

文章编号:1671-8879(2014)05-0169-06

# 电动车辆磁悬浮飞轮储能双向变换器的死区补偿

周熙炜<sup>1</sup>, 李耀华<sup>2</sup>, 汪贵平<sup>1</sup>, 陈金平<sup>1</sup>

(1. 长安大学 电子与控制工程学院, 陕西 西安 710064; 2. 长安大学 汽车学院, 陕西 西安 710064)

**摘要:**电动车辆磁悬浮飞轮储能电池的充放电过渡态很快,其双向 PWM 变换器的死区会给飞轮电动机带来输入谐波、脉动转矩等负面作用,采用适宜的变换器死区补偿控制是实现飞轮高速稳定运行和能量有效转化的关键。在对车载磁浮飞轮装置的系统构成、功率匹配和死区机理的分析基础上,通过对其双向变换器的过渡时态、死区系数和补偿方法的研究,提出一种优化的动态对称死区补偿法。该方案基于变换器在旋转坐标系下的电流矢量方向判断,确定补偿方向并使指令 PWM 波形对称于开关周期的中心;得出基本电压矢量作用时间的算式并进行试验。研究结果表明:调整补偿深度可优化飞轮双向变换器的补偿效果;该方法解决了相电流波形的交越失真问题,抑制电动机的转矩脉动,有助于磁浮飞轮变换器实现可靠的能量转换。

**关键词:**汽车工程;电动车辆;磁悬浮飞轮;PWM 变换器;功率容量;死区补偿

**中图分类号:**U469.72

**文献标志码:**A

## Dead time compensation for bidirectional PWM converter of the electric vehicle maglev flywheel battery

ZHOU Xi-wei<sup>1</sup>, LI Yao-hua<sup>2</sup>, WANG Gui-ping<sup>1</sup>, CHEN Jin-ping<sup>1</sup>

(1. School of Electronic and Control, Chang'an University, Xi'an 710064, Shaanxi, China;

2. School of Automobile, Chang'an University, Xi'an 710064, Shaanxi, China)

**Abstract:** Electric vehicle's magnetic suspension flywheel energy storage battery has quick charge and discharge transition state. The dead time of bidirectional PWM converter could bring about some negative effects to the flywheel motor such as the input harmonic and pulsating torque, etc. Therefore, the converter's dead time compensation control technique is a key point for the steady running and energy conversion of the flywheel. Based on the analysis of the system composition, power matching and dead time mechanism, and the research on transition state, dead time coefficient and compensation method, an optimized dynamic symmetrical compensation strategy was put forward. The strategy judged current vector orientation on rotating coordinate system, determined the direction of compensation, mode the instruction PWM waveform symmetry in the center of the switching cycle, and achieved the basic equation of voltage vector action time. The results show that the adjustment of compensation depth could optimize the compesation effect. The method can solve the problem of the distortion on the phase current wave-

收稿日期:2014-04-29

基金项目:国家自然科学基金项目(51207012);国家“863”计划项目(2012AA111106);

中央高校基本科研业务费专项资金项目(CHD2012JC052)

作者简介:周熙炜(1975-),男,陕西咸阳人,副教授,工学博士,E-mail:zhouxiwei@chd.edu.cn。

form and contribute to the inhibition of torque ripple of the drive motor and to reliable energy transfer of the flywheel converter. 1 tab, 7 figs, 16 refs.

**Key words:** automobile engineering; electric vehicle; maglev flywheel; PWM converter; power capability; dead time compensation

## 0 引言

飞轮储能技术是一种用高速旋转的飞轮将能量转换为动能形式并储存的装置。对于电动车辆而言,磁悬浮飞轮储能电池一般用作辅助动力源。在汽车上坡、加速时,飞轮电池工作在放电状态,85%的能量转化成电能;在制动时,飞轮做电动运行,车辆制动能量的回收效率可以达到90%。这对于电动车辆的频繁起动、制动和加减速过渡状态有着积极的作用,不仅提高了电动汽车的性能,而且还具有能量密度大、转换效率高、不受储/释能次数限制、环境友好等优点<sup>[1]</sup>。这些特点使得电动车辆飞轮装置有着广泛的应用前景<sup>[2]</sup>。

