

基于电流传输器的网格多涡卷混沌电路设计与实现

王春华[†] 尹晋文 林愿

(湖南大学信息科学与工程学院, 长沙 410082)

(2012年4月7日收到; 2012年5月15日收到修改稿)

提出了一种利用同相电流传输器(CCII+)实现网格多涡卷混沌吸引子的方法. 首先, 构建一个三维网格多涡卷混沌系统, 并对该系统进行基本动力学特性分析. 其次, 在考虑电流传输器端口寄生参数的情况下, 构建了电流输出的饱和函数电路并设计一个具有串联结构的网格多涡卷混沌电路, 使得该电路的工作频率得到提高. 最后, 通过硬件电路实验验证了该方法的可行性.

关键词: 网格多涡卷混沌吸引子, 电流传输器, 电路实现

PACS: 05.45.Ac, 05.45.Pq

1 引言

由于多涡卷混沌吸引子具有复杂的结构和复杂的动力学行为, 使其在神经网络、数字水印、保密通信和流体力学等领域有着广泛的应用^[1-5]. 自从Suyken和Vandewalle^[6]在1993年成功地构造了单方向的多涡卷混沌系统之后, 人们相继在各种不同混沌系统的基础上构造不同的非线性函数, 产生动力学行为更为复杂的多涡卷混沌吸引子, 其中主要有分段线性函数、阶跃序列、正弦函数、时滞函数、饱和函数、多项式等^[7-14]. 但所生成的多涡卷只在一个方向上, 而且涡卷数目有限. 为了解决这个问题, 2002年Yalcin等^[15]成功地构造了网格多涡卷混沌系统, 之后人们相继报道了许多新型网格多涡卷混沌系统, 并把多涡卷混沌吸引子向立体方向扩展^[16-22]. 现有的文献验证多涡卷系统的实验采用了运算放大器^[14-22]、跨导放大器、电流传输器^[23,24]或集成电路^[25]. 其中, 由于电流传输器具有较好的频率增益特性, 近年来以电流传输器来实现混沌电路成为一个研究方向. 由于电流传输器的带宽几乎与增益无关, 因此在设计电路时不需要在增益和带宽之间进行权衡, 从而提高了电路的工作频率. 同时, 由于其具有很好的端口特性, 从

而组成的电路结构更简单、功能更强、使用更加灵活^[26]. 现有文献报道利用电流传输器实现多涡卷混沌吸引子均为单方向^[23,24,27]. 例如, 文献[23]采用集成电路的方式来设计电流传输器来实现单方向的5涡卷混沌吸引子, 但该电路结构复杂不易于硬件实现. 文献[24]报道了利用电流传输器构建饱和函数并实现单方向3和4涡卷混沌吸引子, 4涡卷频率中心达到43 kHz, 然而构建的饱和函数采用了AD844的电压端口输出和转折点电压值计算比较复杂, 此外该电路结构不易于产生网格多涡卷吸引子.

本文以电流反馈运算放大器作为基本有源器件, 用它组成同相电流传输器(CCII+), 再以同相电流传输器作为基本电路模块实现了网格多涡卷混沌吸引子. 首先, 设计一个具有串联结构的网格多涡卷混沌电路, 该电路用同相电流传输器构建的电流加法器来实现网格多涡卷混沌系统量纲方程的加法项. 然后, 用电流传输器构建电流输出的饱和函数, 与文献[24]构建的非线性函数电路相比, 利用了电流传输器的电流端口输出且电流转折点值计算更加简单. 此外, 所有同相电流传输器的偏置电压均为 ± 5 V, 并且该电路考虑了电路的寄生参数, 便于实现和实际应用. 通过硬件电路实验验证了该方法的可行性.

[†] E-mail: wch1227164@sina.com

2 网格多涡卷混沌系统

根据文献 [1, 2, 9, 17, 21], 一般网格多涡卷混沌系统的数学方程为

$$\begin{cases} \dot{x} = y - f(y), \\ \dot{y} = z, \\ \dot{z} = -\alpha(x - f(x) + y - f(y) + z), \end{cases} \quad (1)$$

其中 x, y, z 为系统的状态变量, $f(x)$ 和 $f(y)$ 为非线性函数, α 为系统参数. 该系统构建非线性函数后产生的网格多涡卷混沌吸引子能在 x - y 相平面上表现出网格状. 本文将 (1) 式中 $\dot{z} = -\alpha(x - f(x) + y - f(y) + z)$ 的 $f(x)$ 和 $f(y)$ 项去掉, 同时引入 $f(z)$ 项, 使 $\dot{y} = z$ 变为 $\dot{y} = z - f(z)$, 然后得到一个三维网格多涡卷混沌系统, 其状态方程为

$$\begin{cases} \dot{x} = y - f(y), \\ \dot{y} = z - f(z), \\ \dot{z} = -\alpha(x + y + z), \end{cases} \quad (2)$$

