

# 变论域自适应模糊控制器的 CMOS 模拟电路芯片实现

单伟伟<sup>1</sup>, 靳东明<sup>2</sup>, 梁 艳<sup>2</sup>

(1. 东南大学国家专用集成电路系统工程技术研究中心, 江苏南京 210096; 2. 清华大学微电子所, 北京 100084)

**摘 要:** 为解决传统的自适应模糊控制器算法过于复杂难以用模拟电路实现的问题, 本文研究了输入输出论域可随输入变量的变化而自适应变化的在线自适应模糊控制器及其在非线性系统控制中的应用, 并制作了 CMOS 模拟电路芯片. 提出了一种新的尖三角形隶属度函数实现输入变论域的功能, 输出变论域部分采用对输入变量进行加权积分并求其绝对值的方法. 控制器的其他部分为求小电路和重心法去模糊电路. 以上各电路均为 CMOS 模拟电路, 它们和集成的整体电路均在无锡上华 (CSMC) 0.6  $\mu\text{m}$  工艺下流片, 测试结果表明该芯片完成了变论域模糊控制器的功能.

**关键词:** CMOS 模拟电路; 模糊控制器; 自适应控制; 隶属度函数电路

**中图分类号:** TN43

**文献标识码:** A

**文章编号:** 0372-2112 (2009) 05-0913-05

## Variable Universe Adaptive Fuzzy Logic Controller CMOS Analog Chip Implementation

SHAN Wei-wei<sup>1</sup>, JIN Dong-ming<sup>2</sup>, LIANG Yan<sup>2</sup>

(1. National ASIC System Engineering Research Center, Southeast University Nanjing, Jiangsu 210096;

2. Institute of Microelectronics, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

**Abstract:** The conventional adaptive fuzzy logic controllers are usually too complex for analog circuit implementation. To solve this problem, an on-line adaptive fuzzy logic controller and its application in the control of nonlinear system are studied, whose universe can adaptively change along with the changing of the input variables. Its CMOS analog chip is designed and fabricated. A novel peaky-triangle membership function is proposed to realize the input variable universe part. For the output part of VFLC, the absolute value of the integral of the input variable is used. The other parts are current-mode minimization circuit and a COG (center of gravity) defuzzification circuit. All the above circuits and a whole system were implemented under 0.6  $\mu\text{m}$  CMOS standard technology. Their test results show that they fulfill the function of the variable-universe fuzzy logic controller.

**Key words:** CMOS analog circuit; fuzzy logic controller; adaptive control; membership function circuit

### 1 引言

模糊控制 (FLC) 以其无需为被控对象建立精确数学模型并可以利用专家知识的优势已在过程控制、家电和专家系统等领域得到广泛应用. 软件实现的模糊控制器典型的处理速度为  $K$  flips (flips 指每秒模糊推理的次数). 为了完成毫秒级以下甚至微秒级的高速实时控制, 硬件电路实现的模糊控制器包括数字电路和模拟电路专用芯片成为必须. 为克服实际控制中一定程度的不确定性, 产生了自适应模糊控制. 但常见的传统自适应模糊控制器 (AFLC) 都是根据一定算法对所有的模糊规则的前件或后件或者前后件同时进行更新<sup>[1~5]</sup>, 因而算法复杂并且要自适应改变的参数很多, 需要耗费大量的计算和存储资源, 从而使其硬件电路实现非常困难. 目前国际上已有大量传统 AFLC 的电路实现的研究, 但真正完成的芯片都是用数字电路 ASIC 或 FPGA 实现<sup>[1,3]</sup>. 模

拟电路或混合型电路的实现方法、系统架构和单元电路方面的研究<sup>[4,5]</sup> 虽然很多, 以我们目前所未见整体芯片实现的报导. 而模拟电路比数字电路的更大优势在于它在同等功耗和芯片面积要求下的速度更高, 且不需要额外的 A/D 和 D/A 接口与传感器或外部激励相连接. 这就使得寻找适合用模拟电路实现的自适应模糊控制器并实现其模拟电路芯片成为必要.

