

[自控·检测]

DOI:10.3969/j.issn.1005-2895.2015.05.015

适用于微网储能的变流器控制方法

陈旭, 潘国兵*, 欧阳静, 张任, 陈金鑫

(特种装备制造与先进加工技术教育部/浙江省重点实验室(浙江工业大学), 浙江 杭州 310014)

摘要:针对提高微网储能变流器的动、静态性能,提出融合了前馈解耦控制的电网电压定向双闭环控制策略,在三相电压源型变流器(d, q)坐标系数学模型的基础上,以电网电压矢量定向并同步旋转,电流内环采用前馈解耦直接电流控制,解耦了有功电流与无功电流,提高了内环电流的跟踪速度与精度,同时加速了外环电压的响应速度。仿真结果表明,变流器系统响应速度快、网侧电流谐波含量低、直流侧电压稳定且纹波电压小,能以单位功率因数双向运行。提出的控制方法可行有效,具有应用参考价值。

关键词:微网储能;变流器;电压定向;前馈解耦

中图分类号:TM762

文献标志码:A

文章编号:1005-2895(2015)05-0064-05

Converter Control Method for Micro-Grid Energy Storage

CHEN Xu, PAN Guobin*, OUYANG Jing, ZHANG Ren, CHEN Jinxin

(Key Laboratory of E&M (Zhejiang University of Technology), Ministry of Education&Zhejiang Province, Hangzhou 310014, China)

Abstract: In order to improve the static and dynamic performance of converter for micro-grid energy storage, a double closed-loop control method of feedforward decoupling and grid voltage oriented was proposed. This method used the mathematical model of three-phase voltage source converter in the (d, q) coordinate system and basing on the synchronous rotation vector of grid voltage orientation. The inner current loop used feedforward decoupling direct current control method to decouple the active and reactive current. It improved the tracking speed and precision of the inner current loop, and also accelerated the response speed of the outer voltage loop. Simulation results show that the converter system has good response speed, low current harmonic, stable DC side voltage and small ripple voltage, and it also can work bidirectionally in unit power factor. So the control method is feasible and effective, and it has reference value for application.

Key words: micro-grid energy storage; converter; voltage orientation; feedforward decoupling

随着经济的发展,环境污染与能源短缺成为世界各国都面临的严重问题,这使得太阳能、风能等可再生能源迅速发展。然而,太阳能、风能等分布式发电能源具有随机性、间歇性与可调度性差的特点。因此,为了最大限度地发挥分布式发电技术的经济性,实现能够自我控制、保护与管理的微网开始受到广泛关注^[1-4]。其中,储能系统对改善微网电能质量、削峰填谷、不间断供电等方面具有非常重要的作用,是微网稳定运行的关键^[5-7]。变流器作为储能系统的对外接口,承担着

能量双向流动的重要职责,其性能的好坏直接影响到整个微网系统的运行状况^[8-10]。传统 PWM 变流器功率开关损耗较大、电流谐波含量高、网侧功率因数低且直流电压纹波大,不宜用于微网储能系统。

针对这一问题,提出融合了前馈解耦控制的电网电压定向双闭环控制策略。分析了采用三相电压源型拓扑结构的微网储能变流器的(d, q)坐标系数学模型,给出了控制系统的设计过程,通过仿真验证,结果表明该控制策略下,变流器具有较好的动、静态性能。

收稿日期:2015-03-19;修回日期:2015-05-12

基金项目:科技部 863 计划项目(2013AA050405);教育部博士点基金(20123317110004);浙江省重点科技创新团队(2011R50011)

作者简介:陈旭(1989),男,浙江湖州人,硕士研究生,主要研究方向为微网储能。通信作者:潘国兵,男,副教授,硕士生导师。

E-mail:bill_pan@foxmail.com

1 主电路拓扑结构与数学模型

微网储能变流器采用三相电压源型半桥全控结构,主电路拓扑结构如图 1 所示^[11]。图中 e_a, e_b, e_c 为网侧相电压, i_a, i_b, i_c 为网侧相电流; L 为网侧电感; R 为交流侧等效电阻; C 为直流侧电容; u_{dc} 为直流侧电压; i_{dc} 为直流侧电流; R_L 为直流侧等效电阻; i_L 为直流侧等效电阻电流。定义 S_j 为变流器单极性二值逻辑开关函数,则

$$S_j = \begin{cases} 1, & \text{上桥臂导通, 下桥臂关断} \\ 0, & \text{下桥臂导通, 上桥臂关断} \end{cases}$$