其中 $\alpha = 0.7$, 显然系统结构相比 (1) 式要少一个非线性项, 且 $\dot{z} = -\alpha(x + y + z)$ 中的没有非线性项. 同时该系统构建非线性函数后产生的网格多涡卷混沌吸引子能在所有相平面上都表现出网格状,

后面的数值仿真结果可以表明这一现象. 非线性函数 $f(y)$ 和 $f(z)$ 选为饱和函数, 表达式为

$$f(u) = \frac{\xi}{2q} \sum_{m=-M}^M \{|u - 2m\xi + q| - |u - 2m\xi - q|\}, \quad (3)$$

$$f(u) = \frac{\xi}{2q} \sum_{\substack{n=-N \\ n \neq 0}}^N \left\{ \left| u - \xi \left(2n - \frac{|n|}{n} \right) + q \right| - \left| u - \xi \left(2n - \frac{|n|}{n} \right) - q \right| \right\}, \quad (4)$$

其中 $u \in \{y, z\}$, ξ, q 分别为当 $u = y$ 和 $u = z$ 时 $f(u)$ 的控制参数, M 为大于等于零的整数, N 大于零的整数.

根据 (3) 和 (4) 式的不同组合, 结合 (2) 式可以产生 $(2M + 2) \times (2M + 2)$, $(2M + 2) \times (2N + 1)$, $(2N + 1) \times (2N + 1)$ 和 $(2N + 1) \times (2M + 2)$ 等数量的网格多涡卷混沌吸引子. 例如令 (1) 式中 $f(y)$ 选 (3) 式, 且对应参数 $\xi = 0.5, q = 0.01, M = 2$; $f(z)$ 选 (4) 式, 且对应参数 $\xi = 0.5, q = 0.01, N = 2$. 此时可得到 6×5 网格多涡卷混沌吸引子在不同相平面的数值模拟结果如图 1 所示. 从图中可以看出, 该多涡卷混沌吸引子能在所有相平面上都表现出网格状.

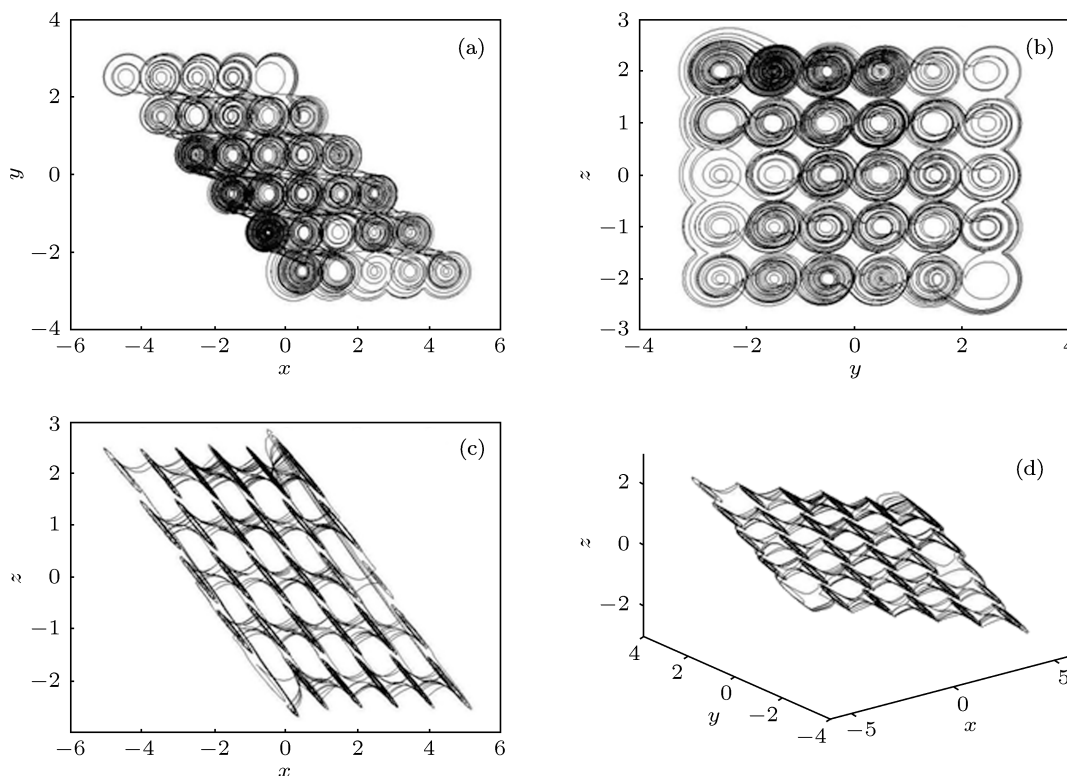


图1 6×5 网格多涡卷混沌吸引子 (a) x - y 相平面; (b) y - z 相平面; (c) x - z 相平面; (d) 三维空间相图

3 系统的动力学分析

本节分析网络多涡卷混沌吸引子的基本动力学特性, 包括平衡点分布以及随着系统控制参数改变时的分岔图与最大李氏指数谱.