与传统 AFLC 相比, 文[6]提出的变论域自适应模糊控制器 (Variable Universe Fuzzy Logic Controller, 以下简称 VFLC) 被证明是一种稳定的控制, 以其论域可变减轻了控制效果对模糊规则数量和精确度的依赖, 并成功地应用在多种复杂非线性系统的控制上<sup>[6]</sup>. 另一大优势在于 VFLC 需要改变的参数很少, 对两输入一输出 FLC 仅需调节 3 个参数, 因此适合硬件电路实现. 作者在文<sup>[7]</sup>中已用 Verilog-HDL 硬件描述语言设计了 VFLC 的数字电路, 并将其应用在对二阶 Duffing 强迫震荡系统

的控制上. 由于模拟电路具有的优势, 本文研制了变论域自适应模糊控制器的模拟电路芯片. 提出了一种新型隶属度函数——尖三角形隶属度函数来实现输入变论域的功能, 减少了系统资源和延时. 用积分器和绝对值电路完成输出变论域功能. 构成 VHLC 的其他电路为电流模求小电路、乘法器和去模糊电路. 在  $0.6\mu\text{m}$  CMOS 模拟电路工艺下设计和实现了各个单元电路并集成了整体 VHLC 芯片. 该 VHLC 芯片可以在常规 FLC 和变论域 FLC 两种模式下工作, 提高了实际应用的灵活性. 测试结果表明各子电路及整体电路在  $\pm 2.5\text{V}$  电源电压下很好的实现了 VHLC 的功能.

## 2 算法研究

### 2.1 变论域自适应模糊控制

基于规则的模糊控制器在本质上是插值器, 其插值精度与模糊规则的数量密切相关. 要想提高精度, 就需要更大规模的模糊控制器, 从而增加了控制的复杂度. 变论域模糊控制器通过在规则不变的前提下, 论域随着误差变小而收缩并随着误差增大而扩展<sup>[6]</sup>解决了这个问题. 输入变量通常是控制器的输出和所要达到的结果之间的误差, 当此误差逐渐减小时, 初始论域则显得不够精细. 这时将输入论域压缩  $\frac{1}{\alpha}$  倍 ( $0 < \alpha < 1$ ), 如图 1(b), 局部地看, 在压缩后的论域上输入论域的划分变密了, 相当于控制规则增加了, 因而能提高控制的精度<sup>[6]</sup>. 论域收缩的示意图如图 1 所示, 图 1(a) 为初始输入论域及其 3 个模糊划分 NB(负大)、ZE(零)和 PB(正大), 图 1(b) 是压缩后的论域.

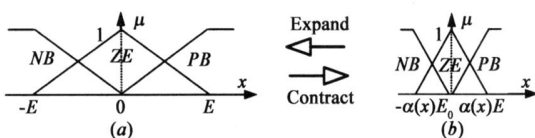


图1 变论域示意图

以 2 输入 1 输出模糊控制器为例, 设输入论域  $X_1 = [-E_1, E_1]$ ,  $X_2 = [-E_2, E_2]$ , 输出论域  $Y = [-U, U]$ ,  $\{A_i\} \{B_i\} \{y_i\}$  分别是语言变量  $x_1$ ,  $x_2$  和  $y$  的模糊集合, 其中输出变量  $y$  的隶属度采用单点模糊集. 变换后的论域如式(1)所示, 其中  $\alpha$ ,  $\beta$  分别是输入和输出论域的伸缩因子<sup>[6]</sup>.

$$X_i(x_i) = [-\alpha_i(x_i)E_i, \beta_i(x_i)E_i], (i=1, 2) \quad (1)$$

$$Y(x_1, x_2) = [-\beta(x_1, x_2)U, \alpha(x_1, x_2)U]$$

模糊控制规则  $R$  为: 如果  $x_1$  是  $A_i$  且  $x_2$  是  $B_j$  则  $y$  是  $y_i$ , 则常规模糊控制器的输出  $F_{CHLC}$  如式(2), 其中  $A_i$  和  $B_i$  分别是  $x_1$  和  $x_2$  输入论域上的模糊划分, 模糊推理采用求小操作, 以符号 ' $\wedge$ ' 表示,  $c_i$  为两个输入变量对应的隶属度函数  $\mu_{A_i}(x_1)$  和  $\mu_{B_i}(x_2)$  求小后的值, 称为激活度. 变论域模糊控制器的输出  $F_{VHLC}$  如式(3)<sup>[6]</sup>, 是在

