

一个新的五阶超混沌电路及其研究^{*}

禹思敏^{1)†} 禹之鼎²⁾

1) 广东工业大学自动化学院, 广州 510006)

2) 华南理工大学电子与信息学院, 广州 510640)

(2008 年 3 月 31 日收到, 2008 年 4 月 19 日收到修改稿)

提出一个新的五阶超混沌电路. 该电路由三个线性电感、两个线性电容、一个线性负电阻和二非线性元件组成, 并具有 π 形的电路结构. 其主要特征是: 利用非线性元件的作用来切换电路中的时间常数, 使其电压和电流发生急剧变化. 利用负电阻可满足电路局部发散的条件, 并且这种电压和电流的急剧变化以及局部发散是该电路产生混沌与超混沌的两个前提条件. 分岔和李雅普诺夫指数计算结果表明, 随着分岔参数的改变, 电路的振荡机理由周期态演变为混沌态, 再由混沌态演变为超混沌态. 设计了五阶超混沌电路, 给出了硬件实验结果.

关键词: 超混沌电路, 超混沌吸引子, 电路实验

PACC: 0545

1. 引 言

混沌电子电路的理论设计与硬件实现及其在混沌保密通信中的应用是非线性电路与系统领域的前沿课题, 它主要起源于上世纪 60 年代和 80 年代人们对 Lorenz 系统和 Chua 系统的电路设计与实验^[1,2]. 近年来, 这一研究领域有了长足进展, 新的混沌与超混沌电路, 尤其是多方向、网格状、大数目多涡卷等一类新型混沌与超混沌电路的理论设计与硬件实现等问题备受人们的关注和重视^[3-24], 文献^[24]综述了该领域的最新研究进展.

最近, 我们受 Chua 电路的启发, 提出了一个新的五阶超混沌电路. 该电路由三个线性电感、两个线性电容、一个线性负电阻和二非线性元件组成. 其构造方法是利用线性电感、线性电容和非线性电阻三个元件组成并联谐振型子电路, 利用线性电容、线性负电阻、线性电感和非线性电阻四个元件组成混联型子电路, 最后通过线性电感将两个子电路联接起来, 从而构建出与 Chua 电路相似的 π 形结构的五阶超混沌电路. 其主要特点: 1) 通过非线性元件的作用来切换时间常数的大小, 使得电路中的电压或电流发生急剧变化; 2) 通过线性负电阻的作用, 使得电路在局部上是发散的; 3) 通过调节线性电

感大小, 使电路满足混沌振荡的基本条件, 并从倍周期分岔进入混沌和超混沌态. 分析和计算了该系统的平衡点、分岔图和李氏指数谱. 在电路设计的基础上, 进行了实验研究, 给出了实验结果.

2. 电路的构造及工作原理

我们提出的一个新的五阶超混沌电路如图 1 所示. 该电路由三个线性电感 L_1 , L_2 和 L_3 , 两个线性电容 C_0 和 C , 一个线性负电阻 $-R_C$, 以及二非线性元件 NR_1 和 NR_2 等元件组成. 其中 NR_1 为电流控制电压饱和和函数型非线性电阻, 其伏安特性关系如图 2 所示. NR_2 为电压控制电流分段线性型非线性电阻, 其伏安特性关系如图 3 所示. 图 1 所示电路的构造方法是由线性电容 C_0 、线性电感 L_3 和非线性电阻 NR_2 三个元件组成并联谐振型子电路. 由线性电容 C 、线性负电阻 $-R_C$ 、线性电感 L_2 和非线性电阻 NR_1 四个元件组成混联型子电路. 这两个子电路分别构成了图 1 所示 π 形超混沌电路的两个臂, 再通过线性电感 L_1 将这两个子电路联接起来, 最后构建出一个具有 π 形结构的五阶超混沌电路.

图 1 所示电路的主要特点: 首先, 通过非线性元件作用切换电路中的时间常数, 这种非线性切换作

^{*} 国家自然科学基金(批准号: 60572073, 60871025)和广东省自然科学基金(批准号: 8151009001000060, 8351009001000002)资助的课题.

[†] E-mail: siminyu@163.com

用使得电路中的电压或电流发生急剧变化. 其次, 通过线性负电阻 $-R_C$ 的作用满足电路局部发散的

条件. 最后, 通过适当调节线性电感 L_3 的大小, 可使电路从倍周期分岔进入混沌和超混沌态.

