial \boldsymbol{\beta}} \end{cases} \quad (9)$$

其中, $\boldsymbol{\alpha}$ 、 $\boldsymbol{\beta}$ 分别为 P_1 、 P_2 的状态变量矩阵; $\mathbf{J}_b$ 、 $\mathbf{J}_c$ 分别为 P_1 、 P_2 的内部结构矩阵; $\mathbf{R}_b$ 、 $\mathbf{R}_c$ 分别为 P_1 、 P_2 的耗散特性矩阵; H_b 、 H_c 分别为 P_1 、 P_2 的能量函数; $\mathbf{g}_b$ 、 $\mathbf{g}_c$ 分别为 P_1 、 P_2 的外部端口互联矩阵; $\mathbf{u}_b$ 、 $\mathbf{u}_c$ 分别为 P_1 、 P_2 的输入矩阵; $\mathbf{y}_b$ 、 $\mathbf{y}_c$ 分别为 P_1 、 P_2 的输出矩阵。

通过图3所示的方式进行互联。其反馈互联结构的方程为:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_b = \mathbf{y}_c + \mathbf{e}_b \\ \mathbf{u}_c = -\mathbf{y}_b + \mathbf{e}_c \end{cases} \quad (10)$$

其中, $\mathbf{e}_b$ 、 $\mathbf{e}_c$ 分别为 P_1 、 P_2 的外部输入信号。

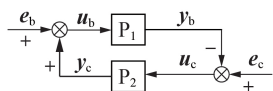


图3 反馈互联结构图

Fig.3 Structure diagram of feedback interconnection

P_1 、 P_2 经过反馈互联形成新系统 P , 其状态方程表示为:

$$P: \begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{\boldsymbol{\alpha}} \\ \dot{\boldsymbol{\beta}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{J}_b & -\mathbf{R}_{bc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\partial H_b(\boldsymbol{\alpha})}{\partial \boldsymbol{\alpha}} \\ \frac{\partial H_c(\boldsymbol{\beta})}{\partial \boldsymbol{\beta}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{g}_b(\boldsymbol{\alpha}) & 0 \\ 0 & \mathbf{g}_c(\boldsymbol{\beta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_b \\ \mathbf{e}_c \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \mathbf{y}_b \\ \mathbf{y}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{g}_b(\boldsymbol{\alpha}) & 0 \\ 0 & \mathbf{g}_c(\boldsymbol{\beta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\partial H_b(\boldsymbol{\alpha})}{\partial \boldsymbol{\alpha}} \\ \frac{\partial H_c(\boldsymbol{\beta})}{\partial \boldsymbol{\beta}} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (11)$$

其中, 矩阵 $\mathbf{J}_{bc} = \begin{bmatrix} \mathbf{J}_b(\boldsymbol{\alpha}) & \mathbf{g}_b(\boldsymbol{\alpha})\mathbf{g}_c^T(\boldsymbol{\beta}) \\ -\mathbf{g}_b(\boldsymbol{\alpha})\mathbf{g}_c^T(\boldsymbol{\beta}) & \mathbf{J}_c(\boldsymbol{\beta}) \end{bmatrix}$, 矩阵 $\mathbf{R}_{bc} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_b(\boldsymbol{\alpha}) & 0 \\ 0 & \mathbf{R}_c(\boldsymbol{\beta}) \end{bmatrix}$ 。

由式(11)可知, 新系统 P 的输入变量为 $[\mathbf{e}_b \ \mathbf{e}_c]^T$, 输出变量为 $[\mathbf{y}_b \ \mathbf{y}_c]^T$ 。设系统 P_1 和 P_2 的维数分别为 b 和 c , 则新系统 P 的维数扩展为 $b+c$ 。新系统 P 的内部结构矩阵 $\mathbf{J}(\mathbf{x})$ 仍然具有反对称性, 耗散矩阵 $\mathbf{R}(\mathbf{x})$ 仍具有半正定结构。因此, 反馈互联形成的新系统 P 仍然具有PCHD结构。

