

城市轨道交通双向变流型混合供电系统控制策略研究

叶 宏¹ 郑 旺² 李俊强²

(1. 杭州杭港地铁五号线有限公司, 310026, 杭州;

2. 江苏晨大电气股份有限公司, 221116, 徐州//第一作者, 高级工程师)

摘 要 双向变流器作为一种 PWM(脉冲宽度调制)变流器,能量可以双向流动,应用于城市轨道交通牵引供电系统后,不但可以回收列车制动能量,还能提高列车牵引供电质量。因现场设备空间有限,为了能够替代整流机组,双向变流器应具备容量大、体积小特点。介绍了桥臂并联和单元并联的多重化并联模式,以及均流度控制、环流抑制和混合控制策略。仿真分析和挂网试验表明,这些控制策略能够有效压制零序环流,能够实现双向变流器与整流机组协调供电。

关键词 城市轨道交通; 牵引供电系统; 双向变流器; 控制策略

中图分类号 U231.8

DOI:10.16037/j.1007-869x.2020.01.046

Control Strategy of Bidirectional Converter Hybrid Power Supply System for Urban Rail Transit

YE Hong, ZHENG Wang, LI Junqiang

Abstract Bidirectional converter is a type of PWM (pulse-width modulation) converter, the energy in which can flow in two directions. When applied to urban rail transit traction power supply system, the bidirectional converter can not only retrieve the vehicle braking energy, but also improve the quality of vehicle traction power supply. Limited by the field equipment space, a bidirectional converter should have larger capacity and small size to replace the rectifier unit. In this paper, the multiple parallel mode with bridge arm parallel and unit parallel, the strategies of current sharing control, circulation suppression and hybrid control are introduced. The simulation analysis and hanging net test shows that the control strategies can effectively suppress the zero-sequence circulating current, and achieve coordinated power supply from bidirectional converter and rectifier unit.

Key words urban rail transit; traction power supply system; bidirectional converter; control strategy

First-author's address Hangzhou MTR Lines Corporation Limited, 310026, Hangzhou, China

目前,列车制动电能的吸收利用模式有飞轮储能、电容储能、逆变(包括逆变至中压和逆变至低压)、双向变流器等。近年来,双向变流器已成为研究热点,因其具有整流供电与逆变回馈功能,同时又具备稳定直流网压的能力。然而,受电力电子器件及生产工艺的制约,双向变流器在功率密度、过载能力和成本等方面无法满足城市轨道交通直流牵引供电系统的要求。

如果用双向变流器替代整流机组,双向变流器则需具备峰值 6 MW 的容量,而且所需的占地面积要尽量小。这就要求双向变流器必须具备高功率密度。本文提出的设计方案,主回路采用三电平拓扑结构,并综合应用了桥臂并联、单元并联的多重化并联模式,可大大提高单元的功率密度;但是并联桥臂间的均流度和并联单元间的环流抑制程度会直接影响双向变流器运行的稳定性,而在进行正线挂网应用时,为保证牵引供电系统的可靠性,双向变流器需要与整流机组配合运行,二者之间的协同供电也非常关键。针对上述几个关键点,本文提出环流抑制策略和混合供电控制策略可解决上述问题。

1 并联模式

桥臂并联和单元并联示意图如图 1 所示。

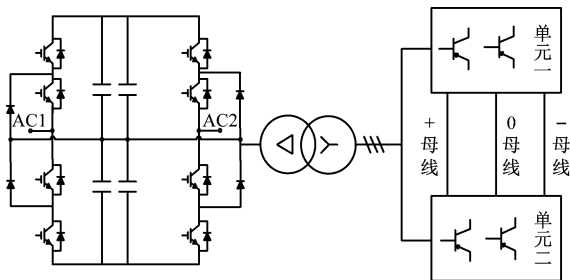


图 1 桥臂并联及单元并联示意图

如图 1 左图所示,交流进线 AC1 和 AC2 并联

接在同一电源端子上,当回路基本对称和左右桥臂同位置 IGBT(绝缘栅双极型晶体管)采用同步脉冲触发时,两路桥臂的均流度是可以保证的。如图 1 右图所示,2 个单元直流侧并联,由于两个单元是分别独立控制的,无法保证两个单元 IGBT 触发脉冲的绝对一致,因此两个单元间会产生零序环流,不利于系统稳定运行,需在控制策略上予以处理。