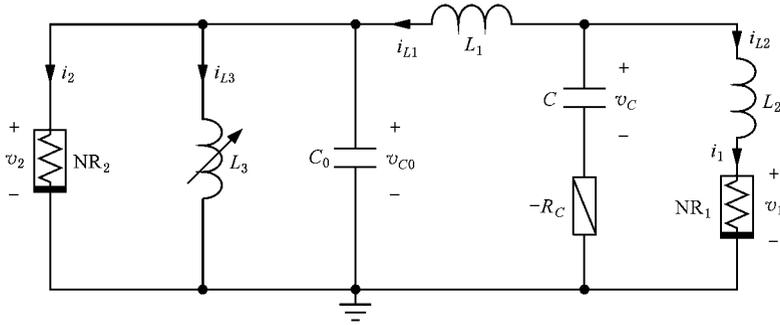


图 1 五阶超混沌电路原理图

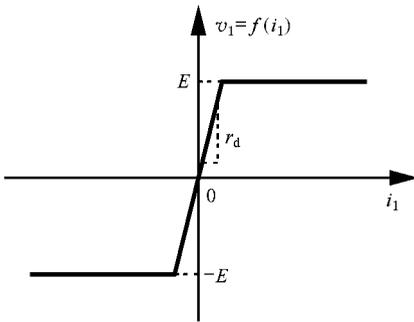


图 2 NR_1 的伏安特性关系

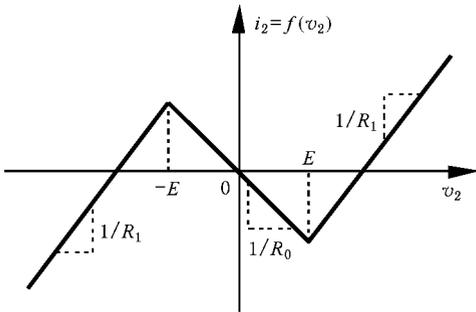


图 3 NR_2 的伏安特性关系

根据图 1 所示电路, 得电路的状态方程为

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = v_C - R_C(-i_{L1} - i_{L2}) - v_{C0},$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = v_C - R_C(-i_{L1} - i_{L2}) - v_1,$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = -i_{L1} - i_{L2},$$

$$C_0 \frac{dv_{C0}}{dt} = i_{L1} - i_2 - i_{L3},$$

$$L_3 \frac{di_{L3}}{dt} = v_{C0}, \quad (1)$$

式中 $v_1 = f_1(i_1) = f_1(i_{L2})$ 为 NR_1 两端的电压, $i_2 = f_2(v_2) = f_2(v_{C0})$ 为流过 NR_2 的电流, 它们的伏安特性关系的数学表达式为

$$v_1 = f_1(i_1) = f_1(i_{L2}) \\ = 0.5 [r_d i_{L2} + E - |r_d i_{L2} - E|],$$

$$i_2 = f_2(v_2) = f_2(v_{C0}) \\ = (1/R_1)v_{C0} + 0.5 [1/R_0 - 1/R_1]$$

$$\times [|v_{C0} + E| - |v_{C0} - E|]. \quad (2)$$

对 (1) 式和 (2) 式作无量纲处理. 令 $x = r_d i_{L1}/E$, $y = r_d i_{L2}/E$, $z = v_C/E$, $w = v_{C0}/E$, $u = r_d i_{L3}/E$, $\tau = t/(r_d C)$, $\alpha = r_d^2 C/L_1$, $\beta = R_C/r_d$, $\delta = r_d^2 C/L_2$, $\epsilon = C/C_0$, $g = r_d^2 C/L_3$, $m_0 = r_d/R_0$, $m_1 = r_d/R_1$. 得图 1 所示电路的无量纲状态方程为

$$\dot{x} = \alpha [\beta(x + y) + z - w],$$

$$\dot{y} = \delta [\beta(x + y) + z - f_1(y)],$$

$$\dot{z} = -x - y,$$

$$\dot{w} = \epsilon [x - u - f_2(w)],$$

$$\dot{u} = gw, \quad (3)$$

式中 $f_1(y)$ 和 $f_2(w)$ 的数学表达式为

$$f_1(y) = 0.5 [y + 1 - |y - 1|],$$

$$f_2(w) = m_1 w + 0.5 [m_0 - m_1] \\ \times [|w + 1| - |w - 1|]. \quad (4)$$

设电路参数为 $L_1 = 80 \text{ mH}$, $L_2 = 10 \text{ mH}$, $L_3 = 116.3 \text{ mH}$, $C = 17 \text{ nF}$, $C_0 = 18 \text{ nF}$, $R_C = 300 \Omega$, $R_0 = 1000 \Omega$, $R_1 = 800 \Omega$, $r_d = 10 \text{ k}\Omega$. 得 $\alpha = 21.25$, $\beta = 0.03$, $\delta = 170$, $\epsilon = 0.9444$, $g = 14.62$, $m_0 = -10$, $m_1 = 12.5$. 根据 (3) 式和 (4) 式和上述参数, 得超混沌

吸引子的数值模拟结果如图4所示,李氏指数为 $(\lambda_1$

$\lambda_2 \lambda_3 \lambda_4 \lambda_5)=(0.46 \ 0.14 \ 0.00 \ -5.40 \ -56.92)$.

