

一种基于映射结构的新颖 A/D 转换器的研究和仿真

于慧敏, 刘昕颖

(浙江大学信息与电子工程学系, 浙江杭州 310027)

摘要: 本文研究了一种新型的混沌 A/D 转换器, 这是一种基于非线性映射结构的非流水式 ADC, 并提出基于开关电容的 ADC 电路设计. 理论分析和实验仿真表明本文所提出的 A/D 转换器克服了流水结构 A/D 变换器多级之间的增益匹配和每级中 A/D 和 D/A 变换之间的匹配等主要影响精度的设计问题, 具有对噪声干扰不敏感等特性, 降低了对部分元器件的精度等要求, 可能为高速高精度 A/D 转换器的设计提供一种新的途径.

关键词: 混沌; 符号序列; A/D 变换器

中图分类号: TP335 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112 (2003) 09-1378-04

Research on a Novel Architecture of ADC Based on Nonlinear Map and Its Simulations

YU Huimin, LIU Xinying

(Dept of Information Science & Electronic Engineering, Zhejiang University, Hangzhou, Zhejiang 310027, China)

Abstract: This paper proposes a novel chaotic ADC, which is a kind of non-pipeline ADC based on nonlinear map, and the circuit design based on switch capacitance for this ADC is also proposed. The theoretic analysis and simulated results show that the ADC proposed overcomes the problems of the gain mismatches between stages and the mismatches between A/D and D/A in single stage in the pipeline ADC, which severely infect the precision of ADC, and is not sensitive to noises and the requirements in precision for some components used for the system. Therefore, with this approach we may achieve a conversion at high speed and precision.

Key words: chaos; symbolic sequence; A/D converter

1 引言

目前 A/D 转换器的发展方向主要集中在两个方向: 其一是 2- Σ A/D 转换器, 他的分辨率可达 24bit, 由于 2- Σ A/D 转换器是基于过采样技术, 其 A/D 转换速度不高. 就高速高精度 A/D 转换器而言, 目前主要采用的技术是流水结构的子区式 A/D 转换器, 其主要应用领域是移动通信和数字通信方面. 子区式 A/D 转换器通常使用/ 数字或模拟校正和采用 A/D 变换器冗余转换位数等技术来消除系统误差.

本文作者在文献[2, 6]中提出一种基于非线性映射的混沌 A/D 转换器的设想. 其主要思想是利用混沌系统对初始值的敏感性, 也就是混沌系统对两个有微弱区别的初始值有很高的分辨力, 当迭代次数 $n \gg N$ 时, 这两个极小微弱区别的初始值所对应的两输出序列 (在奇怪吸引子内所在的轨道) 将面目全非, 最终将这两个及其相近的初始值完全区分开来. 利用轨道所对应的符号序列就能计算出所对应的初始值^[1, 2, 6]. 由于映射系统可采用反馈结构和单级结构, 因此不存在着子区式 A/D 转换器的多级增益匹配问题; 映射系统的分段函数是靠选择不同参考电压 (+E, -E, 0) 来实现, 因此, 转换精度有

可能会很高. 此外, 由于映射函数可采用随机移位动力系统^[6], A/D 转换器对比较器的灵敏度和精度及噪声干扰不敏感, 也不存在着 A/D 和 D/A 的失配问题. 因此, 它不会产生失码的问题. 在文献[2, 6]研究的基础上, 本文将进一步研究其电路实现的设计方法.

2 基本映射结构和混沌 A/D 转换器的基本原理

设映射系统地数学模型为

$$x(n) = f(x(n-1)) \quad (1)$$

假设映射系统在相空间中的吸引子为 A. 设 $B = \{B_0, B_1, \dots, B_{2^j-1}\}$ 是 A 中一个有限分割. 并假设某一输入信号在 n 时刻的值 $e(n)$ 作该混沌映射动力系统的初始值 $x(0) = e(n)$. 第 i 次迭代时, 如果输出 $x(i) \in B_k$, 则该次迭代所对应的符号序列为 $S(i) = k(k \in \{0, 1, 2, \dots, j-1\})$. 因此, 对任何初始值 $x(0) = e(n)$ 所对应的轨道序列 $x(n)$ 可编码为一符号串 $S = \{s(0) s(1), \dots, s(n), \dots\}$ 或符号序列 $S(n) \in \{0, 1, 2, \dots, j-1\}$. 上述编码其实是在符号序列或代码空间与相空间 A 之间形成一映射函数 U:

$$x(0) \rightarrow S \quad (2)$$

对应某一生成分割 B, 那么式 (2) 所定义映射函数是一一对应的. 由于该序列 $s(n)$ 可作为其所对应初始值的编码, 因此它也可看作是对初始值信号的量化或 A/D 转换的输出.

