

# IGBT 串联的三电平风电变流器拓扑研究

王小涛<sup>1</sup> 廖丽贞<sup>2</sup> 赵宇<sup>3</sup>

(1. 许昌许继风电科技有限公司, 河南 许昌 461000; 2. 许继电气股份有限公司, 河南 许昌 461000;  
3. 许继柔性输电系统公司, 河南 许昌 461000)

**摘要:** 三电平拓扑结构简单可靠, 但由于开关器件的耐压水平限制, 低压单管 IGBT 拓扑的交流侧输出电压、功率水平均较低。提出一种新型 IGBT 串联的三电平风电变流器。首先, 采用了 T 型三电平结构, 并在正负母线回路中使用两管 1.7 kV 的 IGBT 串联, 即可输出 3 kV 的交流侧电压; 其次, 给出了 IGBT 串联提高开关频率的原理、IGBT 串联的保护与均压方案。最后, 建立了 3 kV 电压等级的实验平台, 验证了 IGBT 串联型三电平拓扑的有效性。

**关键词:** 三电平拓扑; 风电变流器; 开关频率; 串联均压

**Abstract:** The structure of three-level topology is simple and reliable, but due to the limit of withstand voltage level of switch devices, the AC output voltage and power of low-voltage single-tube IGBT topology are low. A new kind of three-level wind power converter with series-connected IGBTs is proposed. Firstly, two tubes are used in the positive and negative bus circuit of T type three-level structure and 1.7 kV IGBT is series connected to increase the output voltage to 3 kV. Secondly, this principle of series-connected IGBTs to improve switch frequency, and the schemes for IGBT series protection and series voltage balance are presented. Finally, 3 kV experiment platform is set up to verify the validity of three-level topology with series-connected IGBTs.

**Key words:** three-level topology; wind power converter; switch frequency; series voltage balance

中图分类号: TM614 文献标志码: A 文章编号: 1003-6954(2017)03-0086-05

DOI:10.16527/j.cnki.cn51-1315/tm.2017.03.019

## 0 引言

随着风力发电技术的迅速发展, 风电变流器产品得到广泛应用。国内外常见的风电变流器有双馈型、全功率型, 电压等级从 380 V 到 6 kV 不等。对于高于 1 kV 以上的中压型变流器, 采用三电平、多电平拓扑具有优势, 可以提高输出交流侧电压的正弦度、功率密度, 提高电能质量。

目前, 常见的中压三电平变流器以二极管箝位型拓扑居多, 例如 ABB、艾默生等公司的风电系列产品。文献 [1] 给出了 3 kV 全功率风电变流器的拓扑结构、设计参数, 给出了机、网侧变流器功率器件的损耗分析, 并利用 Matlab 与 GH Bladed 软件对系统进行了仿真分析。文献 [2] 针对 3 kV 风电变流器, 提出采用 2 个低压 IGBT、1 个高压 IGBT 串联的二极管箝位型混合拓扑以降低器件损耗。此种拓扑结构较为复杂, 3 个 IGBT 的型号不同、驱动电路差异等因素导致均压方案十分困难。并且仅进

行了单相模块的测试, 未进行三相系统实验, 缺乏说服力。

考虑到 T 型三电平拓扑器件的损耗比二极管箝位型低, 结构相对简单、更容易扩展 IGBT 串联回路, 因此, 提出一种 T 型三电平风电变流器, 并在正负电平回路中使用两管 IGBT 串联。采用 IGBT 串联后, 单管承受的电压降低一半, 损耗也大幅降低。此种结构的优点是, 既可以降低损耗、提高开关频率, 又可以降低开关器件的成本与电压等级。进一步, 给出了主回路参数的计算方法, 并提出一种新型的运放 + 滞环电路相结合的有源电压控制 (active voltage control, AVC) 方案对驱动板优化, 改善器件串联不均压衡。仿真分析了 IGBT 串联器件的保护方案特点, 并介绍了 SVPWM 的调制方法。

最后, 对 3 kV/1.5 Mvar 全功率三电平变流器的主回路拓扑、控制系统进行实物系统测试。结果表明, 所提新型三电平变流器的 IGBT 均压较佳, 电流响应速度快, 输电电流谐波含量小。

