

基于电流传输器的蔡氏混沌电路的设计和实现^{*}

杨志民[†] 张 洁 马永杰 摆玉龙 马胜前

(西北师范大学物理与电子工程学院, 电子信息工程系, 兰州 730070)

(2009 年 3 月 13 日收到; 2009 年 9 月 1 日收到修改稿)

针对传统的蔡氏混沌电路中的信号频率受限和电流信号波形不易测量的缺点, 提出了用电流传输器实现的蔡氏电路. 采用电流传输器实现了有源仿真电感和蔡氏分段线性电阻, 使电路的性能更加稳定、工作频率提高. 同时, 不需要任何附加电路, 就可以非常容易地测量和观察电路中的电流波形以及与电流有关的相图. 对电路进行了设计、计算机仿真、硬件实现和实验测试. 测试结果与计算机仿真结果一致, 证明了电路的正确性和设计的有效性. 本电路适用于保密通信.

关键词: 蔡氏电路, 电流传输器, 电流测量, 设计和实验

PACC: 0545

1. 引 言

混沌电路由于在电子、通信等领域有广泛的应用前景, 因而引起了电路理论工作者的高度重视, 新的研究成果不断涌现^[1-5]. 蔡氏电路是典型的混沌电路, 其电路结构简单, 但混沌动力学特征非常丰富, 是混沌研究的典型电路. 国内外对该电路的研究内容和研究成果很多, 如对偶蔡氏电路、变形蔡氏电路、多涡卷蔡氏电路、超混沌蔡氏电路等^[6-9]. 改进的蔡氏电路一般都采用普通的电压模式运算放大器作为有源器件. 由于电压模式运算放大器的增益带宽积为有限值(通常为几兆赫兹), 因此在设计电路时必须在增益和带宽之间进行权衡. 也就是说, 为了得到大的增益, 就只能降低电路的工作频率. 例如, 通用运算放大器 $\mu A741$ 的增益带宽积约为 1 MHz, 当电路的放大倍数设计为 100 时, 电路的带宽仅为 10 kHz, 从而使这种电路的工作频率受到限制. 运算放大器 $\mu A741$ 的增益-频率特性如图 1(a) 所示. 同时, 由于传统的蔡氏混沌电路中电流的波形和相应的相图不能直接进行观察和测量, 需要附加电路才能进行测量. 附加测量电路还会影响混沌电路的工作状态, 从而使得这方面的测量和观察变得非常不方便. 因而一般混沌实验电路中都不给出电流的波形和与电流有关的相图.

电流反馈运算放大器是一种新型的电流模式运算放大器. 这种运算放大器的电压摆率几乎与频率无关, 因而具有很好的高频性能. 另外, 它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. 典型的电流反馈运算放大器 AD844 的增益-频率特性如图 1(b) 所示. 同时, 由于这种放大器比普通的运算放大器多一个电流输出端, 因而用它组成的电路结构更简单、功能更强、使用更加灵活^[10,11]. 近年来, 也有以电流反馈运算放大器实现混沌电路的研究工作^[12,13]. 文献[12]研究了用电流反馈运算放大器实现的蔡氏混沌电路, 但电路中的运算放大器需要采用 ± 4.15 , ± 11.23 和 ± 15 V 三种不同电压的电源, 不便于实际应用. 文献[13]改进了用电流反馈运算放大器实现的蔡氏混沌电路, 但电路中的电感仍然采用实际的无源电感, 影响了电路的性能, 不利于电路的集成实现, 限制了电路的应用范围.

本文以电流反馈运算放大器作为基本有源器件, 用它组成电流传输器, 再以电流传输器作为基本电路模块实现了基于电流传输器的蔡氏混沌电路. 与文献[12,13]的电路相比, 所提出的电路采用电流传输器实现了蔡氏分段线性电阻和仿真电感, 所有的运算放大器均采用相同的电源电压, 便于实现和实际应用. 由于以电流传输器作为基本的电路模块, 因而所设计的混沌电路具有很好的高频特

^{*} 国家自然科学基金(批准号:10774121), 西北师范大学知识与科技创新工程项目(批准号: NWNK-KJXGC-03-24)资助的课题.

[†] E-mail: yangzm@nwnu.edu.cn

性,可以广泛用于保密通信中.同时,由于组成电流传输器的电流反馈运算放大器除了和普通的运算放大器一样具有电压输出端以外,还具有一个电流输出端,混沌电路中的电流波形可以从电流传输器

的电流输出端进行观察和测量.这就使得由它组成的混沌电路中电流的测量和观察变得非常容易,从而也使得与电流有关的相图的观察和测量变得非常容易.

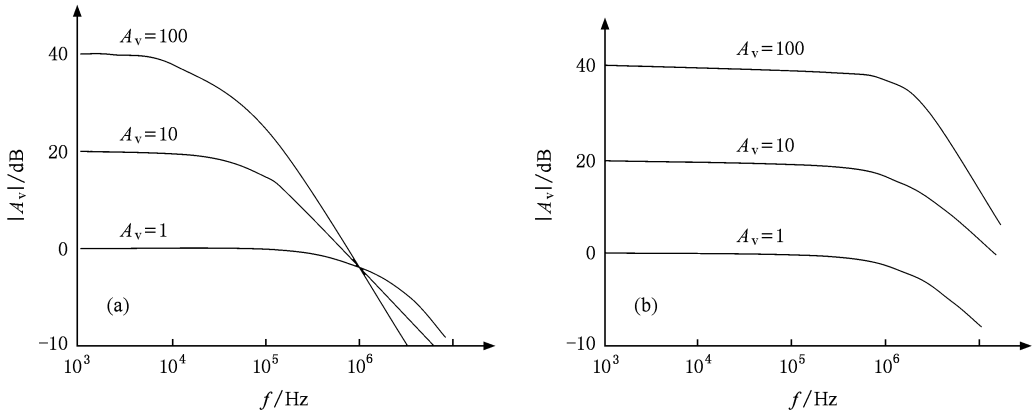


图1 通用运算放大器和电流反馈运算放大器的增益和带宽的关系 (a) μ A741 组成的放大器的增益和带宽的关系; (b) AD844 组成的放大器的增益和带宽的关系

2. 典型蔡氏电路

1983年,蔡少棠(Leon. O. Chua)发明了蔡氏电路(Chua's Circuit),典型的蔡氏电路如图2所示.它是由一个线性电阻 R_6 、两个线性电容 C_2 和 C_3 、一个线性电感 L 和一个称为“蔡氏二极管”的分段线性电阻 R_N 组成的三阶自治电路.蔡氏电路因其简洁性和代表性而成为研究混沌电路的典范.

