

自调频混沌系统及其调频码耦合同步*

胡文^{1)2)†} 李俊平¹⁾ 张弓¹⁾ 刘文波³⁾ 赵广浩¹⁾

1) (南京航空航天大学电子信息工程学院, 南京 210016)

2) (南京长江电子信息产业集团有限公司, 南京 210037)

3) (南京航空航天大学自动化学院, 南京 210016)

(2011年6月25日收到; 2011年7月17日收到修改稿)

提出了一个闭环自调频混沌系统, 对压控振荡器输出进行采样, 采样值经非线性变换后产生控制压控振荡器下一时刻频率的调频码. 利用一维分岔图、二维分岔图和 Lyapunov 指数等研究了该系统的动力学行为; 并利用峰值均值功率比、频谱以及输出信号的相关函数等分析了该系统的应用特性. 研究表明, 该系统有复杂的动力行为, 展现分岔、多稳态和混沌等现象, 产生的信号具有低峰值均值功率比和宽频带的特性. 同时还讨论了利用调频码实现系统同步的可能性, 证实了简单的控制器可以实现自调频系统的同步. 在电路实验中, 压控振荡器用数字频率合成技术实现, 实验结果与理论分析一致.

关键词: 混沌, 多稳态, 峰值均值功率比, 同步

PACS: 05.45.-a

1 引言

混沌系统是一种确定性系统, 可以产生类噪声的混沌信号. 混沌信号具有内在随机性、宽带、初值敏感性、遍历性和有界性等特点. 混沌的这些特征使得其在科学及各种工程应用中有潜在的应用价值^[1-4], 尤其是在信息加密、保密通信和混沌雷达等领域有着广泛的应用前景. 在大部分的应用中, 混沌系统通常作为信号源起了重要的作用. 因此, 许多结构和原理都不相同的混沌系统被用于产生混沌信号^[5]. 然而目前的混沌系统在工程应用中面临着一些公认的难题, 其中一个就是混沌系统的非线性部分难以在高频宽带环境下较精确的实现. 本文的自调频系统, 利用压控振荡器件和采样后的信号变换过程作为系统的非线性函数, 可以较好的避免这个问题.

近年来, 混沌信号应用于雷达与通信系统已经成为极为活跃的研究领域^[6-9]. 为了充分利用发射机的效率, 雷达系统和通信系统通常会限制发射信号的峰值功率, 要求发射信号具有尽量小的峰均功率比 (peak to average power ratio, 简记为 PAPR). 常

见的混沌信号的 PAPR 值很高, 能达到几十甚至上百, 但是混沌信号经过调相或调频后, 其 PAPR 值可以大大降低^[10]. 目前有关混沌调频信号的研究主要是以离散混沌序列为基础, 强调混沌序列优异的统计性能^[10]. 离散混沌调频信号具有较低的 PAPR 值, 降低了系统的硬件要求, 提高了传输效率和系统性能, 但是其中部分重要研究成果有较为严格的数学前提^[11-13], 并且离散混沌序列调频信号由于离散序列值的跳变而无法避免频率跳变, 使得信号频率变换不连续且功率谱不平滑^[14,15]. 文献 [10] 提出了连续混沌调频信号的概念, 其频率变化连续, 功率谱平滑, 具有混沌信号的特性. 本文提出了一种含有平方项的非线性自调频系统, 在一定控制参数的条件下, 该系统展现复杂的动力学行为, 包括分岔、多稳态和混沌等现象. 处于混沌状态时, 产生的信号具有低的峰均功率比, 连续的宽带谱, 以及可控的频谱形状. 此外, 自调频系统的一个重要特点是在调频码驱动下可实现同步.

本文首先提出了一个基于自反馈调频的混沌系统, 给出了系统结构框图和数学表达式; 然后分析该系统的动力学特性及其产生信号的应用性能.

* 国家自然科学基金 (批准号: 61071163, 61001151)、南京航空航天大学科研启动金、南京航空航天大学基本科研业务费专项科研项目 (批准号: NS2010096) 和航空科学基金 (批准号: 2009ZC52038, 2008ZC52026) 资助的课题.