以 2 节中的 6×5 网络多涡卷混沌吸引子为例, 根据 (2), (3) 和 (4) 式得到指数 2 的鞍焦平衡点的 Jacob 矩阵为

$$J = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -\alpha & -\alpha & -\alpha \end{bmatrix},$$

对应的特征多项式为 $\lambda^3 + \alpha\lambda^2 + \alpha\lambda = 0$, 令 $\alpha = 0.7$ 得特征值为 $\gamma = -0.8480$, $\sigma + j\omega = 0.0740 \pm j0.9055$, 说明第二节中的 6×5 网络多涡卷混沌吸引子平衡点为指标 2 的鞍焦点. 根据 (2) 式, 计算随系统参数 α 变化时网络多涡卷混沌吸引子的分岔图与最大李氏指数分别如图 2(a), (b) 所示, 证实了网络多涡卷系统处于混沌状态.

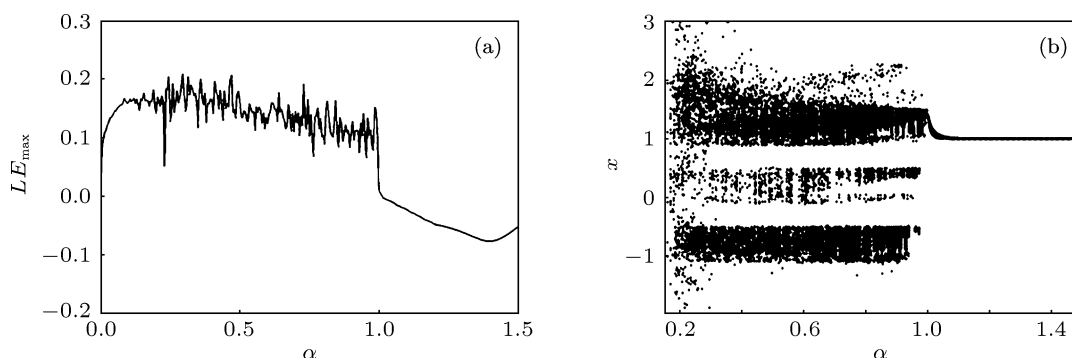


图 2 网络多涡卷混沌吸引子随 α 变化的最大李氏指数与分岔图 (a) 随 α 变化的最大李氏指数; (b) 随 α 变化的分岔图

4 电流传输器混沌电路设计及实验结果

本节主要是基于电流传输器的网络多涡卷混沌电路的设计和实验结果, 其中电路设计包括串联结构的无量纲方程和电流输出的饱和函数.

4.1 串联电路结构

电流传输器是一种具有良好的高频性能、很强的通用性和灵活性且可同时在电压模式或电流模式下工作的电子器件, 受到国内外学者的广泛关注. 目前, 人们已将电流传输器成功应用于各种滤波电路中 [28]. 电流传输器作为电流模式信号处理的基本模块 [29-31], 在设计线性或非线性电路时, 二代电流传输器 (CCII±) 在所有的电流传输器中是应用最普遍的 [29,30]. 电流反馈运算放大器是电流传输器中的一种, 它由二代电流传输器 (CCII±) 加上电压缓冲器构成的, 典型的电流反馈运算放大器是 AD844. 本文以电流反馈运算放大器 AD844 来构建正相二代电流传输器 (CCII+) 作为电路基本模块, 再以同相电流传输器构建网络多涡卷混沌电路, 电路结构如图 3 所示.