常规模糊控制器的基础上增加输入伸缩因子  $\alpha(x)$  和输出伸缩因子  $\beta(x_1, x_2)$ .

$$F_{CHLC}(x_1, x_2) = \frac{\bigwedge_{i=1}^n (\mu_{A_i}(x_1) \wedge \mu_{B_i}(x_2)) \cdot y_i}{\bigwedge_{i=1}^n (\mu_{A_i}(x_1) \wedge \mu_{B_i}(x_2))} = \frac{\sum_{i=1}^n c_i y_i}{\sum_{i=1}^n c_i} \quad (2)$$

$$F_{VHLC}(x_1, x_2) = \alpha(x_1, x_2) \cdot F_{CHLC}(\alpha(x_1/1)(x_1), \beta(x_2/2)(x_2)) \quad (3)$$

### 2.2 论域伸缩因子

论域伸缩因子的实现可以有多种方法, 文[6]建议用式(4)所示的输入论域伸缩因子, 并提出基于积分调节原理的方法的输出论域的伸缩因子, 利用李雅普诺夫方法证明了这种变论域自适应模糊控制在一定条件下是稳定的自适应控制. 输出变论域因子最后与常规模糊控制器的输出相乘, 因此应该总是正值, 否则会改变由控制规则得出的输出结果的符号, 因此本文对  $\alpha$  进行了求绝对值运算, 如式(5)所示, 其中  $K_i$  为正的的比例因子,  $p_1, p_2$  在离线处理中得到, 是解 Lyapunov 方程得到的对称正定矩阵  $P$  的最后一列值<sup>[2,6]</sup>.

$$\alpha(x) = 1 - \exp(-kx^2), 0 < \alpha < 1, k > 0 \quad (4)$$

$$\beta(t) = |K_i \int_0^t (p_1 \cdot x_1(\tau) + p_2 \cdot x_2(\tau)) d\tau + \beta(0)| \quad (5)$$

按变论域的意义, 在输入变量较小时才需要进行论域压缩, 因此将式(4)输入论域伸缩因子  $\alpha(x)$  改成式(6), 仅对零点附近的模糊子集 ZE 采用论域压缩, 其中  $\alpha$  是 ZE 模糊划分的范围.

$$\alpha_i(x_i) = \begin{cases} 1 - \exp(-kx_i^2), & \text{when } |x_i| < \alpha \\ 1, & \text{when } |x_i| \geq \alpha \end{cases}, 0 < \alpha < 1, k > 0, i=1, 2 \quad (6)$$

对模拟电路实现的输入论域伸缩因子来说, 按照式(6), (2), (3), 需先求出论域伸缩因子  $\alpha(x)$ , 再求出  $x/\alpha(x)$ , 最后将其代入隶属度函数求出变换后的隶属度  $\mu(x/\alpha(x))$ . 这一系列复杂操作会增加系统延时以及加大面积和功耗. 考察  $\mu(x/\alpha(x))$ , 如图 2 所示, 以  $\alpha(x) = 1 - 0.65\exp(-4x^2)$  为例, 当初始模糊子集是三角形隶属度函数  $\mu_{Ti}(x)$  时, 虚线所示的  $\mu(x/\alpha(x))$  与实线表示的尖三角形隶属度函数(PMF)类似. 于是我们用式(7)的 PMF 来代替变论域后的隶属度函数  $\mu(x/\alpha(x))$ .

