

基于金属氧化物半导体晶体管 Colpitts 混沌振荡电路及其同步研究*

王春华[†] 徐浩 万钊 胡燕

(湖南大学信息科学与工程学院, 长沙 410082)

(2013年4月15日收到; 2013年7月19日收到修改稿)

用金属氧化物半导体 (MOS) 晶体管模型取代传统 Colpitts 混沌振荡电路中的三极管模型, 提出了一种基于 MOS 管的 Colpitts 混沌振荡电路. 通过合适的归一化方法, 得到了与基于三极管电路类似的状态模型. 平衡点的指标说明两种结构产生混沌的机理并不相同. 然后, 通过参数反演, 得到了详细的电路参数, 并用 Pspice 软件仿真得到了混沌吸引子和混沌信号的频谱图, 说明了此结构可在低电压下工作并且能产生高频率的混沌信号. 最后, 用误差反馈的方法实现了这种结构的同步.

关键词: Colpitts 混沌, 金属氧化物半导体晶体管, 低电压, 误差反馈同步

PACS: 84.30.Ng, 05.45.-a

DOI: 10.7498/aps.62.208401

1 引言

众所周知, Colpitts 振荡器在实际高频压控振荡器中具有重要的作用. 在传统 Colpitts 电路的应用中, 人们关注的是其简谐振荡特性, 而尽力抑制它的非线性效应, 以期获得高质量的正弦信号输出^[1]. 与其他三阶系统一样, Colpitts 振荡器具有非常复杂的动力学行为, 如蔡氏电路、Lorenz 电路和广义 Jerk 电路等^[2-5]. Kennedy^[6] 在 1994 年首次发现 Colpitts 电路可以工作在混沌状态, 并给出了电路设计和实验结果. 自此, 关于 Colpitts 混沌振荡电路的各种研究逐步展开. Maggio 等^[7,8] 进一步给出了有关 Colpitts 混沌振荡器更一般的理论分析, 详细说明了混沌机理的产生和演变, 为以后的研究提供了充分的理论依据.

Colpitts 振荡电路可以映射为蔡氏电路^[9], 它与蔡氏电路具有相似的拓扑结构^[10], 例如无源网络相同, 而非线性部分不同. 蔡氏电路的非线性部分由一个两端非线性电阻组成, 电流为自身电压

的函数; 而 Colpitts 振荡器的非线性部分则由一个三端非线性元件组成, 电流特性则比较复杂. 虽然在混沌理论方面, 没有任何因素限制混沌信号的频率, 但是电信号的频率总是被电子元器件的特征频率或者寄生参数所局限. 蔡氏电路的实现通常需要用到运算放大器, 而运算放大器的特征频率在 kHz 频段, 这极大地制约了混沌电路的应用. 基于三极管实现 Colpitts 混沌电路已经有了很多的设计方案, 其频率也达到了 GHz 以上. 从 1995 年开始, Colpitts 混沌振荡电路的实验结果持续更新. 第一个 Colpitts 混沌振荡电路的基本频率在 25 MHz 左右^[11], 这已经比文氏桥振荡电路^[12] 和蔡氏电路高了两个数量级. 国内外研究者已经实现了甚高频和超高频的混沌信号, 其具有宽带连续谱^[13,14]. 近年来, 基于三极管 Colpitts 模型的四阶电路已被提出, 这些结构分别在提高频率^[15]、增加选频特性^[16] 和产生多涡卷混沌吸引子^[17] 方面做出了改进.

但是随着现代电路技术的高速发展, 金属氧化物半导体 (MOS) 管具有功耗低和易于集成等优点,

* 国家自然科学基金 (批准号: 61274020) 和湖南省高校重点实验室开放基金 (批准号: 12K011) 资助的课题.

[†] 通讯作者. E-mail: wch1227164@sina.com

使 MOS 管逐步取代三极管成为电路设计首选. 在射频电路领域, 可以用小信号模型来分析其跨导, 便能分析电路中的增益系数、噪声系数等参数. 而在混沌领域, 则需要分析其非线性模型和状态方程. 由于 MOS 管非线性模型结构的复杂性, 没有很好的方法来建立合适的模型. 本文给出了一种分析 MOS 管混沌电路的方法. 通过一系列变量变换的方法使基于 MOS 管的 Colpitts 混沌电路状态方程归一化为类似基于三极管的混沌电路状态方程, 这样便能产生对应的参数; 然后通过参数反演的方法获得电路参数; 最后, 分析 MOS 管的工作状态给出了误差反馈同步的方法.