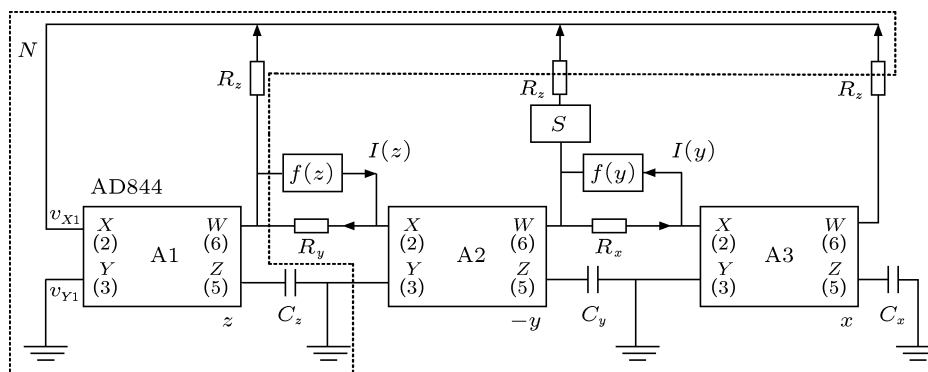


图 3 网络多涡卷混沌吸引子的电流传输器电路结构

从图 3 中可以看到, 电路采用了串联的结构, 无量纲方程通过 $y - f(y)$ 和 $z - f(z)$ 两项串联起来. 虚框 N 为电流传输器构成的电流加法器和积分器 A1, 实现 (2) 式中的 $\dot{z} = -\alpha(x + y + z)$, 由于电流传输器的端口特性, A1 的 X 和 Y 端口电压由 $v_{X1} = v_{Y1} = 0$, 则有 $\dot{z} = -(x + y + z)/R_z \cdot R_z \cdot 1/R_z C_z$. 同样, 电流传输器 A2 和 A3 也为电流加法器和积分器, 框 S 为电流传输器构成的反相器, 如图 4 所示.

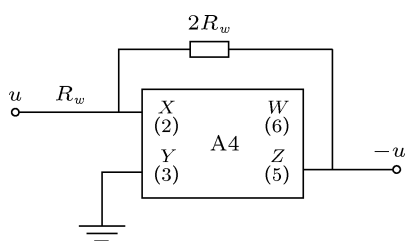


图 4 同相电流传输器构成的反相器

考虑到 AD844 输入输出端口的寄生电阻或电容, 由图 3 可得非线性系统表达式为

$$\begin{cases} \dot{x} = \frac{y}{(R_x + R_{x3})(C_x + C_{z3})} - \frac{I(y)}{C_x + C_{z3}}, \\ \dot{y} = \frac{z}{(R_y + R_{x2})(C_y + C_{z2})} - \frac{I(z)}{C_y + C_{z2}}, \\ \dot{z} = -\frac{x + y + z}{(R_z + R_{x1})(C_z + C_{z1})}, \end{cases} \quad (5)$$

其中, C_{z1}, R_{x1} 为图中 A1 对应端口的寄生参数, 同样 C_{z2}, R_{y2}, R_{x2} 为 A2 的寄生参数, C_{z3}, R_{x3}, R_{y3} 为 A3 的寄生参数. 此时, 通过与 (2) 式相比较, 得到以下的关系:

$$\begin{cases} C_x + C_{z3} = C_z + C_{z1} = C_y + C_{z2}, \\ R_x + R_{x3} = R_y + R_{x2} \\ = (1/\alpha(R_z + R_{x1})). \end{cases} \quad (6)$$

AD844 的典型寄生参数值为 $R_{xj} = 50 \Omega$, $R_{yj} = 10 \text{ M}\Omega$, $R_{zj} = 3 \text{ M}\Omega$, $C_{yj} = 2 \text{ pF}$, $C_{zj} = 4.5 \text{ pF}$. 为了减少串联电路结构中寄生参数 R_{xj} 的影响, R_x, R_y, R_z 的选取尽量要大. 参考 (5) 式, 这里取 $R_x = R_y = 10 \text{ k}\Omega$, $R_z = 14.3 \text{ k}\Omega$, $C_x = C_y = C_z = 100 \text{ pF}$, 反相器电阻 $R_w = 10 \text{ k}\Omega$.

4.2 电流输出的饱和函数电路设计

利用 AD844 构建的电流传输器来设计的

饱和函数如图 5 所示. 如图 5(a) 所示, 考虑到 AD844 端口寄生参数, 此时对应的开环电压增益为 $V_z = -A_z I_u = [-A_z(u - E_j)]/(R_u + R_{x5})$, A_z 为电流传输器的开环跨阻增益值, R_{x5} 为 A5 反相输入端的寄生电阻. 假设 $\pm|V_z|$ 对在相应的偏置电压下的电压饱和输出, 则电流传输器的饱和电流由 R_v 决定 $I'_j(u) \approx |V_z|/R_v$. 图 5(c) 为双边饱和函数 $S(u)$ 和图 4(d) 为对应图 5(a) 的双边平移饱和函数 $S(u - E_j)$, 其中 k 为斜率, $\pm q$ 为转折点值, 则有 $k = -|V_z|/q$. 由图 5(b) 是以图 5(a) 为基本模块构成的 2-4 涡卷的电流输出饱和函数电路, 可知饱和函数的输出电流为 $I(u) = -\sum_{j=1}^3 I'_j(u) = -\frac{1}{R_v} \sum_{j=1}^3 S(u - E_j)$. 此时通过与 (3) 或 (4) 式相比较有 $\xi = E_j = |V_z|/R_v$, $2\xi \pm q = 2E_j \pm q = 2|V_z|/R_v \pm q$ 为转折点值, 这使得比较电压易于选择. 需要说明的是, 这里值 q 与 R_v 和电流传输器内部结构有关, 根据图 5(b), 随电阻 R_v 变化的 4 涡卷饱和函数图形硬件实验结果如图 6 所示. 从图 6 中可以看到, 当 $R_v = 0$, 饱和函数近似于阶梯波函数, 随着电阻 R_v 增大到 $4 \text{ k}\Omega$ 时, 饱和函数逐渐达到极限状态.