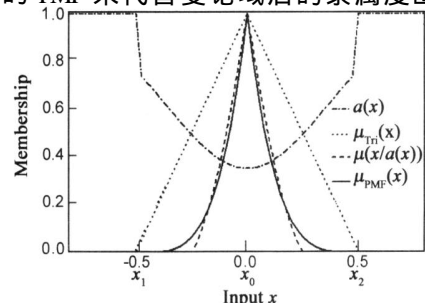


图2  $\alpha(x)$ , 尖三角形隶属度函数和变论域后的隶属度函数

$$\mu_{PMF}(x) = \begin{cases} -\frac{|x - x_0|}{x_2 - x_0} + 1 & , x_1 < x < x_2, > 1 \\ 0 & \text{else} \end{cases} \quad (7)$$

这样的近似是可行的,因为从图2可见这种近似的误差不大,而模糊控制本身具有的鲁棒性使其不需要太精确的隶属度函数。另外,VHLC中输出变论域对控制效果的影响远大于输入变论域。这种近似还减少了信号处理步骤,适合用模拟电路实现,并使输入变论域的设计参数减少为仅有一个参数。

### 2.3 二阶非线性系统的控制实例

式(8)表示的 Duffing 强迫振荡系统是一个二阶非线性振动问题,其中  $\dot{x}_1 = x_2$  表明状态  $x_2$  是  $x_1$  的导数。若不加控制,该系统的状态是混沌的。将以上 VHLC 用于控制这个系统,控制目标是使状态  $x_1$  能尽快跟踪给定的参考信号  $r(t)$ 。以误差  $e_1 = r(t) - x_1(t)$  及其导数  $e_2 = \dot{e}_1$  作为 VHLC 的两个输入变量,VHLC 的输出用作被控系统的控制信号  $u(t)$ 。

$$\dot{x}_1 = x_2, \dot{x}_2 = -0.1x_2 - x_1^3 + 12\cos t + u(t) \quad (8)$$

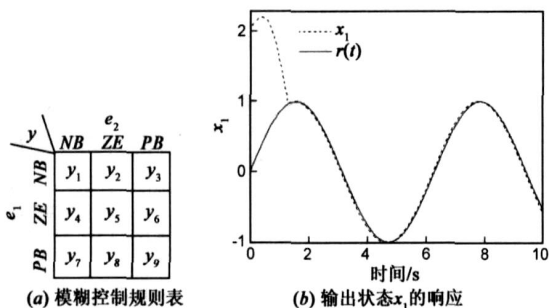


图3 控制实例

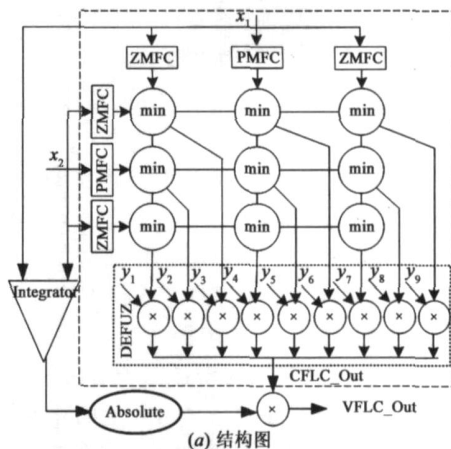
$e_1$  的论域取为  $[-2, 2]$ ,  $e_2$  的论域为  $[-1, 1]$ , 输出  $u$  的论域为  $[-3, 3]$ , 初始输入论域划分如图1(a)所示,但用图2所示的尖三角函数代替模糊子集 ZE 的隶属度函数以近似输入变论域后的隶属度函数  $\mu(x)$ 。VHLC 的输出变论域因子中的参数  $K_i$  取 5。  $p_1$  和  $p_2$  由 Lyapunov 方程解得  $p_1 = p_2 = 5^{[2,6]}$ 。控制规则如图3(a)所示,其中  $y_1 - y_9$  分别为  $-3, -3, 0, -2, 0, 2, 0, 3, 3$ 。控制结果如图3(b)所示,被控状态  $x_1$  很快从初始值  $(x_1, x_2) = (2, 2)$  跟踪到参考信号,在 1.4 秒内达到误差小于 0.03。文[2]采用了混合型自适应模糊控制器对相同的问题进行控制,它的输入论域  $e_1$  和  $e_2$  分别划分为 6 个模糊子集,控制结果为需要 15 秒才能达到误差小于 0.1。可见本文的 VHLC 的控制精度和响应速度比文[2]的自适应模糊控制方法有很大提高。

