

# 级联 SVG 控制系统设计与仿真

崔 影, 杨荣峰, 高 强, 徐殿国

(哈尔滨工业大学 电气工程及自动化学院, 黑龙江 哈尔滨 150001)

**摘要:** 由级联 H 桥多电平逆变器组成的静止无功发生器(SVG)在高压无功补偿中有着广泛的应用前景。文章在分析 SVG 工作的基本原理及多电平变流器的载波移相调制技术的基础上,设计了一套高压无功补偿装置,并对本装置采用的控制算法进行验证。仿真结果表明,此系统动态响应速度快、补偿性能良好,证实了系统的可行性。

**关键词:** 静止无功发生器;级联 H 桥;载波移相调制

中图分类号: TM761+.1

文献标识码: A

文章编号: 1671-8410(2011)05-0045-05

## Design and Simulation of Cascaded SVG Control System

CUI Ying, YANG Rong-feng, GAO Qiang, XU Dian-guo

(School of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin, Heilongjiang 150001, China)

**Abstract:** SVG(static var generator) comprising cascaded H-bridge multilevel inverter has broad application prospects in high voltage reactive power compensation. A set of high voltage reactive power compensation device is designed on the basis of principle analyzing of SVG and carrier phase-shifted SPWM of multilevel inverter, and verifies its control algorithm. Simulation results show the feasibility of the system due to dynamic response and good compensation performance.

**Key words:** SVG; cascaded H-bridge; carrier phase-shifted modulation

## 0 引言

随着电力电子装置的广泛应用,其带来的谐波和无功问题得到越来越多的关注。静止无功发生器(Static Var Generator, SVG)利用小容量电抗器将桥式电路并联在电网上,通过调节桥式电路交流侧输出电压的幅值和相位,或直接控制其交流侧电流,使其发出或吸收满足要求的无功电流,实现动态无功补偿<sup>[1]</sup>。相比于 SVC(静止无功补偿器),其调节速度快、运行范围宽、补偿无功连续、谐波电流小,且所用电抗器及电容器的体积和容量都大为降低。在高压大功率用电领域中,级联多电平技术以其功率容量大、开关频率低、输出谐波小、响应速度快、电磁兼容性好等优点受到越来越多的关

注<sup>[2]</sup>。本文采用级联 H 桥多电平结构的逆变器组成 SVG 主电路,将载波移相调制技术应用于此拓扑,搭建了一套高压无功补偿装置,并对其控制算法进行仿真验证,结果证实了该设计的有效性与可行性。

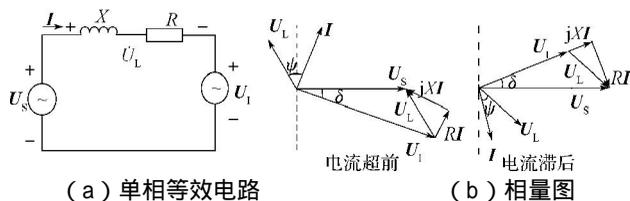
## 1 系统控制原理与算法

### 1.1 SVG 主电路的基本结构与工作原理

SVG 大都采用电压型桥式电路,工作时相当于电压型逆变器,可视为幅值和相位均可控的交流电压源。考虑到连接电抗器和变流器本身损耗,SVG 的等效电路如图 1 所示,其中电网电压和 SVG 输出的交流电压分别用  $U_s$  和  $U_1$  表示,电抗器  $X$  及等效电阻  $R$  的电压之和为  $U_L$ 。因等效电阻的存在,  $U_s$  与  $U_1$  间存在相位差  $\delta$ ,即变流器需要吸收有功能量。改变  $\delta$  及  $U_1$  的幅值,则输出电流  $I$  的相位和大小也随之改变,SVG 从电网吸收的无功功率也就得到了调节。