在图2电路中,若选电容 C_2, C_3 两端的电压 v_{C2}, v_{C3} 和流过电感 L 的电流 i_L 作为电路的状态变量,则图2所示蔡氏电路的状态方程为^[7]

$$\begin{aligned} \frac{dv_{C3}}{dt} &= \frac{1}{R_6 C_3}(v_{C2} - v_{C3}) - \frac{1}{C_3}f(v_{C3}), \\ \frac{dv_{C2}}{dt} &= \frac{1}{C_2}i_L + \frac{1}{R_6 C_2}(v_{C3} - v_{C2}), \\ \frac{di_L}{dt} &= -\frac{1}{L}v_{C2}, \end{aligned} \quad (1)$$

式中 $f(v_{C3})$ 为非线性函数.上述三个方程是一个等式右端不显含时间变量的常微分方程组,构成三阶自治系统.系统的状态由 v_{C2}, v_{C3}, i_L 三个状态变量描述,构成三维相空间.

在(1)式中,设

$$x = \frac{v_{C3}}{E}, y = \frac{v_{C2}}{E}, z = \frac{R_6 i_L}{E},$$

则可以得到所要设计的蔡氏电路的归一化方程为

$$\begin{aligned} \frac{dx}{d\tau} &= \alpha(y - x - f(x)), \\ \frac{dy}{d\tau} &= x - y + z, \\ \frac{dz}{d\tau} &= -\beta y. \end{aligned} \quad (3)$$

(2)式中, E 为非线性函数 $f(x)$ 的转折电压.

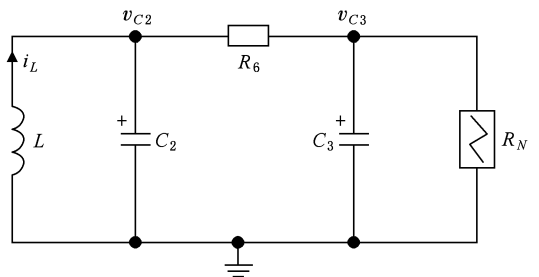


图2 典型蔡氏电路

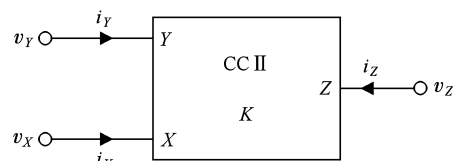


图3 CCII 的电路符号

3. 用电流传输器实现的蔡氏电路

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. 本文提出一种用电流传输器实现的蔡氏混沌电路. 该电路的关键是用新型的电流反馈运算放大器作为基本有源器件,用它组成电流传输器,再以电流传输器为基本模块实现图 2 所示蔡氏混沌电路中的分段线性电阻 R_N 和电感 L .

3.1. 电流传输器及其实现电路

电流传输器(current conveyor, CC)是电流模电路中一种最常用的有源器件,其基本作用与电压模电路中的运算放大器相似. 但以电流传输器为基础组成的电路具有通用性强、性能好、精度高、外接器件少等特点,已成为电流模电路设计中最基本的器件和大规模集成电路中的最基本的单元电路之一.

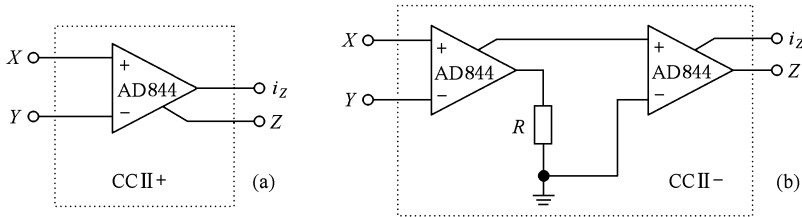


图 4 同相电流传输器和反相电流传输器的实现 (a)同相电流传输器的实现; (b)反相电流传输器的实现

3.2. 用电流传输器实现的分段线性电阻电路

在实际的混沌电路中,(1)式中的非线性函数 $f(v_{C3})$ 是由分段线性电阻电路实现的. 这样的分段线性电阻可以是三段式分段线性电阻,也可以是五段式分段线性电阻. 如果选伏安特性如图 5(a)所示的三段式分段线性电阻,它的伏安特性为

$$f(v_{C3}) = \begin{cases} G_b v_{C3} + (G_b - G_a)E, & v_{C3} < -E, \\ G_a v_{C3}, & -E \leq v_{C3} \leq E, \\ G_b v_{C3} + (G_a - G_b)E, & v_{C3} > E, \end{cases} \quad (6)$$

或表示为

$$f(v_{C3}) = G_b v_{C3} + \frac{1}{2}(G_a - G_b) \times (|v_{C3} + E| - |v_{C3} - E|), \quad (7)$$

电流传输器根据性能的不同,可分为第一代电流传输器 CCI、第二代电流传输器 CCII 和第三代电流传输器 CCIII. 常用的是第二代电流传输器 CCII. CCII 的电路符号如图 3 所示,它的电压电流关系为

$$\begin{aligned} i_Y &= 0, \\ v_X &= v_Y, \\ i_Z &= Ki_X, \end{aligned} \quad (4)$$

其中 v_X, i_X 分别是 X 端的电压和电流, v_Y, i_Y 分别是 Y 端的电压和电流, v_Z, i_Z 分别是 Z 端的电压和电流. 表示成矩阵形式为

$$\begin{bmatrix} i_Y \\ v_X \\ i_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & K & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_Y \\ i_X \\ v_Z \end{bmatrix}, \quad (5)$$

其中, K 为电流传输器的传输系数,通常 $K = \pm 1$. 当 $K = +1$ 时,为同相电流传输器,当 $K = -1$ 时,为反相电流传输器. 同相电流传输器可以用一个电流反馈运算放大器 AD844 实现,反相电流传输器则需要用两个电流反馈运算放大器 AD844 实现. 其实现电路分别如图 4(a) 和 (b) 所示.