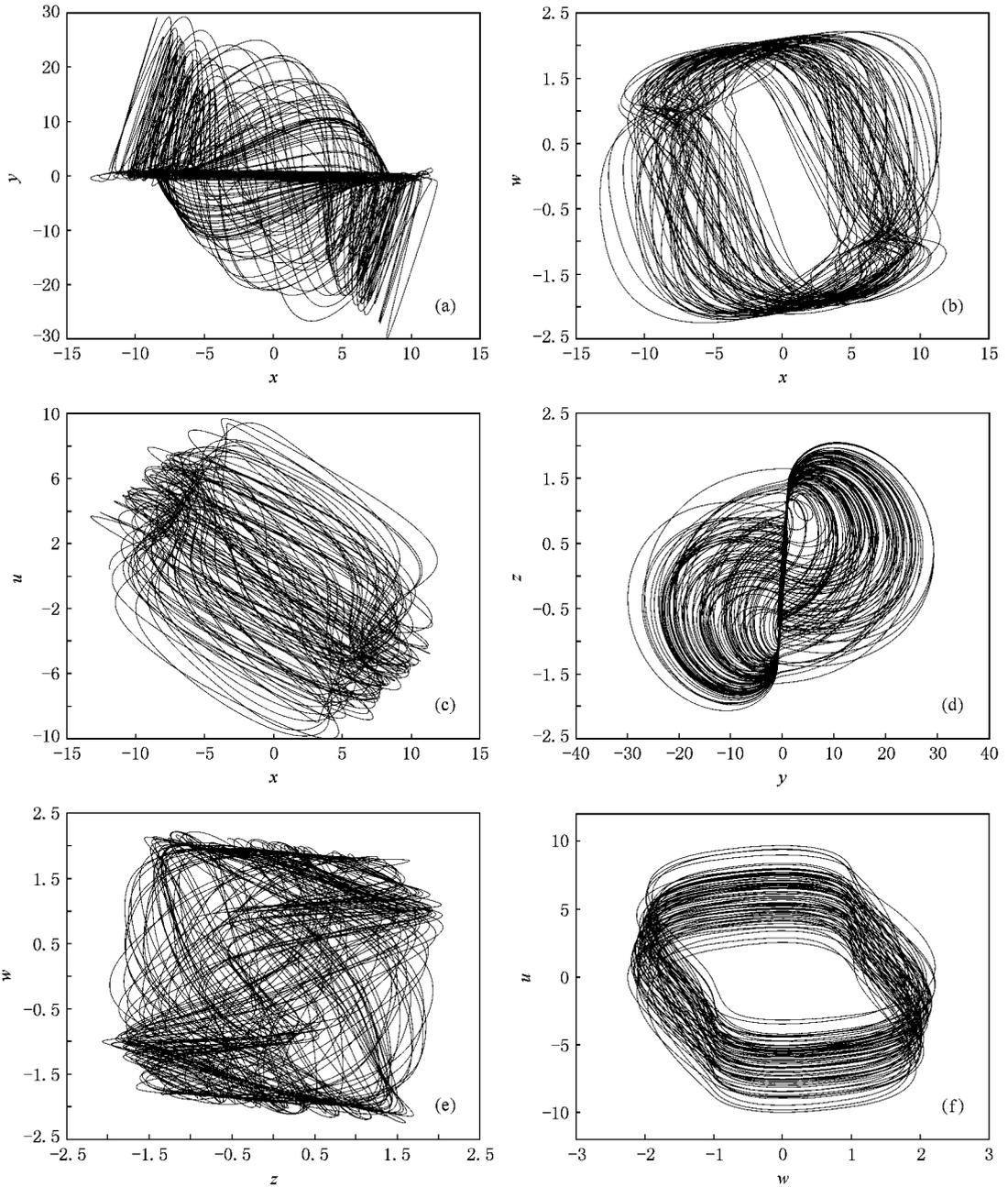


图4 超混沌吸引子的数值模拟结果 (a)x-y平面;(b)x-w平面;(c)x-u平面;(d)y-z平面;(e)z-w平面;(f)w-u平面

3. 系统的基本动力学特性

现分析(3)式和(4)式所示系统的基本动力学特性,包括平衡点、分岔图和李氏指数谱的分析与计算.根据(3)式,得平衡点的计算公式为

$$\begin{aligned} z^{(e)} - w^{(e)} &= 0, \\ z^{(e)} - f_1(y^{(e)}) &= 0, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} x^{(e)} + y^{(e)} &= 0, \\ x^{(e)} - u^{(e)} - f_2(w^{(e)}) &= 0, \\ w^{(e)} &= 0. \end{aligned} \quad (5)$$

从(4)式可以看出,在(3)式所表示的系统中有9个不同的线性区间,即 $D_1 = \{(x, y, z, w) | y > 1, w > 1\}$, $D_2 = \{(x, y, z, w) | |y| < 1, w > 1\}$, $D_3 = \{(x, y, z, w) | y < -1, w > 1\}$, $D_4 = \{(x, y, z, w) | y > 1, |w| < 1\}$, $D_5 = \{(x, y, z, w) | |y| < 1, |w| <$

1}, $D_6 = \{(x, y, z, w) | y < -1, |w| < 1\}$, $D_7 = \{(x, y, z, w) | y > 1, |w| < 1\}$, $D_8 = \{(x, y, z, w) | |y| < 1, |w| < -1\}$, $D_9 = \{(x, y, z, w) | |y| < 1, |w| < -1\}$, 根据(5)式, 得每个区间对应平衡点及特征值

的计算结果如表 1 所示. 表中的符号 \times 表示在所对应的区域中不存在平衡点, 表中参数 $m_0 = -10, m_1 = 12.5$. 可得该系统只有一个不稳定的平衡点, 即 $P_5^{(e)} = (0, 0, 0, 0)$.