## 3 变论域模糊控制器的模拟电路设计

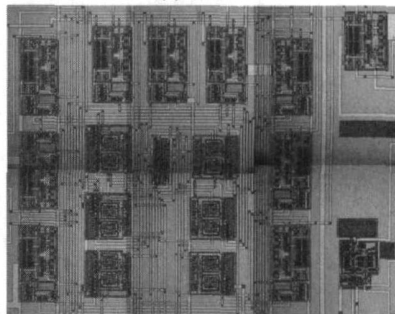
### 3.1 VHLC 电路结构

图4(a)是 VHLC 的结构图,方框内为一个 2 输入 1

输出的常规模糊控制器,按照上一节中的论域划分,每个输入需要三种隶属度函数电路,即 Z 型隶属度函数电路(ZMFC),尖三角形隶属度函数电路(PMFC)和 S 型隶属度函数电路(SMFC),它们分别实现模糊子集 NB, ZE 和 PB 的隶属度函数。两路输入的 6 个隶属度函数电路的输出电流两两两连接到 9 个电流模求小电路(min),其输出电流通过 84 的电阻转换为电压信号后输入到由 9 个乘法器组成的去模糊电路(DEFUZ)。输入变论域部分已被整合到 PMFC 中。变论域输出部分由积分器(Integrator)和绝对值电路(Absolute)组成,其结果和核心模糊控制器的输出相乘后得到 VHLC 最终输出结果。整个 VHLC 在 CSMC 0.6  $\mu\text{m}$  的工艺下制造,图4(b)是流片后的芯片照片,不加 PAD 的芯片面积为 1.05mm  $\times$  1.05mm。各个子电路详见下文,工作电压是  $\pm 2.5\text{V}$ 。



(a) 结构图



(b) 芯片照片

图4 VHLC模拟电路结构图和芯片照片

此电路除了可以用作变论域模式,还可以用作常规模糊控制器。当改变 PMFC 的参数使之输出常规的高斯型隶属度函数,并直接从 CHLC. out 端口输出结果时,此芯片为一个常规模糊控制器。

### 3.2 输入论域变换及隶属度函数电路

三种隶属度函数电路 ZMFC、PMFC 和 SMFC 都可由图5(a)所示的电路<sup>[8]</sup>产生。令各 PMOS 电流镜的尺寸相同,各 NMOS 电流镜的尺寸也相同,则有  $I_o = I_{ss} - (I_{MN4} + I_{MN5})$ 。根据差分电路及电流模界限差电路的原理,可推出输出电流如式(9)所示,其中  $K_p = \mu_p C_{ox} W/L$ 。

$$I_o = I_{ss} \pm \frac{1}{2} K_p (V_i - V_w) \sqrt{4 I_{ss} / K_p - (V_i - V_w)^2}, \text{ when } |V_i - V_w| < \sqrt{2 I_{ss} / K_p}, + \text{ for } V_i < V_w \text{ and } - \text{ for } V_i > V_w \quad (9)$$

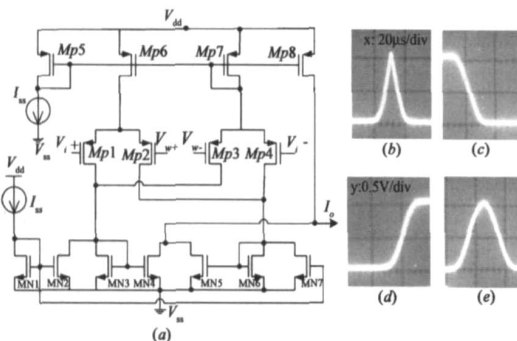


图5 尖三角隶属度函数电路 (a) 电路图; (b) PMFC; (c) ZMFC; (d) SMFC; (e) Gaussian MFC 的测试结果

$V_{w+} = V_{w-} = 0$  时的芯片测试结果如图 5 (b) 所示, 输出一个和图 2 中  $\mu_{PMF}(x)$  一致的尖三角型的隶属度函数. 另外,  $V_w$  不为 0 时可输出梯形隶属度函数, 因此, 如果将输入范围限制为  $(-1V, 1V)$  并令  $V_{w-} = V_{ss}$ ,  $V_{w+} = 0.2V$  进行移位, 该电路也可以产生图 5 (c) 的 Z 型隶属度函数;  $V_{w-} = 0.2V$ ,  $V_{w+} = V_{ss}$  时可产生图 5 (d) 的 S 型隶属度函数. 最后, 如果令  $|V_{w+} - V_{w-}| = 0.3V$ , 则可得到图 5 (e) 的高斯型隶属度函数, 此时若从  $CHLC_{out}$  得到输出结果, 则此系统可用作常规模糊控制器.