其中, G_a 和 G_b 分别是分段线性电阻各段的斜率或电导, $-E, +E$ 是分段线性电阻伏安特性的转折电压.

(6), (7) 式也可表示为无量纲的形式

$$f(x) = \begin{cases} bx + (b - a)E, & x < -E, \\ ax, & -E \leq x \leq E, \\ bx + (a - b)E, & x > E, \end{cases} \quad (8)$$

或

$$f(x) = bx + \frac{1}{2}(a - b)(|x + E| - |x - E|), \quad (9)$$

其中, E 为折线的转折电压,系数 a 和 b 为各段折线的斜率.

用一个同相电流传输器实现的三段式分段线

性电阻如图 5(b) 所示. 当电路的输入电压 v 在 $(-E \leq v \leq +E)$ 范围内时, 电流传输器工作在线性放大

区, 即图 5(a) 的 BC 段. 若满足条件 $R_1 = R_3$, 则电路的电压电流关系为

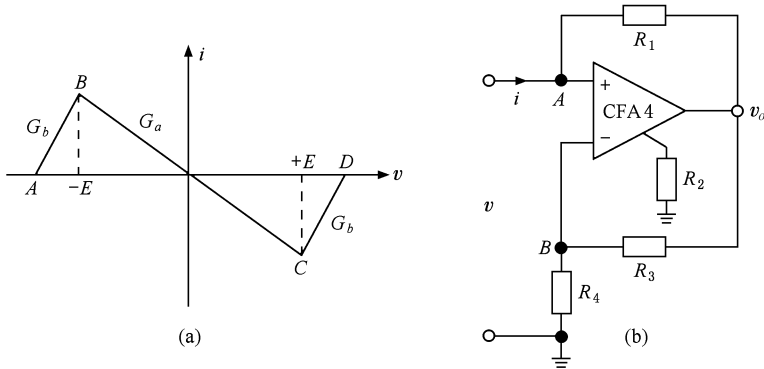


图 5 分段线性电阻的伏安特性和单电流传输器实现的分段线性电阻电路 (a) 分段线性电阻的伏安特性; (b) 单电流传输器实现的分段线性电阻

$$\frac{v}{i} = \frac{v}{I_{R_1}} = \frac{v}{\frac{v - v_0}{R_1}} = \frac{R_1}{1 - \frac{v_0}{v}}$$

$$= \frac{R_3}{1 - \frac{v_0}{v_B}} = \frac{R_3}{1 - \frac{R_3 + R_4}{R_4}} = -R_4. \quad (10)$$

由此可知, 用图 5(b) 所示的单电流传输器电路实现图 5(a) 所示的分段线性电阻时, 图 5(a) 中 BC 段的斜率为 $-1/R_4$. 同样当电路的输入电压 v 在 $(|v| > E)$ 范围内时, 电流传输器工作在非线性区. 可以求得 AB 段和 CD 段的斜率为 $+1/R_1$.

五段式分段线性电阻可以用图 6(a) 所示的双电流传输器电路实现. 它实际上是由两个图 5(b) 所示的单电流传输器电路并联实现的. 所实现的分段线性

电阻若使这两个电路的转折电压和斜率分别为 E_a, E_b 和 G_a, G_b , 电路元件的取值如图 6(a) 中所示, 则每个单电流传输器电路的伏安特性和总的伏安特性分别如图 6(b) 中的虚线、点划线和粗实线所示. $ABCDEF$ 段的特性方程为

$$i = f(v) = \begin{cases} G_c v - (G_b - G_c)E_b - (G_a - G_b)E_a, & v < -E_b, \\ G_b v + (G_a - G_b)E_a, & -E_b \leq v < -E_a, \\ G_a v, & -E_a \leq v \leq E_a, \\ G_b v + (G_a - G_b)E_a, & E_a < v \leq E_b, \\ G_c v - (G_b - G_c)E_b - (G_a - G_b)E_a, & E_b < v. \end{cases} \quad (11)$$

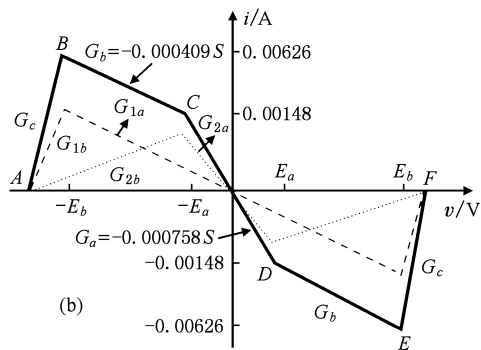
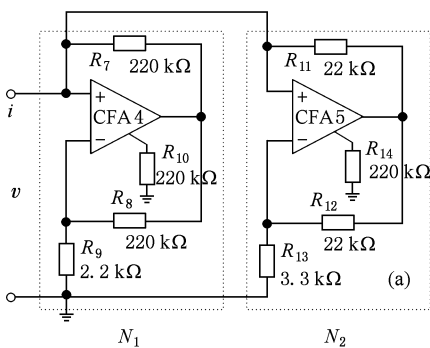


