

# 基于 DSP 的变频调速 SPWM 控制实现

胡永胜, 周向阳, 刘宇琦

(中航工业动力控制系统研究所, 江苏 无锡 214063)

**摘要:** 由于正弦波脉宽调制 (SPWM) 技术动态特性好, 能明显地提高电动机的效率, 因此在电机控制中得到了广泛的应用; 介绍了以数字信号处理器 SM320LF2407A 为核心的温度闭环控制系统, 采用 SPWM 技术实现了变压控制, 可实现对某型航空发动机涡轮前温度的限制; 试验结果表明, 采用 SPWM 技术的温度闭环控制系统具有实现简单、性能优良和安全可靠的特点。

**关键词:** DSP; SPWM; FADEC

## Realization of Variable-Frequency Speed Variation SPWM Controlling Based on DSP

Hu Yongsheng, Zhou Xiangyang, Liu Yuqi

(Avic Aviation Motor Control System Institute, Wuxi 214063, China)

**Abstract:** The technique of Sine Pulse Width Modulation (SPWM) which has fine dynamic characteristic can increase the motor efficiency obviously, so it has been used in the motor control widely. A closed-loop temperature control system based on the Digital Signal Processor (DSP) SM320LF2407A is introduced in this paper, and the variable voltage control strategy has been implemented with SPWM. The results on the tests show that the temperature control system with SPWM has many merits such as simple realization, good running performance and safety.

**Keywords:** DSP; SPWM; FADEC

### 0 引言

与以往的机械液压控制系统和模拟电路控制系统相比, 数字控制系统具有更加灵活、控制精确、抗干扰能力更强、设备尺寸更小、性能稳定和易于维护等特点<sup>[1-2]</sup>。针对前期某模拟式温度控制放大器在与执行机构进行协同工作时, 出现温度限制失效、故障无法定位、故障率高等问题, 严重影响飞机的出勤率<sup>[3]</sup>, 故启动数字式温度控制放大器的研发工作, 目标是可实现对模拟式温度控制放大器的互换, 并且还要具备故障定位、故障重构、数据存储等<sup>[4]</sup>能力。文中主要描述某数字温度控制放大器如何利用 DSP 实现 SPWM 波, 并调制成正弦波控制信号, 进而控制燃油通道伺服电机, 以此来调节燃油流量, 实现对某型发动机涡轮排气温度  $T_e$  和高压压气机出口温度  $T_3$  限制。

### 1 SM320LF2407A 简介

SM320LF2407A 是 TI 公司的 DSP 芯片, 晶振频率可达到 10 MHz。该芯片集成了存储单元、两个可独立使用的事件管理器模块、16 通道 10 位 A/D 转换器、SCI 串行通讯接口及 SPI 串行通讯口等<sup>[5-6]</sup>。

两个事件管理器模块功能相同, 每个事件管理器包含两个 16 位通用定时器, 可实现独立配置和关联配置, 实现同步定时和频率设定; 包括 8 个 16 位的脉冲宽度调制 (PWM) 通道, 可以根据用户设定, 实现 PWM 的对称和非对称波形; 3 个输入捕获单元, 可实现对频率量信号的采集。

该数字温度控制放大器通过 DSP 的 PWM3 和 PWM4 输出引脚, 来控制燃油通道的高边控制信号和低边控制信号, 通过数字硬件驱动模块调制成正弦波控制信号, 以此来控制伺服电机。通过 SPI 串行通讯口外接一片 ST 公司的 SPI 接口的串

行 FLASH 芯片 M25P16, 容量为 16 Mbit, 用于历史数据存储和可调整参数存储。

### 2 SPWM 工作原理和生成 SPWM 波算法

本文描述 SPWM 的实现原理。采用一组等腰三角形波与一个正弦波进行比较<sup>[7-8]</sup>, 如图 1 所示, 以三角波波峰和波谷为对称点绘制对称轴, 对称轴将与正弦波相交, 在相交点沿时间轴正向画平行于时间轴的线, 并再次与三角波相交, 三角波上升沿相交点作为 SPWM 波上升沿, 三角波下降沿相交点作为 SPWM 波下降沿, 则可反推形成一组 SPWM 波形。我们将这组等腰三角形的波称为载波, 正弦波则称为调制波。通过软件计算 SPWM 波形占空比, 按一定频率输出, 经过调制电路, 即可形成如图的模拟正弦波信号。根据计算结果调整 SPWM 占空比和输出频率, 即可实现对正弦波的频率和幅值控制。通过调整 SPWM 频率就改变正弦波的频率, 就可以改变输出电源的频率, 从而改变电机的转速; 通过调整 SPWM 占空比改变正弦波的幅值, 也就改变了正弦波与载波的交点, 是输出脉冲系列的宽度发生变化, 从而改变了输出电压。本文描述数字式温度控制放大器只通过调整正弦波的幅值来调整电机的输出力矩, 进而有效地控制伺服电机。