### 3.3 输出变论域增益因子电路

根据式 (5), 输出变论域增益因子可由积分器和绝对值电路构成. 积分器的构造是由片上的差分输入、单端输出的运算放大器和片外的电容、电阻构成, 见图 6 (a). 这样可以根据不同的应用情况选择对某一个或两个输入变量同时做积分, 并选择合适的积分比例. 假设运放具有理想特性, 积分器的输出表达式如式 (10), 此反向积分器的负号可由下一步的绝对值电路去除. 测试结果见图 6 (b), 当输入信号  $V_{i1}$  为  $10KHz$  ( $-0.2V, 0.2V$ ) 的方波,  $V_{i2} = 0$  时, 输出信号为积分后的三角波. 实际运放的偏移电压会对积分结果造成一定的偏移, 这可以通过选择高增益的运放以及调节运放输入端的共模电压来消除.

$$V_o = -\frac{1}{C} \int_{t_0}^t \left( \frac{V_{i1}}{R1} + \frac{V_{i2}}{R2} \right) DT + v(t_0) \quad (10)$$

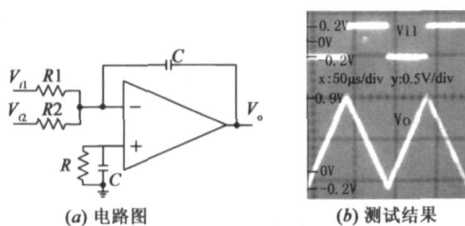


图6 积分电路

图 7 (a) 是一个全波整流电路 (又称绝对值电路), 当  $V_i > 0$  时,  $V_{o1} < 0$ ,  $D1$  导通,  $A2$  工作在反向放大区, 因此  $V_{o2} = V_i \cdot R2 / R1$ . 反之,  $V_i < 0$  时,  $V_{o1} > 0$ ,  $D2$  导通,  $A2$  工作在同向放大区, 可推出  $V_{o2} = -V_i \cdot R2 / R1$ . 假设运放具有理想特性, 绝对值电路输出表达式为  $V_{o2} = R2 / R1 |V_i|$ , 当  $R1 = R2$  时有  $V_{o2} = |V_i|$ . 测试结果见图 7 (b), 输入为  $(-0.8V, 0.8V)$  正弦波, 输出为其绝对值.

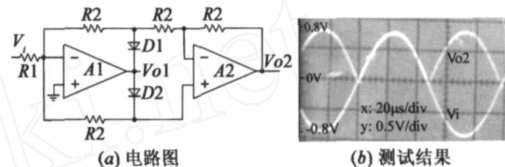


图7 绝对值电路

### 3.4 模糊控制器的其他子电路

构成 VHLC 的其他部分是常规模糊控制器中的子电路, 如图 8 所示. 作者已在文 [9] 中用同种工艺流片, 测试结果均表明各电路很好的实现了应有功能. 图 8 (a) 是求小电路, 完成模糊逻辑推理功能, 计算每条模糊规则所决定的输出, 此电路采用高精度高速度的电流模界线差电路 [9], 输出为两路电流中较小的一支, 若有负电流则将其转换为 0.