目前,美国 Lawrence Livermore 实验室最新研制的电动车辆用飞轮的最高转速达 60 000 r/min,能量容量为 1 kWh、功率密度能达到 5~10 kW/kg<sup>[3]</sup>;美国飞轮系统公司改装的由 20 节飞轮电池驱动的纯电动汽车 AFS20,一次充电可行驶 600 km,达到 96 km/h,加速时间为 6.5 s;德国已经开发出混合动力电动汽车用飞轮电池;日本研制的电动车飞轮电池;转速为 36 000 r/min,具有与锂离子电池相同或更大的能量密度<sup>[4]</sup>;中国清华大学、中科院电工研究所、北京航空航天大学、北京交通大学等单位在车载磁悬浮飞轮电池的设计、控制等方面也已经取得了一些积极的进展<sup>[5-7]</sup>。

电动车辆飞轮储能机构主要由 5 部分组成,分别为高速飞轮、集成驱动的电动/发电机、磁悬浮轴承、电力电子变换装置和真空室等 5 个部分。

现代电力电子技术的发展,如 PWM 变换器的开关器件及其控制技术是磁悬浮飞轮实现高速稳定运转的关键。其中,死区的设置与补偿不容忽视,目前,对中频变频器的死区补偿问题已有较多的解决办法,但是飞轮用 PWM 变换器有其特殊性,要求具备较大的调速范围以及高效率的能量转换率,如车载飞轮的充放电时间指标很短,须在十几秒内完成几十千瓦量级的能量转换,这对其变流器及调制技术的提出了较高的要求<sup>[9-12]</sup>。为此,本文提出一种新型的死区补偿方法,适合于电动车辆飞轮储能双向变换器的使用,该方法简单且不需要附加硬件,只需

对 PWM 控制软件加以修改即可实现。

## 1 车载飞轮 PWM 变换器的控制系统结构

### 1.1 变换器的系统基本构成

图 1 中,电动/发电机为交流永磁同步电机(PMSM),其定子绕组由三相对称正弦波电流驱动。功率 PWM 变换器的主电路开关器件为 VT<sub>1</sub>~VT<sub>6</sub> 的 IGBT,直流母线电压为 U<sub>d</sub>,其控制设置死区以防止桥臂直通。但是死区的存在必然使变换器的输出电压能力降低,电压波形也产生失真,谐波含量增高,由其引起的高次谐波还会使电机损耗增加,并给驱动飞轮的电机带来谐波转矩、脉动转矩、电流交越失真等负面作用,影响飞轮运转的稳定性。因此,必须对死区进行补偿。

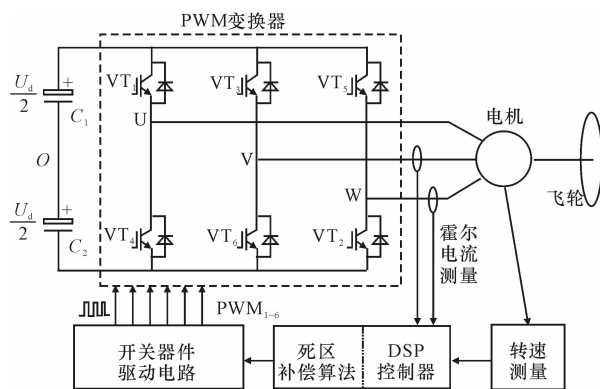


图 1 飞轮三相全桥功率变换器及其控制系统

Fig. 1 Three-phase full bridge power converter control system of Maglev Flywheel

### 1.2 系统的功率容量与死区设置

系统的功率容量应满足车辆驱动轮的短时牵引功率的要求。为了方便计算,也可根据旋转飞轮以动能形势存储的能量  $E_f$  来确定

$$E_f = \frac{1}{2} J_f \omega_f^2 \quad (1)$$

式中:  $J_f$  为惯性矩;  $\omega_f$  为飞轮的角速度。

若令  $T_f$  为飞轮驱动电机的转矩,则飞轮传输或获得的功率  $P_f$  为

$$P_f = \frac{dE_f}{dt} = J_f \omega_f \frac{d\omega_f}{dt} = \omega_f T_f \quad (2)$$

以  $P_{fm}$  为飞轮的最大传输功率,  $P_{es}$  为飞轮的功率容量,则  $P_{es} = \sigma P_{fm}$ ,  $\sigma$  为裕量系数。而  $P_{es}$  应同时