收稿日期: 2011-05-10

作者简介: 崔影(1988-),在读硕士研究生,主要研究方向为无功补偿技术。



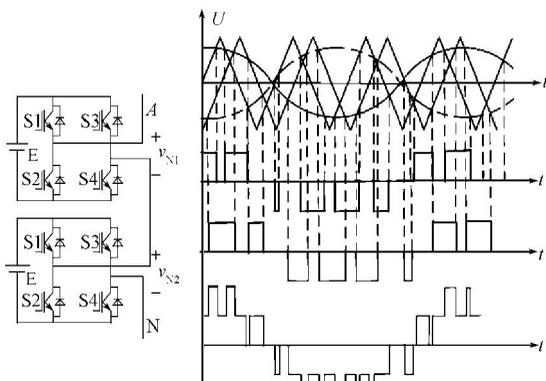
(a) 单相等效电路 (a) Single-phase equivalent circuit  
(b) 相量图 (b) Vector diagram

图 1 SVG 工作原理及等效电路

Fig. 1 Principle and equivalent circuit of SVG

1.2 级联 H 桥多电平变流器

多电平电路分为二极管箝位型、悬浮电容箝位型和级联 H 桥型 3 种,其基本思路是由多个电平台阶合成阶梯波以逼近正弦电压。相比于前两种拓扑,H 桥型不需要大量的二极管和悬浮电容,易于模块化,不存在中性点电压漂移等问题,较适合于电网接口的变流器<sup>[3]</sup>,其具体拓扑如图 2(a)所示。图中,每个 H 桥输出电压分为 3 种电平: +E、-E 和 0。当开关管 S1 和 S4 同时导通时,输出电压为 +E; S2 和 S3 同时导通时,输出为 -E; S1 和 S3( S2 和 S4 )同时导通时,输出为 0。m 个 H 桥级联输出为 2m+1 电平。阶梯电平数越多,输出越接近正弦波形。



(a) 级联 H 桥拓扑 (a) Topology of cascaded H-bridge  
(b) 载波移相调制 PWM 输出波形 (b) Output waveform of carrier phase-shifted PWM

图 2 基于级联 H 桥的移相载波调制

Fig. 2 Carrier phase-shifted PWM on the basis of cascaded H-bridge

1.3 载波移相调制技术

载波移相调制技术的基本思想是:各变流器单元使用共同的正弦调制波(周期为 2π),将各变流器单元频率为 ω<sub>c</sub> 的三角载波的相位相互错开三角载波周期的 1/(2m),那么级联逆变器的输出即为多电平的阶梯波。图 2(b)示出 H 桥级联载波移相生成的 PWM 波形。可以看出,H 桥级联逆变器总的输出波形比单个单元逆变器的输出波形更接近正弦波,谐波分量较小,波形较好。

1.4 系统控制算法

对于较大容量的 SVG,一般采用电流间接控制方法。通过控制变流器产生的交流基波电压的幅值和相位,来间接控制其交流侧电流。本文设计的级联 SVG 控

制系统具体控制算法结构如图 3 所示。

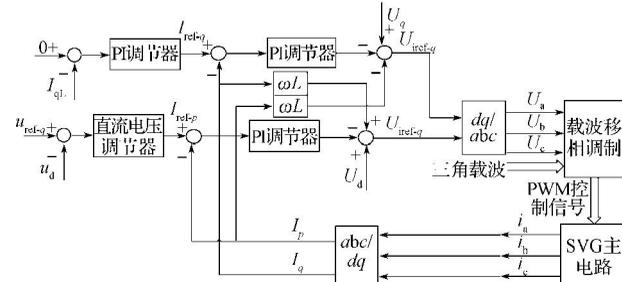


图 3 级联 SVG 控制系统采用的控制算法框图

Fig. 3 Control algorithm of the cascaded SVG control system

算法中引入了 SVG 输出电流的反馈信号,对其进行 dq0 坐标变换;并采用直流电压的反馈控制,将直流电压调节器的输出作为有功电流的参考值 I<sub>ref-p</sub>;对电网无功电流进行 PI 调节的输出作为无功电流参考值 I<sub>ref-q</sub>。电流的参考值与反馈值进行比较,再进行增量式 PI 调节,图 3 中 ωL 为连接电抗器参数。将输出 U<sub>iref-q</sub> 和 U<sub>iref-d</sub> 经过 dq0 反变换得到的三相电压作为调制波,与移相三角载波比较即可得到 PWM 控制信号,用以控制级联 H 桥各开关管的通断,从而改变 SVG 的输出电压。