产生 SPWM 信号的方法可分为硬件法和软硬件综合法两

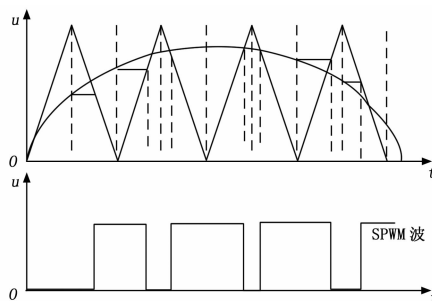


图 1 SPWM 波生成方法

收稿日期: 2015-07-04; 修回日期: 2015-11-22。

作者简介: 胡永胜(1979-), 男, 安徽绩溪人, 硕士, 主要从事航空发动机控制系统方向的研究。

种<sup>[9-10]</sup>。硬件法通过专门的集成电路设计,可以实现纯硬件调制电路,转换速度快,无实时性考虑。软硬件综合法是综合硬件和软件各自的优势,实现成本最低、设计灵活、便于维护和升级的调制方法,它通过实时计算来生产 SPWM 波,但是实时计算对控制器的运算速度要求非常高。DSP 是高度集成的可实现软件结合的数字芯片,能够满足本课题的需求。用 DSP 实时计算 SPWM 的方法有很多种,下面仅介绍该数字式温度控制放大器中使用的不对称规则采样法。

图 2 是正弦波和三角波所生成的 SPWM 波之间的对应关系图,图中是三角波峰值,是三角波周期,正弦波与三角波的对称轴产生一个交点,做平行于时间轴的平行线,平行线与相邻三角波会有一个交点,交点处则为 SPWM 电平翻转点。每个三角波两腰都会有一次翻转 SPWM 电平,  $t_1$  和  $t_2$  分别是这两次翻转时刻,它们决定 SPWM 波上的“高”、“低”电平时间分别为  $t_{off1}$ 、 $t_{on1}$ 、 $t_{on2}$  和  $t_{off2}$ 。

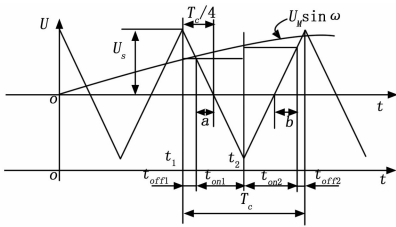


图 2 不对称规则采样法生产 SPWM 波

由图 2 可得,当在三角波的顶点对称轴位置  $t_1$  时刻,则有:

$$t_{off1} = \frac{T_c}{4} - a \quad (1)$$

$$t_{on1} = \frac{T_c}{4} + a \quad (2)$$

当在三角波的底点对称轴位置  $t_2$  时刻,则有:

$$t_{off2} = \frac{T_c}{4} - b \quad (3)$$

$$t_{on2} = \frac{T_c}{4} + b \quad (4)$$

根据三角形相似原理,可得:

$$t_{off1} = \frac{T_c}{4}(1 - M \sin \omega t_1) \quad (5)$$

$$t_{on1} = \frac{T_c}{4}(1 + M \sin \omega t_1) \quad (6)$$

$$t_{off2} = \frac{T_c}{4}(1 - M \sin \omega t_2) \quad (7)$$

$$t_{on2} = \frac{T_c}{4}(1 + M \sin \omega t_2) \quad (8)$$

$\omega$  是正弦波的角频率,其对应的周期在本数字式温度控制放大器中等于电源频率 400 Hz (周期则为 2.5 ms)。

令三角波频率  $f_c$  与正弦波频率  $f$  之比为载波比  $N$ , 因此:

$$N = \frac{f_c}{f} = \frac{1}{T_c f} \quad (9)$$

由于每个载波周期采样 2 次, 所以:

$$t_1 = \frac{T_c}{2} k, (k = 0, 2, 4, \dots, 2N - 2) \quad (10)$$

$$t_2 = \frac{T_c}{2} k, (k = 1, 3, 5, \dots, 2N - 1) \quad (11)$$

式中,  $k$  为采样序号, 由 (9)、(10)、(11) 式, 可得:

$$\omega t_1 = 2\pi f t_1 = \frac{\pi k}{N}, (k = 0, 2, 4, \dots, 2N - 2)$$

$$\omega t_2 = 2\pi f t_2 = \frac{\pi k}{N}, (k = 1, 3, 5, \dots, 2N - 1)$$

代入 (5) ~ (8) 式中, 则有

$$t_{on1} = \frac{T_c}{4}(1 + M \sin \frac{\pi k}{N}), (k = 0, 2, 4, \dots, 2N - 2) \quad (12)$$

$$t_{on2} = \frac{T_c}{4}(1 + M \sin \frac{\pi k}{N}), (k = 1, 3, 5, \dots, 2N - 1) \quad (13)$$

式中,  $M = U_M / U_S$  及正弦波峰值与三角波峰值之比,  $M$  称为调制度。  $M$  值的取值范围为  $0 \sim 1$ ;  $M$  值越大, 输出的 SPWM 电压越高。该不对称规则采样法既在三角波的顶点对称轴位置采样, 又在底点对称轴位置采样, 也就是每个载波周期采样两次, 这样所形成的阶梯波与正弦波的逼近程度会大大提高, 所以谐波分量的幅值更小, 更有利于电机控制。

由于 2407 芯片不提供内嵌的正弦函数插值表, 因此需要通过自建正弦插值表或者实时运算的方法来计算正弦值。该数字式温度控制放大器是通过编写专用的汇编语言, 通过实时运算的方法来实现对正弦值计算的, 根据 (12)、(13) 式, 经过泰勒级数展开, 考虑精度要求, 截去 3 阶以上部分。编写的汇编语言如下:

```
asm(" MAR *,AR2");
asm(" LAR AR2,#1h");
asm(" MAR *0+");
asm(" SBRK #4h");//(ARP=AR1-4) ->uAngle
asm(" SQRS *");
asm(" LACC #680h,0");// load 1664 to ACC
asm(" ADRK #5h");// (AR1+1) = 1664
asm(" SACL *+");
asm(" LACC #1110h,15");
asm(" SPM #1h");//PM = 0x01,left move 1
asm(" SPH *");
asm(" LT * -");// load uAngle_2 to T
asm(" MPY *");
asm(" SPM #0h");//PM = 0x00
asm(" SPAC");
asm(" ADRK #2h");
asm(" SACH *,1");
asm(" LACC #1555h,15");
asm(" MPY *+");
asm(" SPAC");
asm(" SACH *,1");
asm(" MPY *+");
asm(" LACC #7FFh,15");
asm(" SPAC");
asm(" SACH *,4");
asm(" SBRK 9");// (ARP = AR0-5) = uAngle
asm(" LT *");// Load uAngle to T
asm(" ADRK 9");//(ARP = AR1+5) = Temp3
asm(" MPY *+");asm(" SPM #2h");
asm(" SPH *");
asm(" SBRK 11");// load T1Per to (T)
asm(" LT *");// (ARP) = T1Per
asm(" ADRK 11");// (ARP) = sin
asm(" MPY *+");
asm(" SPM #1h");
asm(" SPH *");// (ARP) = sin * T1Per
asm(" CLRC C");
asm(" LACC *,0");// Get sin value
```

```
asm(" SPM # 0h");
asm(" MAR *, AR1");
```

### 3 伺服电机驱动电路设计

伺服电机控制信号驱动电路的作用是产生不大于 26 VAC 的 400 Hz 正弦信号给防喘通道伺服电机控制绕组。该电路由高边电源 (+15 V) 电路、高边控制驱动电路、低边电源 (+15 V) 电路和低边控制驱动电路组成。

PWM3 的占空比按 400 Hz 正弦波正半周的变化规律而变化, 在正弦波的负半周时则一直保持为低电平, 因此高边驱动电路的输出信号是一个正半周的正弦波信号, 低边驱动控制电路原理类似, 输出为负半周的正弦波信号, 高边和低边驱动电路输出叠加成一个完整的 400 Hz 的正弦波信号, 其有效值不大于 26 V。该电路的输出信号直接提供给伺服电机控制绕组。伺服电机的励磁信号保持与 400 Hz 的电源同步。