2 基于 MOS 管的 Colpitts 混沌电路的分析

本文在 Colpitts 混沌电路中选用的是 NMOS 管, 如图 1 所示. 图中 G, D, S 分别对应 MOS 管的栅极、漏极和源极. NMOS 管的非线性特性可以归纳为^[18]

$$I_d = \begin{cases} 0 & (V_{gs} \leq V_T) \\ K_n [2(V_{gs} - V_T)V_{ds} - V_{ds}^2] & (V_{gs} > V_T \text{ 且 } V_{ds} \leq V_{gs} - V_T) \\ K_n (V_{gs} - V_T)^2 & (V_{gs} > V_T \text{ 且 } V_{ds} > V_{gs} - V_T) \end{cases}, \quad (1)$$

其中 $K_n = \mu_n C_{OX} W / 2L$, V_T 为 MOS 管导通电压, μ_n

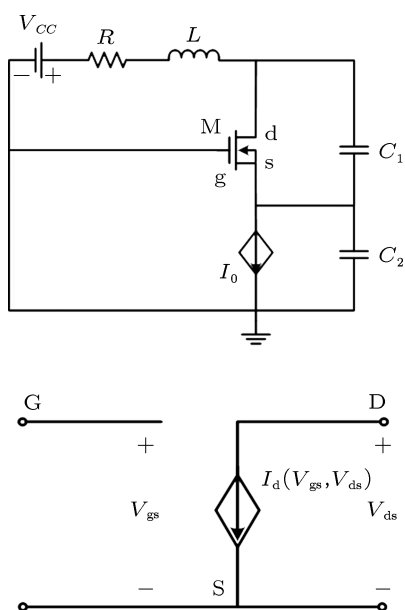


图 1 Colpitts 混沌电路及其 MOS 管等效电路

为自由电子迁移率, C_{OX} 为单位面积的栅极电容量, W 为沟道宽度, L 为沟道长度.

尽管电路中只用 MOS 管取代了三极管, 但是 MOS 管的非线性特性与三极管不同, 它的非线性电流输出为两个电压变量的函数, 所以分析起来更为复杂. 本文采用不同的归一化方法来达到与三极管 Colpitts 振荡电路状态方程相似的目的. 从图 1 可以得出 $V_{C1} = V_{ds}$, $V_{C2} = -V_{gs}$, 代入 (1) 式得

$$I_d = f(V_{C1}, V_{C2}) = \begin{cases} 0 & (V_{C2} \geq -V_T) \\ K_n V_{C1} (V_{C1} + 2V_{C2} + 2V_T) & (V_{C2} < -V_T \text{ 且 } V_{C1} + V_{C2} \leq -V_T) \\ K_n (V_{C2} + V_T)^2 & (V_{C2} < -V_T \text{ 且 } V_{C1} + V_{C2} > -V_T) \end{cases}. \quad (2)$$

由图 1 可得出 Colpitts 振荡电路的状态方程:

$$\begin{cases} C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} = -f(V_{C1}, V_{C2}) + I_L, \\ C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} = I_L - I_0, \\ L \frac{dI_L}{dt} = -V_{C1} - V_{C2} - I_L R + V_{CC}. \end{cases} \quad (3)$$

经过

$$\begin{cases} V_{C1} = x'' \\ V_{C2} = y'' - V_T \end{cases}, \quad \begin{cases} x'' = kx' / \sqrt{K_n} \\ y'' = ky' / \sqrt{K_n} \end{cases}$$

和 $I_L = z' / k$ 第一次变换得到

$$\begin{cases} \frac{kC_1 dx'}{\sqrt{K_n} dt} = -g(x', y') + kz', \\ \frac{kC_2 dy'}{\sqrt{K_n} dt} = kz' - I_0, \\ \frac{kL dz'}{dt} = -\frac{k}{\sqrt{K_n}}(x' + y') - kz'R + V_{CC} + V_T, \end{cases} \quad (4)$$

其中

$$g(x', y') = \begin{cases} 0 & (y' \geq 0) \\ -k^2 x'(x' + 2y') & (y' < 0 \text{ 且 } x' + y' \leq 0) \\ k^2 y'^2 & (y' < 0 \text{ 且 } x' + y' > 0) \end{cases}.$$