2 控制系统硬件设计

2.1 主控制芯片的选择

级联 H 桥中开关管较多,故本级联 SVG 控制装置采用 DSP 与 FPGA 相结合的控制方法。系统复杂的控制策略及 AD 采样数据处理等工作由 DSP 完成,将 DSP 与 FPGA 配合使用可以方便地完成对多电平变换器的控制。

2.2 数据采集及信号调理

2.2.1 A/D 转换器的选择

前述控制算法需检测电网及 SVG 的三相电压及电流信号。主控芯片 TMS320F28335 型 DSP 的 ADC 为 12 位 16 通道,只有 2 个采样保持器,最多只能同时对 2 个通道进行采样。本系统对控制算法快速性要求较高,要求控制器对负载无功变化的动态响应实时性要好,因此在进行 AD 采样时要同时对三相电压和电流信号进行采样处理及计算,显然需外加 AD 转换芯片。设计时选用 12 位 AD 转换器 MAX1308,能提供 8 个、4 个或 2 个独立输入通道,独立的采样保持电路为每个通道提供同时采样,可在 1.98 μs 内完成多达 8 个通道的转换,满足系统快速性的要求。

2.2.2 电压电流信号的采集(图 4)

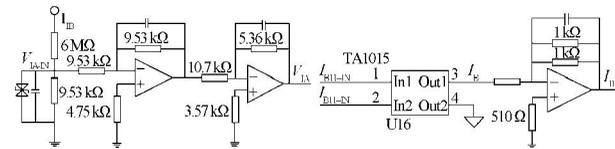
电网线电压和 SVG 输出电压等级较高,而 MAX1308 要求输入范围为 ± 5 V,因此进行 AD 转换之前需进行信号调理,使之满足 AD 转换器对输入信号的要求。以

电网电压为例, A相电压 $u_a = \frac{10}{\sqrt{3}}$  kV, 经9.53 k 和6 M 电阻分压, 得到运算放大器的输入电压 $V_{IA\_IN}$ :

$$V_{IA\_IN} = \frac{9.53 \times 10^3 / 2}{6 \times 10^6 + 9.53 \times 10^3 / 2} \times u_a = 4.585V \quad (1)$$

则采集的电压信号 $V_{IA} = (-1) \times (-0.5) \times V_{IA\_IN} = 0.5 \times V_{IA\_IN} = 2.293$  V 峰值为3.24 V。

电网电流信号( $I_{B11\_IN}$  流入、 $I_{B12\_IN}$  流出)由电流传感器 CT 获得, 经5A/5mA 电流互感器TA1015后获得更微小的电流 $I_B$ , 再经运算放大器采集到电流信号 $I_{IB} = -I_B \times (1000/2) = -500 \times I_B$ 。



(a) 电压信号的采集 (b) 电流信号的采集  
(a) Voltage signal acquisition (b) Current signal acquisition

图4 信号的采集  
Fig. 4 Signal acquisition

2.3 控制系统整体框图

图5 示出控制系统整体框图。CPLD 控制AD 转换后将数据存入RAM 区, 供DSP 读取并进行处理, 发出三相电压调制波给FPGA。FPGA 将电压调制波与自身产生的移相三角载波信号相比较, 生成PWM 控制信号, 经光纤接口传至驱动板, 对控制信号进行隔离、放大, 并驱动IGBT 模块。此外, 还需PLC 来监测各单元柜的状态, 并送入FPGA, 以及时发现故障并进行处理。