图 8 (c) 是四象限电压型乘法器, 用在图 8 (b) 的去模糊电路和图 4 (a) VHLC 框图最后部分的乘法操作中 [9]. 其中  $M_{s1} \sim M_{s4}$  工作在饱和区,  $M_{l1} \sim M_{l4}$  工作在线性区. 图 8 (c) 中间虚线内是乘法器的主体, 两边的  $M_{pl1} \sim M_{pl4}$  是移位电路, 其中  $V_{shift}$  是移位电路的偏置电压. 移位电路将  $V_{c+}$  中  $V_{c-}$  升压移位变为  $V_{x+}$  和  $V_{x-}$ . 忽略沟长调制效应和体效应, 根据萨方程, 可得乘法器的输出如式 (11), 其中  $K = \mu_n C_{ox} W / L$ . 若将  $V_{c-}$  接固定 0 电平则为二象限乘法器.

$$I_o = I_1 - I_2 + I_3 - I_4 = K \cdot (V_{c+} - V_{c-}) \cdot (V_{y+} - V_{y-}) \quad (11)$$

图 8 (b) 的去模糊电路完成式 (2) 右边的重心法去模糊化运算并避免了额外的除法电路. 将  $n$  个二象限乘法器的输出端相连, 每个乘法器的  $V_{y-}$  与输出端相连,  $V_{y+}$  接模糊规则的后件  $y_i$ ,  $V_{c+}$  端接各个激活度值  $c_i$ . 当输出端悬空时, 根据基尔霍夫定理, 所有乘法器的输出电流之和为零, 由 (12) 式即可推出电路的输出符合重心法去模糊的理论式 [9].

$$\sum_{i=1}^n K \cdot c_i \cdot (y_i - V_o) = 0 \Rightarrow V_o = \frac{\sum_{i=1}^n c_i \cdot y_i}{\sum_{i=1}^n c_i} \quad (12)$$

### 3.5 芯片整体性能

VHLC 芯片的静态功耗是  $10mW$ , 其中一半为核心控制器的功耗, 另一半为变论域输出部分的功耗. 当输入  $x_1$  为  $(-0.2V, 0.2V)$  的方波时测得的 VHLC 芯片系

统延时为  $5\mu\text{s}$ , 等价的模糊推理速度为 200flips, 足以应用在实时控制中。当图 3 (a) 的模糊规则后件值  $y_1 \sim y_9$  分别为  $-0.5\text{V}$ ,  $-0.2\text{V}$ ,  $0\text{V}$ ,  $-0.2\text{V}$ ,  $0\text{V}$ ,  $0.2\text{V}$ ,  $0\text{V}$ ,  $0.2\text{V}$  和  $0.5\text{V}$ , 输入信号  $x_1$  和  $x_2$  分别从  $-0.5\text{V}$  以  $0.1\text{V}$  为步长变化到  $0.5\text{V}$  时, VFLC 控制器核心部分的输出曲面的测试结果见图 9 (a), 和由规则表推理出的图 9 (b) 理想控制曲面的结果完全符合。

#### 4 结论

本文研制的变论域自适应模糊控制器是一种稳定的且自适应调节参数少的模糊控制器, 其模拟电路芯片解决了数字 AHC 难以解决的大规模计算和存储

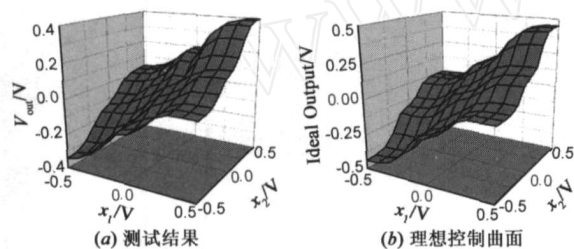


图9 VFLC电路系统的输出曲面

的难题, 使 AHC 可以在高速实时处理问题中得以应用。VFLC 芯片采用 CSMC  $0.6\mu\text{m}$  工艺制造, 其测试结果表明实现了变论域在线自适应功能。由于目前未见用模拟电路实现自适应模糊控制器的报导, 本文仅和相关的数字电路芯片做了比较。文[1]的数字 ASIC 电路在线调整模糊规则前件的各个隶属度函数, 在  $0.8\mu\text{m}$  工艺下制作的 2 输入 1 输出 50 条规则的 AHC 延时为  $4.55\mu\text{s}$ , 芯片面积却高达  $37.6\text{mm}^2$ 。文[3]的数字 FPGA 实现采用梯度下降法改变模糊规则的后件, 需要多达 4952 个逻辑单元。以上数字电路均需要额外的 A/D 和 D/A 与外界环境相连接。而本文的 VFLC 芯片为全模拟电压信号接口, 无需 A/D 和 D/A 与外界传感器和执行器相连接, 且芯片面积仅有  $1.05\text{mm} \times 1.05\text{mm}$ 。可见本文的 VFLC 芯片在面积和输入输出信号接口要求上均比数字 AHC 芯片有明显优势。