2.2 模块化级联型 SMES 变流器的 PCHD 模型

设交流侧能量函数为 $H(\mathbf{x}) = \mathbf{x}^T \begin{bmatrix} 1/(2L_s) & 0 \\ 0 & 1/(2L_s) \end{bmatrix} \mathbf{x} = 0.5L_s i_{sd}^2 + 0.5L_s i_{sq}^2$, 能量函数的变量为 $\mathbf{x} = [L_s i_{sd} \ L_s i_{sq}]^T$, 因此, 交流侧能量函数对变量的偏导 $\partial H(\mathbf{x})/\partial \mathbf{x} = [i_{sd} \ i_{sq}]^T$, 由式(5)、式(7)可知, 模块化级联型 SMES 变流器交流侧的PCHD模型为:

$$\begin{bmatrix} L_s \frac{di_{sd}}{dt} \\ L_s \frac{di_{sq}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & \omega L_s \\ -\omega L_s & -R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -S_d \\ -S_q \end{bmatrix} U_{dc} + \begin{bmatrix} e_{sd} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

可知, 模型中输入变量矩阵 $\mathbf{u} = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T = [U_{dc} \ e_{sd} \ 0]^T$; 内外部端口互联矩阵 $\mathbf{g}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -S_d & 1 & 0 \\ -S_q & 0 & 1 \end{bmatrix}$;

输出变量矩阵 $\mathbf{y} = [y_1 \ y_2 \ y_3]^T = [-S_d i_{sd} - S_q i_{sq} \ i_{sd} \ i_{sq}]^T = [-i_{dc} \ i_{sd} \ i_{sq}]^T$; 内部结构矩阵 $\mathbf{J}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 & \omega L_s \\ -\omega L_s & 0 \end{bmatrix}$; 耗散

特性矩阵 $\mathbf{R}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix}$ 。

设直流侧能量函数为 $H(\mathbf{x}) = \mathbf{x}^T \begin{bmatrix} 1/(2C) & 0 \\ 0 & 1/(2L_{sc}) \end{bmatrix} \mathbf{x} =$

$0.5CU_{dc}^2 + 0.5L_{sc}i_{sc}^2$, 能量函数的变量为 $\mathbf{x} = [CU_{dc} \ L_{sc}i_{sc}]^T$, 因此, 直流侧能量函数对变量的偏导 $\partial H(\mathbf{x})/\partial \mathbf{x} = [U_{dc} \ i_{sc}]^T$, 由式(6)和式(7)可知, 模块化级联型 SMES 变流器直流侧的PCHD模型为:

$$\begin{bmatrix} C \frac{dU_{dc}}{dt} \\ L_{sc} \frac{di_{sc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -(2D-1) \\ 2D-1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{dc} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} i_{dc} \quad (13)$$

则模型中输入变量矩阵 $\mathbf{u} = [u_{11} \ u_{21}]^T = [i_{dc} \ 0]^T$;

内外部端口互联矩阵为 $\mathbf{g}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$; 内部结构矩阵

$$\mathbf{J}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 & -(2D-1) \\ 2D-1 & 0 \end{bmatrix}; \text{耗散特性矩阵 } \mathbf{R}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix};$$

输出变量矩阵 $\mathbf{y} = [y_{11} \ y_{21}]^T = [U_{dc} \ i_{sc}]^T$ 。

由上述分析可知,模块化级联型 SMES 的交流侧变流器和直流侧斩波器满足内部结构矩阵 $\mathbf{J}$ 为反对称矩阵且耗散特性矩阵 $\mathbf{R}$ 为半正定矩阵,因此其为无源系统,可设计无源控制器进行控制。如图 4 所示,交流侧和直流侧通过反馈互联的方式进行级联,保持了 PCHD 结构,体现了系统在交流侧和直流侧的能量流动。

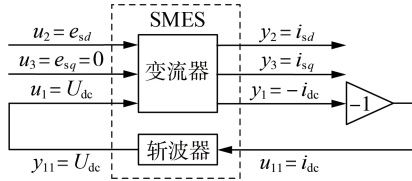


图 4 模块化级联型 SMES 反馈互联结构图

Fig.4 Structure diagram of feedback interconnection of modular cascaded SMES

3 模块化级联型 SMES 变流器的控制系统设计

3.1 外环控制策略

外环控制策略的目标是实现并网总功率和各模块分功率的控制。本文采用总分式功率控制策略,在交流侧实现总功率控制,在直流侧实现各部分级联模块功率的独立控制。

对于总功率控制,采用功率前馈结构,根据有功功率参考值 P^* 、无功功率参考值 Q^* 得到有功电流参考值 i_{sd}^* 、无功电流参考值 i_{sq}^* 见式(14)。

$$\begin{cases} i_{sd}^* = \frac{2(P^* e_{sd} + Q^* e_{sq})}{e_{sd}^2 + e_{sq}^2} \\ i_{sq}^* = \frac{2(P^* e_{sq} - Q^* e_{sd})}{e_{sd}^2 + e_{sq}^2} \end{cases} \quad (14)$$