如果分割 B 是生成分割或映射系统是相伴 (随机) 移动动力系统, 存在着一种很简单的方法来确定映射函数 $U(S)$ 用于估算初始值 $x(0)$, 而且该估算公式是指数衰减的^[1]. 假设映射函数 $f(\#)$ 在分割 B_i 上的分段函数定义为 $f_i(\#)$, 其逆函数用 $f_i^{-1}(\#)$ 表示. 该估算公式可表示为^[1,2,6]:

$$\begin{aligned} x(0/L) &= f_{s(0)}^{-1} \circ f_{s(1)}^{-1} \circ \dots \circ f_{s(L-1)}^{-1}(B) \\ x(0) &= e(n) = \lim_{L \rightarrow \infty} x(0/L) \end{aligned} \quad (3)$$

对于如图 1 所示的映射, 其初始值的估算公式可显式表示为:

$$\begin{aligned} x(0/L) &= \sum_{n=0}^{L-1} s(n) \left(\frac{1}{2}\right)^{n+1} \\ x(0) &= e(n) = \lim_{L \rightarrow \infty} x(0/L) \end{aligned} \quad (4)$$

其中 $s(n)$ 是初始值 $x(0)$ 的符号序列, 其计算误差为 $(1/2)^L$. 如取 L 次迭代, 则分辨率相当于 L bit.

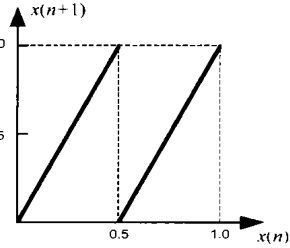


图 1 映射函数示例

3 A/D 转换器的电路设计思路

3.1 映射函数的设计

根据分形几何理论, 图 1 所示的映射系统为确定性的相伴 IFS 移位动力系统, 其所对应 IFS 系统为:

$$\left\{ (0, 1), \frac{1}{2}x_n, \frac{1}{2}x_{n+1} + \frac{1}{2} \right\}$$

该系统中, 每次迭代必须保证其轨迹都在吸引子内, 一旦系统输出逃离吸引子, 系统将变得不稳定, 最终发散趋于 \emptyset .

在具体电路实现中, 造成上述原因的主要因素, 可能是在迭代过程中某一次分段函数 $f_i (i = 0, 1)$ 的选择错误. 这种错误很容易发生在分段函数的边界上, 如图 1 中的 $x(n) = 0.5$ 处. 在实际电路中, 由于噪声和外界干扰的存在, 系统很难避免这种错误. 在具体电路中, 这类误差主要是由比较器和比较电压的不稳定性、精度不够、噪声干扰引起的, 一般只能减少这类误差的影响而无法彻底消除. 分析其原因, 主要在于每次迭代都只有唯一的一段函数 $f_i(\#)$ 可供选择, 一旦选择错误的分段函数系统将变得

不稳定和发散. 为解决以上问题, 我们可以采用相伴 IFS 随机移位动力系统^[6]. 我们设计了以下的相伴 IFS 随机移位系统作为 A/D 转换器中的映射函数.

对于图 2 所示的映射, 其映射函数可表示为:

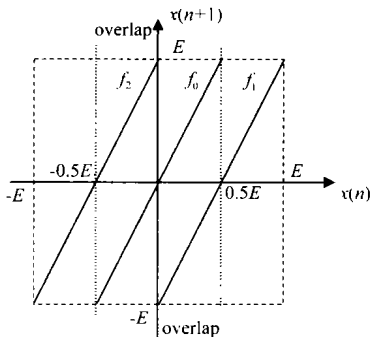


图 2 用于 A/D 转换器的映射函数

$$f(x(n)) = \begin{cases} f_2(x(n)), & x(n) \in [-E/2, 0] \\ f_2(x(n)) \text{ or } f_0(x(n)), & -E/2 < x(n) < 0 \\ f_1(x(n)) \text{ or } f_0(x(n)), & 0 < x(n) < E/2 \\ f_1(x(n)), & x(n) \in [E/2, E] \end{cases} \quad (5)$$

如图 2 所示, $f_0(\#)$ 和 $f_2(\#)$ 间有重叠区 $[-E/2, 0]$, 在该区间内可对 $f_0(\#)$ 和 $f_2(\#)$ 两分段函数作任意的选择; 同样在重叠区内 $[0, E/2]$ 可对 $f_0(\#)$ 和 $f_1(\#)$ 两分段函数作任意的选择. 对于如图 2 所示的映射, 如果规定在 $[-E/4, E/4]$ 区间上选择分段函数为 $f_0(\#)$, 则其等效的映射可以看成一确定的相伴 IFS 移位动力系统, 如图 3 所示. 图 3 所示的映射函数可表示为

$$f(x(n)) = \begin{cases} f_2(x(n)) = 2(x(n) + E/2), & x(n) \in [-E/4, -E/2] \\ f_0(x(n)) = 2(x(n)), & -E/4 < x(n) < E/4 \\ f_1(x(n)) = 2(x(n) - E/2), & x(n) \in [E/4, E] \end{cases} \quad (6)$$

其吸引子为 $A[-E/2, E/2]$, 为图 2 所示映射吸引子的一个子集, 其边界是稳定的. 因此, 将图 3 所示的映射作为混沌 A/D 交换的映射系统, 只要系统的不稳定性和外界干扰的影响在 $E/4$ 范围内, 由于系统的错误选择分段函数, 将不会引起系统的发散和失码.