其中, $j = a, b, c$ 。

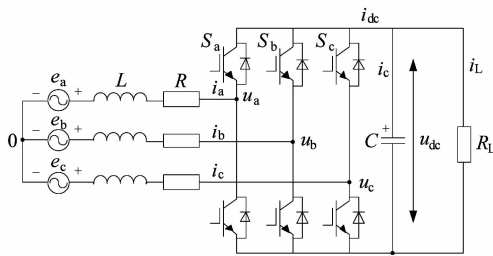


图 1 微网储能变流器主电路拓扑结构

Figure 1 Main circuit topological structure of micro-grid energy storage converter

根据图 1 拓扑结构,建立以电网基波频率同步旋转的 (d, q) 坐标系数学模型,采用等量变换把变流器网侧的基波正弦变量转化为同步旋转坐标系中的直流变量,数学模型为

$$\begin{cases} C \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} (S_d i_d + S_q i_q) - i_L \\ L \frac{di_d}{dt} - \omega L i_q + R i_d = e_d - u_{dc} S_d \\ L \frac{di_q}{dt} + \omega L i_d + R i_q = e_q - u_{dc} S_q \end{cases} \quad (1)$$

式中: ω 为电网角频率, S_d, S_q 为单极性二值逻辑开关函数; e_d, e_q 为网侧相电压的 d, q 轴分量; i_d, i_q 为网侧相电流的 d, q 轴分量,即变流器的有功电流与无功电流。

从公式(1)可以看出,变流器的数学模型中 i_d 和 i_q 互相耦合,这给控制系统的设计带来了极大的麻烦,常规的控制方法难以达到理想的控制效果。

2 整体控制结构

微网储能变流器控制的主要目的是使网侧电流正弦和直流侧电压稳定,为实现目标,采用基于电网电压定向的直接电流控制方式。采用坐标变换的方法将网侧相电压 e_a, e_b, e_c 和相电流 i_a, i_b, i_c 变换为两相同步

旋转坐标系 (d, q) 下的直流分量 e_d, e_q 和 i_d, i_q 。电网电压矢量 E 与同步旋转坐标系中的 d 轴同向重合并以电网角频率 ω 逆时针同步旋转,转化过程如图 2 所示。

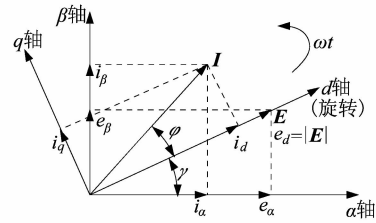


图 2 电压定向矢量图

Figure 2 Voltage orientation vector diagram

从图 2 可以看出,采用基于电网电压定向的控制方式时, $e_d = |E|$, $e_q = 0$ 。此时,变流器网侧瞬时有功功率 p 与瞬时无功功率 q 分别为

$$\begin{cases} p = \frac{3}{2} (e_d i_d + e_q i_q) = \frac{3}{2} e_d i_d \\ q = \frac{3}{2} (e_d i_q - e_q i_d) = \frac{3}{2} e_d i_q \end{cases} \quad (2)$$

当网侧电压稳定时, e_d 为恒定值,从公式(2)可以看出, p, q 分别与 i_d, i_q 成正比,因此通过控制 i_d 和 i_q 即可控制系统的有功和无功。变流器直流侧瞬时有功功率为

$$p_{dc} = u_{dc} i_{dc} \quad (3)$$

不考虑系统损耗时,由功率平衡原理,得

$$p_{dc} = u_{dc} i_{dc} = p = \frac{3}{2} e_d i_d \quad (4)$$

又根据直流侧电流与直流侧电压的关系,有

$$i_{dc} = \frac{p_{dc}}{u_{dc}} = C \frac{du_{dc}}{dt} + \frac{u_{dc}}{R_L} \quad (5)$$

所以,当网侧电压恒定不变并且不考虑系统损耗时,变流器直流侧电压 u_{dc} 与有功电流 i_d 成正比。又因为有功功率 p 与 i_d 成正比,所以通过控制变流器有功电流 i_d 即有功功率 p 就可实现对直流侧电压 u_{dc} 的控制。