# 1 T型三电平全功率变流器的拓扑

## 1.1 主回路拓扑

以全功率背靠背型风电变流器为研究对象,可适用于永磁型发电机组,见图1所示。图1中,整个变流器包括网侧、机侧两部分,可在四象限区域稳定运行。网侧通过LCL型滤波器与电网连接,机侧采用L型滤波器与永磁发电机组连接。

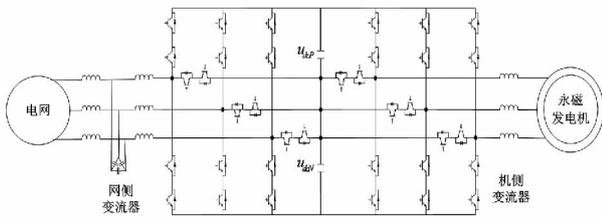


图1 T型全功率风电变流器的拓扑结构

变流器的单相拓扑结构如图2所示。图2中,T型三电平结构将中点改为IGBT开关器件换流,可对IGBT进行控制实时切换正负电平。

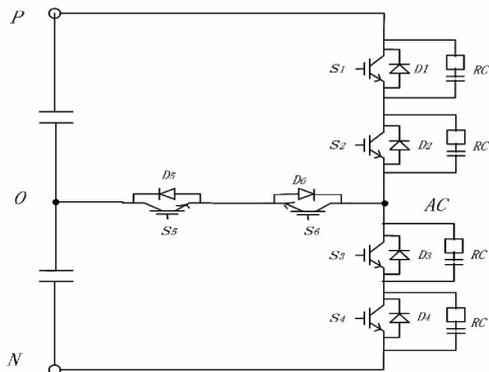


图2 单相T型三电平拓扑结构

图2中,创新点在于在正负电平回路中采用了两管IGBT串联。其优点是,对于正负电平回路,单个IGBT所承受的正向阻断电压为 $U_{dcP}$ 或 $U_{dcN}$ 的一半。既可以降低IGBT的电压型号,又降低期间损耗、提高开关频率。

## 1.2 主回路的IGBT参数计算

交流侧额定电压 $U_{line(peak)} = 4\ 242\ V$ ,额定电流 $I_{phase(rms)} = 289\ A$ 。

以下给出IGBT参数的计算步骤。

### 1) 设计直流母线电压的参数。

直流母线电压 $U_{dc}$ 的选择,需要考虑到交流电压水平、电抗器分压等问题。由于采用了三电平SVPWM调制方案,故调制比 $k = 1$ ,采用式(1)计算 $U_{dc}$ :

$$U_{dc} = (1.1U_{line(peak)} + U_{L(peak)}) / 1 = 1.1 \times 4\ 242 + 0.05 \times 4\ 242 = 4\ 878\ V \quad (1)$$

式中, $U_{L(peak)}$ 为等效电抗器分压值。

因此,选取 $U_{dc} = 5\ 000\ V$ 。

则正负母线电压为

$$U_{dcP} = U_{dcN} = 2\ 500\ V \quad (2)$$

### 2) 计算IGBT的电压、电流极限值。

考虑极端情况,即两管串联IGBT电压偏差保护允许范围,则单管IGBT承受的最大直流电压为

$$u_{max} = u_{dc\_sw} + \Delta u_{dc\_half} + \Delta u_{igbt} \quad (3)$$

式中: $u_{dc\_sw} = 1\ 250\ V$ ,为正负母线电压的一半; $\Delta u_{dc\_half} = 125\ V$ ,为正负母线电压的波动(取5%); $\Delta u_{igbt} = 125\ V$ ,为IGBT器件不均压保护范围内的电压差异(取 $u_{dc\_sw}$ 的10%)。

可得

$$u_{max} = 1\ 500\ V \quad (4)$$

还要考虑电流的最大值,取1.2倍额定电流的过载能力:

$$I_{max} = 1.2I_e = 1.2 \times 289 = 347\ A \quad (5)$$

### 3) 选择合适的IGBT型号。

根据式(4)、式(5)的数据,选择Infineon IGBT FF450R17IE4,该器件内置了反并联二极管,电压为1.7 kV,额定电流为450 A,可满足电压与电流要求。

以下通过IGBT的损耗计算,来说明IGBT串联后提高开关频率的可行性。常规的3.3 kV IGBT一般只能采用1 kHz的开关频率,而采用两管1.7 kV IGBT后,可适地提高开关频率至1.5 kHz。