本文中所有的电流传输器的偏置电压均为 $\pm 5 \text{ V}$, 此时电流传输器 Z 端饱和输出电压为 $V_z \approx \pm 1.475 \text{ V}$. (3) 和 (4) 式中取 $\xi = 0.2$, 由于 $R_x = R_y = 10 \text{ K}$, 即 $y - f(y)$ 和 $z - f(z)$ 这两项中的 y 和 z 都缩小了 10 倍, 则 $f(y)$ 和 $f(z)$ 也都需要缩小同样的倍数, 即 $\frac{\xi}{10} = \frac{|V_z|}{R_v}$ 得到 $R_v = 73.75 \text{ k}\Omega$, 另外取 $R_u = 100 \Omega$.

4.3 电路实验结果

将图 3 的饱和函数项 $f(y)$ 选图 5(b), 同样 $f(z)$ 也选图 5(b). 在产生不同的涡卷时, 饱和函数电路的参数如表 1 所示. 其中切换开关 $S_i (i = 1, 2, 3)$ 用 1 表示闭合, 0 表示断开; $E_i (i = 1, 2, 3)$ 为饱和函数的比较电压.

根据图 3 和图 4, 然后结合表 1, 硬件实验得到的相图如图 7 所示. 硬件实验结果说明该电路确实能够产生混沌. 图 7(e) 为网格 2×2 涡卷的频谱图, 从图中可以看到频率中心约为 75 kHz , 比文献 [24] 的单方向 4 涡卷 43 kHz 高. 网格 3×3 涡卷和 3×4 涡卷频谱的频率中心比网格 2×2 涡卷低.

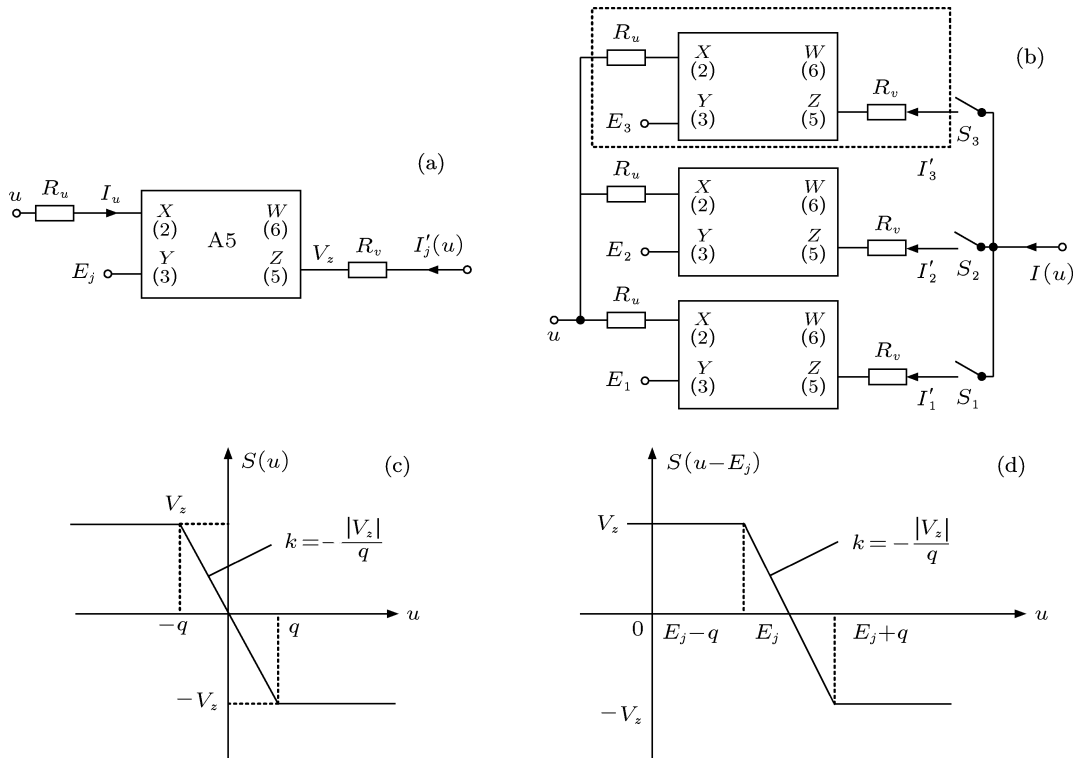


图5 饱和函数 (a) 饱和函数基本模块; (b) 2-4 涡卷的饱和函数电路; (c) 双边饱和函数 $S(u)$; (d) 双边平移饱和函数 $S(u - E_1)$