表 1 平衡点与特征值

线性区域	$f_1(y)$	$f_2(w)$	平衡点	特征值
D_1	1	$m_1 w + (m_0 - m_1)$	\times	\times
D_2	y	$m_1 w + (m_0 - m_1)$	\times	\times
D_3	-1	$m_1 w + (m_0 - m_1)$	\times	\times
D_4	1	$m_0 w$	\times	\times
D_5	y	$m_0 w$	$(0, 0, 0, 0)$	$-163.89, 1.26 \pm j4.54, 3.28 \pm j1.94$
D_6	-1	$m_0 w$	\times	\times
D_7	1	$m_1 w - (m_0 - m_1)$	\times	\times
D_8	y	$m_1 w - (m_0 - m_1)$	\times	\times
D_9	-1	$m_1 w - (m_0 - m_1)$	\times	\times

在图 1 所示的电路中, 随着电感 L_3 的改变, 电路的振荡机理由周期态演变为混沌态, 再由混沌态演变为超混沌态. 图 5—7 分别示出了 $L_3 = 85.9—125$ mH, 对应的分岔参数为 $g = 13.6—19.8$ 的分岔图和李氏指数. 从图中可以看出, 当 $L_3 = 85.9—100$ mH 时, 对应的分岔参数为 $g = 17—19.8$, 李氏指数的形式为 $(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4, \lambda_5) = (0, -, -, -, -)$, 电路为周期态. 当 $L_3 = 100—104.3$ mH 时, 对应的分岔参数为 $g = 16.3—17$, 李氏指数的形式为 $(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4, \lambda_5) = (+, 0, -, -, -)$, 电路为混沌态. 当 $L_3 = 104.3—125$ mH 时, 对应的分岔参数为 $g = 13.6—16.3$, 李氏指数的形式为 $(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4, \lambda_5) = (+, +, 0, -, -)$, 电路

为超混沌态. 由此可知, 通过调节 L_3 的大小, 可使电路从倍周期分岔进入混沌和超混沌状态. 此外, 在分岔参数对应的区间 $g = 16.3—17$ 中, 除混沌态外, 还存在若干个周期窗口.

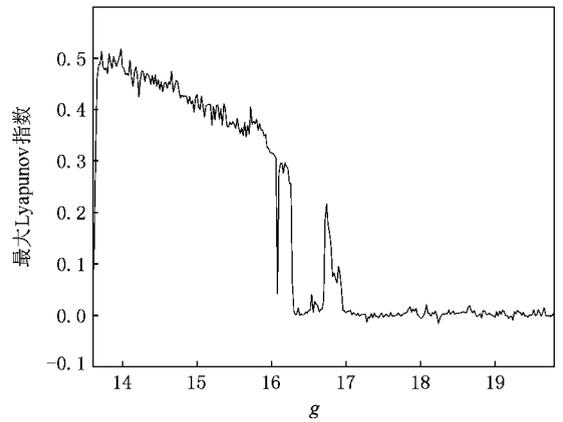


图 6 最大李氏指数

4. 电路设计与实验结果

根据图 1—3 以及(1)式和(2)式, 可设计一个新的五阶超混沌电路, 如图 8 所示. 为了便于调试, 图中所有电阻均为精密可调电阻. 为了减小电感 L_1, L_2 和 L_3 中的损耗电阻, 可采用直径较粗(如 0.4 mm)的漆包铜线和铁氧磁环来制作电感, 使损耗电