微网储能变流器整体采用基于电网电压定向的矢量控制方式,并结合电压电流双闭环控制方法,系统整体控制结构如图 3 所示。

电压外环主要控制并稳定直流侧输出电压。从图 3 可以看出,直流指令电压 u_{dc}^* 与实测反馈值 u_{dc} 的差值作为外环 PI 调节器的输入,输出为有功电流指令 i_d^* 。 i_d^* 为正时,变流器运行于整流状态,其从微网交流母线上获取电能,单位功率因数时网侧相电压与相电流相位相同; i_d^* 为负时,变流器运行于有源逆变状态,其

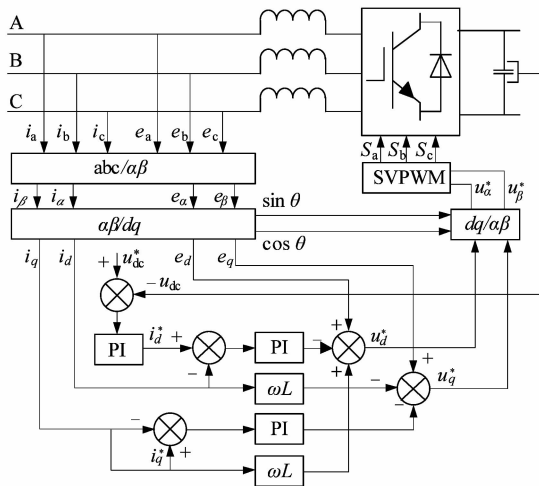


图3 变流器整体控制结构

Figure 3 Control structure of converter

向微网交流母线传输电能,单位功率因数时网侧相电压与相电流相位相反。

电流内环主要控制网侧电流使其正弦化,并控制系统的有功功率和无功功率。其根据电压外环输出的有功电流指令 i_d^* 控制系统的有功功率,根据设定的无功电流指令 i_q^* 控制无功功率,以获得给定的功率因数,设置 $i_q^* = 0$,可以实现变流器以单位功率因数运行。电流内环经 PI 调节器输出信号 u_d^* 与 u_q^* ,经过 $dq/\alpha\beta$ 逆变换后,得到 SVPWM 调制所需的合成参考电压 u_a^* 与 u_b^* ,最终得到相应的开关管驱动信号 S_a , S_b , S_c ,实现对变流器的控制。

3 电流内环设计

公式(1)变流器的 (d, q) 数学模型可以表述为

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Lp + R & -\omega L \\ \omega L & Lz + R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中 z 为微分算子,为解耦系统的 d, q 轴分量,采用前馈解耦控制,则有

$$\begin{cases} u_d^* = -\left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s}\right)(i_d^* - i_d) + \omega L i_q + e_d \\ u_q^* = -\left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s}\right)(i_q^* - i_q) - \omega L i_d + e_q \end{cases} \quad (7)$$

式中: K_{ip} 和 K_{il} 分别为电流内环的比例增益和积分增益。联立公式(6)和公式(7),得

$$p \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\left[R + \left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s}\right)\right]}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{\left[R + \left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s}\right)\right]}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{\left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s}\right)}{L} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} \quad (8)$$

从公式(8)可以看出,通过前馈解耦控制,变流器电流内环 i_d 和 i_q 实现了解耦。为了更贴近实际控制系统,用惯性环节 $1/(T_s s + 1)$ 表示电流内环信号采样的延迟, $1/(0.5 T_s s + 1)$ 表示 SVPWM 调制的小惯性特性,其中 T_s 为 PWM 开关周期。当不考虑网侧 e_q 扰动时,电流内环的控制结构如图4所示。



图4 电流内环控制结构

Figure 4 Control structure of inner current loop

设计微网储能变流器电流内环时,主要考虑其电流跟踪速度及精度,所以内环采用 PI 电流调节器时,按典型 I 型系统设计。根据图4控制结构,开环传递函数抵消极点,表达式为

$$W_{oi}(s) = \frac{K_{ip}}{Ls(1.5T_s s + 1)} \quad (9)$$

电流内环的闭环传递函数为

$$W_{ci}(s) = \frac{1}{1 + \frac{L}{K_{ip}}s + \frac{1.5T_s L}{K_{ip}}s^2} \quad (10)$$