令 $a = I_0 / k$, $b = \sqrt{K_n}(V_{CC} + V_T - kaR) / k$, 根据实际电路情况 $V_{CC} > V_R = I_0 R = kaR$, 所以 $b > 0$. 在计算平衡点时, 根据第三个方程得出 $x' + y' = b$. 所以平衡点的计算只适合于非线性项中 $x' + y' > 0$ 的情况. 计算其平衡点为 $x'_0 = b \pm \sqrt{a/k}$, $y'_0 = \mp \sqrt{a/k}$,

$z'_0 = a$. 由于 y'_0 取正值时, 非线性恒为 0, 所以舍弃. 最终平衡点为 $x'_0 = b + \sqrt{a/k}, y'_0 = -\sqrt{a/k}, z'_0 = a$.

令 $x = x' - x'_0, y = y' - y'_0, z = z' - z'_0$, 方程 (4) 可以写成:

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = \alpha(z - h(x, y)), \\ \frac{dy}{dt} = \beta z, \\ \frac{dz}{dt} = -\gamma z - \lambda(x + y), \end{cases} \quad (5)$$

其中

$$h(x, y) = \begin{cases} -a & (y \geq \sqrt{a/k}) \\ -k(x + b + \sqrt{a/k})(x + b - \sqrt{a/k} + 2y) - a & (y < \sqrt{a/k} \text{ 且 } x + y \leq -b) \\ k(y - \sqrt{a/k})^2 - a & (y < \sqrt{a/k} \text{ 且 } x + y > -b) \end{cases},$$

$$\beta = \sqrt{K_n}/C_2, \quad \alpha = \sqrt{K_n}/C_1, \\ \gamma = R/L, \quad \lambda = 1/L\sqrt{K_n}.$$

方程的系数选取为 $\alpha = 4.5, \beta = 4.5, \gamma = 0.7, \lambda = 0.112$. 非线性项中 k 为相图的缩放因子, 所以可以选取为 1. 令 $a = 0.55, b = 15$, 则可以得到相图如图 2.

此时, 通过变量替换, 方程 (5) 的平衡点变为 $(0, 0, 0)$. 此平衡点处雅克比矩阵为

$$J = \begin{bmatrix} 0 & -1.48 & 4.5 \\ 0 & 0 & 4.5 \\ -0.112 & -0.112 & 0.7 \end{bmatrix}, \quad (6)$$

其特征根为 $0.7263, -0.0131 \pm 1.0134i$, 说明此平衡点为指标 1 的平衡点. 上式表明当 Colpitts 电路系统的非线性部分由三极管模型变成 MOS 管模型时, 尽管具有类似的吸引子, 但是平衡点的指标已经发生改变.

3 Colpitts 混沌电路的设计

从图 2 的数值仿真可以看出, 电压电容的绝对数值在 15 V 左右, 而电感电流的变动范围也比较大, 所以数值仿真的参数不能直接作为电路参数. 可以通过改变缩放系数 k 使电路的电压和电流在合理的范围内变动. 由于 $\alpha = \sqrt{K_n}/C_1, \beta = \sqrt{K_n}/C_2, \gamma = R/L, \lambda = 1/L\sqrt{K_n}$, 依照这个系数不能得到电路参数的具体比值, 也就不能确定具体电路参数, 所以需要在时间域上进行一次变换.

令 $t = \tau\sqrt{LC_1}/\sqrt{K_n}$, 则方程 (5) 可以写成如下形式:

$$\begin{cases} \frac{dx}{d\tau} = \sqrt{\frac{L}{C_1}}(z - h(x, y)), \\ \frac{dy}{d\tau} = \frac{\sqrt{LC_1}}{C_2}z, \\ \frac{dz}{d\tau} = -\sqrt{\frac{R^2C_1}{LK_n}}z - \sqrt{\frac{C_1}{LK_n^2}}(x + y). \end{cases} \quad (7)$$

与前文选取的系数 $\alpha = 4.5, \beta = 4.5, \gamma = 0.7, \lambda = 0.112$ 相对应, 便可以得到电路参数. 令 $C_1 = 500$ pF, 则 $L = \alpha^2C_1 = 10$ nH, $C_2 = C_1 = 500$ pF, $K_n = 2, R = 4.4 \Omega$. 由于 MOS 管存在较小的寄生电容, 通常电容 C_1 的取值在 480 pF 到 500 pF 之间.