### 4 SPWM 控制实现

该数字式温度控制放大器控制原理如图 3 所示, 设定的基准  $T_{6std}$  和  $T_{3std}$  和当前采集的发动机涡轮增压温度  $T_6$  和高压压气机出口温度  $T_3$  构成外部闭环, 通过二阶环节计算获得电机转速给定, 对两个回路的计算结果进行低选, 使先达到超限值的限制回路起作用。通过频率采集电路获得测速电机转速, 与外环计算得到的转速给定形成内部闭环, 实现对燃油通道伺服电机的串行闭环控制, 通过计算获得调制度, 根据值可进行 SPWM 调制, 最终驱动伺服电机电作, 调整供油限制线, 实现对温度的限制。

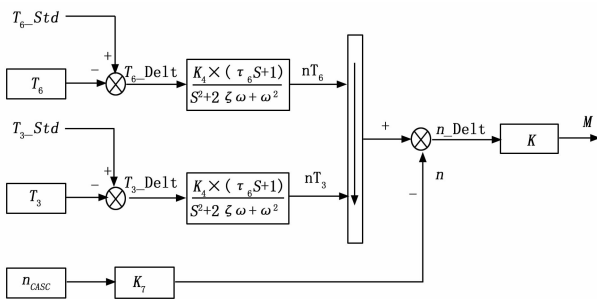


图 3 温度限制控制原理图

依据伺服电机的工作原理, 控制信号与激励信号成正交情况下, 可获得效率最高的力矩, 在此课题中, 采用图 4 的设计流程图可实现对相位超前、滞后的判断。

在本课题中, 控制周期为 2.5 ms, SPWM 的占空比输出周期为 50, 因此每个控制周期根据  $M$  值计算出 50 个分段占空比值给逆变电路, 可实现 SPWM 的调制信号输出, 已达到控制伺服电机的目的。电源频率与伺服电机激励信号频率同步, 因此本课题采用实时跟踪电源频率的方式获得激励频率, 在计算出  $M$  值后:

- 1) 根据  $M$  值的符号, 利用获得的激励频率相位, 确定控制信号与激励信号的相位差;
- 2) 根据  $M$  值幅值, 结合相位差, 计算 SPWM 相位步长  $\Delta t_{Deg}$ ;
- 3) 根据相位步长  $\Delta t_{Deg}$  来更新每 50 需输出的占空比。

该数字式温度控制放大器通过与发动机的台架试车,  $T_6$  的限制如图 5 所示,  $T_{6\_Std}$  设定的值为  $670^\circ\text{C}$ ,  $T_{3\_Std}$  设定的值为  $541^\circ\text{C}$ , 发动机在完成起动后, 上推状态, 使  $T_6$  持续上升, 当接近限制值时, 限制回路参与控制, 此时  $T_3$  并未

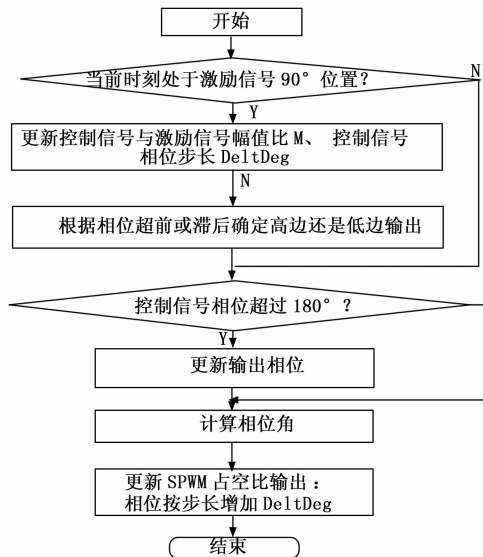


图 4 相位判断流程图

达到  $541^\circ\text{C}$  的限制值。从图中数据  $M$  值可看出发生了变化,  $n\_CASC$  也反映出伺服电机的快速调整, 经过限制之后,  $T_6$  被限制在  $T_{6\_Std}$ , 实现了对发动机的  $T_6$  温度限制。