图 6 双电流传输器实现的分段线性电阻及其伏安特性 (a) 双电流传输器实现的分段线性电阻; (b) 伏安特性

在图 6(b) 所示的五段式分段线性电阻伏安特性 $ABCDEF$ 中, $BCDE$ 段呈非线性负电阻特性, 蔡氏混沌电路主要工作在这个曲线段内. 由于曲线

$ABCDEF$ 是由图 6 中两个电路 N_1 和 N_2 并联实现的, 设 N_1 电路实现的折线斜率为 G_{1a} 和 G_{1b} , N_2 电路实现的折线斜率为 G_{2a} , G_{2b} , 则曲线 $ABCDEF$ 各段折

线的斜率的表达式分别为

$$\begin{aligned} G_a &= G_{1a} + G_{2a} = -\frac{1}{R_9} - \frac{1}{R_{13}}, \\ G_b &= G_{1a} + G_{2b} = -\frac{1}{R_9} + \frac{1}{R_{11}}, \\ G_c &= G_{1b} + G_{2b} = \frac{1}{R_7} + \frac{1}{R_{11}}. \end{aligned} \quad (12)$$

电路的转折电压为

$$\begin{aligned} E_a &= \frac{R_{13}}{R_{12} + R_{13}} V_{CC}, \\ E_b &= \frac{R_9}{R_8 + R_9} V_{CC}. \end{aligned} \quad (13)$$

其中, V_{CC} 为放大器的电源电压. 上述各斜率的关系如图 6(b) 中所示.

3.3. 用电流传输器实现的仿真电感电路

图 2 电路中的实际电感 L 具有一定的电阻, 它的等效电路实际上是一个电感和电阻的串联, 因而会影响混沌电路的工作情况, 在电阻较大时, 电路甚至不能工作在混沌状态下. 为了改善混沌电路的性能, 通常采用有源 RC 电路来实现仿真电感. 用电流传输器实现的仿真电感的原理电路如图 7 所示.

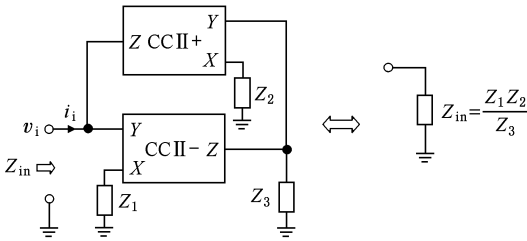


图 7 采用电流传输器实现的仿真电感电路

图 7 中, $CCII-$ 和 Z_1, Z_3 组成一个电压放大器, $CCII+$ 和 Z_2, Z_3 组成一个电流放大器. 输入电压 v_i 加在电流传输器 $CCII-$ 的 Y 输入端, 经过由 $CCII-$ 和 Z_1, Z_3 组成的电压放大器的放大, $CCII-$ 的输出电压即电流传输器 $CCII+$ 的 Y 端的电压为

$$v_{y+} = -\frac{Z_3}{Z_1} v_i. \quad (14)$$

根据电流传输器 $CCII+$ 的电压-电流关系, 有

$$v_{y+} = v_{x+} = -i_x Z_2 = -\frac{i_{z+}}{K} Z_2 = -\frac{i_i}{K} Z_2. \quad (15)$$

若 $K=1$, 则图 7 所示电路的等效输入阻抗为

$$Z_{in} = \frac{v_i}{i_i} = \frac{Z_1 Z_2}{Z_3}. \quad (16)$$

可见, 图 7 所示电路是一个阻抗变换器, 可以实现阻抗的变换. 通过改变阻抗 Z_1, Z_2, Z_3 的性质, 可以得到不同的等效阻抗. 若 Z_1, Z_2 为电阻, Z_3 为电容, 即 $Z_1 = R_1, Z_2 = R_2, Z_3 = 1/(SC)$, 则该电路可以实现一个接地电感, 称为接地仿真电感. 当电流传输器的传输系数 $K=1$ 时, 该仿真电感的等效电感值为

$$L_{eq} = R_1 R_2 C. \quad (17)$$

3.4. 用电流传输器实现的蔡氏混沌电路

根据上面的讨论, 用电流传输器实现的蔡氏混沌电路如图 8 所示.

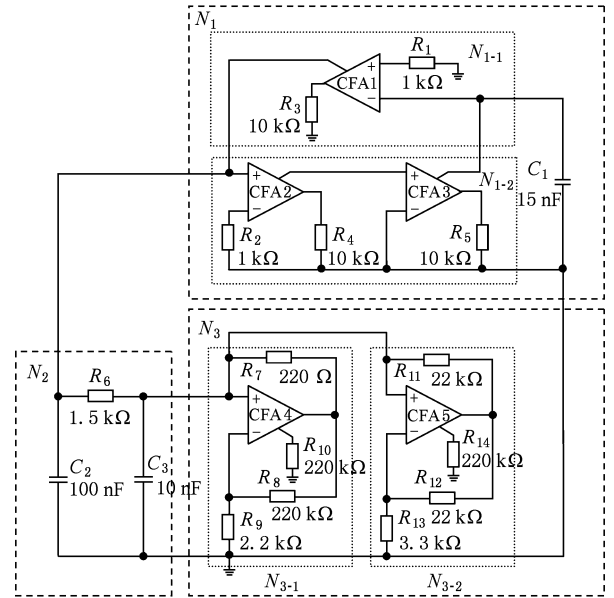


图 8 用电流传输器实现的蔡氏混沌电路

该混沌电路由仿真电感网络 N_1 、线性 RC 网络 N_2 和分段线性电阻网络 N_3 三部分组成. 仿真电感网络 N_1 主要由同相电流传输器 N_{1-1} 、反相电流传输器 N_{1-2} 和电容 C_1 组成. 仿真电感网络与线性 RC 网络的一个电容 C_2 并联, 线性 RC 网络的另一个电容 C_3 与分段线性电阻网络并联, 线性 RC 网络中的电阻 R_6 将仿真电感网络和分段线性电阻网络连接起来, 组成基本的蔡氏混沌电路, 产生混沌信号.