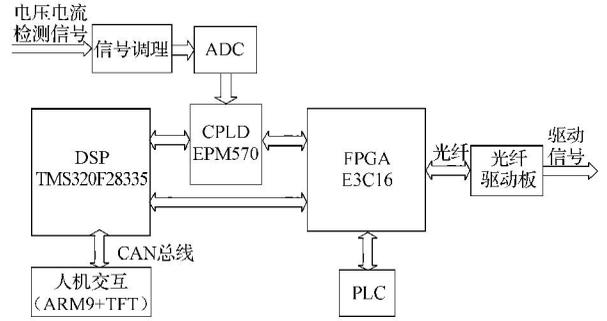


图5 控制系统框图

Fig. 5 Block diagram of control system

3 软件设计与仿真

3.1 总体软件流程图

DSP 控制程序分为主程序和中断服务子程序。主程序主要完成各变量的定义和初始化, 通用IO 端口的定义分配及相关寄存器的初始化, 之后等待响应中断服务子程序, 主程序流程图见图6 (a)。图6 (b) 为中断服务子程序流程图, 定时器0 中断实现调制波的计算, 输出三相电压调制波给FPGA。

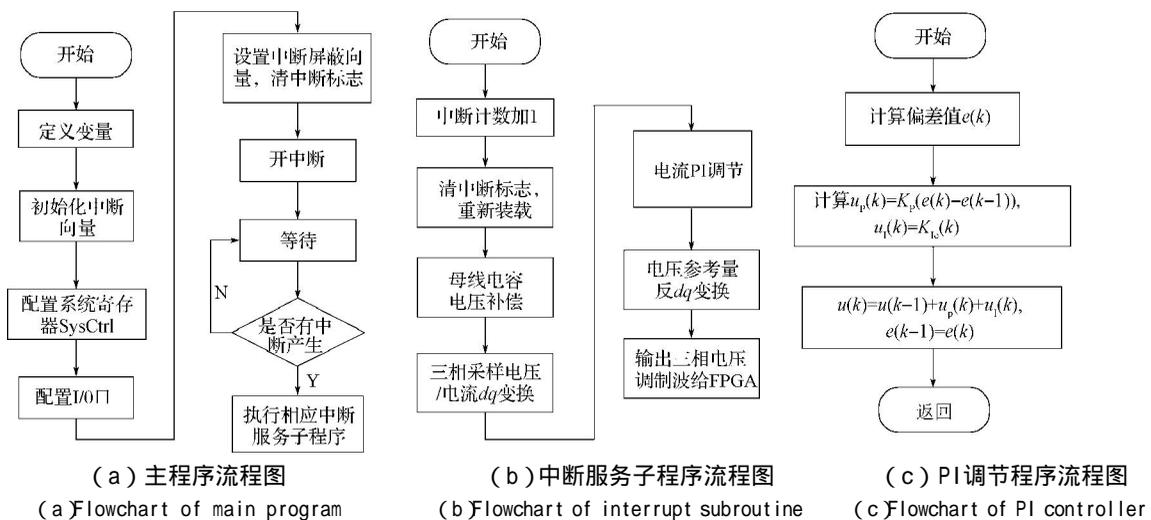
3.2 PI 调节算法的程序流程图

对直流侧电容电压及dq 轴电流的调节均采用增量式数字PI (比例积分) 算法。这种算法没有误差的累积, 相邻时刻控制修正量之差为<sup>[5]</sup>:

$$u(k) = u(k) - u(k-1) = K_p [e(k) - e(k-1)] + K_i e(k) \quad (2)$$

式中:  $e(k)$  ——第 $k$  次采样时的偏差值, 即给定与反馈之差;  $u(k)$  ——第 $k$  次采样时刻的计算输出值。

根据式(2) 可得PI 算法的流程图(图6 (c))。



(a) 主程序流程图 (b) 中断服务子程序流程图 (c) PI 调节程序流程图  
(a) Flowchart of main program (b) Flowchart of interrupt subroutine (c) Flowchart of PI controller