其中,上标“*”表示参考值。

当模块化级联型 SMES 变流器并网运行时,忽略电子器件损耗和线路损耗,系统功率平衡方程为:

$$P = V_s I_s = \sum_{i=1}^N P_i = \sum_{i=1}^N \frac{S_i U_{dci} I_s}{\sqrt{2}} \quad (15)$$

其中, V_s 和 I_s 分别为网侧电压和电流的有效值; P_i 为第 i 个级联模块与电网交换的功率; N 为系统级联模

块的个数。由式(15)可知,当各级联 H 桥采用相同的开关信号时,各超导磁体的充放电功率和其斩波器直流侧电压成正比,即:

$$P_i : P_j = U_{dci} : U_{dcj} \quad j = 1, 2, \dots, N \quad (16)$$

其中, P_j 为第 j 个级联模块与电网交换的功率; U_{dci} 、 U_{dcj} 分别为第 i 个和第 j 个级联模块的直流电压。

设第 i 个级联模块功率占总功率的比值为 α_i , 且 $\sum_{i=1}^N \alpha_i = 1$, 根据式(16)可得:

$$U_{dci} = \alpha_i U_{dc} \quad (17)$$

设系统直流侧总电压参考值为 U_{dc}^* , 则第 i 个级联模块直流侧电压参考值为 $\alpha_i U_{dc}^*$ 。通过电压控制,可间接实现各级联模块功率的分别控制。

3.2 内环控制策略

由于式(7)为受控系统的动态方程,当控制能量注入受控系统后,系统期望的动态方程可表示为:

$$\dot{\mathbf{x}} = (\mathbf{J}_d(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_d(\mathbf{x})) \partial H_d(\mathbf{x}) / \partial \mathbf{x} \quad (18)$$

$$\begin{cases} \mathbf{J}_d(\mathbf{x}) = \mathbf{J}(\mathbf{x}) + \mathbf{J}_a(\mathbf{x}) \\ \mathbf{R}_d(\mathbf{x}) = \mathbf{R}(\mathbf{x}) + \mathbf{R}_a(\mathbf{x}) \\ H_d(\mathbf{x}) = H(\mathbf{x}) + H_a(\mathbf{x}) \end{cases} \quad (19)$$

其中, $\mathbf{J}_d(\mathbf{x})$ 、 $\mathbf{R}_d(\mathbf{x})$ 、 $H_d(\mathbf{x})$ 分别为系统期望的内部结构矩阵、耗散特性矩阵、能量函数; $\mathbf{J}_a(\mathbf{x})$ 、 $\mathbf{R}_a(\mathbf{x})$ 为系统中为增大求解自由度的变量; $H_a(\mathbf{x})$ 为经控制后注入系统的能量函数。控制变量 $\mathbf{u}$ 通过式(20)所示能量匹配方程进行求解。

$$(\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})) \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} + \mathbf{g}(\mathbf{x}) \mathbf{u} = (\mathbf{J}_d(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_d(\mathbf{x})) \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \quad (20)$$

3.2.1 交流侧控制

模块化级联型 SMES 变流器交流侧的控制目标为通过 H 桥开关动作,使得储能变流器的电流有效追踪电流指令值。因此 H 桥开关的能量函数可以描述为 $H_d(\mathbf{x}) = 0.5 L_s (i_{sd}^2 - i_{sd}^{*2}) + 0.5 L_s (i_{sq}^2 - i_{sq}^{*2})$ 。在期望的稳定运行点处, H 桥开关函数的状态变量为 $\mathbf{x}^* = [L_s i_{sd}^* \ L_s i_{sq}^*]^T$, 如果 $H_d(\mathbf{x})$ 在系统期望的稳定运行点处取得最小值, 即 $\dot{\mathbf{x}}|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}^*} = 0$, 那么, 在期望的稳定运行点处级联型 SMES 变流器交流侧 PCHD 模型可以写为:

$$\begin{bmatrix} -R & \omega L_s \\ -\omega L_s & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^* \\ i_{sq}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -S_d \\ -S_q \end{bmatrix} U_{dc}^* + \begin{bmatrix} e_{sd} \\ e_{sq} \end{bmatrix} = 0 \quad (21)$$

令 $\mathbf{J}_a = \begin{bmatrix} 0 & \omega L_s \\ \omega L_s & 0 \end{bmatrix}$, $\mathbf{R}_a = \begin{bmatrix} r_a & 0 \\ 0 & r_a \end{bmatrix}$, r_a 为交流侧阻尼