网络 N_1 用电流传输器实现了仿真电感 L_{eq} . 其中, 同相电流传输器 N_{1-1} 由一个电流反馈运算放大器 $CFA1$ 和电阻 R_1, R_3 组成, 反相电流传输器 N_{1-2} 由两个电流反馈运算放大器 $CFA2, CFA3$ 和电阻 R_2, R_4, R_5 组成. 同相电流传输器 N_{1-1} 的电流输出端与反相电流传输器 N_{1-2} 的输入端相接, 反相电流传

输器 N_{1-2} 的输出端与同相电流传输器 N_{1-1} 的输入端相接.

RC 网络 N_2 由电容 C_2, C_3 和电阻 R_6 组成. 电容 C_2 和仿真电感 L_{eq} 并联, 组成谐振电路, 电容 C_3 和分段线性电阻电路并联, 电阻 R_6 将线性电路和非线性电路连接起来, 组成混沌电路.

分段线性电阻网络 N_3 由同相电流传输器 N_{3-1}, N_{3-2} 和有关电阻电容组成. 其中, 同相电流传输器 N_{3-1} 由电流反馈运算放大器 CFA4 和电阻 R_7, R_8, R_9, R_{10} 组成. 同相电流传输器 N_{3-2} 由电流反馈运算放大器 CFA5 和电阻 $R_{11}, R_{12}, R_{13}, R_{14}$ 组成. 调节

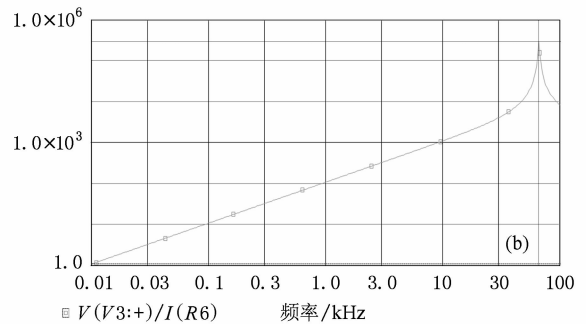
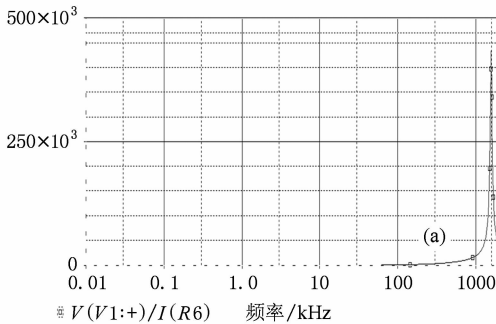


图9 仿真电感的频率特性 (a)用 AD844 实现的仿真电感的频率特性; (b)用 $\mu A741$ 实现的仿真电感的频率特性

3.5. 用电流传输器实现的蔡氏混沌电路的设计

3.5.1. RC 线性网络的设计

选 RC 网络的实际电路如图 8 虚线框 N_2 中所示电路, 它的设计方程如(2)式. 在(2)式中, 若选 $\alpha = 10, \beta = 15$, 设 $C_3 = 10$ nF, $L = 15$ mH, 可求得 $C_2 = 100$ nF, $R_6 = 1.5$ k Ω .

3.5.2. 分段线性电阻电路的设计

由于蔡氏混沌电路主要工作在图 6(b) 所示的五段式分段线性电阻伏安特性 $ABCDEF$ 的 $BCDE$ 非线性负电阻特性段. 因此, 设计分段线性电阻电路主要是设计 $BCDE$ 所示的三段折线. 设所要实现的分段线性电阻各段的斜率为 $G_a = -0.000758, G_b = -0.000409, G_c = 0.00459$, 转折电压为 $\pm E_a = \pm 1.95$ V, $\pm E_b = \pm 13.6$ V, 运算放大器的电源电压 $V_{CC} = \pm 15$ V. 选分段线性电阻的实际电路如图 8 虚线框 N_3 中所示. 由(12)式和(13)式得

$$\begin{aligned} G_a &= -\frac{1}{R_9} - \frac{1}{R_{13}} \\ &= -\frac{R_9 + R_{13}}{R_9 R_{13}} = -0.000758, \\ G_b &= \frac{1}{R_{11}} - \frac{1}{R_9} \end{aligned}$$

电阻 R_{10} 和 R_{14} 可以调节混沌电路相图中涡卷的大小.

图 8 所示的蔡氏混沌电路的高频特性主要由图 7 所示的仿真电感电路的特性决定. 对于图 7 所示的仿真电感电路, 如果电流传输器采用电流反馈运算放大器 AD844 实现, 它的频率特性的仿真结果如图 9(a)所示, 由图可以看出该仿真电感的工作频率可达 1.6 MHz. 由通用运算放大器 $\mu A741$ 实现的仿真电感电路的频率特性如图 9(b)所示, 由图可以看出它的工作频率为 66 kHz. 如果采用带宽特性更好的电流传输器^[14], 可以更进一步提高电路的工作频率.

$$= -\frac{R_{11} - R_9}{R_{11} R_9} = -0.000409,$$

$$G_c = \frac{1}{R_7} + \frac{1}{R_{11}} = \frac{R_7 + R_{11}}{R_7 R_{11}} = 0.00459,$$

$$E_a = \frac{R_{13}}{R_{12} + R_{13}} V_{CC} = 1.95,$$

$$E_b = \frac{R_9}{R_8 + R_9} V_{CC} = 13.6.$$

设 $R_7 = R_8, R_{11} = R_{12}$, 由以上关系可以求得

$$R_7 = R_8 = 220 \Omega,$$

$$R_9 = 2.2 \text{ k}\Omega,$$

$$R_{11} = R_{12} = 22 \text{ k}\Omega,$$

$$R_{13} = 3.3 \text{ k}\Omega.$$

电阻 R_{10} 和 R_{14} 的阻值可根据电流反馈运算放大器 CFA4 和 CFA5 的偏置来设计. 对于该电路, 可取 $R_{10} = R_{14} = 220$ k Ω . 调节电阻 R_{10} 和 R_{14} 可以调节混沌电路相图中涡卷的大小.