#### 参考文献:

- [1] Jou J M, et al. An adaptive fuzzy logic controller: its VLSI architecture and applications[J]. IEEE Trans. VLSI Syst., 2000, 8(1): 52 - 60.
- [2] Mehrdad Hojati, et al. Hybrid Adaptive Fuzzy Identification and Control of Nonlinear Systems[J]. IEEE Trans. Fuzzy Syst., 2002, 10(2): 198 - 210.
- [3] Juang C-F et al. Temperature Control by Chip-Implemented

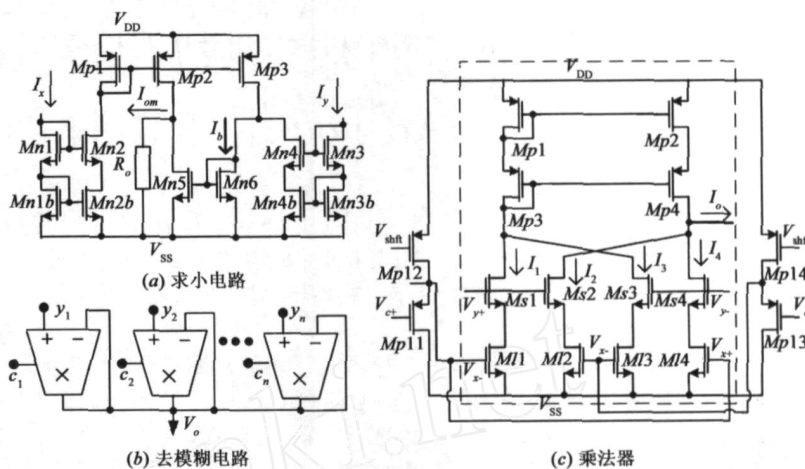


图8 常规模糊控制器的各电路

Adaptive Recurrent Fuzzy Controller Designed by Evolutionary Algorithm[J]. IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers, 2005, 52(11): 2376 - 2384.

- [4] I Baturone, et al. Mixed-signal VLSI design of adaptive fuzzy systems[A]. IEEE World Congress on Computational Intelligence[C], Anchorage, USA, 1998: 25 - 30.
- [5] 徐志浩. 自适应模糊控制器的 VLSI 实现研究[D]. 北京: 清华大学微电子所, 2005.
- [6] 李洪兴, 等. 非线性系统的变论域稳定自适应模糊制[J]. 中国科学(E 辑), 2002, 32(2): 211-223.
- [7] W W Shan et al. VLSI implementation of a self-tuning fuzzy controller based on variable universe of discourse[J]. Lecture Notes in Computer Science, 2005, 3613(2005): 1044 - 1052.
- [8] J. Choi, et al. A Gaussian synapse circuit for analog VLSI neural networks[J]. IEEE Trans. VLSI Syst., 1994, 2(1): 129 - 133.
- [9] 单伟伟, 等. 低功耗模糊控制器的 CMOS 模拟电路实现[J]. 清华学报(自然科学版), 2008, 48(7): 1198 - 1201.

SHAN Weiwei, et al. Analog circuit on CMOS for low power fuzzy logic controller[J]. Journal of Tsinghua University Science and Technology, 2008, 48(7): 1198 - 1201.

#### 作者简介:



单伟伟 女, 1982 年生于江苏省, 2008 年 12 月毕业于清华大学微电子所, 获工学博士学位, 现于东南大学国家专用集成电路系统工程技术研究中心任职, 主要研究方向是模拟和数字集成电路设计。

靳东明 男, 1942 年生于天津市, 清华大学微电子所教授、博士生导师, 目前在多值逻辑、模糊逻辑系统、神经网络的算法及硬件实现方面开展研究工作。现为中国电子学会高级会员。通信作者。

E-mail: jidnime@tsinghua.edu.cn