† E-mail: hwfeng118@163.com

本文提出的自调频系统的频率和相位相互耦合,因此,与文献[10—13]中的混沌调频系统相比,非线性自调频系统容易实现调频码驱动同步。

2 非线性自调频系统模型

图1给出了非线性自调频系统框图,这里压控振荡器(VCO)采用的是类正弦振荡器,如Colpitts电路^[16]能通过调整系统参数产生类正弦信号,也可利用数字频率合成技术(DDS)达到等效的调频效果。每隔 ΔT 对压控振荡器的输出信号进行一次采样,将采样信号通过非线性映射 $w_{n+1} = f(x_n)$ 产生控制VCO下一个时刻频率的调频码。与文献[10—13]中的混沌调频系统比较,该系统通过自反馈产生混沌,不需外接混沌振荡器(CHO),结构更为简单,且可能实现调频码驱动同步。

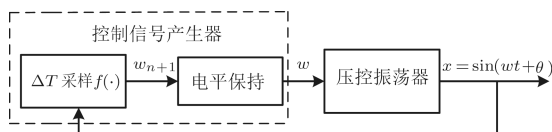


图1 非线性自调频系统框图

由于任何一个非线性函数都可以展开成级数的形式,本文考虑最高包含二次非线性项的情况。图1中非线性自调频系统可描述为

$$w_{n+1} = f(x_n) = ax_n^2 + bx_n + c, \quad (1)$$

其中 $x_n = \sin(w_n \Delta T + \theta_{n-1})$, a, b 和 c 为系统参数, $\Delta T > 0$ 为采样间隔, θ_{n-1} 为前一采样点出的相位, n 为正整数。显然,自调频系统调频码的产生是由参数 a, b, c 和 ΔT 控制的。

在调频的过程中设调频信号的相位是连续的,则第 $n+1$ 时刻的相位 θ_{n+1} 为

$$\begin{aligned} \theta_{n+1} &= \sum_{k=0}^n \int_{k\Delta T}^{(k+1)\Delta T} w_{k+1} dt_1 \\ &= \theta_n + w_{n+1} \Delta T, \end{aligned} \quad (2)$$

因此,自调频系统的模型可以描述为

$$\begin{aligned} \theta_{n+1} &= \theta_n + w_{n+1} \Delta T, \\ x_{n+1} &= \sin(\theta_{n+1}). \end{aligned} \quad (3)$$

由(3)式化简可得到如下的一维映射

$$\theta_{n+1} = \theta_n + (a \sin^2(\theta_n) + b \sin(\theta_n) + c) \Delta T. \quad (4)$$

将(4)式归一化得到

$$\Theta_{n+1} = (\Theta_n + (p_1 \sin^2(2\pi\Theta_n) +$$

$$p_2 \sin(2\pi\Theta_n) + p_3) \Delta T) \bmod 1, \quad (5)$$

其中 $p_1 = a/2\pi$, $p_2 = b/2\pi$, $p_3 = c/2\pi$, $\Theta_n = (\theta_n/2\pi) \bmod 1$, $\Theta_n \in [0, 1]$, 这时,一维映射的动力学行为是由控制参数 p_1, p_2, p_3 和 ΔT 决定。一维函数映射(5)即为描述非线性自调频系统相位变化规律的数学模型,(5)式可以看作传统正弦映射^[17]的广义形式。

自调频系统中的非线性部分由压控振荡器和对采样信号的变换提供,VCO可以由较成熟的VCO芯片或DDS技术实现,而对信号的采样变换可以由数字系统结合模数和数模转换器件实现。与现有的混沌系统相比较,自调频系统的非线性部分在高频宽带条件下将更容易精确实现。

3 非线性自调频系统的分析

为了便于分析我们将(5)式改写为

$$\Theta_{n+1} = f(\Theta_n) = \Theta_n + w(\Theta_n) \Delta T - K_n. \quad (6)$$

令 $w(\Theta_n) = p_1 \sin^2(2\pi\Theta_n) + p_2 \sin(2\pi\Theta_n) + p_3$, K_n 取非负整数,且满足 $K_n = \lfloor \Theta_n + w(\Theta_n) \Delta T \rfloor$ 。下面,本文从动力学特性和应用特性两方面分析非线性自调频系统。

3.1 非线性自调频系统的动力学分析

3.1.1 分岔现象及其分析

假设控制参数 $p_1 = 0.1$, $p_3 = 0.01$, $\Delta T = 5$,一维函数映射随参数 p_2 变化时的分岔图和Lyapunov指数谱如图2所示。从分岔图和Lyapunov指数对照来看,系统的动力学行为存在Lyapunov指数为正的混沌带,也存在Lyapunov指数为负的周期状态。