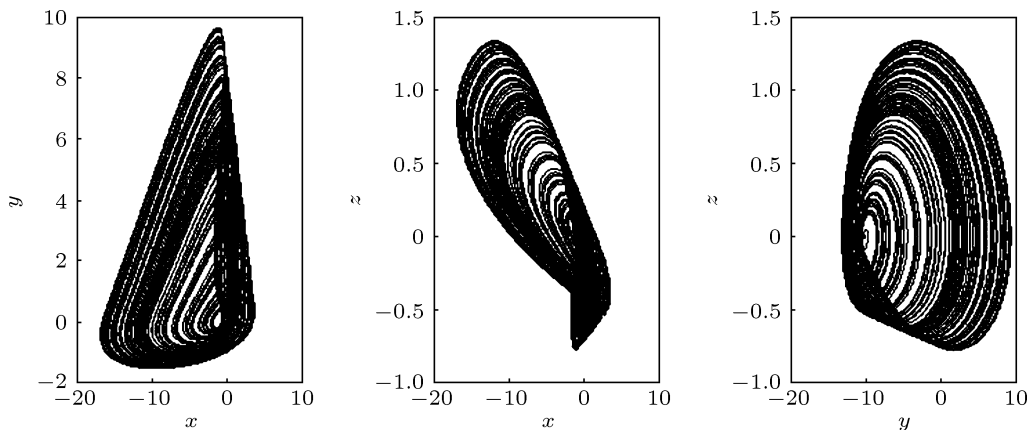


图 2 基于 MOS 管 Colpitts 混沌电路的吸引子

选取缩放系数 $k = 20$, 根据 $b = \sqrt{K_n}(V_{CC} + V_T - kaR)/k$, 则相应的 K_n 应该放大 400 倍, 利用 MOS 管的长宽比来改变这个值, 即选取 MOS 沟道长度为 $1 \mu\text{m}$, 而沟道宽度为 $400 \mu\text{m}$. 根据 $a = I_0/k$, 选取电流源的电流为 27.5 mA . 取 MOS 管的导通电压 V_T 为 0.3 V , 而电压源的电压值的改变不会影响电路的振荡行为, 只需要大于导通电压即可, 所以可以选取为 2 V . 用 Pspice 软件仿真可以得到图 3 所示的混沌吸引子.

Colpitts 振荡器的基本频率为 $\omega_0 = \sqrt{1/LC}$, 其中 $C = C_1C_2/(C_1 + C_2)$, 经计算其值为 630 MHz . 从图 3(b) 中可以看出, 混沌振荡的频谱是宽范围内的连续谱, 可以从低频一直延伸到 200 MHz . 混沌振荡的中心频率在 95 MHz 左右, 在基本频率的 $1/10$ 到 $1/5$ 之间. 如果把电感和电容同时缩小 10 倍, 则混沌振荡的频率能提高 10 倍, 如图 4 所示, 其中心频率在 932 MHz 左右, 达到了射频阶段.

相比三极管构成的 Colpitts 混沌电路, MOS Colpitts 混沌电路具有以下优点: 1) MOS Colpitts 混沌电路采用的是互补金属氧化物半导体 (CMOS) 工艺实现, 三极管构成 Colpitts 混沌电路采用双极型工艺实现, 而 CMOS 工艺比双极型工艺简单, 所

以 MOS Colpitts 混沌电路比三极管构成的 Colpitts 混沌电路便于大规模集成; 2) 具有较低的工作电压及功耗. 本文实现的电路能在 2 V 电压下工作, 并且比用三极管实现的 Colpitts 混沌电路具有更低的功耗.

4 Colpitts 混沌电路的误差反馈同步

同步是通信的基础, 在混沌保密通信中, 只有接收方的混沌信号与发射方一致时, 才可以正确得到有用的信息. 如何让发射机和接收机的混沌系统同步已经成为重要研究课题. 尽管两个混沌系统可以有一样的参数, 但是每个系统的初始条件不可能相同, 所以两个混沌系统在没有经过处理时是不可能同步的. 本文对 Colpitts 混沌电路的误差反馈同步进行了研究, 系统模型如图 5 所示. 为了研究方便, 图中将系统的接地端移到了两个电容中间. 运算放大器组成的电压跟随器的作用是避免接收方的信号影响到发射方的信号. 分析中假定驱动系统与响应系统的类型与参数完全相同, 归属于同结构混沌系统的同步.