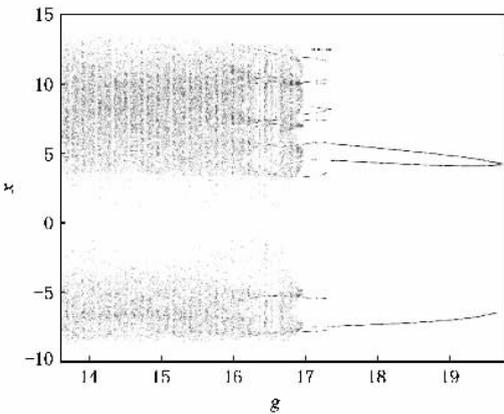


图 5 分岔图

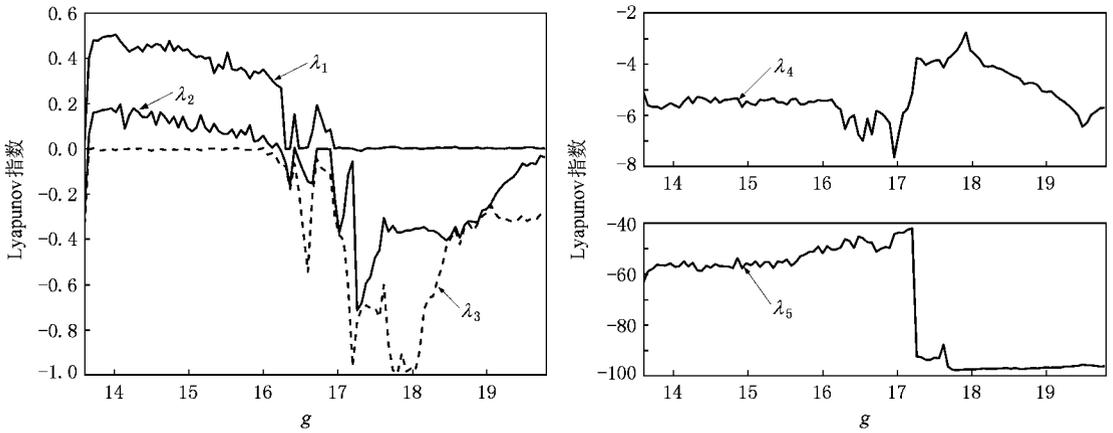


图 7 李氏指数谱

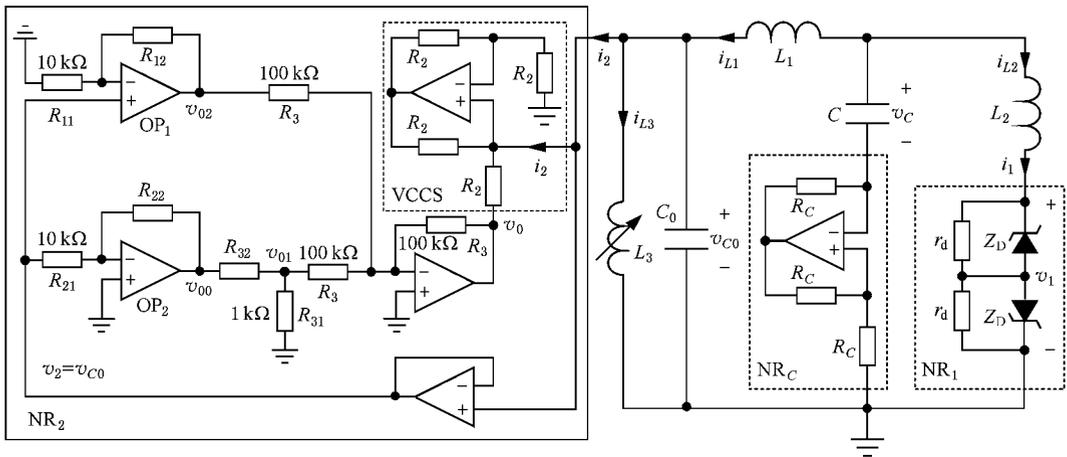


图 8 五阶超混沌电路设计图

阻小于 $1\ \Omega$ 。在实验中要求电容 L_3 连续可调,可根据等效电感的原理与方法,采用有源器件来实现。此外,图中所有运算放大器的型号均为 TL082,电源供电电压为 $\pm 15\text{ V}$,因此,运算放大器输出的饱和电压值为 $E_{\text{sat}} = 14.3\text{ V}$ 。

现已知图 8 中的部分电路参数为 $L_1 = 80\text{ mH}$, $L_2 = 10\text{ mH}$, $L_3 = 116.3\text{ mH}$, $C = 17\text{ nF}$, $C_0 = 18\text{ nF}$, $R_C = 300\ \Omega$, $R_{31} = 1\text{ k}\Omega$, $R_{11} = R_{21} = 10\text{ k}\Omega$, $R_2 = 1\text{ k}\Omega$, $R_3 = 100\text{ k}\Omega$ 。其余未知电路参数可由图 8 中三个子电路 NR_C , NR_1 和 NR_2 的设计来确定。具体设计过程如下。

1)子电路 NR_C 中的各个电阻值均为 $R_C = 300\ \Omega$,从而构成了 $300\ \Omega$ 的负电阻产生器。

2)子电路 NR_1 为电流控制电压饱和和函数型非线性电阻。根据(2)式,取 $r_d = 10\text{ k}\Omega$,稳压二极管

Z_D 的稳压值为 $E = 5.0\text{ V}$ 。

3)子电路 NR_2 为电压控制电流分段线性型非线性电阻,其中 VCCS 是将电压 v_0 转换成电流 i_2 。这种设计子电路 NR_2 的主要特点是各个参数独立可调,便于电路实现,并且有较好的稳定性。根据(2)式,设三分段线性函数中的负斜率值为 $G_0 = 1/R_0 = -1.0\text{ mS}$,正斜率值为 $G_1 = 1/R_1 = 1.3\text{ mS}$,转折点电压值为 $E = 5.0\text{ V}$,其中 $R_0 = -1.0\text{ k}\Omega$, $R_1 = 0.8\text{ k}\Omega$ 。 NR_2 中已知的电阻值为 $R_{11} = R_{21} = 10\text{ k}\Omega$, $R_2 = 1\text{ k}\Omega$, $R_{31} = 1\text{ k}\Omega$, $R_3 = 100\text{ k}\Omega$ 。根据子电路 NR_2 ,其余电阻 R_{12} , R_{22} 和 R_{32} 可根据下述设计过程来确定其大小。

首先根据转折点电压 E 确定电阻 R_{22} 大小。设 $R_{12} \ll R_{22}$,当输入信号 v_{C0} 满足 $|v_{C0}| R_{22}/R_{21} > E_{\text{sat}}$ 时,运算放大器 OP_1 为线性放大状态,而运算放大器

OP₂ 则由线性工作状态进入饱和状态,得电阻 R₂₂ 的计算公式为

$$R_{22} = \frac{E_{\text{sat}}}{E} R_{21}. \quad (6)$$

其次,注意到 NR₂ 中 VCCS 的电流 i₂ 与电压 v_R 之间的关系为 i₂ = -v₀/R₂. 根据叠加原理,得 v₀ = -(v₀₂ + v₀₁). 当 |v₂| = |v₀₀| > E 时,运算放大器 OP₁ 为线性放大状态,而运算放大器 OP₂ 则为饱和状态,有如下关系式成立:

$$i_2 = \frac{v_{01} + v_{02}}{R_2} = \left(1 + \frac{R_{12}}{R_{11}}\right) \frac{v_2}{R_2} \pm \left(\frac{R_{31}}{R_{31} + R_{32}}\right) \frac{E_{\text{sat}}}{R_2},$$

$$G_1 = \frac{di_2}{dv_2} = \left(1 + \frac{R_{12}}{R_{11}}\right) \frac{1}{R_2}, \quad (7)$$