系数, 求解式(21)可得交流侧开关控制方程为:

$$\begin{cases} S_d = \frac{-R i_{sd}^* + r_a (i_{sd} - i_{sd}^*) + \omega L_s i_{sq} + e_{sd}}{U_{dc}} \\ S_q = \frac{-R i_{sq}^* + r_a (i_{sq} - i_{sq}^*) - \omega L_s i_{sd}}{U_{dc}} \end{cases} \quad (22)$$

r_b 到 500, 电压响应的稳态误差和抖动继续减小; 但 r_b 从 500 增大到 1000, 控制效果无显著差别。综上所述, 本文取 $r_b = 500$ 。

4.2 仿真算例

本文仿真算例的相关参数见附录中表 A1。

4.2.1 仿真算例 1

为测试系统交流侧的控制性能, 在第 0、1、2、3 s 时, 分别给系统施加 0、200、100、-200 kW 的总有功功率指令值, 同时系统无功功率指令值一直设置为 0。将总分式功率无源控制策略和传统 PI 控制策略的控制效果进行对比。PI 控制参数参考文献[18]的经典方法整定, 电流环取 $K_{pi} = 4.2$ 、 $K_{ii} = 14$, 电压环取 $K_{pu} = 0.03$ 、 $K_{iu} = 127.6$ 。

当采用无源控制和 PI 控制时, 系统交流侧实际输出的有功功率和无功功率见附录中图 A5。可以看到, 系统都能有效跟踪功率指令值。相比 PI 控制, 无源控制可减小系统有功功率响应的超调量和调整时间, 具有更好的动态响应能力。

取第 1—2 s 时的网侧电流进行谐波分析, 网侧电流谐波示意图见附录中图 A6。采用 PI 控制时, 交流侧电流谐波比例较大, 总谐波畸变率为 2.54%。采用无源控制时, 交流侧电流谐波比例减小, 总谐波畸变率下降到 1.08%。因此, 在级联型 SMES 系统中采用无源控制, 可有效减少谐波, 提高并网电能质量。

为比较 PI 控制和无源控制的鲁棒性, 模拟实际运行过程中可能出现的参数变化, 假设网侧滤波电感变为 5、7 mH, 再次进行仿真。模型参数变化时的功率响应见附录中图 A7。当电感变为 7 mH 时, PI 控制在 2 s 后失去稳定性, 无法有效跟踪指令值, 而无源控制仍然能够有效跟踪指令值。综上所述, PI 控制只能在平衡点附近稳定, 参数摄动时控制效果变差, 并可能失去稳定性, 而无源控制受参数变化影响较小, 具有更好的鲁棒性。

4.2.2 仿真算例 2

为验证系统直流侧的控制性能以及通过电压控制实现磁体功率独立控制的能力, 分别在 $[0, 0.2)$ s 和 $[0.2, 4)$ s 给系统交流侧施加 0 和 100 kW 的总功率指令值; 在 $[0, 0.5)$ s 设置 3 个级联模块功率控制系数指令均为 1/3; 在 $[0.5, 2)$ s, 设置 3 个级联模块的功率控制系数指令值分别为 4/15、5/15 和 6/15; 在 $[2, 3.5)$ s, 设置 3 个级联模块的功率控制系数指令分别为 6/15、5/15 和 4/15; 在 $[3.5, 4)$ s, 设置 3 个级联模块功率控制系数指令都为 1/3。由式(17)可知, 功率控制系数为 4/15、5/15、6/15 时, 对应的直流电压指令分别为 400、500、600 V。

系统直流电压响应图见附录中图 A8。在第 0.2 s, 系统总功率发生阶跃, 而功率控制系数指令值

不变, 3 个级联模块直流电压仍保持为 500 V。从图 A8 可以看到, 每个级联模块都能有效跟踪各自的电压指令值, 验证了各级联模块电压控制的独立性。

图 6 给出了第 1 个和第 3 个级联模块在 1.99—2.09 s 的直流电压响应波形。可以看到, 采用无源控制可减少系统的电压调节时间, 并且几乎没有超调量, 大幅提高了系统直流电压稳定性。