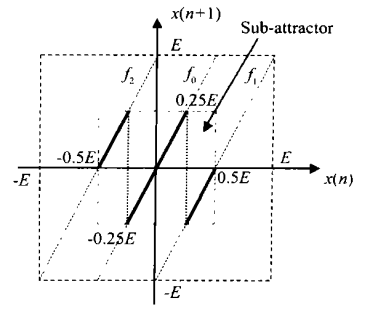


图 3 由图 2 所示映射函数所生成的映射系统

对于图 3 所示的映射函数, 其符号序列可定义为

$$s(n) = \begin{cases} -1, & x(n) \in [-E/4, -E/2] \\ 0, & -E/4 < x(n) < E/4 \\ 1, & x(n) \in [E/4, E] \end{cases} \quad (7)$$

如定义

$$s_1(n) = \begin{cases} 1, & s(n) = 1 \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \text{ 和 } s_2(n) = \begin{cases} 1, & s(n) = -1 \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (8)$$

则初始值的估算公式可表示为

$$\begin{aligned} x(0/L) &= E \sum_{n=0}^{L-1} s_1(n) \left(\frac{1}{2}\right)^{n+1} - E \sum_{n=0}^{L-1} s_2(n) \left(\frac{1}{2}\right)^{n+1} \\ x(0) &= \lim_{L \rightarrow \infty} x(0/L) \end{aligned} \quad (9)$$

如用二进制表示初始值, 则根据式 (9), 初始值的二进制码可等效表示为

$$s(0/L) = s_1(n) - s_2(n), x_0 = \lim_{L \rightarrow \infty} [s_1(n) - s_2(n)] \quad (10)$$

3.1.2 电路设计

可以用开关电容电路实现本文所提出的混沌 A/D 交换器. 电路图如图 4 所示, 对于 N 位 bit 精度转换, 系统需要 $N + 1$ 个时钟节拍. 其中

(1) 第 1 时钟节拍中, 时钟 $K1, K5$ 有效, 完成对输入信号的取样, 并作为映射系统的初始值 $x(0)$;

5 结论

本文探讨了基于迭代映射的混沌 A/D 变换器的基本工作原理和设计方法。由于采用了 IFS 相伴的随机移位动力系统,在电路的实现中,降低了对元器件的要求,不存在传统 A/D 转换器中对比较器有很高的要求,以及流水式子区式 A/D 转换器单级中 A/D 和 D/A 要求严格相匹配,前后各级之间的增益匹配、增益精度和信号动态范围匹配等问题。在电路设计中,本文提出了基于开关电容电路的单级运放电路的设计,在同一单级运放电路中,完成了对信号 $x(n)$ 的取样、放大和迭代运算。如图 4 所示,系统中的主要误差来源为运放失调电压,映射函数增益误差和非线性误差,因此该误差模型相对要简单的多。不难看出,混沌 A/D 转换器有可能作为用于实现高位数的 A/D 转换器的一种新方法,而且通过合适的系统的结构设计,在现有的集成电路设计和工艺水平下,极有可能用于高速度高精度的应用领域。此外,由于混沌 ADC 有着确定的数学表示公式,这对系统的分析和设计是有很大好处的,为 A/D 转换器的设计提供了一种新的分析方法和实现手段。

参考文献:

- [1] Ling Cong, Wu Xiaofu, Sun Songgeng. A general efficient method for chaotic signal estimation [J]. IEEE Trans Signal Processing, 1999, 47 (5): 1424- 1428.
- [2] 于慧敏. 基于非线性迭代的信号量化理论的研究 [J]. 信号处理 (增刊), 1999: 5- 8.
- [3] S Kay, V Nagesha. Methods for chaotic signal estimation [J]. IEEE

Trans Signal Processing, 1995, 43: 2013- 2016.

- [4] Marco Gotz. Nonlinear digital waveform coding of chaotic signals [A]. Proceedings of NORSIG. 96 [C]. FIMLAND: NORSIG, 1996. 9- 12.
- [5] Barnsley M F. Fractal everywhere [M]. USA: Academic Press, 1988.
- [6] HuMin Yu. Chaotic coding based on symbolic sequence and its applications in A/D [A]. 2000 IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems [C]. China: IEEE APCCS, 2000. 85- 88.
- [7] F Maloberti. Highspeed data converters for communication systems [J]. IEEE Circuit and Systems Magazine, 2001, 1(1): 28- 36.

作者简介:



于慧敏 男, 1963 年生于杭州, 1996 年于浙江大学获通信与电子系统专业博士学位, 现为浙江大学信息学院信息与电子工程学系副教授, 主要研究领域为信号处理、医用图像处理、通信技术。



刘昕颖 女, 1977 年生于江苏南京, 浙江大学信息学院信息与电子工程学系通信与信息工程专业硕士研究生, 主要研究领域为信号处理。