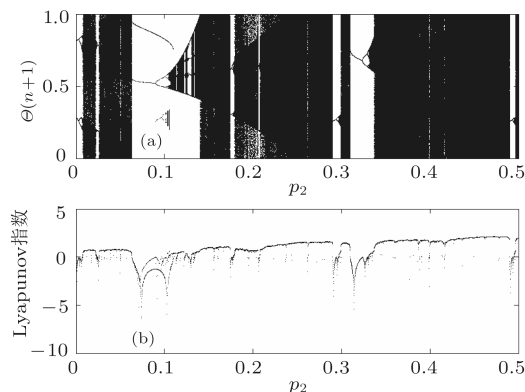


图2 分岔图和Lyapunov指数 (a) 分岔图; (b) Lyapunov指数

观察图 2 中的分岔图, 可以发现该函数映射的分岔点分布情况比较复杂, 并且产生分岔时对应的系统参数 p_2 的取值范围也很广, 如果用该系统信号进行混沌加密, 则加密算法将具有更大的密钥空间和更好的安全性^[18]. 并且分岔图中混沌区域内出现了多个周期 1 窗和多个周期 2 窗, 周期窗中周期 1 和周期 2 轨道遍历相似的倍周期分岔后通向混沌道路.

图 3(a) 给出了区间 $p_2 \in [0.063, 0.15]$ 内的分岔图, 分岔点的分布情况比较复杂, 在 $p_2 \in (0.063, 0.15)$ 区间内, 有两个不动点. 如图 3(b) 二次迭代曲线所示, $p_2 = 0.09$ 时系统处于三稳态: $\Theta(n) = 0.3$ 附近出现一个新的不动点, 并随着参数的增加进一步分裂为一个稳定的不动点和一个不稳定的不动点; $\Theta_n = 0.5$ 附近的不动点转变成一个不稳定的不动点, 映射出现了倍周期分岔; $\Theta_n = 0.8$ 附近

的不动点保持稳定. 在 $p_2 = 0.097$ 时, $\Theta_n = 0.3$ 附近的不动点也转变成一个不稳定的不动点, 映射出现倍周期分岔, $\Theta_n = 0.8$ 附近的不动点仍然保持稳定, 但是该不动点在 $p_2 = 0.1099$ 附近消失. 在 $p_2 = 0.113, 0.122$ 和 0.1328 附近系统发生切分岔, 依次产生了周期 3 窗、周期 4 窗和周期 4 窗. 如图 3(c) 三次迭代曲线所示, $p_2 = 0.113$ 附近, 分别在 $0.469, 0.559, 0.645$ 附近出现 3 个切点, 随着参数的增加 3 个切点分裂为 3 个稳定的不动点和 3 个不稳定的不动点, 发生了切分岔. 如图 3(d) 四次迭代曲线所示, $p_2 = 0.1309$ 附近, 分别在 $0.431, 0.567, 0.690, 0.838$ 附近出现 4 个切点, 随着参数的增加 4 个切点消失, 发生了逆切分岔. 在 $p_2 = 0.14$ 附近发生了混沌危机^[19], 引发混沌状态的突变, 由密致的窄带突然变为较稀疏的一个宽带.