得电阻 R₁₂ 的计算公式为

$$R_{12} = (G_1 R_2 - 1) R_{11}. \quad (8)$$

最后确定电阻 R₃₂ 的大小. 当 |v₂| = |v₀₀| < E 时,OP₁ 和 OP₂ 均为线性放大状态,故有

$$i_1 = \frac{v_{01} + v_{02}}{R_2} = \left(1 + \frac{R_{12}}{R_{11}}\right) \frac{v_2}{R_2} - \frac{R_{22}}{R_{21}} \left(\frac{R_{31}}{R_{31} + R_{32}}\right) \frac{v_2}{R_2},$$

$$G_0 = \frac{di_2}{dv_2} = \left(1 + \frac{R_{12}}{R_{11}}\right) \frac{1}{R_2} - \frac{R_{22}}{R_{21}} \left(\frac{R_{31}}{R_{31} + R_{32}}\right) \frac{1}{R_2}, \quad (9)$$

得电阻 R₃₂ 的计算公式为

$$R_{32} = \left[\frac{R_{22}}{(G_1 - G_0) R_2 R_{21}} - 1 \right] R_{31}. \quad (10)$$

已知 R₁₁ = R₂₁ = 10 kΩ, R₃₁ = 1 kΩ, R₂ = 1 kΩ, E = 5.0 V, E_{sat} = 14.3 V, G₀ = -1.0 mS, G₁ = 1.3 mS, 分别代入(6)式、(8)式和(10)式,得 R₁₂ = 2.5 kΩ, R₂₂ = 28.6 kΩ, R₃₂ = 0.271 kΩ.

根据叠加原理, NR₂ 中电压控制电流型三分段线性函数的形成过程如图 9 所示.

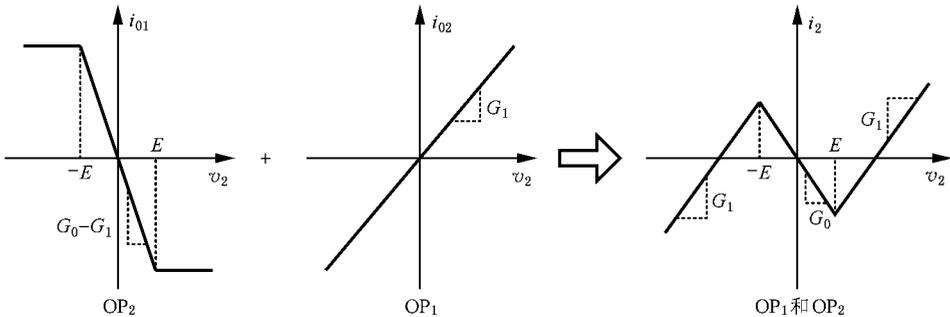


图 9 NR₂ 中电压控制电流型三分段线性函数的形成过程

在电路实验中,要求 L₃ 连续可调. 可根据等效电感的原理与方法,采用有源器件来实现,如图 10 所示. 令图中的 Z₁ = r₁, Z₂ = r₂, Z₃ = r₃, Z₄ = 1/jωC₄, Z₅ = r₅, 得等效电感 L₃ 的大小为

$$L_3 = \frac{r_1 r_3 r_5}{r_2} C_4. \quad (11)$$

令(11)式中 r₁ = r₂ = r₃ = 1 kΩ, C₄ = 100 nF, 调节电阻 r₅ 的大小,当 r₅ = 0.859—1.25 kΩ 时,等效电感 L₃ = 85.9—125 mH, 从而可根据需要获得所需电感 L₃ 的实际大小.

由于电感 L₁, L₂ 和 L₃ 中的电流不便于示波器直接测量,可在电感支路中串联 1 Ω 的小电阻,取其两端的电压,再放大 100 倍,从而将电感 L₁(或 L₂, L₃) 中的电流 i_{L1}(或 i_{L2}, i_{L3}) 转换成电压 v_{L1}(或 v_{L2}, v_{L3}), 便于示波器测量. 图 7 中电容 C 两端的电压

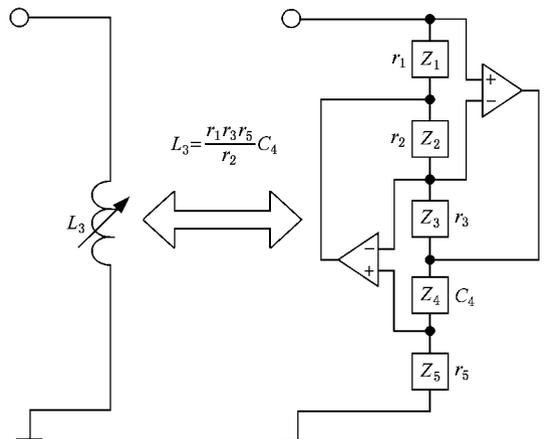


图 10 用有源器件实现电感 L₃ 的等效电路

也可作同样的处理,只是不需要经过放大,可直接送示波器显示. 上述两种转换电路如图 11 所示.

对图 8 所示的五阶超混沌电路进行实验,得实验结果如图 12 所示.