2 环流抑制策略

2.1 环流的原理

为抑制双向变流器与整流机组间的系统环流,通过设置回馈阈值高于整流机组的空载电压即可。

整流器并联零序环流如图 2 所示。两台并联整流器共用直流母线,并且接在同一交流电源,在两组整流器脉冲不一致时,会产生图 2 中加粗线所示的环流;该电流不经过电网,却流过 IGBT、电缆以及电抗器等功率器件,会对设备的发热、寿命造成不利影响。

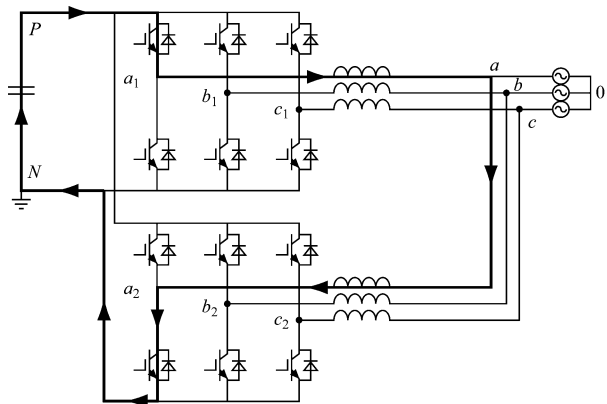
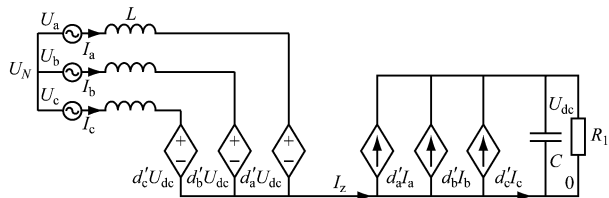


图 2 整流器并联零序环流示意图

2.2 环流的数学模型

单个三相 PWM(脉冲宽度调制)整流器在三相静止坐标系(a、b、c 坐标系)下的等效模型如图 3 所示。



注: U_N ——零线电压; U_a 、 U_b 、 U_c ——交流三相进线电压; I_a 、 I_b 、 I_c ——交流三相进线电流; d'_a 、 d'_b 、 d'_c ——分别为每个开关周期内三相桥臂的占空比; I_z ——零序电流; U_{dc} ——直流电压; C ——直流侧电容; R_1 ——等效负载电阻

图 3 a、b、c 坐标系下 PWM 整流器的等效模型

由图 3 可知:

$$I_z = I_a + I_b + I_c \quad (1)$$

根据 KCL 和 KVL 定律可得 PWM 整流器在 a、b、c 三相静止坐标系下的空间状态方程:

$$\begin{bmatrix} pI_a \\ pI_b \\ pI_c \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} U_N \\ U_N \\ U_N \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} d'_a \\ d'_b \\ d'_c \end{bmatrix} \times U_{dc} \quad (2)$$

$$pU_{dc} = \frac{1}{C} [d'_a \quad d'_b \quad d'_c] \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} - \frac{U_{dc}}{R_1 C} \quad (3)$$

式中:

p ——微分算子。

在单个 PWM 整流器中,零序环流由于没有通路而为 0,因此式 2 和式 3 简化并转换为两相旋转坐标系(d、q 坐标系)下的空间状态方程如式 4 和式 5 所示:

$$\begin{bmatrix} pI_d \\ pI_q \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} d'_d \\ d'_q \end{bmatrix} \times U_{dc} \quad (4)$$

$$pU_{dc} = \frac{1}{C} [d'_d \quad d'_q] \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} - \frac{U_{dc}}{R_1 C} \quad (5)$$

式中:

I_d 、 I_q ——分别为电流的 d、q 轴分量;

U_d 、 U_q ——分别为电压的 d、q 轴分量;

d'_d 、 d'_q ——分别为占空比的 d、q 轴分量;

ω ——电网角频率。

当两个 PWM 整流器并联时,零序环流由于存在通路而不为 0,零序环流为:

$$I_z = I_{z1} = -I_{z2} \quad (6)$$

式中:

I_{z1} 、 I_{z2} ——分别为两个整流器的零序环流。

因此,并联 PWM 整流器在 d、q 坐标系下的空间状态方程为:

$$\begin{bmatrix} pI_{d1} \\ pI_{q1} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{d1} \\ I_{q1} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} d'_{d1} \\ d'_{q1} \end{bmatrix} \times U_{dc} \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} pI_{d2} \\ pI_{q2} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_2} \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{d2} \\ I_{q2} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_2} \begin{bmatrix} d'_{d2} \\ d'_{q2} \end{bmatrix} \times U_{dc} \quad (8)$$

$$pI_z = - \frac{(d'_{z1} - d'_{z2}) U_{dc}}{L_1 + L_2} \quad (9)$$

式中:

I_{d1} 、 I_{d2} 、 I_{q1} 、 I_{q2} ——分别为 1[#]整流器和 2[#]整流器的 d 、 q 轴的电流分量；

d'_{d1} 、 d'_{d2} 、 d'_{q1} 、 d'_{q2} ——分别为 1[#]整流器和 2[#]整流器的 d 、 q 轴占空比分量。

零序分量占空比定义为：

$$d'_{z1} = 1 - (d'_{a1} + d'_{b1} + d'_{c1}) \quad (10)$$

$$d'_{z2} = 1 - (d'_{a2} + d'_{b2} + d'_{c2}) \quad (11)$$

由式 7—式 11 可见,零序电流独立于 d 、 q 轴存在,其不对整流器的控制目标产生影响,大小取决于两台整流器零序占空比之差 $d'_{z1} - d'_{z2}$ 的值。

2.3 环流的抑制

由 SVPWM(空间矢量脉宽调制)调制算法原理可知,空间矢量可以分为零矢量和有效矢量,零矢量 V_{000} 和 V_{111} 如何分配不影响整流器控制目标,但却影响着零序占空比 d'_z ,而零序占空比的差值又影响零序环流的大小。因此,可以引入一个调节因子 k 来改变零矢量的分布,通过调节 k 的值来抑制环流。

$$k = d'_{111}/d'_0 \quad (12)$$

式中：

d'_{111} ——零矢量 V_{111} 的占空比；

d'_0 ——零矢量 V_{000} 与 V_{111} 的总占空比。

在常规调制中, $k = 0.5$,零矢量 V_{000} 与 V_{111} 的作用时间各占一半。在引入调节因子 k 之后,七段式 PWM 调制方式如图 4 所示。

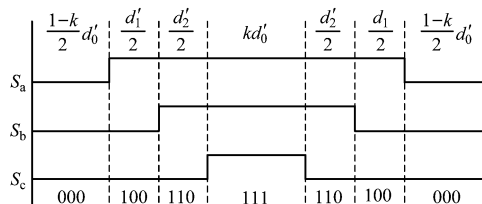


图 4 引入调节因子后的空间矢量调制图

由式 10、式 11 及图 4 可得：

$$d'_{z1} - d'_{z2} = 3(k_1 - k_2)d'_0 \quad (13)$$

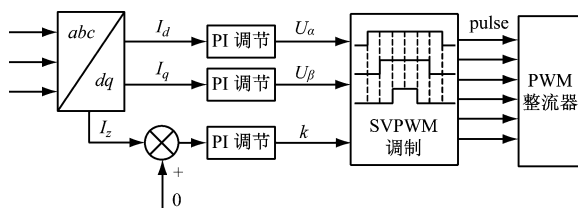
式中：

k_1 、 k_2 ——分别为并联两个单元的调节因子。

由式 13 可知,在两台 PWM 整流器并联系统中,通过电流传感器检测到零序电流后,经过 PI(比例积分调节器)可以得出各自的 k 值,来抑制零序环流的产生。其控制原理示意图如图 5 所示。

引入 K 因子后,在 SVPWM 调制时首先计算出零矢量、大矢量、小矢量的作用时间 T_0 、 T_1 、 T_2 。由图 6 可知,零矢量 V_{111} 的作用时间为 kT_0 ,显然,图 4