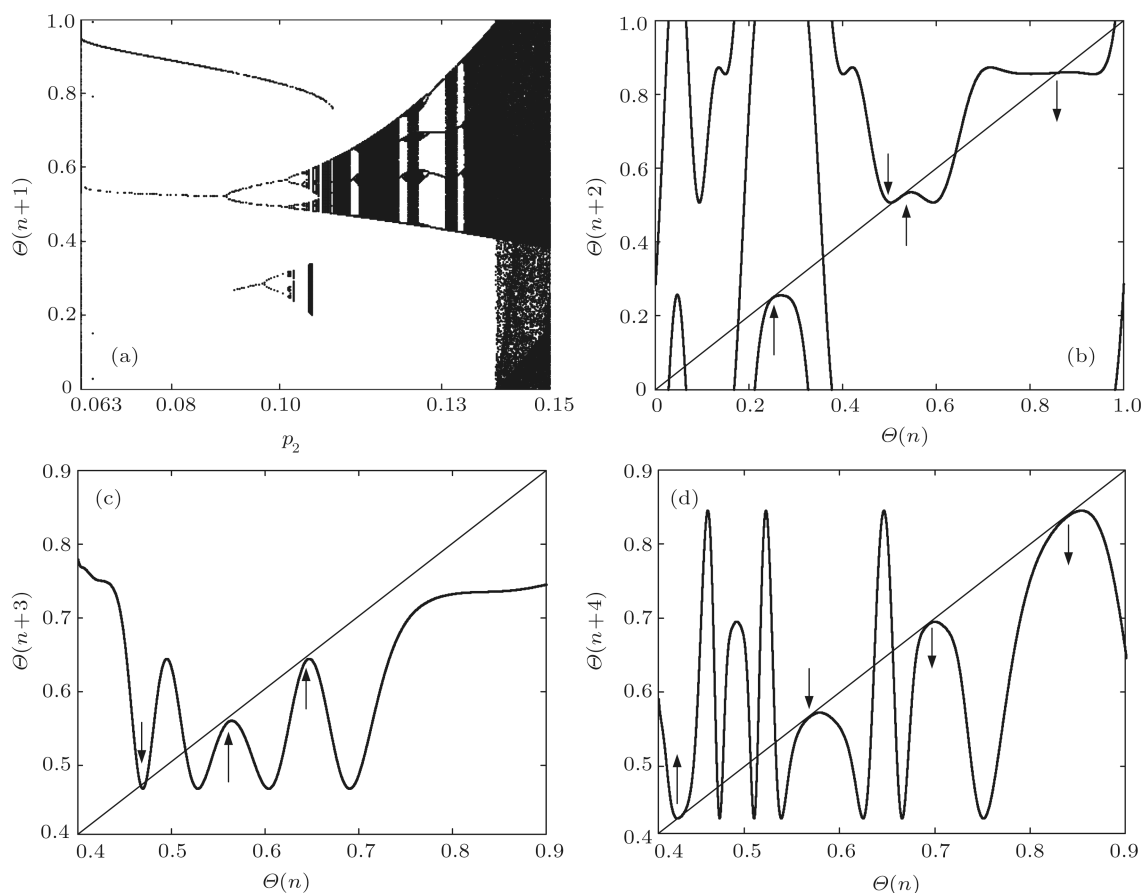


图 3 (a) 局部分岔图; (b) 二次迭代曲线 $p_2 = 0.09$; (c) 三次迭代曲线 $p_2 = 0.113$; (d) 四次迭代曲线 $p_2 = 0.1309$

3.1.2 多稳态现象及其分析

一维函数映射在区间 $p_2 \in (0.06, 0.12)$ 内的最大 Lyapunov 指数谱如图 4 所示, 显然可以看到, p_2 为区间内的某一固定值时, 系统的最大 Lyapunov 指数不止一个, 这是由于系统存在双稳态或多稳态

的现象, 系统在不同初始条件下收敛到不同的吸引子.

参数 $p_2 = 0.0635$ 时, 系统的最大 Lyapunov 指数为 -0.1832 , 任意初始值都属于相同的收敛域, 其对应的解如图 5(a) 所示, 系统处于单

稳态; 参数 $p_2 = 0.08$ 时, 分别计算系统在初始条件 $\Theta_0 = 0.15$ 和 0.5 时的最大 Lyapunov 指数为 -1.7362 和 -0.6531 , 两个初始值分别属于不同的吸引域, 其对应的解如图 5(b) 所示; 参数 $p_2 = 0.0905$ 时, 分别计算系统在初始值为 $\Theta_0 = 0.15$, 0.25 和 0.47 时的最大 Lyapunov 指数为 -1.2649 , -0.7652 和 -0.0346 , 三个初始值分别属于不同的吸引域, 其对应的解如图 5(c) 所示, 系统处于三稳态; 参数 $p_2 = 0.1028$ 时, 分别计算了系统的初始值 Θ_0 从 0.01 到 1 变化时的最大 Lyapunov 指数, 初始值 $\Theta_0 = 0.15$ 和 0.47 时, 系统的最大 Lyapunov 指数分别为 -5.9785 和 -0.6875 , 初始值 Θ_0 从 0.21 到 0.33 变化时, 系统的最大 Lyapunov 指数约为 0.3210 . 图 5(d) 给出了初始条件 $\Theta_0 = 0.15$,

0.24 和 0.47 时, 一维函数映射的解, 此时, 系统处于多稳态.