图6 控制系统软件流程图

Fig. 6 Program flowchart of control system

3.3 Mat lab 仿真验证

为验证上述控制方案的可行性, 本文在Matlab 的 Simulink 环境中搭建了一套基于载波移相调制技术的由

级联H 桥型多电平逆变器构成的SVG 仿真模型。仿真系统参数为: 电网线电压10 kV, 频率50 Hz, 连接电抗器为10 mH, 直流侧电容为5 000 μF, 参考电压为10 kV, 每

相采用4个H桥级联。具体仿真模型如图7所示,级联H桥构成的无功补偿装置经连接电抗器并联在电网上,SVG控制器根据检测到的电压和电流信号进行控制计算,最终生成PWM信号而驱动开关管动作。

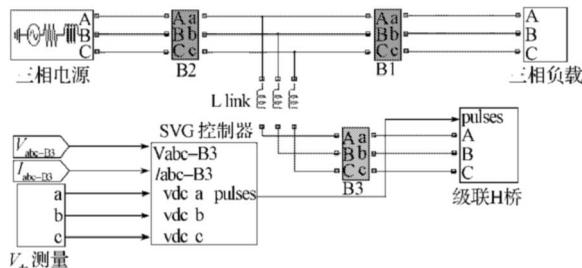


图7 系统仿真模型

Fig. 7 Simulation model of the system

三相调制波的生成算法如图8所示。 $V_{abc\_B3}$ 、 $I_{abc\_B3}$ 分别为SVG的电压和电流信号, $I_{abc\_B3}$ 经过abc-dq坐标系转换为 $I_d$ 和 $I_q$ ,分别进行电流PI调节,将直流电容电压调节器的输出作为d轴电流参考 $I_{ref-d}$ 。 $I_{abc\_B2}$ 为电网电流,对其q轴电流进行PI调节,其输出作为q轴参考电流 $I_{ref-q}$ 。参考输出电压 $U_{ref-q}$ 和 $U_{ref-d}$ 经dq反变换得到三相电压调制波。用Matlab模块搭建移相三角载波信号,不同的H桥其载波相位互差一定角度,一组三相H桥由三相调制波控制。图9示出本控制系统仿真生成的三相调制波与三角载波相比较的波形,其中 $v_{H1} \sim v_{H4}$ 为4组H桥所用三角载波。 $u_a$ 、 $u_b$ 和 $u_c$ 为三相电压调制波。