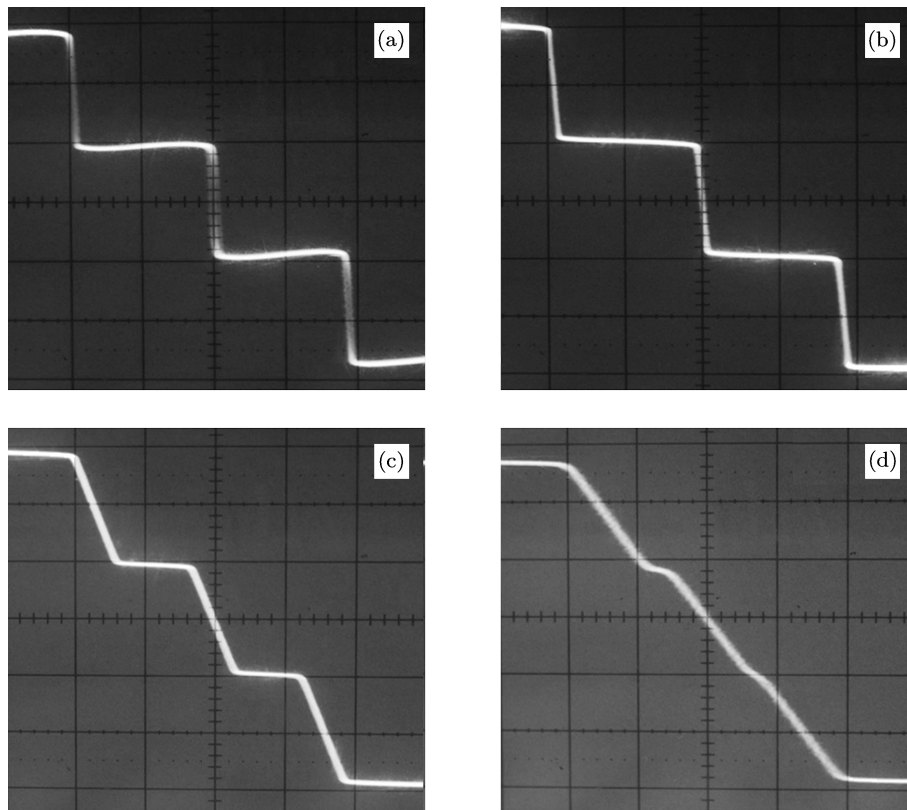


图6 饱和函数 (a) 饱和函数基本模块; (b) 2-4 涡卷的饱和函数电路; (c) 双边饱和函数 $S(u)$; (d) 双边平移饱和函数 $S(u - E_1)$

表 1 非线性函数切换开关 S_1-S_3 的控制和比较电压 E_1-E_3 的大小

涡卷数	$f(y)$		$f(z)$		实验结果
	$S_1S_2S_3$	$E_1/E_2/E_3/V$	$S_1S_2S_3$	$E_1/E_2/E_3/V$	
2×2	100	0/0/0	100	0/0/0	图 7(a)
3×3	110	0.2/0.2/0	110	0.2/0.2/0	图 7(b)
3×4	111	0.2/0.2/0	111	0/0.4/0.4	图 7(c)