中从左往右各矢量作用时长如图 6 所示。



注： U_α 、 U_β ——分别为电压在 α 、 β 轴上的分量

图 5 引入调节因子 k 的控制原理示意图

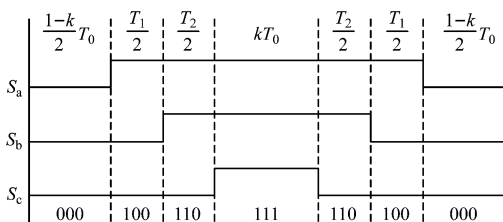


图 6 SVPWM 各矢量作用时间示意图

各矢量作用的时长确定了,各切换脉冲的时刻也就确定了,两台并联整流器按照各自的算法进行脉冲调制,就可以对零序环流进行有效的抑制。

3 混合控制策略

双向变流器作为一个可控的电压源,与自然下垂特性的整流机组组合成混合供电系统需要一个统一协调的控制策略,以确保双向变流器和整流机组都可以有效地提供牵引能量。下垂控制是一个简易可行的方法,可使双向变流器的输出直流电压随负载的增加而降低。下垂控制又可分为减弱电压环方式和负载电流前馈方式,本文综合仿真和试验采用负载电流前馈的下垂控制策略。

3.1 负载电流前馈下垂控制的原理

负载电流前馈下垂控制的原理图如图 7 所示。如图 7 所示,整个控制采用无静差的双 PI 闭环控制,系统稳定性能和负载特性良好。 R_{droop} 为引入的前馈下垂斜率,在控制中 R_{droop} 可以是变化的,使双

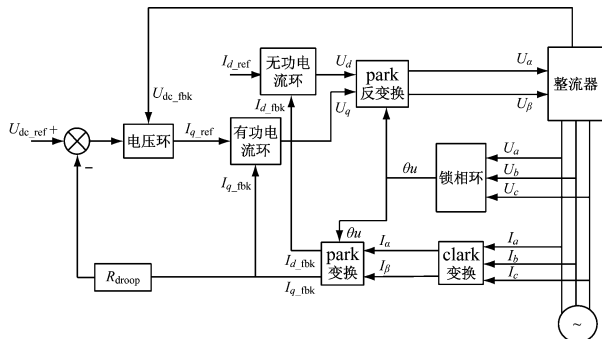


图 7 负载电流前馈下垂控制原理图

向变流器在不同负载时呈现出不同的外特性。双向变流器的输出电压为:

$$U_{dc_out} = U_{dc_ref} - R_{droop} \cdot I_{q_fbk} \quad (14)$$

式中:

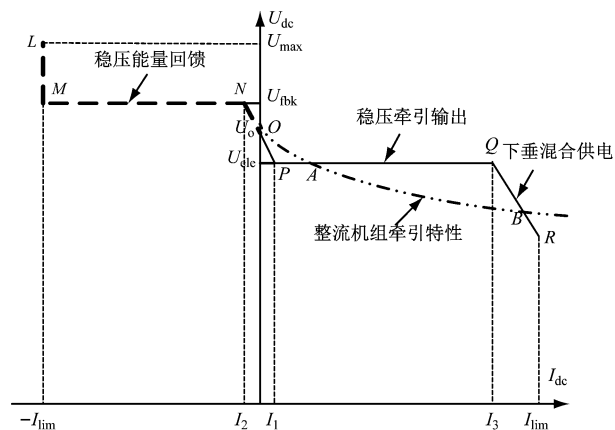
I_{q_fbk} ——有功电流反馈值;

U_{dc_ref} ——初始给定电压。

在初始给定电压不变的情况下,双向变流器的输出电压随负载电流有功分量的变化而变化。

3.2 下垂控制策略

双向变流器一方面需要与整流机组配合提供牵引能量,另一方面需要回馈列车制动能量,而且在牵引区间,由于整流机组的 24 脉动整流器存在推挽区间和自然下垂区间,因此双向变流器的整个控制特性需要划分为多个区间。其控制特性示意图如图 8 所示。



注: U_0 ——负载为零时的直流电压给定值,一般略高于接触网空载电压值; U_{max} ——直流过电压保护值,一般略低于接触网过电压保护值; I_{lim} ——设备峰值功率 6 MW 时的电流限幅值; U_{fbk} ——设备大功率回馈时稳定直流电压的目标值,根据双向变流器工作模式需求设定; U_{elc} ——设备提供大功率牵引电流时牵引稳压目标值,根据双向变流器工作模式及整流机组特性设定; U_{dc} ——直流电压; I_1 ——进入牵引稳压特性的启动电流值; I_2 ——进入回馈稳压特性的启动电流值; I_3 ——进入电压环下垂特性的启动电流值; I_{dc} ——直流电流