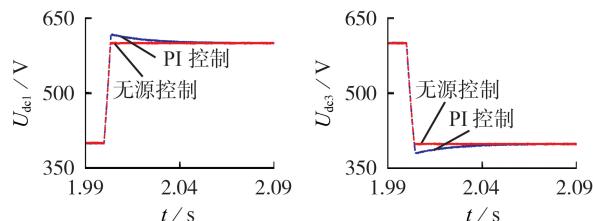


图6 直流电压响应波形

Fig.6 Waveforms of DC voltage response

图 7 为系统各级联模块超导磁体的电流波形。在 0—0.2 s, 有功功率指令值为 0, 超导磁体电流几乎没有变化。在 0.2 s 后, 系统总有功功率指令值为 100 kW, 超导磁体开始存储能量。取 2.5—3.5 s 的磁体电流进行分析。在第 2.5 s 时, 第 1、2、3 个超导磁体电流分别为 330.26、332.01、333.73 A, 由式(1)可知, 此时其储存的能量分别为 654.43、661.38、668.25 kJ。在第 3.5 s 时, 第 1、2、3 个超导磁体电流分别为 340.06、340.14、340.21 A, 此时储存的能量分别为 693.84、694.17、694.46 kJ。所以, 从 2.5—3.5 s, 第 1、2、3 个超导磁体储能分别增加 39.41、32.79、26.21 kJ, 且第 1、2、3 个级联模块功率调节因子指令值分别为 6/15、5/15、4/15。仿真结果表明了系统功率分控策略的有效性。系统直流侧功率调节系数通过改变直流侧电压参考值, 实现各级联模块超导磁体功率的分别控制。

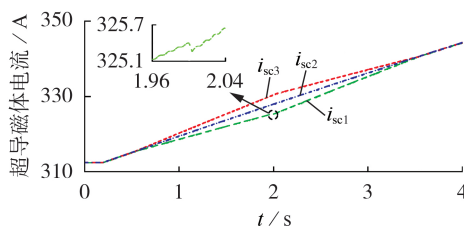


图7 超导磁体电流波形

Fig.7 Curves of superconducting magnet current

值得注意的是, 在第 0.5、2、3.5 s 时, 由于直流侧电压参考指令值的突然变化, 超导磁体的一部分能量用于改变直流侧稳压电容上的电压。例如在第 2 s 时, 第 1 个级联模块直流侧参考电压由 400 V 变为 600 V, 此时超导磁体释放能量, 用于提高直流侧稳压电容上的电压, 因此超导磁体电流迅速下降。

4.2.3 仿真算例3

为进一步研究级联型SMES在电网中的应用,搭建如图1所示的三相系统,并将其用于平抑风电场并网功率波动。设置各相级联数目均为3,每相功率指令值均为三相总功率的1/3。风电并网相关参数见附录中表A2,风电功率波动情况和SMES并网功率见附录中图A9,平抑后的风电并网功率 P_{out} 如图8所示。

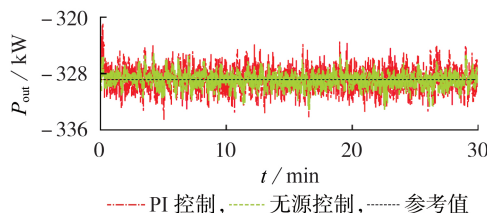


图8 风电并网功率波形图

Fig.8 Power waveforms of wind power grid connection

由图8可以看到,PI控制和无源控制均可实现对风电并网功率的平抑。相较于PI控制,无源控制下功率的波动更小,系统可以迅速追踪功率指令值,平抑风电场并网功率的效果更好。

5 结论

为实现SMES在高电压等级、大功率容量下的应用,本文提出了一种模块化级联型SMES变流器的拓扑结构,并研究了其基于无源控制器的总分式功率控制策略,得出以下结论:

(1)改进的级联型SMES拓扑具有模块化级联结构,可灵活扩展至各电压和功率等级以及三相电路,并实现各超导磁体功率的独立控制;

(2)证明了2个具有PCHD结构的系统经反馈互联后仍保持PCHD结构,揭示了级联型SMES交直流侧的反馈互联和能量流动,设计的总分式功率无源控制策略,可实现对并网总功率和各级联模块分功率的独立控制,并且大幅减少了系统控制的调整时间和超调量,改善了并网电能质量。

笔者下一步将搭建实验样机,进一步研究超导磁体本身实际运行特性与控制策略之间的相互影响。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] CHEN L, CHEN H K, LI Y H, et al. SMES-battery energy storage system for the stabilization of a photovoltaic-based microgrid[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2018, 28(4): 1-7.
- [2] XU Y, LI Y, REN L, et al. Research on the application of superconducting magnetic energy storage in microgrids for smoothing power fluctuation caused by operation mode switching [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2018, 28(4): 1-6.