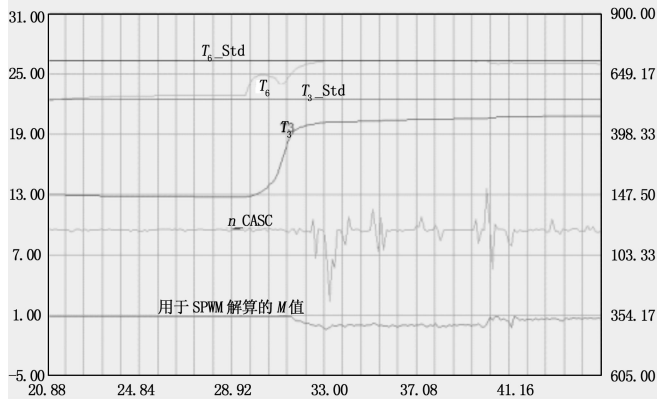


图 5  $T_6$  限制控制曲线

$T_3$  的限制如图 6 所示,  $T_{6\_Std}$  设定的值为  $720^\circ\text{C}$ ,  $T_{3\_Std}$  设定的值为  $541^\circ\text{C}$ , 发动机在完成起动后, 上推状态, 使  $T_3$  持续上升, 当接近限制值时, 限制回路参与控制, 此时  $T_6$  并未达到  $720^\circ\text{C}$  的限制值。从图中数据  $M$  值可看出发生了变化,  $n\_CASC$  也反映出伺服电机的快速调整, 经过限制之后,  $T_3$  被限制在  $T_{3\_Std}$ , 实现了对发动机的  $T_3$  温度限制。

从图 5 和图 6 可以看出, 采用  $T_3$  和  $T_6$  回路低选, 可以有效的保证先达到限制值的信号优先被选择参与限制控制。而且数据也可以直观的反映出限制及时, 通过测量响应速度和稳定性, 可以很好的满足发动机对温控器提出的温度限制的性能需求。

### 5 结束语

数字式温度控制放大器具备模拟式不可跨越的优势。它简化了电路设计, 在减轻重量的同时也提高了硬件可靠性; 通过软件能够快速控制方案, 可以灵活的增加控制补偿和修正; 实时计算的 SPWM 波形可以有效的减小谐波分量, 提高马达的输出力矩, 能有效的防止伺服电机卡死; 通过保存在 Flash 芯片中的历史数据, 可以对发动机以及数字式温度控制放大器运行状态进行的事后分析。通过对模拟式温度控制放大器的性

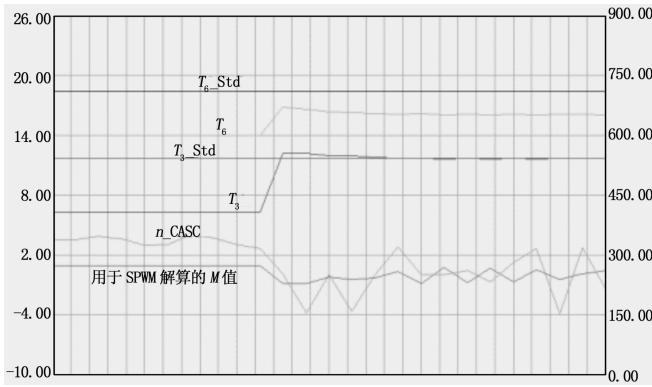


图 6  $T_3$  限制控制曲线

能对比、发动机试验台试验、装机试验等各环节验证，证明数字式温度控制放大器功能、性能均优于模拟式温度控制放大器，现已能交付用户使用。

参考文献：

[1] 樊思齐. 航空推进系统控制 [M]. 西安：西北工业大学出版社，

(上接第 60 页)

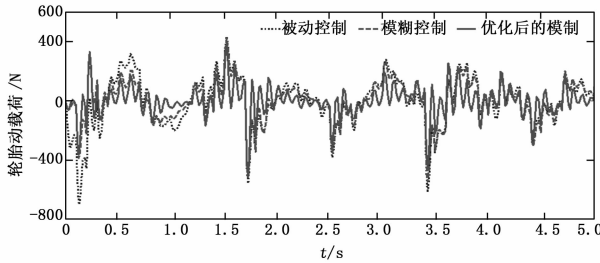


图 8 轮胎动载荷

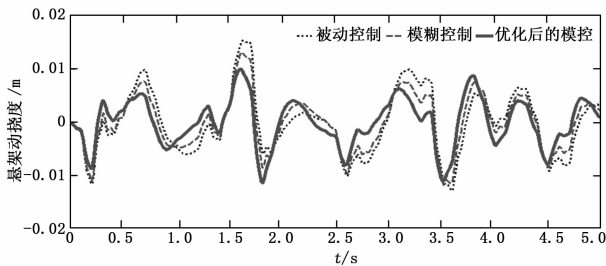


图 9 悬架动挠度

从仿真图可以看出，与被动悬架相比较，两种模糊控制策略均能有效地改善车身悬架性能的 3 个评价指标。对比 3 种控制系统的参数表 4 可知，采用两种模糊控制策略都大大降低了搭载被动悬架的其车身垂直加速度峰值，验证了模糊控制策略的可行性，但本文设计的优化后模糊控制器又较普通模糊控制器，其控制的车身垂直加速度峰值又从 0.88 降低到 0.61，其加速度均方根值也降低近 29%，说明采用优化后的模糊控制器能够更有效地减缓车身振动，提高车辆乘坐舒适性。