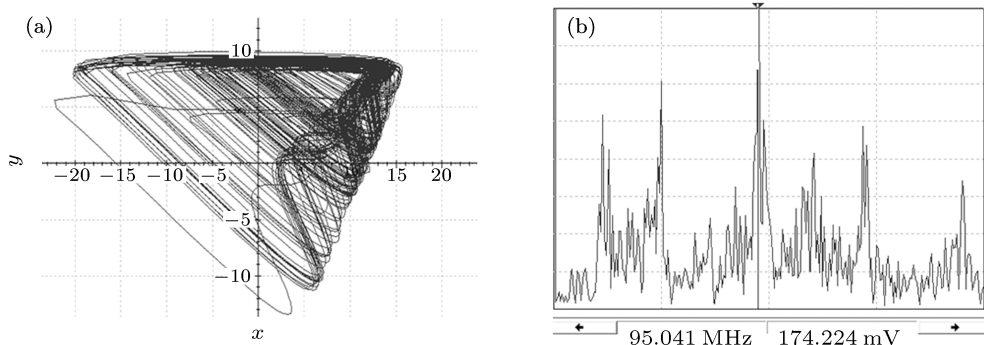


图 3 Colpitts 混沌电路的吸引子 (a) 电路仿真; (b) 频谱

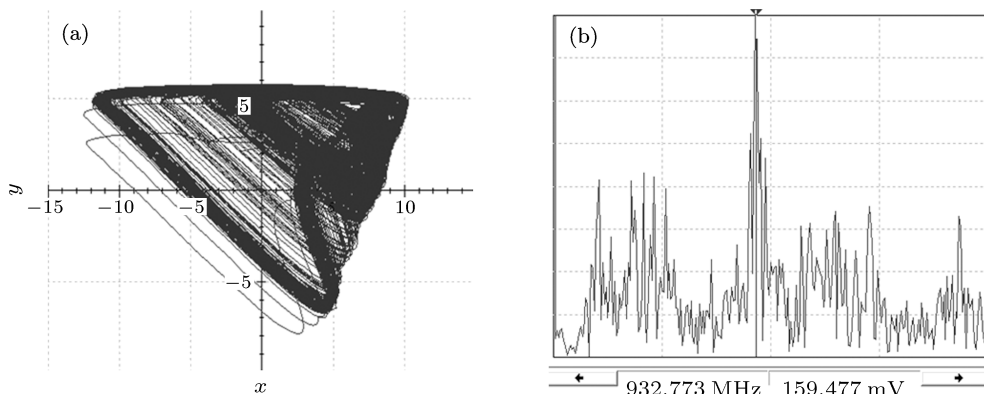


图 4 射频段的吸引子 (a) 电路仿真; (b) 频谱

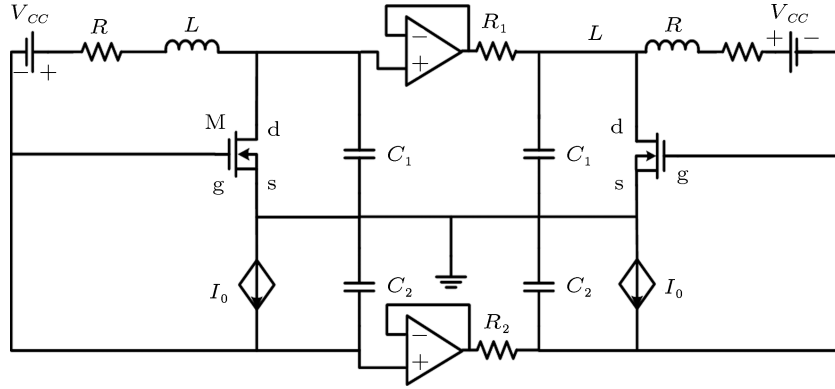


图5 Colpitts 混沌误差反馈同步电路

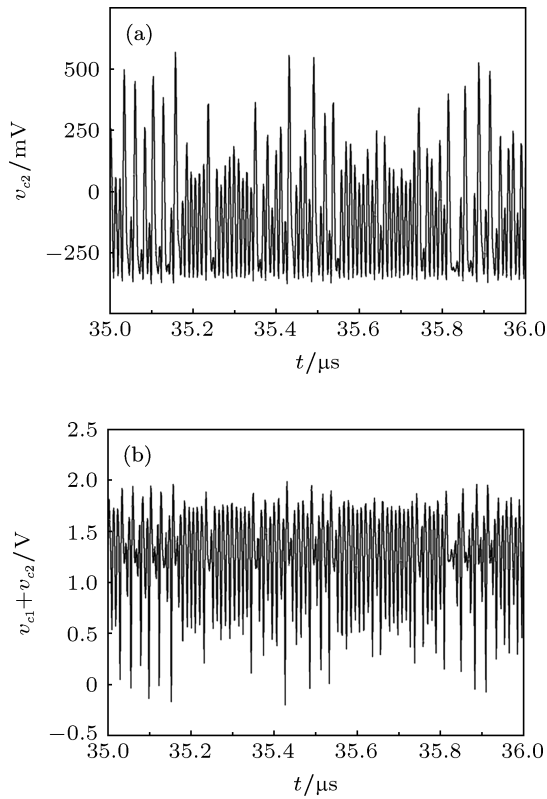


图6 时域波形图 (a) C_2 的电压; (b) $C_1 + C_2$ 的电压

从图6的时域波形图可以得到 $V_{C1} + V_{C2}$ 总是大于 $-V_T$, 而 V_{C2} 则处于 $-V_T$ 的周围. 所以非线性项(2)式可以写成:

$$I_d = f(V_{C1}, V_{C2}) = \begin{cases} 0 & (V_{C2} \geq -V_T) \\ K_n(V_{C2} + V_T)^2 & (V_{C2} < -V_T) \end{cases} \quad (8)$$

简化分析模型, 用线性误差来表示非线性误差, 便可以得到

$$f(V_{C1}, V_{C2}) - f(\tilde{V}_{C1}, \tilde{V}_{C2}) = k(V_{C2} - \tilde{V}_{C2}). \quad (9)$$

式中 k 是在一个范围内变化的参数, 当 $V_{C2} < -V_T$ 时, (8) 式为递减函数, 所以 k 是一个负值. 从图6(a)可以看出电容 C_2 电压之差为 0 V 到 0.8 V 之间, 而由于电流在 27.5 mV 左右变化, 所以 k 的取值范围是 $(-0.034, 0)$.

驱动部分的状态方程为(3)式, 响应部分的信号耦合了驱动部分的信号. 其状态方程为

$$\begin{cases} C_1 \frac{d\tilde{V}_{C1}}{dt} = -f(\tilde{V}_{C1}, \tilde{V}_{C2}) + \tilde{I}_L + \delta_{C1}(V_{C1} - \tilde{V}_{C1}), \\ C_2 \frac{d\tilde{V}_{C2}}{dt} = \tilde{I}_L - I_0 + \delta_{C2}(V_{C2} - \tilde{V}_{C2}), \\ L \frac{d\tilde{I}_L}{dt} = -\tilde{V}_{C1} - \tilde{V}_{C2} - \tilde{I}_L R + V_{CC} + \delta_L(I_L - \tilde{I}_L), \end{cases} \quad (10)$$

其中 δ_{C1} , δ_{C2} 和 δ_L 分别是 C_1 , C_2 上的电压和 L 上的电流的耦合参数, 用驱动电路的状态方程(3)减去响应电路的状态方程(10)便可以得到误差方程如下:

$$\begin{cases} \dot{e}_x = -\delta_{C1}e_x - ke_y + e_z, \\ \dot{e}_y = e_z - \delta_{C2}e_y, \\ \dot{e}_z = -e_x - e_y - (R + \delta_L)e_z, \end{cases} \quad (11)$$

写成矩阵形式为

$$\dot{e} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1/C_1 \\ 0 & 0 & 1/C_2 \\ -1/L & -1/L & -R/L \end{bmatrix} e$$

$$\begin{aligned}
 & - \begin{bmatrix} \delta_{C1}/C_1 & 0 & 0 \\ 0 & \delta_{C2}/C_2 & 0 \\ 0 & 0 & \delta_L/L \end{bmatrix} \\
 & + \begin{bmatrix} 0 & -k/C_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \Bigg) e \\
 & = (A - K + M)e.
 \end{aligned}$$

结合李雅普诺夫稳定性理论,可以得到混沌同步准则:

如果存在一个正定的对称常数矩阵 P 使得

$$(A - K + M)^T P + P(A - K + M) - \mu I < 0, \quad (12)$$

其中 μ 为负常数, I 为单位矩阵. (12) 式对全部变量都成立,则误差动力学系统稳定,即响应系统与驱动系统获得同步.