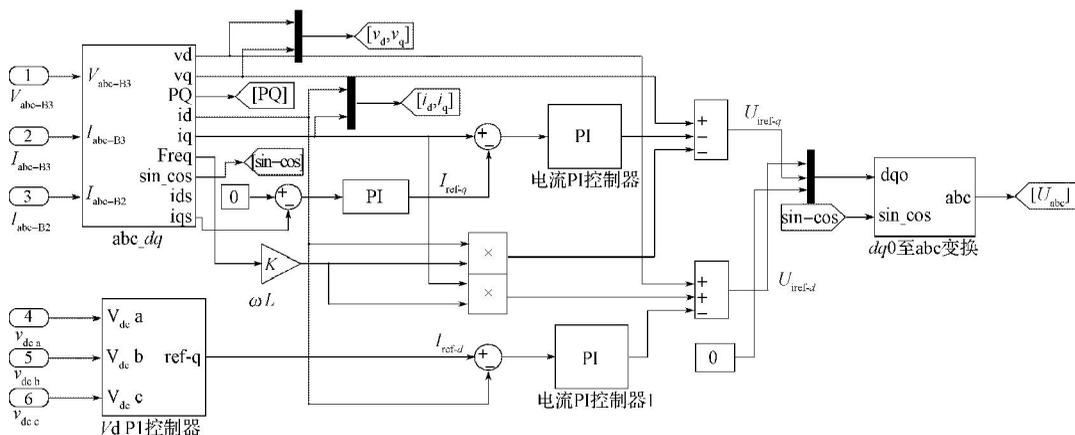


图8 三相调制波的生成

Fig. 8 Generation of three-phase modulation wave

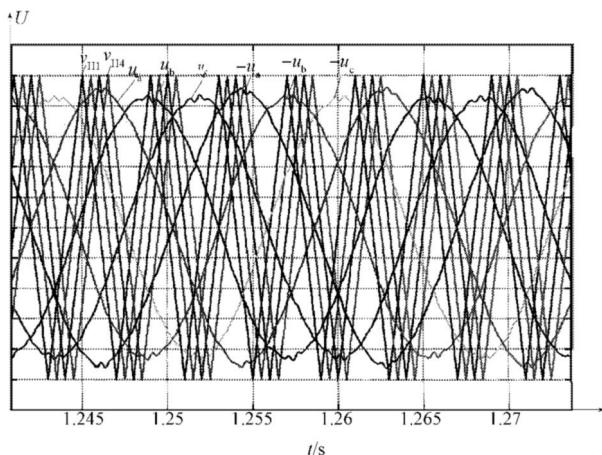


图9 调制波与三角载波相比较

Fig. 9 Comparison between modulation waves and triangle carrier wave

系统仿真波形如图10和图11所示。图10示出SVG输出相电压与电流的相位关系,电流超前于电压,此时SVG发出容性无功。图11示出电网电压及电流波形,可以看出,电网无需提供无功功率给负载。此控制方案动态响应速度快,达到了较为理想的补偿效果。

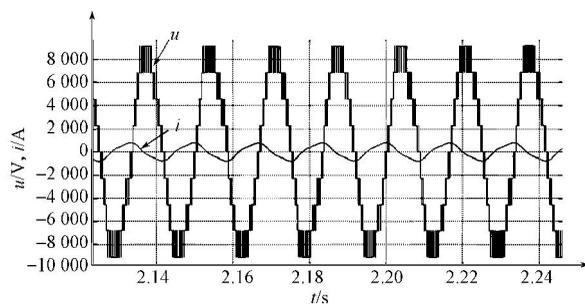


图10 SVG 输出相电压及电流

Fig. 10 Output phase voltage and current of SVG

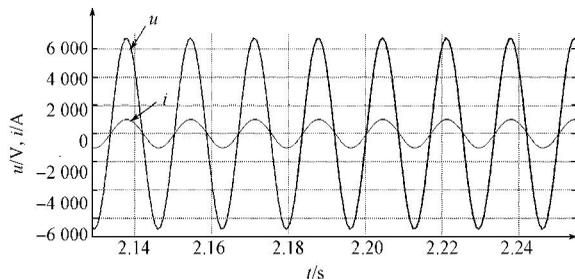


图11 电网电压及电流

Fig. 11 Grid voltage and current

### 4 结语

级联H桥型多电平变流器具有结构简单、输出谐波含量少等优点,对此拓扑应用载波移相调制策略,可提高等效开关频率,有效地减小输出谐波,很好地解决大功率变流过程中存在的问题,在大功率应用场合前景良好。

#### 参考文献:

[1] 王兆安,杨君,刘进军. 谐波抑制和无功功率补偿[M]. 北京:

机械工业出版社,1998.

[2] Lee C K ,Leung J S K ,Hui S Y R ,et al. Circuit-level Comparison of STATCOM Technologies [J]. IEEE Trans. on Power Electronics , 2003, 18(4):1084-1092.

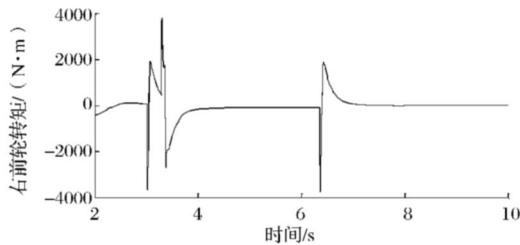
[3] Kim I D , Nho E C ,Kim H G ,et al. A Generalized Undeland Snubber for Flying Capacitor Multilevel Inverter and Converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(6): 1290-1296.

[4] 李永东,肖曦,高跃. 大容量多电平变换器[M]. 北京: 科学出版社,2005.