图 8 混合牵引下垂控制特性示意图

如图 8 所示:① 整体控制策略由多段特性组成,虚线 $ONML$ 为回馈特性区间,实线 $OPQR$ 为牵引供电特性区间,点划线 OAB 为整流机组的牵引特性曲线。② NP 段,在 I_1 至 I_2 的电流区间内, R_{droop} 取值较大,斜率较陡。这一方面可以避免双向变流器与其他整流机组间的功率环流,另一方面制动能量回馈时可以优先邻车吸收; U_0 设定值需大于整流机组的空载直流电压,以避免整流机组与双向变流

器间的系统环流。③ MN 段为双向变流器恒压能量回馈段。④ PQ 段为双向变流器稳压牵引输出段,与整流机组牵引特性相交于 A 点。 PQ 段, R_{droop} 也可以调整,用以控制整流机组和双向变流器的出功比例。⑤ QR 段为下垂混合供电阶段,该阶段双向变流器下垂特性输出,与整流机组牵引特性相交于 B 点, B 点之后整流机组继续增加供电。⑥ M 和 R 点为双向变流器电流限幅点。

4 处理效果

4.1 环流抑制效果

在 Matlab 软件的 Simulink 中搭建仿真平台,两并联整流器的脉冲独立运算,分别仿真两台整流器的互馈对拖模式和并联运行带负载模式。不引入调节因子 k 的互馈对拖模式仿真波形见图 9。