取决于驱动电机的最小额定功率,即

$$P_{es} \geq \frac{P_m}{\eta_m \eta_{pe}} \quad (3)$$

式中: $\eta_m$ 、 $\eta_{pe}$  分别为驱动电机和电力电子变换器的效率。

而根据飞轮的最高转速(角速度) $\omega_{\max}$ 和底速 $\omega_0$ 可确定驱动电机的最小额定功率为

$$P_m = \frac{J_f}{2t} (\omega_{\max}^2 - \omega_0^2) \quad (4)$$

电力电子功率变换器应同飞轮驱动电机的功率相配合。相应的,死区时间的设置取决于功率变换器的容量。

## 2 双向变换器的死区机理及其补偿

### 2.1 死区机理

变流器工作于死区期间时,桥臂主开关器件 VT<sub>1</sub> 和 VT<sub>4</sub> 都应关断。因此,从图 2 的动作模式图可看出:当 U 相电流  $i_U > 0$  时,逆变器单桥臂处于模式 1,在 VT<sub>4</sub> 管关断后,VT<sub>1</sub> 延迟开通,此时将由 D<sub>4</sub> 管续流,U 点电位被箝位于  $-\frac{U_d}{2}$ ;若  $i_U < 0$  时,逆变器单桥臂处于模式 2 工作,在 VT<sub>1</sub> 管关断后,VT<sub>4</sub> 延迟开通,将由 D<sub>1</sub> 管续流,U 点被箝位于  $\frac{U_d}{2}$ 。

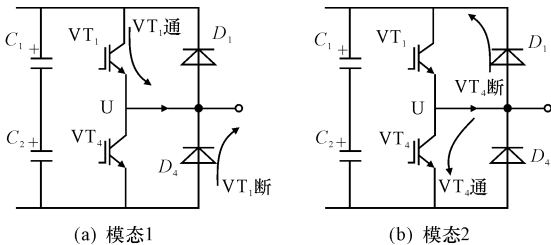


图 2 死区期间的动作模式

Fig. 2 Action mode in dead time period

由图 3 配合分析可得:死区期间,在  $i_U > 0$  时产生电压负向畸变脉冲; $i_U < 0$  时产生电压正向畸变脉冲,其宽度为死区的设置时间  $t_d$ 。

### 2.2 死区的负面作用

在考虑功率因数角  $\varphi$  的情况下,将图 3 中等效的死区效应的偏差方波  $U_{ef}$  进行傅立叶级数分解,可得  $U_{ef}$  的基波分量幅值为

$$U_{ef,1} = \frac{4U_d f_s t_d}{\pi} \sin(\varphi - \omega t) \quad (5)$$

式中: $f_s$  为器件的开关频率; $U_d$  为脉冲电压幅值。

可见,死区效应对于逆变器输出基波电压的影响与死区时间、载波频率和负载功率因数有关。由于死区使 PWM 波形不再对称于中心,因此死区不

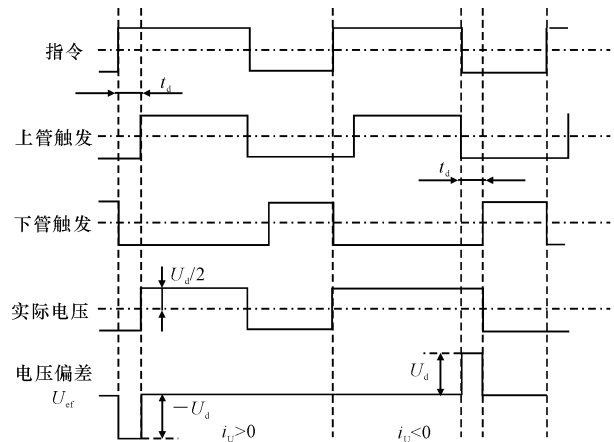


图 3 死区机理分析

Fig. 3 Analysis graph of dead time mechanism

仅影响输出电压幅值,还影响其相位。死区时间的增加,将引起逆变器输出电流波形的交越失真,会使电动机电磁转矩脉动增大,不仅驱动电机损耗增加,而且影响飞轮运转的稳定性,所以应该对死区进行补偿。