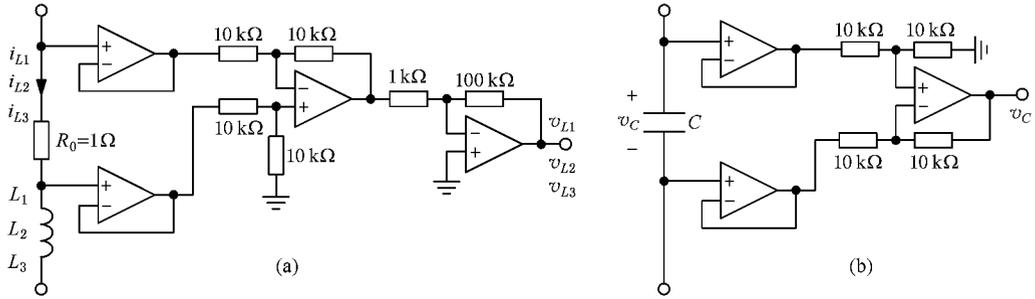


图 11 转换电路 (a)电感电流转换电路;(b)电容电压转换电路

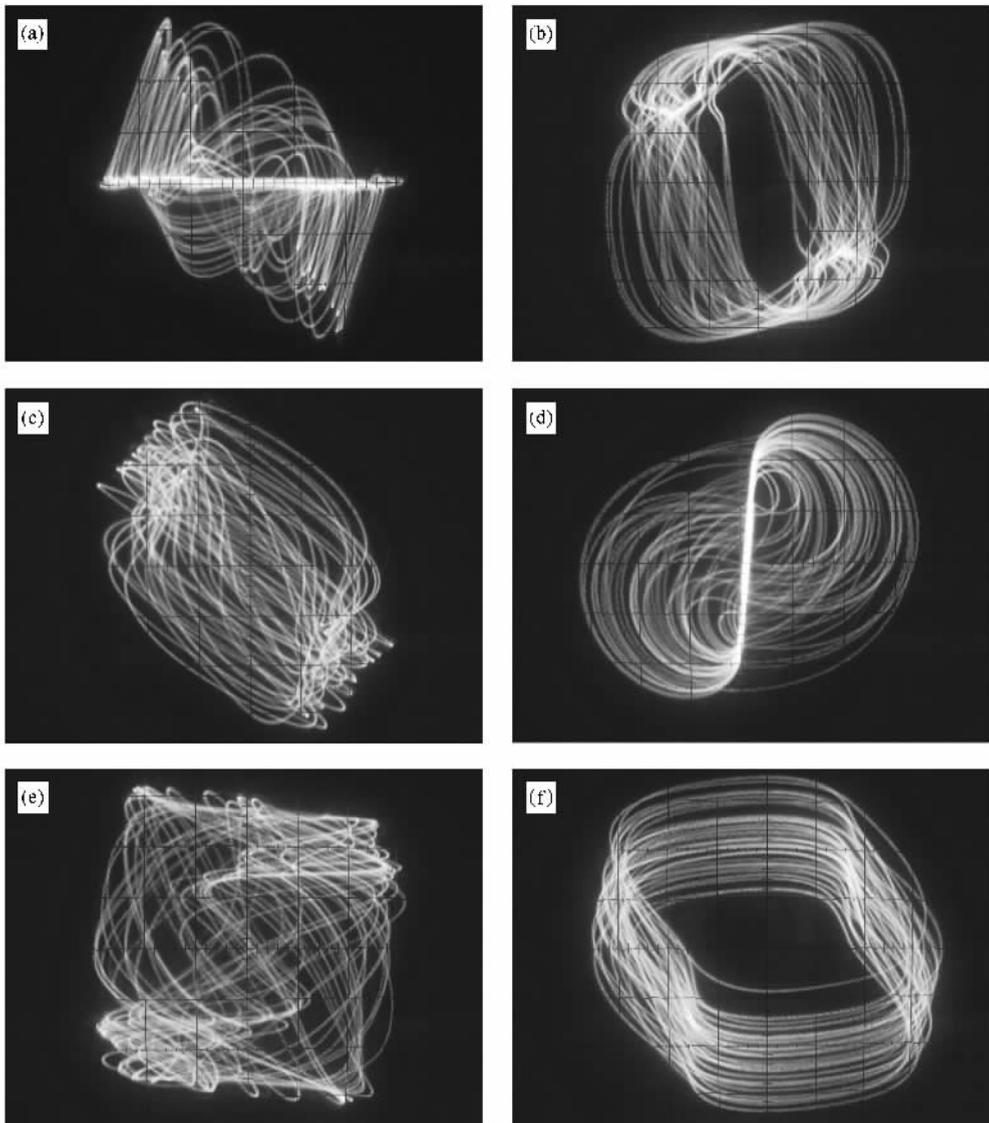


图 12 在图 8 中产生超混沌吸引子的电路实验结果 (a) x - y 平面($v_{L1} = 0.2$ V/div, $v_{L2} = 0.4$ V/div);(b) x - w 平面($v_{L1} = 0.25$ V/div, $v_{C0} = 2.5$ V/div);(c) x - u 平面($v_{L2} = 0.2$ V/div, $v_{L3} = 0.15$ V/div);(d) y - z 平面($v_{L2} = 0.4$ V/div, $v_C = 3$ V/div);(e) z - w 平面($v_C = 3$ V/div, $v_{C0} = 2.5$ V/div);(f) w - u 平面($v_{C0} = 2.5$ V/div, $v_{L3} = 0.15$ V/div)

5. 结 论

提出了一个新的五阶超混沌电路. 该电路由电感、电容、负电阻和非线性电阻等元件组成, 并具有 π 形的电路结构. 该电路的主要特征是通过非线性元件作用切换电路中时间常数的大小, 使电路中的

电压或电流发生急剧变化. 利用负电阻作用满足电路局部发散的条件. 随着分岔参数的改变, 电路的振荡机理由周期态演变为混沌态, 再由混沌态演变为超混沌态. 分析了电路的基本动力行为, 包括平衡点、分岔图和李氏指数等, 进行了电路设计和实验. 理论分析、数值模拟和电路实验三者所得出的结果是一致的.