选择矩阵

$$P = \begin{bmatrix} pC_1/L & 0 & 0 \\ 0 & pC_2/L & 0 \\ 0 & 0 & p \end{bmatrix},$$

其中 p 为正数,经计算为

$$\begin{aligned}
 & (A - K + M_{x,\bar{x}})^T P + P(A - K + M_{x,\bar{x}}) - \mu I = \\
 & \begin{bmatrix} -2p\delta_{C1}/L - \mu & -pk/L & 0 \\ -pk/L & -2p\delta_{C2}/L - \mu & 0 \\ 0 & 0 & -2p(\delta_L + R)/L - \mu \end{bmatrix}.
 \end{aligned} \quad (13)$$

计算其霍尔维茨行列式得到耦合参数需要满足的条件:

$$\begin{aligned}
 & \delta_{C1} > -\mu L/2p, \\
 & \delta_{C2} > k^2/4(\delta_{C1} + \mu L/2p) - \mu L/2p, \\
 & \delta_L > -\mu L/2p - R.
 \end{aligned} \quad (14)$$

分析不等式 (14) 式,由于电感值在实际电路中是个很小的值,所以第一项只需大于 0 即可.而第三项是电感电流的耦合,在实际电路中一般不会采取这种方法,所以可以选择电流的耦合参数为 0.不等式中的第二项由于和第一项有关,所以需要根据实际数值来分析.选取参数 $\mu = -0.4$, $p = 1$,电路参数保持第 3 节中的不变.取耦合参数 $\delta_{C1} = \delta_{C2} = 0.05$,不等式 (14) 式成立.从图 5 及 (10) 式可知道耦合

参数代表的物理意义即是电导,所以可以得到耦合电阻的参数为 20Ω .图 7 是仿真结果,图 7(a) 中斜线表明已经完全实现同步.保持 δ_{C1} 不变,取 $\delta_{C2} = 0.005$,即第二个电容上的耦合电阻改为 200Ω ,则仿真结果如图 7(b) 所示,此时相图一团混乱,说明没有获得同步.

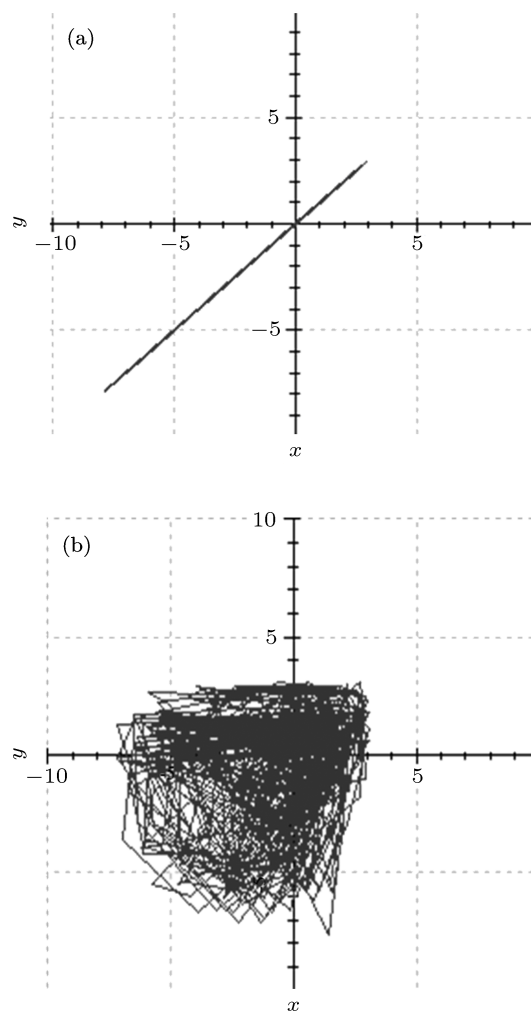


图 7 同步电路仿真相图 (a) 获得同步; (b) 没有获得同步

5 结论

由于 MOS 管比三极管具有更好的集成性,能在更低的工作电压下工作,使得 MOS 管成为电路设计中的首选方案.本文提出了一种基于 MOS 晶体管的 Colpitts 混沌振荡电路.首先介绍了 MOS 管比较复杂的非线性电流电压特性,通过一系列变量变换的方法使 MOS 管 Colpitts 电路的状态方程类似于三极管 Colpitts 电路的状态方程.通过分析其平衡点可知道这两种电路的平衡点指标不一样.采用参数反演的方式,得到了电路的详细参数.电

路仿真说明其可在低电压下工作,并得到了高频率的混沌信号.最后,从混沌信号的分布情况简化了 MOS 管的非线性模型,实现了 Colpitts 电路的线性

反馈同步.本文详细介绍了基于 MOS 管 Colpitts 振荡电路的分析方法,并且得到了较好的结果,具有较大的参考价值.