### 2.3 死区补偿方法

通常采用的死区补偿方案有时间补偿法和电压反馈型补偿法。常规的时间补偿法的原理是:根据电流方向,将计算出的 PWM 指令脉冲的前沿向前或向后移动  $t_d$ ,以达到期望的 PWM 脉冲宽度并抵消图 3 中的畸变脉冲。这一方法首先使 PWM 波形不再对称于开关周期的中心;其次,局限于对电流过零点的检测来进行补偿,对电流噪声、电流滤波所引起的滞后以及电流幅值、频率都有较大的敏感性;而电压反馈型补偿方案也存在着补偿滞后的问题,并增加了系统的复杂性。

本文采用一种基于旋转变换坐标系的时间补偿法对车载飞轮变换器的 SVPWM 调制技术进行死区补偿,参见下页图 4。

在桥臂的 1 个开关周期里,对于电流矢量为正的 U 相桥臂 PWM 指令,原指令脉冲前沿时刻从  $t_1$  移到  $t'_1$ ,后沿也同时增加  $\Delta t/2$ ;对于电流为负的 V 相、W 相桥臂 PWM 指令,可将其原指令脉冲后沿时刻从  $t_2$  移到  $t'_2$ ,前沿也同时减少  $\Delta t/2$ ;然后分别计算出修正后的基本电压矢量和零矢量的作用时间,即可实现时间死区补偿,并减少电压偏差,同时不影响指令 PWM 波形的对称性。

以图 4 的 PWM 脉冲的电压矢量为例, $T'_4$ 、 $T'_6$  和  $T_{0,7}$  分别为基本电压矢量  $U_4$ 、 $U_6$  和零矢量  $U_0$ 、 $U_7$  经过死区补偿修正后的作用时间可得

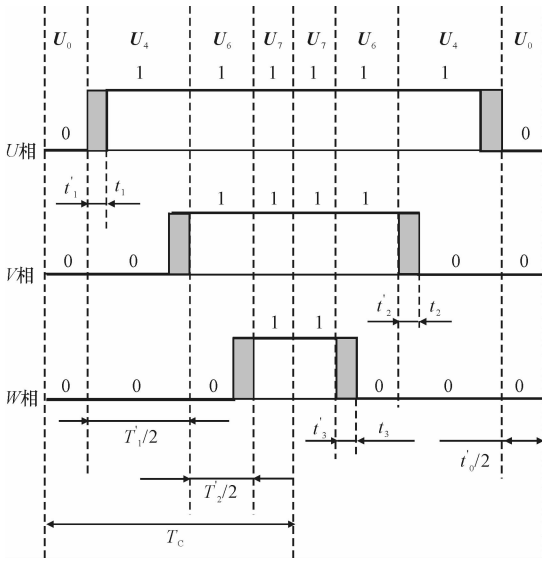


图4 死区补偿 PWM 指令示意

Fig. 4 PWM instructions on dead time compensation

$$\begin{cases} T'_4 = T_4 + \Delta t \\ T'_6 = T_6 \\ T'_{0,7} = T_{0,7} - \frac{\Delta t}{2} = \frac{1}{2}(T_c - T'_4 - T'_6) \end{cases} \quad (6)$$

式中:  $\Delta t = kt_d$ ,  $k$  为死区补偿系数,  $k \in (0, 1]$ ;  $k$  值可根据飞轮电机的运行模式进行选取, 飞轮在稳态运转时,  $k$  值应取较大的值进行深度补偿, 而在快速充放电动态模式下,  $k$  取较小值维护死区的保护作用。

## 2.4 电流矢量方向判断

图 5 中  $U$ 、 $V$ 、 $W$  轴代表空间中相差  $120^\circ$  的三相绕组,  $\alpha\beta$  坐标系是固定在定子上的两相静止直角坐标系, 可选择  $U$  相绕组的轴线作为  $\alpha$  轴。  $d$ - $q$  坐标系是两相同步旋转直角坐标系, 以三相电压合成矢量  $U^*$  的方向作为  $d$  轴的方向。  $\gamma$  为电压合成矢量的旋转角。  $I^*$  为旋转坐标系中的三相电流的合成矢量, 与  $U^*$  的相位差为  $\delta$  角。