- [1] Lorenz E N 1963 *J. Atmos. Sci.* **20** 130
- [2] Chua L O, Komuro M, Matsumoto T 1986 *IEEE Trans. Circuits Syst. I* **33** 1072
- [3] Elwakil A S, Kennedy M P 2001 *IEEE Trans. Circuits Syst. I* **48** 289
- [4] Elwakil A S, Özoguz S, Kennedy M P 2002 *IEEE Trans. Circuits Syst. I* **49** 527
- [5] Özoguz S, Elwakil A S, Kennedy M P 2002 *Int. J. Bifurc. Chaos* **12** 1627
- [6] Chen A M, Lu J A, Lü J H, Yu S M 2006 *Physica A* **364** 103
- [7] Suykens J A K, Vandewalle J 1993 *IEEE Trans. Circuits Syst. I* **40** 861
- [8] Yalcin M E, Suykens J A K, Vandewalle J 2000 *IEEE Trans. Circuits Syst. I* **47** 425
- [9] Yalcin M E, Suykens J A K, Vandewalle J 2002 *Int. J. Bifurc. Chaos* **12** 23
- [10] Tang K S, Zhong G Q, Chen G R 2001 *IEEE Trans. Circuits Syst. I* **48** 1369
- [11] Zhong G Q, Man K F, Chen G R 2002 *Int. J. Bifurc. Chaos* **12** 2907
- [12] Liu F, Liu S D, Liu G, Liu S K 2007 *Acta Phys. Sin.* **56** 5629 (in Chinese)[刘 峰、刘式达、刘 刚、刘式适 2007 物理学报 **56** 5629]
- [13] Yu S M, Qiu S S, Lin Q H 2003 *Sci. Chin. F* **46** 104
- [14] Yu S M, Ma Z G, Qiu S S, Lin Q H 2004 *Chin. Phys.* **13** 317
- [15] Yu S M, Lin Q H, Qiu S S 2004 *Acta Phys. Sin.* **53** 2084 (in Chinese)[禹思敏、林清华、丘水生 2004 物理学报 **53** 2084]
- [16] Yu S M 2004 *Acta Phys. Sin.* **53** 4111 (in Chinese)[禹思敏 2004 物理学报 **53** 4111]
- [17] Yu S M 2005 *Acta Phys. Sin.* **54** 1500 (in Chinese)[禹思敏 2005 物理学报 **54** 1500]
- [18] Yu S M, Lü J H, Leung H, Chen G R 2005 *IEEE Trans. Circuits Syst. I* **52** 1459
- [19] Lü J H, Yu S M, Leung H *et al* 2006 *IEEE Trans. Circuits Syst. I* **53** 149
- [20] Yu S M, Lü J H, Chen G R 2007 *IEEE Trans. Circuits Syst. I* **54** 2087
- [21] Yu S M, Lü J H, Tang K S, Chen G R 2006 *Chaos* **16** 033126
- [22] Yu S M, Lü J H, Chen G R 2007 *Chaos* **17** 013118
- [23] Yu S M, Tang K S, Chen G R 2007 *Int. J. Bifurc. Chaos* **17** 3951
- [24] Lü J H, Chen G R 2006 *Int. J. Bifurc. Chaos* **16** 775

A novel fifth-order hyperchaotic circuit and its research^{*}

Yu Si-Min¹⁾ Yu Zhi-Ding²⁾

¹⁾ College of Automation, Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, China)

²⁾ College of Electronic & Information Engineering, South China University of Technology, Guangzhou 510640, China)

(Received 31 March 2008 ; revised manuscript received 19 April 2008)

Abstract

A novel fifth-order hyperchaotic circuit is proposed. This circuit is composed by three linear inductors, two linear capacitors, one negative resistor, and two nonlinear elements, and has the π type circuit configuration. By switching the time constant of the circuit by the action of nonlinear element, the voltage and current is rapidly changed, and by using negative resistors, the condition for local divergence in the circuit is satisfied. The rapid change of voltage and current and local divergence are two primary conditions for generating chaos and hyperchaos in the circuit. Bifurcation and Lyapunov exponent calculations demonstrate that the oscillation mechanism of the circuit evolves into chaos and hyperchaos from periodic with the change of bifurcation parameters. Furthermore, the fifth-order hyperchaotic circuit has been designed and the result of hardware experiment is reported.

Keywords : hyperchaotic circuit, hyperchaos attractor, circuit experiment

PACC : 0545

^{*} Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 60572073, 60871025) and the Natural Science Foundation of Guangdong Province (Grant Nos. 8151009001000060, 8351009001000002).