由于微网储能变流器开关频率很高,因此可以忽略高次项,简化后的电流内环闭环传递函数为

$$W_{ci}(s) = \frac{1}{1 + 3T_s s} \quad (11)$$

根据系统参数整定关系,阻尼比取值 0.707,则有

$$\frac{1.5T_s K_{ip}}{L} = \frac{1}{2} \quad (12)$$

于是可解得内环 PI 电流调节器的控制参数为

$$\begin{cases} K_{ip} = \frac{L}{3T_s} \\ K_{il} = \frac{R}{L} K_{ip} = \frac{R}{3T_s} \end{cases} \quad (13)$$

4 电压外环设计

根据能量守恒原则,微网储能变流器直流侧电流 i_{dc} 可以表述为

$$i_{dc} = 0.75m I_m \cos \theta \quad (14)$$

式中: m 为 SVPWM 调制比 (≤ 1); θ 为初始相位角; I_m 为网侧相电流幅值。 $0.75m \cos \theta$ 为时变量,为了便于分析,用最大增益 0.75 代替。

为了简化控制器的设计,将电压外环的采样小惯性时间常数 τ_v 与电流内环等效小时间常数 $3T_s$ 合并,即 $T_{ev} = \tau_v + 3T_s$,则电压外环的控制如图5所示。

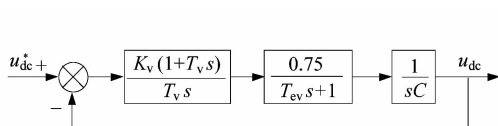


图5 电压外环控制结构

Figure 5 Control structure of outer voltage loop

设计微网储能变流器电压外环时,主要考虑其稳定性及抗干扰性能,所以根据典型Ⅱ型系统设计外环PI电压调节器,根据图5控制结构,可以得到电压外环的开环传递函数为

$$W_{ov}(s) = \frac{0.75K_v(T_v s + 1)}{CT_v s^2(T_{ev} s + 1)} \quad (15)$$

根据系统参数整定关系,有

$$\frac{0.75K_v}{CT_v} = \frac{h_v + 1}{2h_v^2 T_{ev}^2} \quad (16)$$

根据设计要求,电压外环中频带宽 $h_v = T_v/T_{ev}$ 取值为5,则外环PI电压调节器的控制参数为:

$$\begin{cases} T_v = 5T_{ev} = 5(\tau_v + 3T_s) \\ K_v = \frac{4C}{(\tau_v + 3T_s)} \end{cases} \quad (17)$$

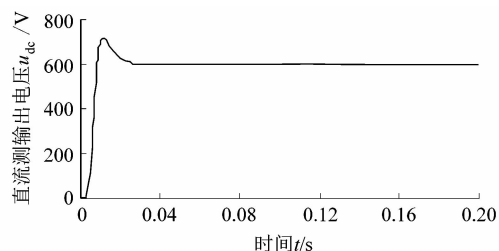
式中: K_v, T_v 为电压外环PI调节器参数。

5 仿真分析

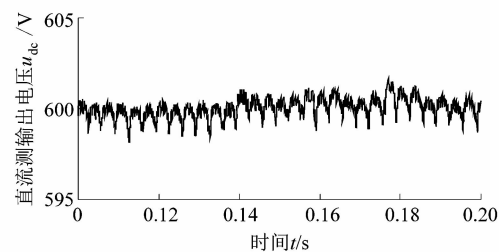
基于上述控制策略,在MATLAB环境下搭建了微网储能变流器的仿真模型,系统参数如下:三相相电压 $e = 220$ V,频率 $f = 50$ Hz,额定功率 $P = 30$ kW,交流侧电感 $L = 8$ mH,直流侧电容 $C = 4\,700$ μ F,直流侧电压 $u_{dc} = 600$ V,额定直流等效电阻 $R_L = 12$ Ω ,开关频率 $f_s = 5$ kHz。

图6所示为微网储能变流器以额定功率运行于整流状态时,从启动到稳态的波形图。从图6(a)和图6(b)可以看出,直流侧输出电压经过约0.03 s达到稳定状态,稳态时最大纹波电压约为2 V,纹波系数 $\leq 3.4\%$,这说明直流侧输出电压响应速度较快并且稳定性好;从图6(c)和图6(d)可以看出,网侧电流经过约0.035 s进入稳定状态,稳态时相电流与相电压同向,功率因数接近1,总谐波畸变率为2.97%,这说明网侧电流跟踪速度快、功率因数高并且谐波含量低。