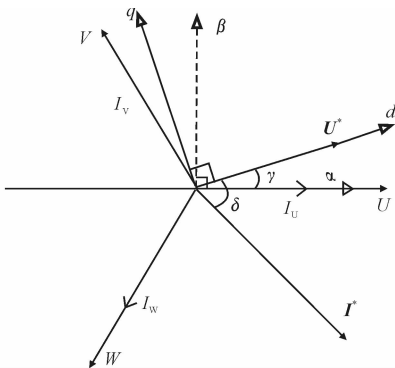


图5 3种坐标系的空问关系

Fig. 5 Space relationship of three kinds of coordinate system

$U^*$  和  $I^*$  在  $\alpha\beta$  坐标系中是以同步速旋转的矢

量, 但在  $d$ - $q$  坐标系中是静止的矢量。因此  $I^*$  在  $d$ 、 $q$  两轴的分量  $i_d$ 、 $i_q$  也是恒定的, 这样可以通过式 (7) 求得  $\delta$  角, 即

$$\delta = \tan^{-1} \left( \frac{i_q}{i_d} \right) \quad (7)$$

通过坐标原点, 分别做垂直于  $U$ 、 $V$ 、 $W$  三相坐标轴的辅助直线  $aa'$ 、 $bb'$ 、 $cc'$ , 参见图 6。

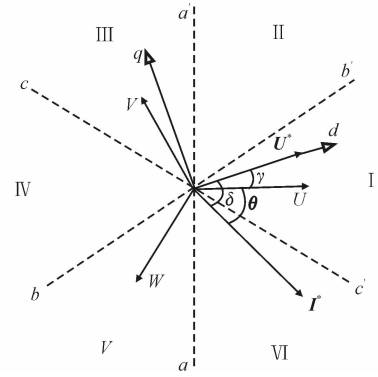


图6 旋转变换坐标系中的电流矢量

Fig. 6 Current vector in the rotation coordinate system

对于  $U$  相来说, 若定子电流矢量  $I^*$  在  $aa'$  的右侧, 与  $U$  轴同向, 则  $U$  相电流为正, 反之为负。  $V$  相、 $W$  相与此类似。以图 6 电流矢量的角度位置为例, 三相电流的方向为正、负、正。而

$$\theta = \delta - \gamma \quad (8)$$

这样, 只要判断出  $I^*$  在三相空间坐标系中的矢量角  $\theta$ , 就可以分别判断出各相的电流方向, 从而确定出具体的死区补偿方式。根据坐标变换,  $U$ 、 $V$ 、 $W$  三相坐标系到空间静止  $\alpha\beta$  坐标系的变换式为

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_U \\ i_V \\ i_W \end{bmatrix} \quad (9)$$

$\alpha\beta$  坐标系到在空间同步速旋转的  $d$ - $q$  坐标系的变换式为

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\gamma) & \sin(\gamma) \\ -\sin(\gamma) & \cos(\gamma) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (10)$$

由此可以得到, 在  $d$ - $q$  坐标系下

$$\begin{cases} i_d = i_V \sin(\gamma) - i_U \sin(\gamma - 2\pi/3) \\ i_q = i_V \cos(\gamma) - i_U \cos(\gamma - 2\pi/3) \end{cases} \quad (8)$$

这样就可以通过已知的  $i_U$ 、 $i_V$  和  $\gamma$  角, 求出  $i_d$  和  $i_q$ , 并用式 (7)、式 (8) 算出  $\theta$  角, 确定电流矢量方向。

3 条辅助直线把  $360^\circ$  划分为 6 个角度区域: I、II、III、IV、V、VI。可以总结出三相电流方向判断表 1。与时间补偿法结合, 电流方向为正的  $U$  相桥臂

PWM 指令脉冲宽度增加,反之减少。

表 1 三相电流方向判断

Tab. 1 Three phase current direction judgement

$\theta$	I	II	III	IV	V	VI
U	+	+	-	-	-	+
V	-	-	-	+	+	+
W	-	+	+	+	-	-

3 试 验

利用本文中的基于旋转变换坐标系的时间补偿法进行死区补偿试验。试验条件为:车载飞轮变换器的开关频率为 20 kHz,死区时间设为  $t_d=7\ \mu\text{s}$ ,死区补偿系数为 0.8,SVPWM 调制度为 0.8,直流电压 310 V,以 1 kW 的永磁同步电动机为飞轮驱动电机,以一台直流励磁电动机为模拟飞轮负载。设定 1 N·m 的负载转矩,在转速为 2 000 r/min 稳态运转时,对无死区补偿和有补偿的拖动电机相电流波形分别进行测试,参见图 7。