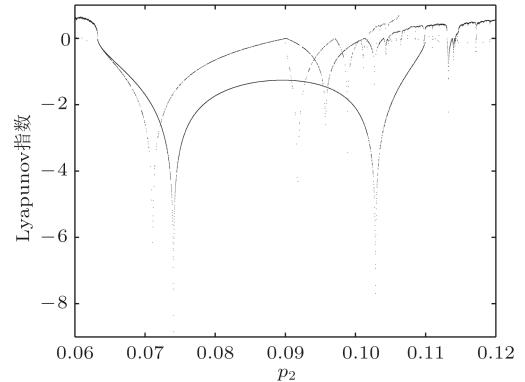


图4 Lyapunov 指数 $p_2 = (0.06, 0.12)$

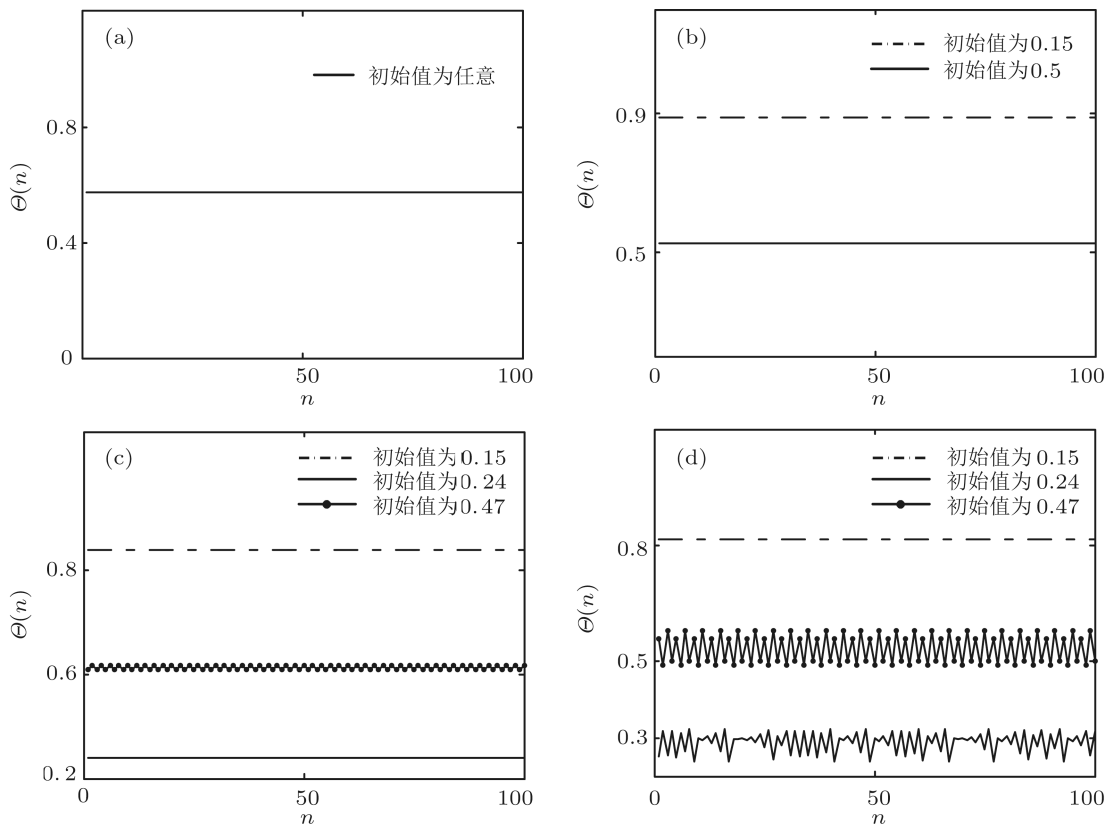


图5 (a) 系统处于单稳态时, 一维函数映射的解; (b) 系统处于双稳态时, 一维函数映射的解; (c) 系统处于三稳态时, 一维函数映射的解; (d) 系统处于多稳态时, 一维函数映射的解

3.1.3 二维分岔图

参数 p_1 和 p_2 同时变化时, 在参数 (p_1, p_2) 相空间上, 根据周期数的大小用灰度绘出一维函数映射动力学行为分布如图 6 所示, 图中白色区域代表周期 1, 灰度越深代表周期越大, 黑色区域代表混沌. 在参数 $p_2 = 0.05$ 附近出现一个大的周期带. 图 6 的水平切面是参数 p_1 变化时系统的分岔图, 竖直切面是参数 p_2 变化时系统的分岔图.