采用两种控制策略的悬架动挠度均方根值都小于被动悬架，且有效地控制在最大悬架动挠度均方根值 (0.02 m) 范围内，车辆运行时没有撞击限位块，但优化后的模糊控制器将动挠度又降低了 22%。其轮胎动载荷参数比一般模糊控制提高

1995.

[2] 孙健国. 现代航空动力装置控制 [M]. 北京：航空工业出版社，2001.

[3] 林克. C. 周, 杰克. D. 马廷林. 飞机发动机控制设计、系统分析和健康监控 [M]. 张新国, 等译. 北京：航空工业出版社，2012.

[4] 罗 蕾. 嵌入式实时操作系统及应用开发 [M]. 北京：北京航空航天大学出版社，2005.

[5] TI Company. TMS320F/C24XDSP controller — rsreference guide CPU and instruction set [Z]. 1999.

[6] 王晓明, 王 玲. 电动机的 DSP 控制——TI 公司 DSP 应用 [M]. 北京：北京航空航天大学出版社，2009.

[7] 翟红存. 基于 DSP 的 SPWM 变频调速系统的实现 [J]. 机械与电子, 2005 (11).

[8] 毛惠丰. 基于数字自然采样法的 SPWM 波形生成研究 [J]. 北京：电力电子技术, 2003.

[9] 张燕宾. SPWM 变频调速应用技术 [M]. 北京：机械工业出版社，1997.

[10] 侯小华. 基于 FPGA 的高精度数字化正弦信号生成的新方法 [J]. 计算机测量与控制, 2007 (6): 824 - 826.

了 38%，大大降低了对轮胎的冲击力。

综上所述，结果表明基于改进遗传算法的主动悬架系统模糊控制相较一般模糊控制策略能够显著改善汽车的行驶平顺性，验证了本文提出优化过程的有效性和可行性，提高了模糊控制器的适应性和鲁棒性。

4 结束语

本文引进了修正因子，通过改进的自适应遗传算法优化不同的状态的误差与误差变化率的加权适度，改善了控制器性能，并与以往大部分文献所运用的主动悬架模糊控制系统进行了比较，通过实验仿真，结果表明优化后的主动悬架的 3 个性能指标在原有基础上得到了较大的提升，并且也为进一步考虑针对悬架控制系统的其他参数如隶属度函数和模糊规则一并优化提供了有新的有效方法。

参考文献：

[1] 喻 凡. 汽车系统动力学 [M]. 北京：机械工业出版社，2005.

[2] 刘 栋, 唐 焱, 顾慧芽. 汽车主动悬架控制系统的发展研究 [J]. 液压气动与密封, 2010, 30 (5): 21 - 25.

[3] 潘公宇, 陈立付, 聂秀伟, 等. 空气主动悬架模糊控制仿真与实验研究 [J]. 机械设计与制造, 2011 (1): 198 - 200.

[4] Du H P, Zhang L. Fuzzy control for nonlinear uncertain electro-hydraulic active suspensions with Input constraint [J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2009, 17 (2): 343 - 356.

[5] Kuo Y P, Tzuu-Hseng S. Li. GA-based Fuzzy PI/PD Controller for Automotive Active Suspension System [J]. IEEE Transactions On Industrial Electronics, 2005, 46 (6): 1051 - 1056.

[6] 王 威, 薛彦冰, 宋玉玲, 等. 基于 GA 优化控制规则的汽车主动悬架模糊 PID 控制 [J]. 振动与冲击, 2012, 31 (22): 157 - 162.

[7] 陈 龙, 周立开, 江浩斌, 等. 基于模糊动态模型的半主动悬架控制系统设计及稳定性分析 [J]. 机械工程学报, 2008, 44 (2): 113 - 117.

[8] 石辛民, 郝整清. 模糊控制及其 MATLAB 仿真 [M]. 北京：北京交通大学出版社，2008.

[9] 王小平, 曹立明. 遗传算法—理论、应用与软件实现 [M]. 西安：西安交通大学出版社，2002.