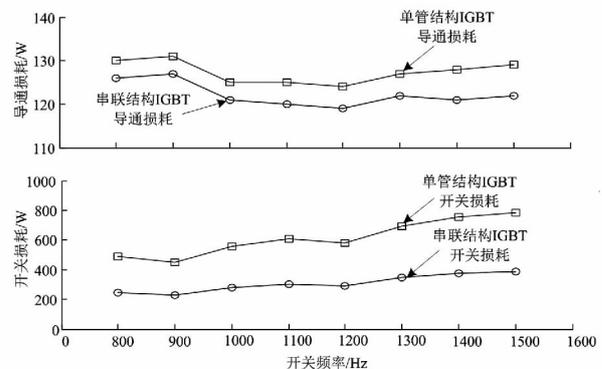


图3 两种结构的IGBT损耗曲线

首先,从稳态分析,在额定电流下串联结构比单管结构的IGBT开关损耗大幅减小,参见图3。利用Infineon制造商提供的软件仿真做的损耗分析。单管结构在频率 $f_s = 1\ 500\ Hz$ 下很容易过温,而串联结构则不会因

损耗大而过温;其次,考虑暂态过程,即 IGBT 发生不均压、过压故障时,也不会因开关频率高触发过温。因为在保护时间内,过压暂态是微秒级别,而温度的时间尺度则是秒级。综合分析,可根据 IGBT 电压的利用率相应地提高开关频率  $f_s = 1.5 \text{ kHz}$ 。

## 2 IGBT 串联的均压方案

开关器件的串联可提高输出电压,但却带来器件之间的动态电压不一致。例如,驱动硬件电路差异、脉冲不同步、器件等效阻抗差异等因素引起各器件开通、关断暂态电压的偏差。目前,串联均压技术可分为主动控制、间接控制两大类<sup>[3-4]</sup>。主动控制方案指对驱动信号进行反馈闭环控制,间接控制主要指通过施加 RC 或 RCD 无源缓冲电路。一般采用这两种技术结合的均压方案效果较好。

采用主动控制+间接控制相结合的方案,其中,主动控制采用有源电压控制,间接控制采用 RC 电路,见图 2 中的 RC。考虑到传统有源电压控制方案  $V_{ce}$  外环单纯运放电路的不足,采用运放电路+滞环电路对  $V_{ce}$  外环控制进行改进。

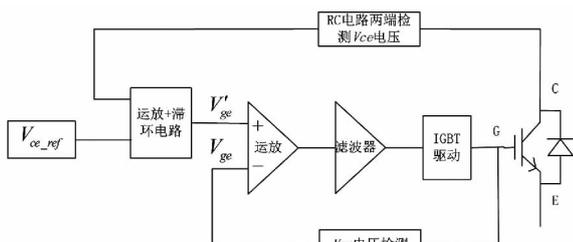


图4 有源电压控制电路

如图 4 所示,有源电压控制方案包含两路闭环控制。外环为  $V_{ce}$  控制环,包括  $V_{ce}$  检测、控制电路。当参考值  $V_{ce\_ref}$  高于反馈值  $V_{ce}$ ,则输出  $V'_{ge}$  为正电平,反之  $V'_{ge}$  为负电平。内环为  $V_{ge}$  控制环,包括  $V_{ge}$  检测、运放电路,对驱动信号进行实时修正。

IGBT 的开关电压传递函数是非线性系统,在开通瞬间杂散电感容易引起  $V_{ce}$  的高频谐振。单纯的运放电路等效于 P 控制,对高频振荡抑制效果不佳,且容易造成  $V'_{ge}$  出现高频窄脉冲;因此,提出采用滞环比较器、运放电路相结合  $V_{ce}$  的控制环路。设定  $V_{ce}$  与  $V_{ce\_ref}$  的偏差  $h$ ,当小于  $h$  采用运放电路,调节能力较弱;当偏差大于  $h$ ,采用滞环电路,调节能力强,防止出现过压。另外,需要对叠加之后  $V_{ge}$  的做窄脉冲滤波处理。