[5] 赵勇,何宝福,余威. 基于增量式PID控制实现高精度跟踪机构设计研究[J]. 战术导弹技术,2009(1): 66-69.

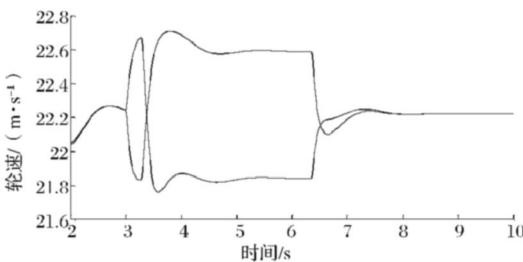


(上接第44页)



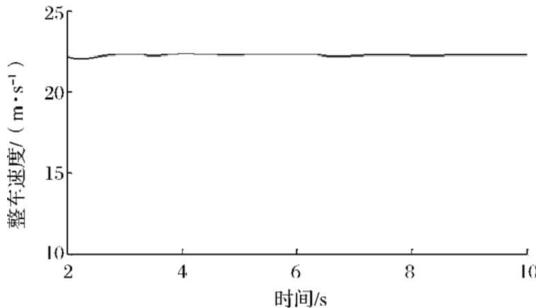
(d) 右前轮转矩

(d) Torque of right front wheel



(e) 两前轮差速结果

(e) The differential result of two front wheels



(f) 整车速度

(f) Vehicle speed

图6 施加DYC后的仿真结果

Fig.6 Simulation results with DYC

### 5 结语

本文利用四轮驱动电动汽车各车轮转矩分别控制

的特点,以电动汽车整车动力学模型为基础,分析了横摆角速度对于车辆稳定性的影响。针对 $r$ 对车辆稳定性的表征关系研究了基于转矩分配的直接横摆控制策略,采用直接转矩控制实现永磁同步电机的转矩分配,控制过程由上层控制器和下层控制器协调实现。对比仿真结果表明:通过两层控制器动态调整横摆力矩,可有效控制车辆内外轮的转矩分配,使车辆运动跟随驾驶员的期望。

但研究中发现, $r$ 和 $\beta$ 之间存在耦合,使两个姿态参数控制不能兼顾,这是今后一个亟待研究解决的问题,以便进一步提高车辆的稳定性。

#### 参考文献:

[1] 丁惜瀛,郭庆鼎.基于二阶滑膜的电动汽车感应电动机速度辨识[J]. 沈阳工业大学学报,2011,33(1):20-24.

[2] 孙宜标,王哲,丁惜瀛.基于主从策略的双轮直驱电动汽车转向差速控制[J].大功率变流技术,2010(5):45-48,58.

[3] Massimo C, Lorenzo F, Antonella F. Vehicle Yaw Control via Second-Order Sliding-Mode Technique[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2008,55(11):3908-3916.

[4] 于卓平,姜炜,张立军.四轮轮毂电机驱动电动汽车扭矩分配控制[J].同济大学学报,2008,36(8):1115-1119.

[5] 陈士安,邱峰,何仁.2种制造/安装偏差对高速车辆方向稳定性的影响[J].江苏大学学报,2011,32(1):32-37.

[6] Peters S C ,Iagnemma K. Stability measurement of high-speed vehicles [J]. Vehicle System Dynamics ,2009,47(6):701-720.

[7] Farzad Tahami ,Shahrokh Farhanghi. A novel driver assist stability system for all-wheel-drive electric vehicles[J]. IEEE Transactions on vehicular technology,2003,52(3):683-687.

[8] Shino Motoki,Miyamoto Naoya,Wang YuQing, et al. Traction control of electric vehicles considering vehicle stability[C]//The 6th International Workshop on Advanced Motion Control. Nagoya. 2000:311-316.

[9] 丁惜瀛.无刷双馈电机牵引双轮驱动电动汽车差速与操纵稳定性控制策略研究[D]. 沈阳:沈阳工业大学,2010:44-46.