- [3] 曾正,邵伟华,宋春伟,等. 电压源逆变器典型控制方法的电路本质分析[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(18): 4980-4989. ZENG Zheng, SHAO Weihua, SONG Chunwei, et al. Circuit-based analysis of typical control schemes of voltage-source inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(18): 4980-4989.
- [4] LIU J H, ZHANG H, ZHANG Y Z. Coordinated control strategy of scalable superconducting magnetic energy storage[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2018, 9(3): 1778-1786.
- [5] 林晓冬,雷勇,朱英伟. 基于PCHD模型的MMC-SMES无源控制策略[J]. 电网技术, 2019, 43(3): 1073-1083. LIN Xiaodong, LEI Yong, ZHU Yingwei. Passivity-based control strategy of MMC-SMES based on PCHD model[J]. Power System Technology, 2019, 43(3): 1073-1083.
- [6] SUN Y J, XIONG W, SU M, et al. Topology and modulation for a new multilevel diode-clamped matrix converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(12): 6352-6360.
- [7] 李涛,程启明,程尹曼,等. 基于滑模控制的新型双准Z源NPC型五电平逆变器并网控制策略[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(1): 19-26. LI Tao, CHENG Qiming, CHENG Yinman, et al. Grid-connected control strategy of new dual quasi-Z-source five-level NPC inverter based on sliding mode control[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(1): 19-26.
- [8] LI H, CARTES D, STEURER M, et al. Control design of STATCOM with superconductive magnetic energy storage [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2005, 15(2): 1883-1886.
- [9] 袁义生,毛凯翔. 基于负载电流前馈的级联H桥整流器直流电压平衡策略[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(6): 33-38, 53. YUAN Yisheng, MAO Kaixiang. DC voltage balance strategy for cascaded H-bridge rectifier based on load current feedforward[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(6): 33-38, 53.
- [10] 辛征,魏莉,施啸寒. SMES装置用电压源型变流器双闭环功率控制系统设计[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(12): 168-173, 193. XIN Zheng, WEI Li, SHI Xiaohan. Design of double closed-loops control system of VSC used in SMES device[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(12): 168-173, 193.
- [11] 姚远,康龙云,张志,等. 基于无差拍控制的三电平逆变器中点电位控制[J]. 华南理工大学学报(自然科学版), 2018, 46(1): 33-40. YAO Yuan, KANG Longyun, ZHANG Zhi, et al. The neutral point potential regulation of three-level inverter based on the deadbeat control algorithm[J]. Journal of South China University of Technology(Natural Science Edition), 2018, 46(1): 33-40.
- [12] 徐群伟,吴俊,吕文韬,等. 基于双分数阶快速重复控制的有源电力滤波器电流控制策略[J]. 电工技术学报, 2019, 34(增刊1): 300-311. XU Qunwei, WU Jun, LÜ Wentao, et al. Current control strategy of active power filter based on double fractional-order rapid repetitive control [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(Supplement 1): 300-311.
- [13] ALSMADI Y M, UTKIN V, HAJ-AHMED M, et al. Sliding-mode control of power converters: AC/DC converters & DC/AC inverters[J]. International Journal of Control, 2018, 91(11): 2573-2587.
- [14] 张海燕,王杰. 不平衡电网电压下双馈风力发电机高阶滑模控制方法[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(4): 37-48. ZHANG Haiyan, WANG Jie. High-order sliding mode control method for doubly-fed wind power generator under unbalanced grid voltage[J]. Electric Machines and Control, 2019, 23(4): 37-48.
- [15] SANG Y Y, YANG B, YAO W, et al. Design and implemen-

tation of perturbation observer-based robust passivity-based control for VSC-MTDC systems considering offshore wind power integration[J]. IET Generation, Transmission & Distribution, 2018, 12(10): 2415-2424.

- [16] 顾长彬,王琛琛,王堃,等. 单相PWM整流器虚拟矢量控制策略[J]. 电工技术学报, 2019, 34(增刊1): 202-211.
GU Changbin, WANG Chenchen, WANG Kun, et al. Analysis on virtual vector control schemes for single-phase PWM converter based on orthogonal signals generators[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34 (Supplement 1): 202-211.
- [17] KOMURCUGIL H. Improved passivity-based control method and its robustness analysis for single-phase uninterruptible power supply inverters[J]. IET Power Electronics, 2015, 8(8): 1558-1570.
- [18] YAZDANI A, IRAVANI R. Voltage-sourced converters in power systems[M]. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2010: 217-226.