3.5.3. 仿真电感电路的设计

由前面的设计可知, 电路中的电感 $L = 15$ mH. 选仿真电感电路如图 8 虚线框 N_1 中所示电路. 取 $R_1 = R_2 = 1$ k Ω , 根据(17)式可求得 $C_1 = 15$ nF.

电流反馈运算放大器 CFA1, CFA2 和 CFA3 的输出电阻可选为 $R_3 = R_4 = R_5 = 10$ k Ω .

4. 电路的实现及其仿真和实验结果

4.1. 电路的仿真和硬件实现

根据上述设计结果,对图 8 所示电路用电路仿

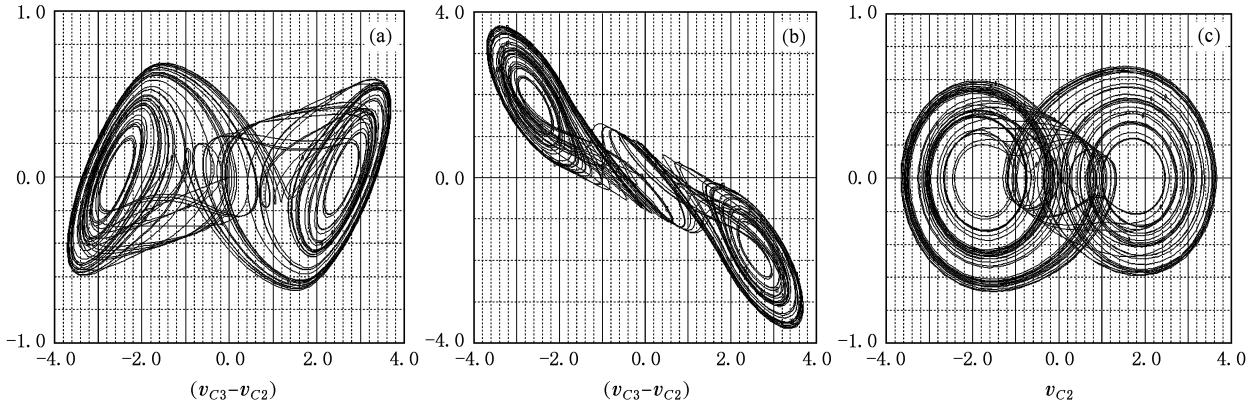


图 10 电路的仿真结果 (a) $v_{C3}-v_{C2}$ 相图; (b) $v_{C3}-i_L$ 相图; (c) i_L-v_{C2} 相图

4.2. 电路的实验结果

在混沌电路中,对电路的电压、电流波形以及与此有关的相图的观察和测量是判断该电路是否进入混沌工作状态最重要的手段.传统的蔡氏混沌电路中电压的测量比较简单,而电流的测量和与电流有关的相图的测量和观察比较困难,一般都需要通过另外附加测量电阻或测量电路才能进行测量和观察.而附加测量电阻或测量电路会影响电路的工作状态.尤其是混沌电路对电路元件的变化具有高度的敏感性,附加的测量电路可能会使混沌电路脱离混沌工作状态,因而一般混沌实验方面的论文都不给出与电流有关的相图.图 8 所示的电路采用

真软件 PSPICE 进行仿真,得到的相图如图 10 所示.仿真结果说明该电路确实能够产生混沌.

将所设计的电路用硬件实现.电路中的电流传输器用电流反馈放大器 AD844 实现,电路中的电阻和电容均采用比较精密的元件实现.其中,电阻 R_6 采用精密多圈电位器实现,以调节电路的工作状态.

电流传输器作为有源器件,这种有源器件和普通的运算放大器相比,除了具有一个电压输出端以外,还具有一个电流输出端.正是由于存在这个电流输出端,因而使得由它组成的混沌电路中电流的测量和观察以及与电流有关的相图的观察和测量变得非常容易.本电路中的电流波形以及与电流有关的相图都可以直接在电流传输器的电流输出端用电流表进行测量,也可以通过电流传输器的电压输出端原有的偏置电阻或电容进行观察和测量,不需要另外附加电路.在本电路中,电流波形和与电流有关的相图可以从电阻 R_1 、 R_5 和 C_1 上进行观察和测量.对硬件电路用示波器观测到的相图如图 11 所示.

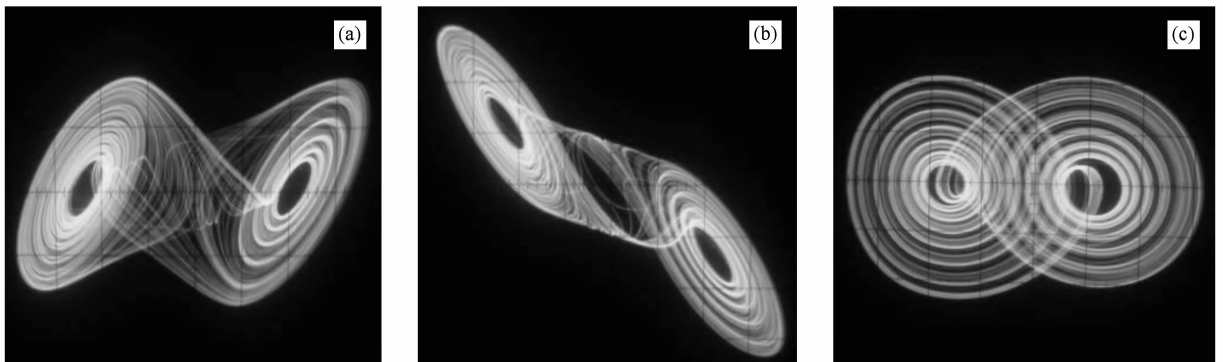


图 11 电路的实验结果 (a) $v_{C3}-v_{C2}$ 相图; (b) $v_{C3}-i_L$ 相图; (c) i_L-v_{C2} 相图

5. 用蔡氏电路实现的保密通信电路

利用本文提出的蔡氏混沌电路可以实现保密通信,其基本原理电路如图 12 所示. 其中,左边的电路为通信的发送电路,右边的电路为接收电路. 对该电路的仿真结果如图 13 所示. 其中,图 13(a)为输入信号波形,图 13(b)为输出信号波形.