## 3 IGBT 串联的故障保护方案

IGBT 串联的保护方案也需要改进:IGBT 串联时,当检测到过流、过压、短路故障不得由驱动板单独关断器件,而应由上级控制对两管统一发送关断信号。如图 2 所示,具体的实现方案是,  $S_1/S_2$ 、 $S_3/S_4$  管可以触发故障,但应由上级控制电路同时关断 IGBT。对  $S_5$ 、 $S_6$  管,则可以由驱动板自行处理,立即关断 IGBT 并触发故障信号。

以下对 PWM 脉冲不同步的故障进行分析。考虑两种类型的短路故障: I 是串联 IGBT 在断态短路,而后开通脉冲; II 是在通态直接进入短路状态。图 5 为采用 Saber 软件搭建的两管 IGBT 串联 II 类故障电路仿真。取直流电压 1 400 V、驱动电压 15 V,则单管承受的电压为 700 V。

图 5 中,在  $t = 15 \mu\text{s}$  后设置两管 IGBT 的脉冲不一致。当  $t = 15 \mu\text{s}$  后出现 II 类故障,两管的关断速率不一致。IGBT2 退饱和速率快,  $14 \mu\text{s}$  后自行检测故障并关断,则 IGBT1 管完全承受全部母线电压,短路电流不再上升。 $t = 80 \mu\text{s}$  时,再对两管下发统一关断信号,但 IGBT1 发生擎住效应无法关断。

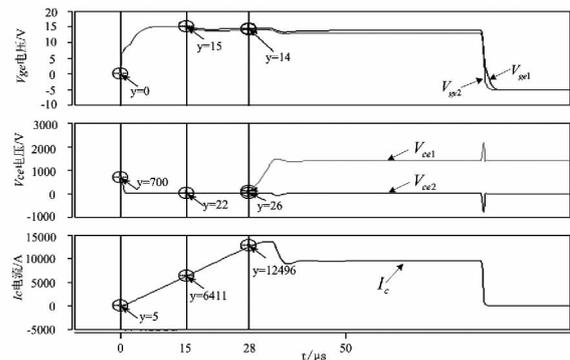


图5 脉冲不同步故障仿真图

## 4 SVPWM 调制原理

考虑三电平结构的特点,如图 2 所示单相桥臂中,通过控制 IGBT 可输出 0、1、-1 三种电平状态,因此,三相共存在 27 组不同的开关状态。

采用了  $60^\circ$  坐标系 ( $g-h$  坐标系) 来实现 SVPWM 调制方案。从矢量合成角度效果来看,实际有效电压矢量总共是 19 组。首先,需要分析  $60^\circ$  坐标系下基本空间电压矢量的分类,如图 6 所示。

假设参考电压矢量  $U_{ref}$  在  $\alpha - \beta$  坐标系中的坐标为  $(U_{ref\alpha}, U_{ref\beta})$ , 则转化到  $60^\circ$  坐标系下的坐标为  $(U_{rg}, U_{rh})$ 。于是 2 个坐标系间的变换关系如下:

$$\begin{bmatrix} U_{rg} \\ U_{rh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{ref\alpha} \\ U_{ref\beta} \end{bmatrix} \quad (6)$$

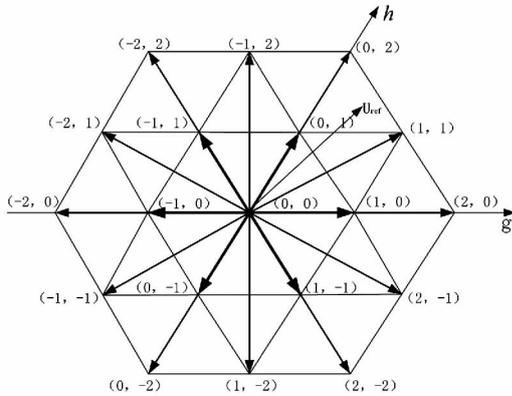


图6  $60^\circ$ 坐标系下的空间矢量分类

由图6可知,在  $60^\circ$ 坐标系下所有矢量的坐标均为整数。对于任意的电压矢量  $U_{ref}$ , 距离最近的4个基本矢量, 可由  $60^\circ$ 坐标系下的坐标向上、向下取整得到。于是, 可得  $U_{ref}$  对应的4个基本矢量为

$$\begin{cases} U_{BL} = [\bar{U}_{rg} \quad U_{rh}]^T = [0 \quad -2]^T \\ U_{LB} = [U_{rg} \quad \bar{U}_{rh}]^T = [-1 \quad -1]^T \\ U_{BB} = [\bar{U}_{rg} \quad \bar{U}_{rh}]^T = [0 \quad -1]^T \\ U_{LL} = [U_{rg} \quad U_{rh}]^T = [-1 \quad -2]^T \end{cases} \quad (7)$$