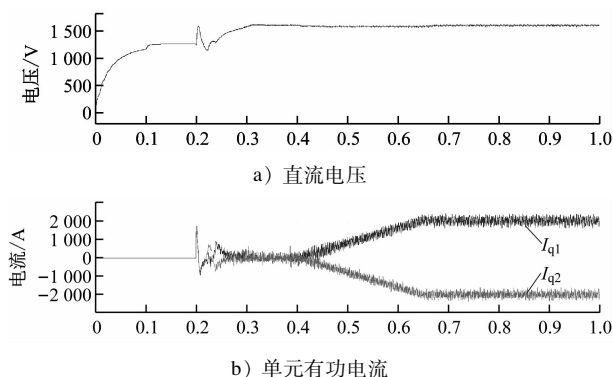


图 9 不引入调节因子 k 的互馈对拖模式仿真波形

引入调节因子 k 的互馈对拖模式仿真波形如图 10 所示。

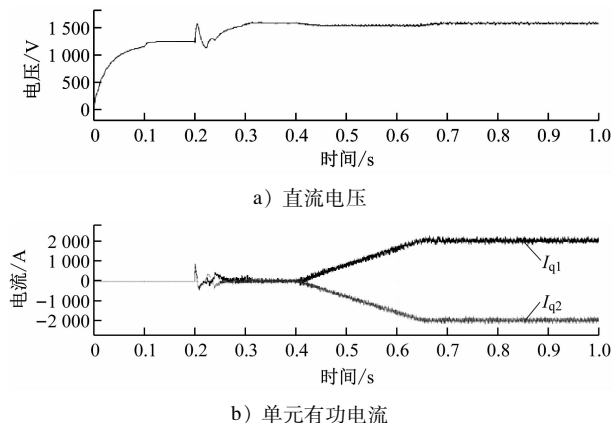


图 10 引入调节因子 k 的互馈对拖模式仿真波形

由图 9 和图 10 可以看到,引入调节因子 k 以后,两个整流器的有功电流 I_{q1} 和 I_{q2} 中的零序电流分量得到了明显的抑制。

在稳态时,并联整流器之间的均流和环流效果波形图如图 11 所示。

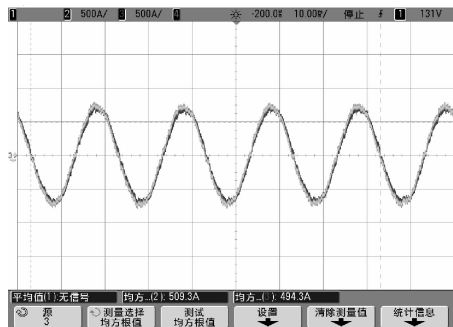


图 11 稳态均流及环流示波器波形截图

由此可见,引入调节因子 k 以后,两台整流器之间的零序环流得到了明显的抑制,而且在共电压外环控制下稳态均流效果也良好。

4.2 下垂控制运行效果

实际挂网运行中,双向变流器采用下垂控制策略与整流器协同运行,试验中记录了单次列车从加速到停车的数据,生成曲线图如图 12 所示(每秒钟采集 5 组数据)。

如图 12 所示,在列车加速过程中,双向变流器输出直流电压初始下降较快,中间经历了一段稳压输出区间;随着负载的继续增加,直流电压再次开始下垂,此时由整流机组继续补充牵引能量;在列车制动时,双向变流器通过稳压回馈把制动能量回馈至 35 kV 电网。整个运行过程中,直流输出电压根据负载变化不断进行调整,满足预定控制目标。

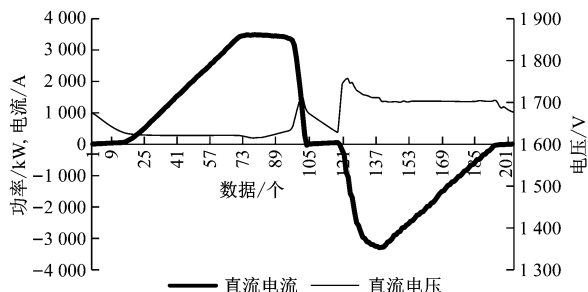


图 12 下垂控制策略下列车从加速到停车波形曲线图

5 结语

本文引入调节因子 k 对并联变流器的零序环流进行了有效压制,解决了双向变流器并联扩容的关键问题;又通过负载电流前馈的下垂控制策略,解决了双向变流器与整流机组协同供电的问题。

通过上述策略的应用,为成功研制大功率密度的双向变流器产品提供了理论和技术支撑。在城市轨道交通现场挂网应用表明,双向变流器能够与整流机组协同供电,双向变流器具备进一步推广应用的基础。

参考文献

- [1] 陈勇. 基于逆变回馈的地铁再生制动能量吸收的研究[D]. 成都:西南交通大学,2011.
- [2] 张志学,何多昌,张铁军,等. 城市轨道交通牵引供电系统的技术发展展望. 机车电传动,2012(1):43.

(收稿日期:2019-09-10)

(上接第 178 页)

- [2] 彭雄伟. 电子鼻传感器阵列信号的差异校正及漂移补偿研究[D]. 重庆:重庆大学,2015.
- [3] 刘灵. 基于深度学习的车型识别分析与研究[D]. 济南:山东师范大学,2017.
- [4] HINTON G E, OSINDERO S, Teh Y W. A fast learning algorithm for deep belief nets[J]. Neural Computation, 2006(7):1527.
- [5] 胡伟,禹龙,田生伟,等. 基于深度信念网络的维吾尔语事件伴随关系识别[J]. 中文信息学报,2018,32(5):65.
- [6] 张彬超,寇雅楠,邹蒙,等. 基于深度置信网络的近距空战态势评估[J]. 北京航空航天大学学报(自然科学版),2017,43(7):1450.
- [7] 赵一中. 基于 DBNs 网络的非限制性人脸识别算法研究

[D]. 南京:南京航空航天大学,2017.

- [8] 雷雪. 基于深度学习理论的车载电源健康诊断方法研究[D]. 兰州:兰州理工大学,2018.
- [9] 张名芳,付锐,石涌泉,等. 基于激光雷达的远距离运动车辆位姿估计[J]. 公路交通科技,2017,34(12):131.
- [10] 李锋. 基于流形学习的风电机组传动系统故障诊断方法研究[D]. 重庆:重庆大学,2011.
- [11] 胡永涛. 基于多特征融合及深度信念网络的轴承故障诊断[D]. 秦皇岛:燕山大学,2017.
- [12] 刘松华. 核矩阵低秩分解与核空间信息度量研究及应用[D]. 西安:西安电子科技大学,2011.
- [13] 张士强. 基于深度学习的故障诊断技术研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2018.

(收稿日期:2019-04-16)