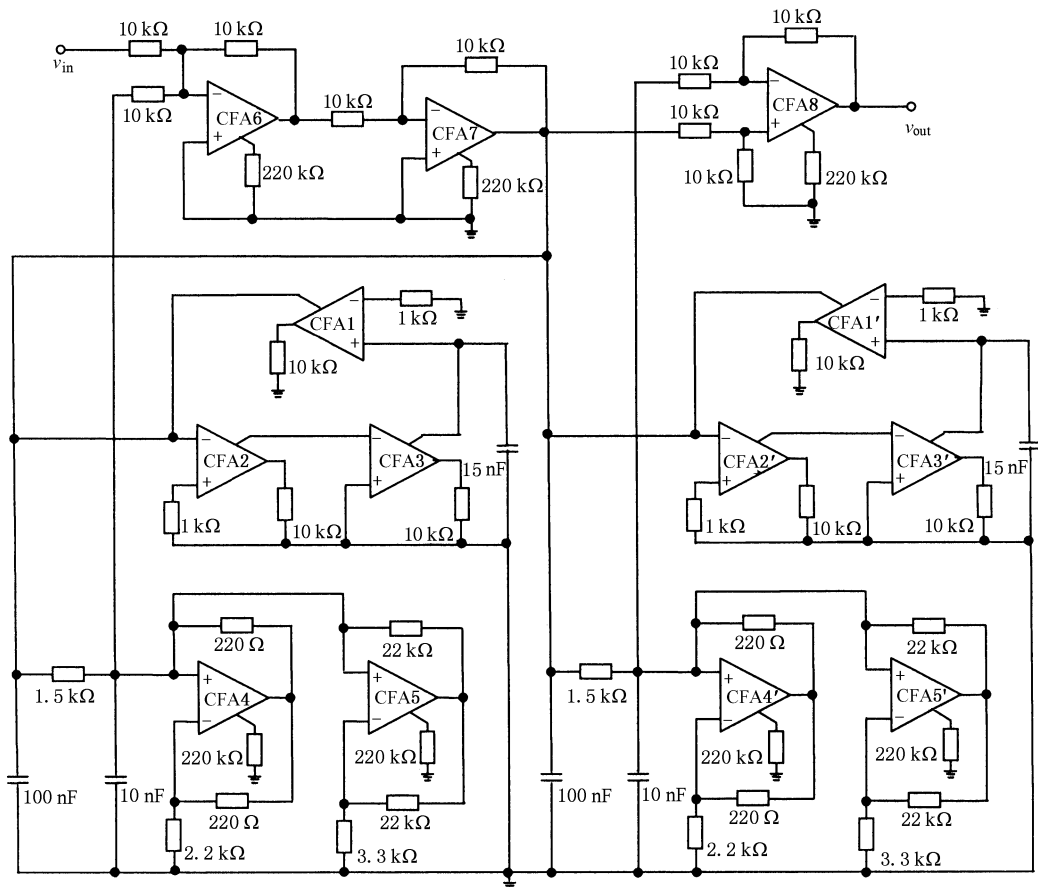


图 12 用蔡氏电路实现的保密通信电路

6. 结 论

采用电流传输器作为有源器件设计并实现了蔡氏混沌电路. 该电路具有以下优点: 1) 由于电流传输器比普通的运算放大器的高频特性好, 因而可以提高电路的工作频率, 广泛用于保密通信中. 2) 由于采用电流传输器实现了有源仿真电感, 因而使电路的性能更加稳定. 3) 由于采用电流传输器作为有源器件, 使电路中电流的测量和观察以及与电流有关的相图的观察和测量变得非常容易. 本电路中的电流波形以及

从仿真结果可以看出, 输出信号与输入信号一致性很好, 说明该电路可以实现通信. 在该电路中, 由于在发送端输入信号 v_{in} 被蔡氏混沌电路所产生的混沌信号所调制, 该调制信号具有混沌随机性. 在接收端, 窃听者只有使他的电路与发送端的电路完全同步时才能窃听到所发送的信号, 而这在技术上有较大的难度. 因此该通信电路具有很好的保密性能.

与电流有关的相图可以从电流传输器的电流输出端的电阻或电容上进行观察和测量. 对电路进行了设计和计算机仿真, 用硬件实现了该电路, 对硬件电路进行了实验测试, 测试结果与计算机仿真结果符合得很好, 证明了该电路的正确性和设计的有效性. 在混沌调制通信中, 欲传送的信号(如语音信号)是调制信号, 混沌信号则是被调制的载波信号. 和一般的通信方式一样, 在一定条件下载波信号的频率越高, 则信号传输的效率越高. 因此, 提高混沌电路的工作频率是使混沌通信逐渐走向实际应用的一个重要因素. 由于本文提出的用电流传输器实现的蔡氏混沌电路