式中:  $\bar{U}_{rg}$ 、 $\underline{U}_{rg}$  分别为向上与向下取整;  $U_{BL}$ 、 $U_{LB}$ 、 $U_{BB}$ 、 $U_{LL}$  分别为  $60^\circ$ 坐标系中坐标向上取整和向下取整得的基本矢量。

## 5 实验分析

### 5.1 系统参数

为了验证所提三电平拓扑的有效性, 搭建了实验平台。三电平变流器的参数见表1。通过加载测试, 对 IGBT 器件的串联均压、电流特性、PWM 电压等进行分析。采用泰克示波器对实验波形汇总。

### 5.2 实验结果

图7中, 左半轴为  $S_1/S_2$ 、 $S_3/S_4$  管的开通波形, 右半轴为关断波形。可见, IGBT 的开通时间约为  $3 \mu s$ , 关断时间约为  $4.5 \mu s$ 。对于开通过程, 杂散电

感、开通电流应力的影响导致开通电压出现超调, 但超调幅度在 6% 以内。开通、关断时两管电压偏差均小于 3%, 说明串联电压偏差得到迅速调整, 均压效果较好。

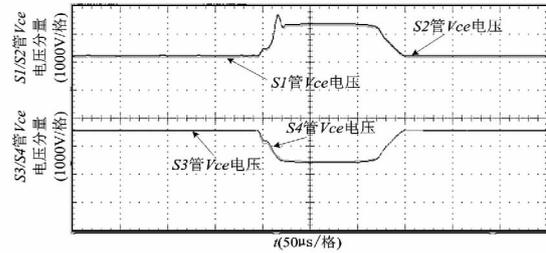


图7 开通与关断时 IGBT 的均压波形

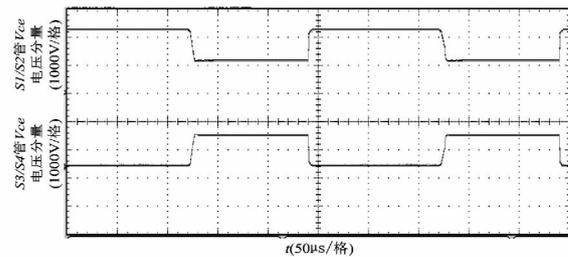


图8 连续开关电压波形

表1 实验参数

参数	数值
电网电压/V	3 000
网侧 LCL 滤波器 $L_1 = 1.2 \text{ mH}$ $C_1 = 60 \mu\text{F}$ $L_2 = 0.6 \text{ mH}$	
机侧电抗器/mH	1.2
母线电容/mF	15
直流电压/V	5 000
额定电流/A	289
开关频率/Hz	1 500

图8为  $S_1/S_2$ 、 $S_3/S_4$  管的连续脉冲波形。 $S_1/S_2$  管电压在  $0 \sim 1\,250 \text{ V}$  之间脉动, 则正电平回路的母线电压约为  $2\,500 \text{ V}$ 。同理,  $S_3/S_4$  管电压在  $0 \sim 1\,250 \text{ V}$  之间脉动, 则负电平回路的母线电压约为  $2\,500 \text{ V}$ 。可见, 连续开关电压也具有较好的均压效果。

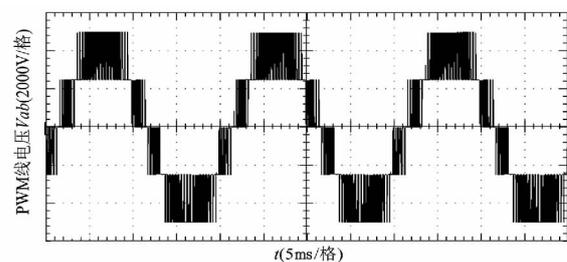


图9 线电压波形

图9、图10、图11分别为变流器的PWM线电压、输出A相电流、THD值。可见,PWM线电压为三电平,并具有较好的正弦度。在加载过程中,A相电流过渡平滑,未出现大幅超调,并且电流THD为3.1%,谐波含量小。这说明变流器具有较好的电压、电流特性。