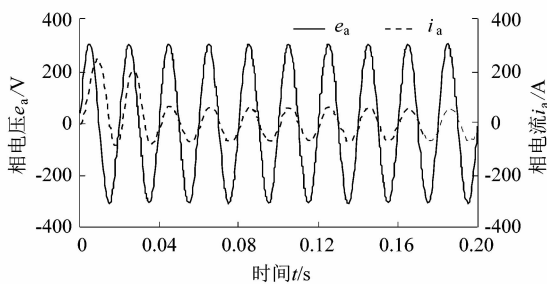
图7所示为整流时,在0.3 s时,负载从额定30 kW跃变到50 kW的响应波形。从图7(a)可以看出,直流侧输出电压调节约0.08 s后再次恢复到600 V稳态,鲁棒性较好;图7(b)则表明,网侧电流动态响应速度较快,调节约一个周期时间即达到新的稳定状态,且始终保持与相电压同向,跟踪精度较高。



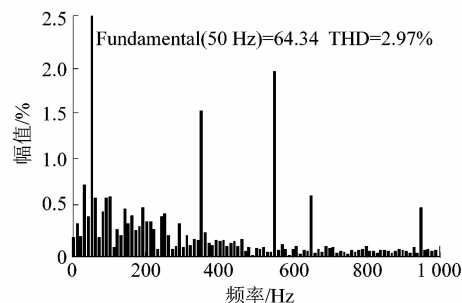
(a) 直流侧输出电压波形



(b) 直流电压纹波



(c) A相相电压、相电流波形



(d) A相相电流FFT分析

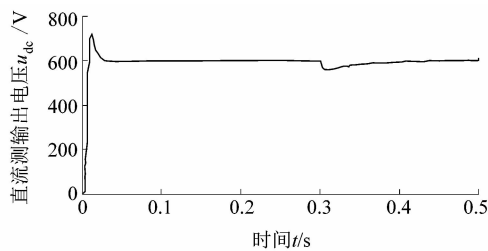
图6 整流过程波形

Figure 6 Waveform of rectification process

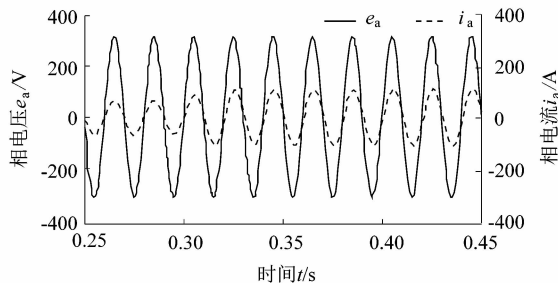
图8所示为微网储能电池组放电时,变流器以额定功率工作于逆变状态下的波形。从图中可以看出,相电流接近正弦且谐波含量较低,总谐波畸变率为4.28%,其与相电压相位相反,功率因数接近-1,实现了能量的双向流动。

6 结语

根据三相电压源型变流器的数学模型,提出了融合前馈解耦控制的电网电压定向双闭环控制策略,该策略解耦了系统的有功电流与无功电流,提高了内环电流的跟踪速度及精度,同时加速了直流侧电压的响应速度。MATLAB仿真结果表明,微网储能变流器具



(a) 直流侧输出电压波形



(b) A 相相电压相电流波形

图7 负载跃变响应

Figure 7 Response of load step

有较好的动、静态性能,并且能以单位功率因数双向运行,实现了能量的双向流动,同时网侧电流的低谐波含量,减少了对微网交流母线的“污染”。该策略控制下的微网储能变流器实现了“绿色能量变换”,具有较高的应用参考价值。

参考文献:

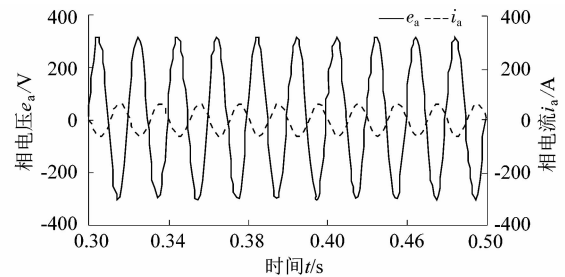
- [1] 王成山,李鹏. 分布式发电、微网与智能配电网的发展与挑战[J]. 电力系统自动化,2010,34(2):10-14.
- [2] 肖世杰. 构建中国智能电网技术思考[J]. 电力系统自动化,2009,33(9):1-4.
- [3] 张东霞,姚良忠,马文媛. 中外智能电网发展战略[J]. 中国电机工程学报,2013,33(31):1-14.
- [4] HOSSAINA E, KABALCIB E, BAYINDIRC R, et al. Microgrid testbeds around the world: state of art[J]. Energy Conversion and Management,2014,86:132-153.

(上接第63页)

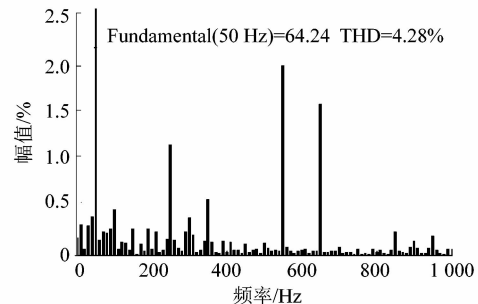
化阀体结构,避免阀体壁厚的突变,使用过程中应注意严格控制内外壁温差,避免过大的温差应力。

参考文献:

- [1] 钟世梁,黄荣国,许冰. 600 MW 机组高压旁路减温减压阀热应力计算及寿命估算[J]. 中国动力工程学报,2005,25(2):267-270.
- [2] 彭震中,丁祝顺,王璋奇,等. 汽机调节阀阀体三维瞬态温度场及应力场分析[J]. 热能动力工程,2002(1):80-83.
- [3] 牛莉莎,叶红光,施惠基. 承压热冲击对核压力容器强度的影响[J]. 核动力工程,2001,22(3):242-247.
- [4] 李颖. 汽轮机阀壳与汽缸强度计算及寿命评估[J]. 发电设备,2004(4):186-189.
- [5] 陈蓉,刘岩. 汽轮机阀壳强度设计及优化[J]. 计算机辅助工程,



(a) A 相相电压相电流波形



(b) A 相相电流 FFT 分析

图8 逆变过程波形

Figure 8 Waveform of inverter process

- [5] 程时杰,文劲宇,孙海顺. 储能技术及其在现代电力系统中的应用[J]. 电气应用,2005,24(4):1-8.
- [6] 张淳,潘再平. 逆变电源在微网中的控制策略仿真研究[J]. 机电工程,2013,30(4):472-475.
- [7] 孔令怡,廖丽莹,张海武,等. 电池储能系统在电力系统中的应用[J]. 电气开关,2008,61(5):61-64.
- [8] HUSSEIN A, KUTKUT N, SHEN Z J, et al. Distributed battery micro-storage system design and operation in a deregulated electricity market[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy,2012,3(3):545-555.
- [9] 杨涛. 用于微网系统的储能变流器研究[D]. 北京:北京交通大学,2014:7-10.
- [10] 沈辉,谢志云,余子文,等. 基于 LabVIEW 的微网电能质量监测评估系统[J]. 机电工程,2014,31(9):1201-1205.
- [11] 万鹏. 三相电压型 PWM 整流器控制[D]. 武汉:华中科技大学,2013:6-7.

2006,15(增1):92-94.

- [6] JIN Zhijiang, WEI Lin, CHEN Lilong, et al. Numerical simulation and structure improvement of double throttling in a high parameter pressure reducing valve[J]. Journal of Zhejiang University-Science A: Applied Physics & Engineering,2013,14(2):137-146.
- [7] 胡平金,刘云峰. 600MW 超临界阀门温度场及热应变场计算[J]. 热力透平,2009,38(1):43-45.
- [8] 林鹏,张瑞峰,虞亚辉,等. 汽轮机旁路阀门阀体温度场和应力场分析[J]. 热能动力工程,2011,26(2):147-151.
- [9] 王群慧,黄荣国. 汽机旁路系统蒸气减温减压阀阀体三维瞬态温度场和应力场的分析计算[J]. 热力发电,1993(5):16-22.
- [10] 金长生,方寅,王军伟. 汽轮机调节阀阀体螺栓故障分析与研究[J]. 机电工程,2014,31(7):888-891.