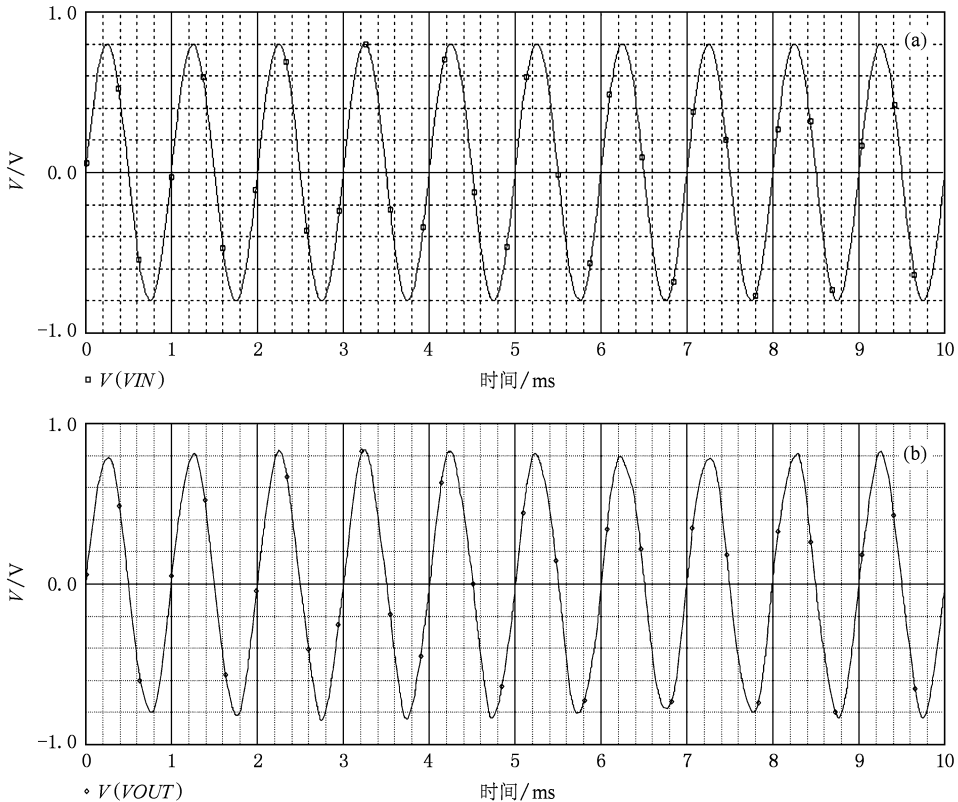


图 13 图 12 电路的仿真结果 (a) 输入波形; (b) 输出波形

可以工作在较高的工作频率,同时由于该混沌电路具有非常丰富的动力学特性和对初值的高度敏感性,当把它作为载波信号进行通信时,破译者很难

将他的接收系统的参数做得与通信系统的参数完全一致从而达到破解通信信息的目的. 因此本文提出的电路非常适合于保密通信领域的应用.

- [1] Yu S M, Lü J H, Chen G R 2008 *IEEE Int. Symp. on Circ. Syst.* **May**. **18-21** 2390
- [2] Yu S M, Yu Z D 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 6859 (in Chinese) [禹思敏、禹之鼎 2008 物理学报 **57** 6859]
- [3] 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]
- [4] Sanchez-Lopez C, Trejo-Guerra R, Tlelo-Cuautle E 2008 *Proc. 7th Int. Caribbean Conf. on Devices, Circ. Syst.* Apr. **28-30** 1
- [5] Xie G B, Yu S M, Liu Y J, Liu Z S 2008 *Proc. 1st IEEE Singapore Int. Conf. on Communication Systems* Nov. **19-21** 632
- [6] Liu C X 2002 *Acta Phys. Sin.* **51** 1198 (in Chinese) [刘崇新 2002 物理学报 **51** 1198]
- [7] Li Y, Yu S M, Dai Q Y, Liu M H, Liu Q 2006 *Acta Phys. Sin.* **55** 3938 (in Chinese) [李亚、禹思敏、戴青云、刘明华、刘庆 2006 物理学报 **55** 3938]
- [8] Zhang C 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]
- [9] Li Y, Zhang Z M, Tao Z J 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 6818 (in Chinese) [李亚、张正明、陶志杰 2009 物理学报 **58** 6818]
- [10] Toumazou C, Lidgley F J, Haigh D Q 1990 *Analog IC Design: The current mode approach* (London: Peter Peregrinus) p93
- [11] Yang Z M, Ma Y D, Zhang X G 2009 *Theory and Design of Modern Circuit* (Beijing: Tsinghua University) p186 [杨志民、马义德、张新国 2009 现代电路理论与设计 (北京:清华大学出版社) 第 186 页]
- [12] Senani R, Gupta S S 1998 *Electron. Lett.* **34** 829
- [13] Elwakil A S, Kennedy M P 2004 *IEEE Trans. Circuits Syst.* **17** 76
- [14] Balse J 1997 *IEEE J. Solid-State Circuits.* **32** 1470

Design and realization of Chua's circuit based on current conveyers*

Yang Zhi-Min[†] Zhang Jie Ma Yong-Jie Bai Yu-Long Ma Sheng-Qian

(School of Physics and Electronics Engineering, Northwest Normal University, Lanzhou 730070, China)

(Received 13 March 2009; revised manuscript received 1 September 2009)

Abstract

A novel approach to Chua's circuit based on current conveyers is proposed which overcomes the difficulties of the signal frequency being too low and the current waves and the corresponding phase diagrams not easy to test for this kind of circuit. Active simulated inductor and piece-wise nonlinear resistor in the circuit are all realized by current conveyers, so that the circuit is more stable and can work in higher frequency than does the usual Chua's circuit. The circuit also has the advantages in that the current waves and the corresponding phase diagrams can be tested easily. The circuit has been designed, simulated, realized in hardware and tested. The experimental results are in good agreement with simulation results, which confirms the validity of the design. The circuit is suitable for secure communications.

Keywords: Chua's circuit, current conveyor, current test, design and experiment

PACC: 0545

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 10774121), Research Foundation of Northwest Normal University, China (Grant No. NWNNU-KJXGC-03-24).

[†] E-mail: yangzm@nwnu.edu.cn