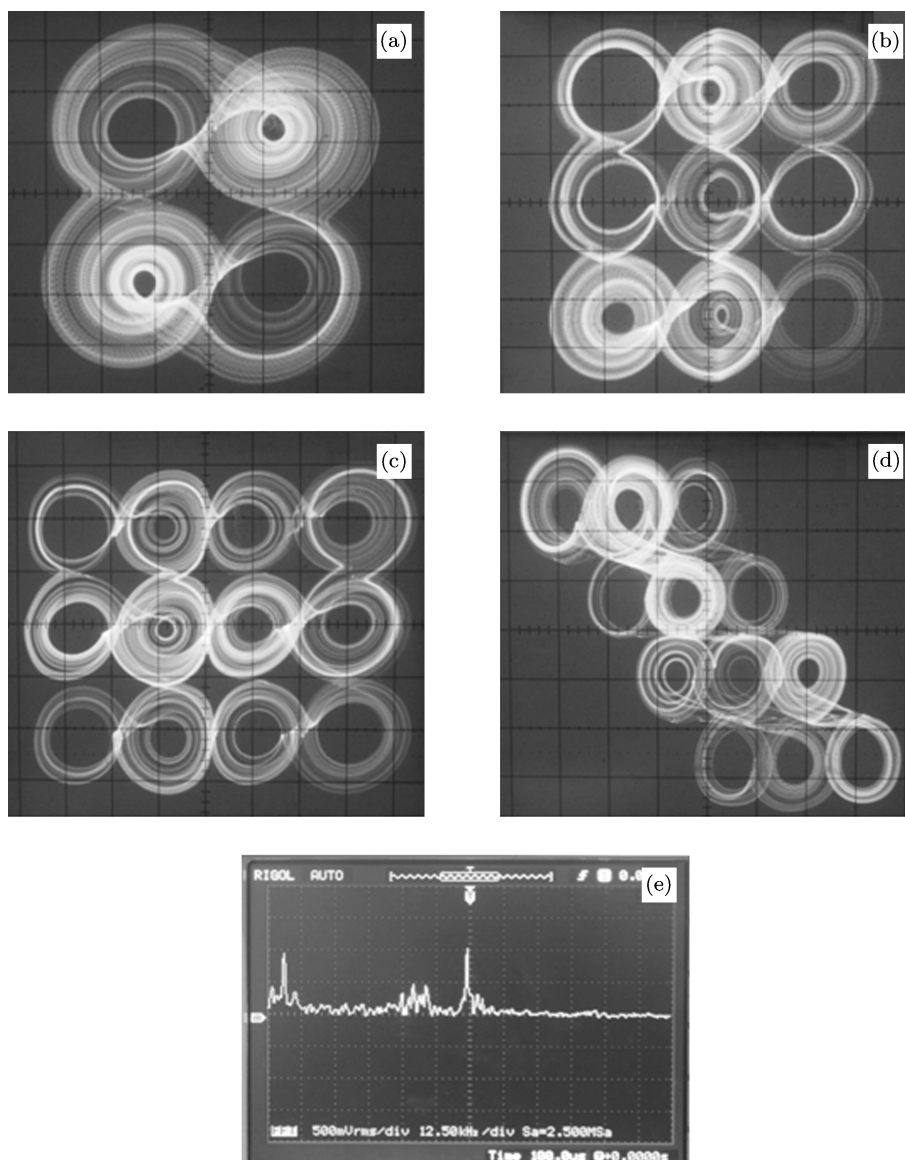


图 7 饱和函数 (a) 饱和函数基本模块; (b) 2-4 涡卷的饱和函数电路; (c) 双边饱和函数 $S(u)$; (d) 双边平移饱和函数 $S(u - E_1)$

5 结论

利用电流传输器的端口特性构建电流输出的饱和函数电路, 并设计一个具有串联结构的网格多涡卷混沌电路. 该混沌电路具有以下优点: 1) 电

流传输器的电压摆率几乎与频率无关, 具有很好的高频性能, 从而利用电流传输器来设计饱和函数比电压运算放大器设计的要有更好的高频性能, 使得更高频率的网格多涡卷吸引子能够得到; 2) 与电压运用放大器设计的混沌电路相比, 该电路的拓

扑结构更为简单且使用的器件更少,同时该电路参数可调,便于混沌控制;3)电路的设计考虑器件端口的寄生参数,使得电路实现与理论分析更接近;4)该电路的电流传输器的偏置电压均为 $\pm 5\text{ V}$,

便于实现和实际应用,相比普通运算放大器设计的混沌电路功耗得到降低.然而,要得到更好的频率响应特性多涡卷混沌吸引子需要采用先进工艺的CMOS技术^[23].