作者简介:



雷 勇

雷 勇(1966—),男,四川成都人,教授,博士,主要研究方向为智能电网状态监测、超导储能理论与应用技术等(**E-mail**: 420974017@qq.com);

刘 晖(1994—),男,湖南衡阳人,硕士研究生,通信作者,主要研究方向为混合储能系统、电力电子技术和超导应用等(**E-mail**: 837781416@qq.com);

朱英伟(1982—),男,湖北枣阳人,副教授,博士,主要研究方向为电能存储与超导储能技术(**E-mail**: zhu-yingwei@163.com);

林晓冬(1993—),男,四川成都人,硕士研究生,主要研究方向为储能变流器的控制与优化、超导应用技术等(**E-mail**: 605504139@qq.com)。

(编辑 王欣竹)

Modular cascaded SMES converter and its total fraction passivity-based power control strategy

LEI Yong¹, LIU Hui¹, ZHU Yingwei¹, LIN Xiaodong²

(1. School of Electrical Engineering, Sichuan University, Chengdu 610065, China;

2. State Grid Sichuan Electric Power Corporation Chengdu Power Supply Company, Chengdu 610041, China)

Abstract: In order to realize the large-scale scalable application of SMES(Superconducting Magnetic Energy storage System) and improve the dynamic performance and robustness of the control system, the circuit topology of cascaded SMES converter is improved, and the total fraction power control strategy based on passivity-based controller is designed. The second-order generalized integrator is used to construct the virtual axis to realize the coordinate transformation of the single-phase circuit. It is proved that the passive system maintains the characteristics of the port-controlled Hamilton model structure after the feedback interconnection. Therefore, the control strategy is designed at the AC and DC sides respectively, which reduces the complexity of the control design. The total fraction power control strategy is proposed to realize the independent control of the total system power and the power of each module. The total fraction power control strategy is proposed to realize the independent control of the total system power and the power of each module. The passivity-based controllers are designed at the AC and DC sides respectively to improve the dynamic performance and stability of the system control. Simulation analysis verifies the effectiveness of the cascaded SMES converter and its total fraction passivity-based control strategy. The modularity of the system allows flexible expansion and independent control of the power of each superconducting magnet with faster response speed, smaller overshoot and better grid-connected current quality.

Key words: cascaded SMES; electric converters; scalable; passivity-based controller; port-controlled Hamilton model; power control

附录

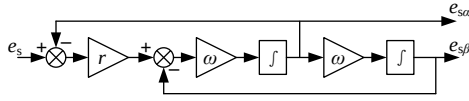


图 A1 二阶广义积分结构框图

Fig.A1 Second-order generalized integral structure

block diagram

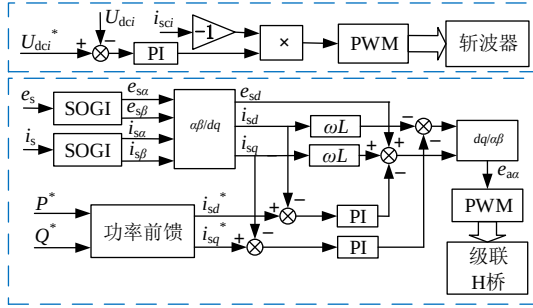


图 A2 传统 PI 控制框图

Fig.A2 Block diagram of traditional PI control

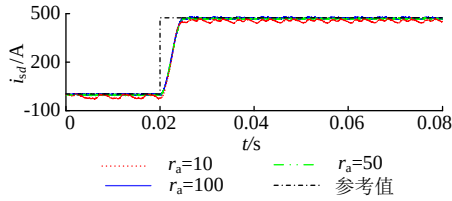


图 A3 d 轴电流波形

Fig.A3 Waveform of d-axis current

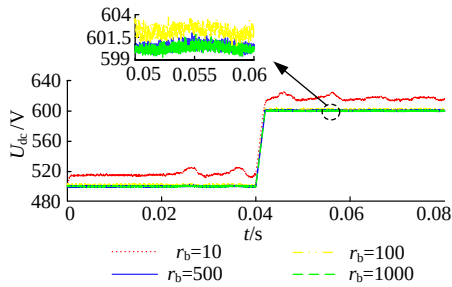


图 A4 不同阻尼系数下直流电压响应图

Fig.A4 Response graph of DC voltage under different damping coefficients

表 A1 仿真参数
Table A1 Simulation parameter

参数	数值
电网电压有效值 /V	600
交流侧	
额定频率 /Hz	50
滤波电感 /mL	3
阻尼系数 r_a/Ω	100
直流侧	
总电压 /V	1500
稳压电容 / μ F	6000
阻尼系数 r_b/Ω	500
超导磁体	
磁体电感 /H	12
额定电流 /A	350