- [1] Filanovsky I M, Verhoeven C J M, Reja M 2007 *IEEE Trans. Circuits Syst. II* **54** 800
- [2] Feng C W, Cai L, Zhang L S, Yang X K, Zhao X H 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 1420 (in Chinese) [冯朝文, 蔡理, 张立森, 杨晓阔, 赵晓辉 2010 物理学报 **59** 1420]
- [3] Yang K H, Yang J L, Ding J F, Sheng L Y 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 8385 (in Chinese) [孙克辉, 杨静利, 丁家峰, 盛利元 2010 物理学报 **59** 8385]
- [4] Zheng Y, Zhang X D 2010 *Chin. Phys. B* **19** 010505
- [5] 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]
- [6] Kennedy M P 1994 *IEEE Trans. Circuits Syst.* **1** **41** 771
- [7] Maggio G M, De Feo O, Kennedy M P 1999 *IEEE Trans. Circuits Syst.* **1** **46** 1118
- [8] De Feo O, Maggio G M 2003 *Int. J. Bifurcat. Chaos* **13** 2917
- [9] Kennedy M P 1995 *IEEE Trans. Circuits Syst.* **1** **42** 376
- [10] Sarafian G, Kaplan B Z 1995 *IEEE Trans. Circuits Syst.* **1** **42** 373
- [11] Wegener C, Kennedy M P 1995 *Proceeding of the 3rd International Workshop on Nonlinear Dynamics of Electronic Systems* Dublin, Ireland, July 28–29, 1995 pp255–258
- [12] Namaiunas A, Tamasevicius A 1995 *Electron. Lett.* **31** 335
- [13] Mykolaitis G, Tamasevicius A, Bumeliene S 2004 *Electron. Lett.* **40** 91
- [14] Shi Z G, Zhang Y, Liu H W, Ran L X 2007 *Micro. Opt. Tech. Lett.* **49** 1981
- [15] Li J X, Ma F C 2012 *International Conference on Computing, Measurement, Control and Sensor Network* Taiyuan, China, July 7–9, 2012 p405
- [16] Yu S M 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 3374 (in Chinese) [禹思敏 2008 物理学报 **57** 3374]
- [17] 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]
- [18] Behzad R (Translated by Chen G C, Cheng J, Zhang R Z) 2002 *Design of Analog CMOS Integrated Circuits* (Xi'an: Xi'an Jiaotong University Press) pp14–20 (in Chinese) [毕查德·拉扎维著(陈贵灿, 程军, 张瑞智译) 2002 模拟 CMOS 集成电路设计(西安:西安交通大学出版社) 第 14—20 页]

A Colpitts chaotic oscillator based on metal oxide semiconductor transistors and its synchronization research*

Wang Chun-Hua[†] Xu Hao Wan Zhao Hu Yan

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

(Received 15 April 2013; revised manuscript received 19 July 2013)

Abstract

A Colpitts chaotic oscillator is proposed by replacing the bipolar transistor with metal oxide semiconductor (MOS) transistor. Through a series of variable transformations, a state model of proposed circuit similar to one of traditional Colpitts oscillators with bipolar transistors is established. The system parameters are easily obtained by matching the two similar models. Indexes of the balance point show that chaos mechanisms of the two structures are not the same. After the process of parameter inversion and scaling transformation, the detailed circuit parameters are determined. Chaotic attractor and chaotic signal frequency diagrams are generated on PSpice platform. The simulations show that the proposed structure can work under low voltage and can generate chaotic signal with high frequency. Finally, using the linear error feedback method, a synchronization of two identical chaotic circuits is achieved.

Keywords: Colpitts chaotic oscillator, MOS transistor, low voltage, error feedback synchronization

PACS: 84.30.Ng, 05.45.-a

DOI: 10.7498/aps.62.208401

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 61274020) and the Open Fund Project of Key Laboratory in Hunan Universities, China (Grant No. 12K011).

[†] Corresponding author. E-mail: wch1227164@sina.com