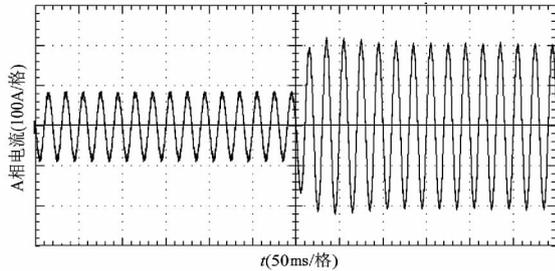


图10 A相输出电流波形

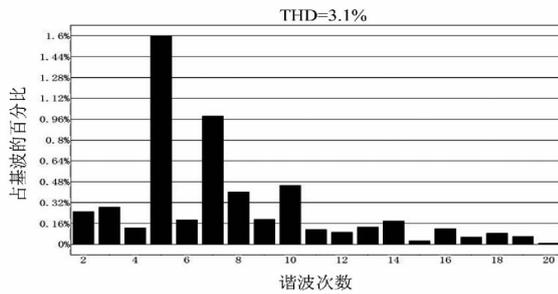


图11 A相电流THD分析

## 6 结论

对中压风电变流器的T型三电平结构进行了

研究,提出两管IGBT串联的新型结构。此种结构的优点是,降低了单管损耗与IGBT电压型号,给出了IGBT串联均压的方案、保护方案、空间矢量调制原理。最后,建立了3kV电压等级的实验平台,通过电流的加载测试表明,新型变流器拓扑具备良好的电压、电流输出特性,满足风电变流器的设计要求。

### 参考文献

- [1] 黄伟煌,胡书举,许洪华. 中点钳位型中压三电平风电变流器的损耗分析[J]. 电力系统自动化,2014,38(15):65-70.
- [2] 陈根,王勇,蔡旭. 兆瓦级中压风电变流器的新型串联混合三电平NPC拓扑[J]. 中国电机工程学报,2013,33(9):48-54.
- [3] 查申森,郑建勇. 混合式断路器的IGBT串联均压技术[J]. 电网技术,2010,34(4):177-182.
- [4] Palmer P R, Rajamani H S. Active Voltage Control of IGBTs for High Power Applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004,19(4):894-901.
- [5] 付超,石新春,王毅. 级联型逆变器的空间矢量移相调制方法[J]. 电力电子技术,2005,39(5):51-53.

作者简介:

王小涛(1982),工程师,研究方向为风电机组控制系统开发与测试;

廖丽贞(1984),工程师,研究方向为电网保护系统产品开发及测试。

(收稿日期:2017-01-16)

(上接第85页)

- [3] 尚金成. 基于节能减排的发电权交易理论及应用:(二)发电权交易应用分析[J]. 电力系统自动化,2009,33(13):37-42.
- [4] 王雁凌,邱小燕,许传龙. 以节能降耗为目标的发电权交易阻塞管理模型[J]. 电网技术,2012,36(6):272-276.
- [5] 杨胡萍,左士伟,陈欢. 碳排放约束下考虑静态电压稳定的发电权交易优化[J]. 电网技术,2014,38(11):3011-3015.
- [6] 张粒子,王楠,赵新,等. 发电权交易网损补偿问题剖析[J]. 电网技术,2011,35(3):200-204.
- [7] 黄大为,刘志向,杨春雨,等. 计及网损成本的发电权

交易模式[J]. 电力系统自动化,2010,34(5):38-42.

- [8] 张粒子,王楠,周娜,等. 边际出清机制下区域发电权交易网损补偿方法[J]. 电力系统自动化,2011,35(15):58-63.
- [9] 郑欣,蒋传文,李磊,等. 基于能耗和效益最优的发电权节能降耗分析[J]. 电力系统自动化,2008,32(24):39-42.
- [10] 张午阳. 发电权转让交易中的博弈行为的研究[J]. 华中电力,2005,18(6):1-4.
- [11] 莫莉,周建中,李清清,等. 基于委托代理模型的发电权交易模式[J]. 电力系统自动化,2008,32(2):30-34.

(收稿日期:2017-02-13)