- [1] Yalcin M, Suykens J, Vandewalle J, Ozoguz S 2002 *Int. J. Bifurc. Chaos* **12** 23
- [2] Yu S M, Lü J H, Chen G R 2007 *IEEE Trans. Circuits. Syst.* **54** 2087
- [3] Yu S M 2005 *Acta Phys. Sin.* **54** 1500 (in Chinese) [禹思敏 2005 物理学报 **54** 1500]
- [4] Luo X H, Li H Q, Dai X G 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 7511 (in Chinese) [罗小华, 李华青, 代祥光 2008 物理学报 **57** 7511]
- [5] Xie K, Lei M, Feng Z J 2005 *Acta Phys. Sin.* **54** 1267 (in Chinese) [谢鲲, 雷敏, 冯正进 2005 物理学报 **54** 1267]
- [6] Suyken J, Vandewalle J 1993 *IEEE Trans. Circuits. Syst.* **40** 861
- [7] Yu S M, Tang W K S, Chen G R 2007 *IEEE International Symposium on Circuits and Systems* New Orleans, LA, May 27–30, 2007 p768
- [8] Yalcin M E 2007 *Chaos, Solitons and Fractals* **34** 1965
- [9] Muñoz J, Tlelo E 2009 *J. Appl. Res. Technol.* **7** 5
- [10] Li Y, Yang B J, Lin H B, Liu X H 2005 *Acta Phys. Sin.* **54** 1994 (in Chinese) [李月, 杨宝俊, 林红波, 刘晓华 2005 物理学报 **54** 1994]
- [11] Wang F G, Liu C X, Lu J J 2006 *Acta Phys. Sin.* **55** 3289 (in Chinese) [王发强, 刘崇新, 逯俊杰 2006 物理学报 **55** 3289]
- [12] Liu M H, Yu S M 2006 *Acta Phys. Sin.* **55** 5707 (in Chinese) [刘明华, 禹思敏 2006 物理学报 **55** 5707]
- [13] Chen L, Peng H J, Wang D S 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 3337 (in Chinese) [谌龙, 彭海军, 王德石 2008 物理学报 **57** 3337]
- [14] Zhang C X, Yu S M 2009 *Chin. Phys. B* **18** 119
- [15] Yalcin M E, Suykens J, Vandewalle J 2002 *Int. J. Bifurc. Chaos* **12** 23
- [16] Luo X H, Tu Z W, Liu X R, Cai C 2010 *Chin. Phys. B* **19** 510
- [17] Lü J H, Chen G R, Yu X H, Leung H 2004 *IEEE Trans. Circuits Syst.* **51** 2476
- [18] Zhang Z X, Yu S M 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 120 (in Chinese) [张朝霞, 禹思敏 2009 物理学报 **58** 120]
- [19] Bao B C, Liu Z, Xu J P, Zhu L 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 1540 (in Chinese) [包伯成, 刘中, 许建平, 朱雷 2010 物理学报 **59** 1540]
- [20] Chen S B, Zeng Y C, Xu M L, Chen J S 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 507 (in Chinese) [陈仕必, 曾以成, 徐茂林, 陈家胜 2011 物理学报 **60** 507]
- [21] Lü J H, Yu S M, Leung H, Chen G R 2006 *IEEE Trans. Circuits Syst.* **53** 149
- [22] Wu H G, Bao B C, Liu Z 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 090502 (in Chinese) [武花干, 包伯成, 刘中 2011 物理学报 **60** 090502]
- [23] Hasan S, Iqbal A 2009 *IEEE Multimedia, Signal Processing and Communication Technologies* Aligarh, March 14–16 2009 p229
- [24] Sánchez C, Trejo R, Muñoz J, Tlelo E 2010 *Nonlinear Dyn.* **61** 331
- [25] Trejo R, Tlelo E, Jimenez J, Sánchez C 2012 *Commun. Nonlinear Sci. Numer. Simulat.* **17** 1056
- [26] Toumazou C, Lidgey F J, Haigh D Q 1990 *Analog IC Design: The Current Mode Approach* (London: Peter Peregrinus) p93
- [27] Sánchez C, Tlelo E, Carrasco M A, Morales F E, Cante F 2009 *IEEE International Conference on Electrical, Communications, and Computers* Cholula, Puebla, Feb. 26–28, 2009 p189
- [28] Yang Z K, Zhang J, Ma Y J, Bai Y L, Ma S Q 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 3007 (in Chinese) [杨志昆, 张洁, 马永杰, 摆玉龙, 马胜前 2010 物理学报 **59** 3007]
- [29] Liu S, Wu D, Tsao H, Wu J, Tsay J 1993 *IEEE Proc. G* **140** 1
- [30] Smith K C, Sedra A K 1968 *IEEE Proc.* **56** 2
- [31] Smith K C, Sedra A K 1970 *IEEE Trans. Circuit Theory* **17** 3

Design and realization of grid multi-scroll chaotic circuit based on current conveyers

Wang Chun-Hua[†] Yin Jin-Wen Lin Yuan

(College of Information Science and Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China)

(Received 7 April 2012; revised manuscript received 15 May 2012)

Abstract

In this paper, we propose method of generating grid multi-scroll chaotic attractors with the positive-type second generation current conveyors (CCII+). Firstly, a three-dimensional grid multi-scroll chaotic system is presented. Some basic dynamical properties are studied. Furthermore, we construct the saturation functions with current output and design the chaotic system with series structure by using current conveyers. In the whole design the port parasitic parameters of current conveyers are taken into considerations. By analyzing we could learn that the circuit can work in a higher frequency range. Finally, the effectiveness of this method is verified by circuit implementation.

Keywords: grid multi-scroll chaotic attractors, current conveyors circuit implementation

PACS: 05.45.Ac, 05.45.Pq

[†] E-mail: wch1227164@sina.com