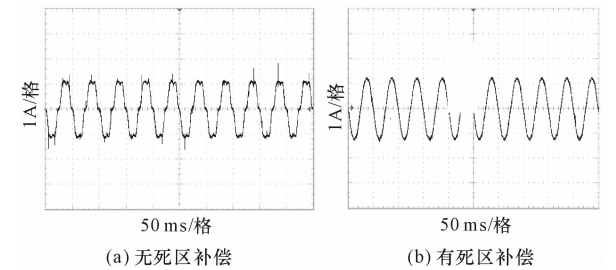


图 7 电流交越失真比较

Fig. 7 Comparison of current crossover distortion

由图 7 可以看出,该变换器在经过死区补偿后,明显解决了相电流波形在峰点和过零点处的交越失真问题,提高了永磁同步电动机运转的稳定性。

4 结 语

(1)车载飞轮的充放电时间指标很短,须在十几秒内完成几十千瓦量级的能量转换,这对其双向 PWM 变流器及调制技术的提出了较高的要求。变换器的死区给飞轮系统的暂、稳态性能带来负面影响,需要在系统构成、功率匹配、死区机理的分析基础上研究适宜的飞轮变换器的死区补偿方法。

(2)通过对旋转坐标系下的电流矢量方向判断,可避免电流过零点的检测,有效降低采样噪声和滤波的影响。

(3)过补偿不如不补偿。动态调整补偿系数可以优化飞轮双向变换器的补偿效果。而死区补偿后

的 PWM 指令波形应对称于开关周期的中心,在指令脉冲的前后沿均分补偿宽度,亦有助于补偿效果的优化。

参考文献:

References:

[1] 杨裕生,陈清泉,陈立泉,等.关于我国电动车的技术发展路线建议[J].新材料产业,2010(3):11-17.  
YANG Yu-sheng, CHEN Qing-quan, CHEN Li-quan, et al. Route for the development of electric vehicle technology in China[J]. New Material Industry Journal, 2010(3): 11-17. (in Chinese)

[2] 郭晋晟,王家明,马兹林,等.混合动力车用飞轮电池可行性分析及性能仿真[J].汽车技术,2008,(11):12-16.  
GUO Jin-sheng, WANG Jia-ming, MA Zi-lin, et al. Simulation and analysis on feasibility of flywheel battery for HEV [J]. Automobile Technology, 2008, (11): 12-16. (in Chinese)

[3] Lawrence Livermore National Laboratory. Energy and Environmental Security[Z]. San Francisco: Lawrence Livermore National Laboratory, 2012.

[4] 张维煜,朱焜秋.飞轮储能关键技术及其发展现状[J].电工技术学报,2011,26(7):141-146.  
ZHANG Wei-yu, ZHU Huang-qiu. Key technologies and development status of flywheel energy storage system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(7): 141-146. (in Chinese)

[5] 韩邦成,虎刚,房建成.谐波对磁悬浮转子运动轨迹的影响分析及仿真[J].系统仿真学报,2006(增2):992-994.  
HAN Bang-cheng, HU Gang, FANG Jian-cheng. Simulation analysis of influence of third harmonic noise on movement of magnetically suspended rotor [J]. Journal of System Simulation, 2006(S2): 992-994. (in Chinese)

[6] 付雄新,谢小鹏.电动汽车用飞轮电池充放电控制系统研究[J].微计算机信息,2007,23(17):263-265.  
FU Xiong-xin, XIE Xiao-peng. The study of charge and discharge control system of flywheel battery for electric vehicles [J]. Microcomputer Information, 2007, 23(17): 263-265. (in Chinese)

[7] 高辉,李怀良,翟长国,等.电动汽车磁悬浮飞轮电池储能系统设计[J].电力系统自动化,2013,37(1):186-190.  
GAO Hui, LI Huai-liang, ZHAI Chang-guo, et al. Design of energy storage system for maglev flywheel battery of electric Vehicles[J]. Automation of Electric