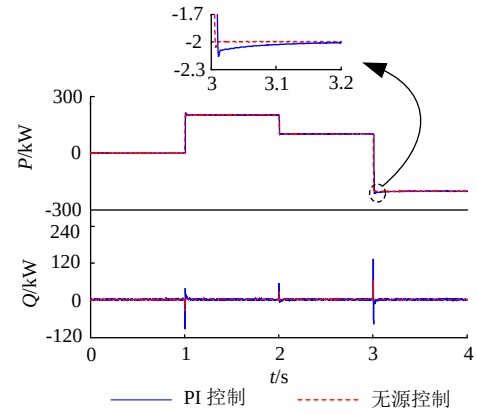


图 A5 系统功率交换图

Fig.A5 Diagram of system exchange power

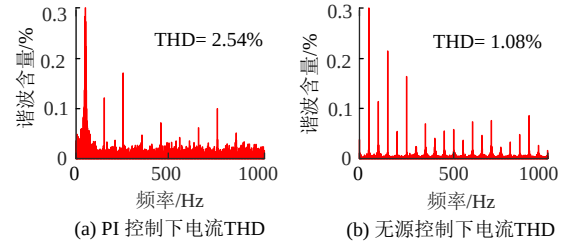


图 A6 网侧电流谐波示意图

Fig.A6 Schematic diagram of current harmonic in network side

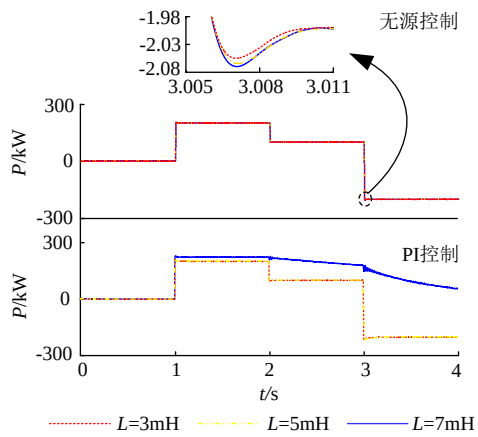


图 A7 模型参数变化时功率响应曲线

Fig.A7 Performance on SMES power tracking with changes in model parameters

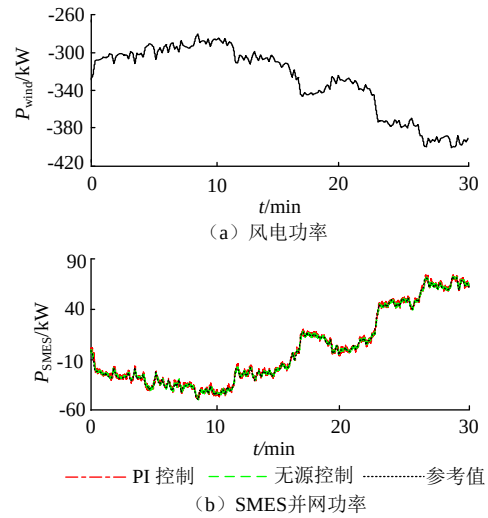


图 A9 并网功率波形图

Fig.A9 Waveforms of grid-connected power

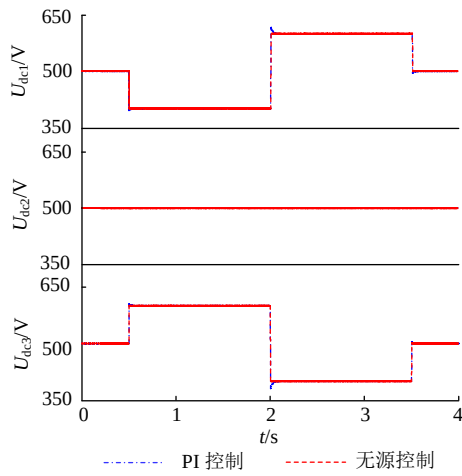


图 A8 直流电压波形

Fig.A8 DC voltage diagram

表 A2 风电并网参数

Table A2 Wind power Grid-connected parameters

相电压有效值/V	额定频率/Hz	风电平均功率/kW	风电标准差/kW	并网功率/kW
600	50	328.9	36.46	328.9