- Power Systems, 2013, 37(1): 186-190. (in Chinese)
- [8] Hearn C S, Flynn M M, Lewis M C, et al. Low cost flywheel energy storage for a fuel cell powered transit bus [C]//IEEE. Proceedings of Vehicle Power and Propulsion Conference. Arlington: IEEE, 2007: 829-836.
- [9] Urasaki N, Senjyu T, Uezato K. On-line dead-time compensation method for permanent magnet synchronous motor drive[C]//IEEE. Proceedings of International Conference on Industrial Technology (Volumel). Arlington: IEEE, 2002: 268-273.
- [10] Kim H S, Moon H T, Youn M J. On-line dead-time compensation method using disturbance observer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(6): 1336-1345.
- [11] 窦汝振, 刘 钧, 温旭辉, 等. SVPWM 控制逆变器死区补偿方法的研究[J]. 电力电子技术, 2004, 38(6): 59-61.  
DOU Ru-zhen, LIU Jun, WEN Xu-hui, et al. Research on dead-time compensation of the inverter using SVPWM[J]. Power Electronics, 2004, 38(6): 59-61. (in Chinese)
- [12] 吴茂刚, 赵荣祥, 汤新舟. 正弦和空间矢量 PWM 逆变器死区效应分析与补偿[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(12): 101-105.  
WU Mao-gang, ZHAO Rong-xiang, TANG Xin-zhou. Dead time effects analysis and compensation of SPWM and SVPWM inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(12): 101-105. (in Chinese)
- [13] Briat O, Vinassa J M, Lajnef W, et al. Principle design and experimental validation of a flywheel-battery hybrid source for heavy-duty electric vehicles[J]. Electric Power Applications, IET, 2007, 1(5): 665-674.
- [14] Oliveira J G, Bernhoff H. Power electronics and control of two-voltage-level flywheel based all electric driveline [C]//IEEE. Proceedings of International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). Gdansk: IEEE, 2011: 1659-1665.
- [15] De Oliveira J G, Schettino H, Gama V, et al. Study on a doubly-fed flywheel machine-based driveline with an AC/DC/AC converter [J]. Electrical Systems in Transportation(IET), 2012, 2(2): 51-57.
- [16] Abdel-Khalik A S, Elserougi A A, Massoud A M, et al. Fault current contribution of medium voltage inverter and doubly-Fed induction-machine-based flywheel energy storage system[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2013, 4(1): 58-67.

(上接第 137 页)

- LI Yan, ZHAO Zhi-hong, LI Peng-fei, et al. Review of traffic signal control methods under over-saturated conditions[J]. Journal of Traffic and Transportation Engineering, 2013, 13(4): 116-126. (in Chinese)
- [17] Gazis D C. Optimum control of a system of oversaturated intersections[J]. Operation Research, 1964, 12(6): 815-813.
- [18] D'ans G C, Gazis D C. Optimal control of oversaturated store-and-forward transportation networks [J]. Transportation Science, 1976, 10(1): 1-19.
- [19] QU Xiao-bo, ZHANG Jin, WANG Shuai-an, et al. Modelling follow up time at a single-lane roundabout [J]. Journal of Traffic and Transportation Engineering: English Edition, 2014, 1(2): 97-102.
- [20] Aboudolas K, Papageorgiou M, Kosmatopoulos E. Store-and-forward based methods for the signal control problem in large-scale congested urban road networks[J]. Transportation Research Part C: Emerging Technologies, 2009, 17(2): 163-174.
- [21] Girianna M, Benekohal R F. Using genetic algorithms to design signal coordination for oversaturated networks[J]. Journal of Intelligent Transportation Systems, 2004, 8(2): 117-129.
- [22] 李 岩, 过秀成, 杨 洁, 等. 过饱和状态交叉口群信号控制机理及实施框架[J]. 交通运输系统工程与信息, 2011, 11(4): 28-34.  
LI Yan, GUO Xiu-cheng, YANG Jie, et al. Mechanism analysis and implementation framework for traffic signal control of over-saturated intersection group[J]. Journal of Transportation system Engineering and Information Technology, 2011, 11(4): 28-34. (in Chinese)
- [23] Chang T H, SUN G Y. Modeling and optimization of an oversaturated signalized network[J]. Transportation Research Part B: Methodological, 2004, 38(8): 687-707.
- [24] Pignataro L J, McShane W R, Crowley K W, et al. Traffic control in oversaturated street networks[R]. Washington DC: Transportation Research Board, 1978.