图 6 表明, 在参数 (p_1, p_2) 相空间上, 随着参数 p_1 和 p_2 同时变化, 一维函数映射的周期数具有不完全的对称性, 混沌状态被多周期状态包围形成正方形, 边长为 0.2 (即 $1/\Delta T$). 由于一维映射中含有平方项, 这种对称性被破坏. 另外, 从图 6 中容易判断发射信号处于混沌状态时的参数范围. 图 7(a) 和 (b) 分别给出了区域 $p_1 \in [0, 1, 0.3]$ 、 $p_2 \in [0, 0.2]$ 和 $p_1 \in [0, 4, 0.6]$ 、 $p_2 \in [0, 3, 0.5]$ 的动力学行为.

图 7(a) 的对称性较图 7(b) 破坏的严重.

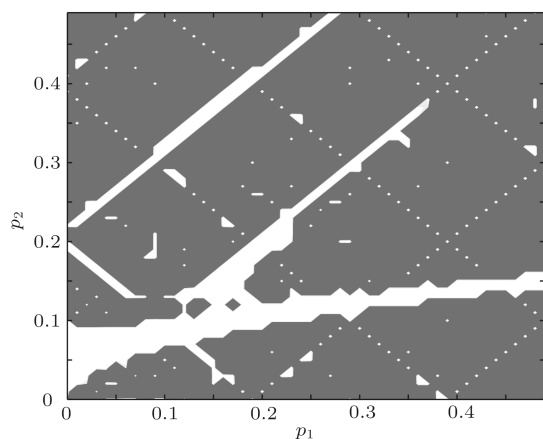


图 6 一维函数映射的动力学行为分布图

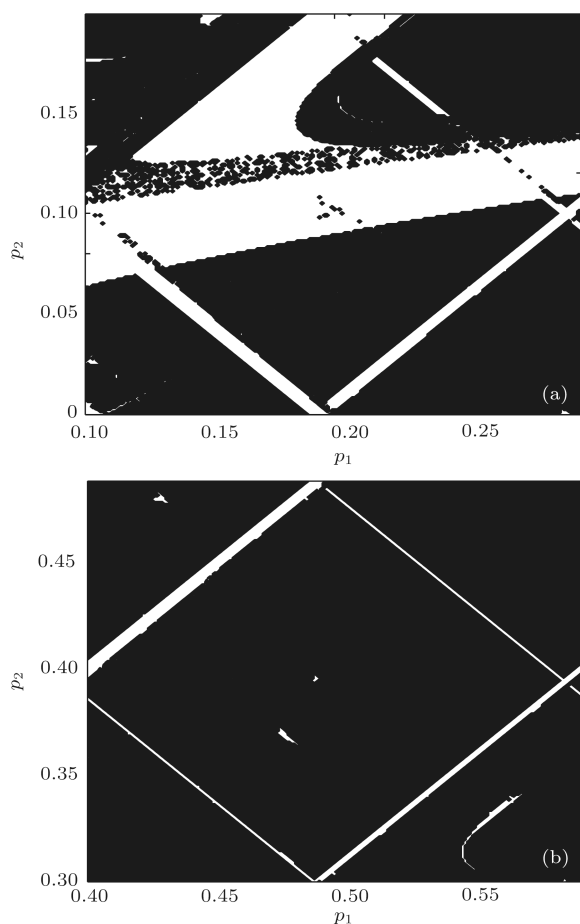


图 7 一维函数映射的动力学行为的局部分布图 (a) $p_1 \in [0.1, 0.3]$ 和 $p_2 \in [0, 0.2]$; (b) $p_1 \in [0.4, 0.6]$ 和 $p_2 \in [0, 0.5]$

3.2 应用特性分析

3.2.1 输出信号的时域波形

当参数 $p_1 = 0.1$, $p_2 = 0.45$, $p_3 = 0.01$ 时, 非线性自调频系统处于混沌状态, 其输出信号的时域波

形如图 8 所示. 可以发现, 其轨线是非周期的, 具有伪随机性, 即输出信号的频率具有伪随机性. 说明了非线性自调频系统的输出信号属于混沌信号, 并且计算其 PAPR 值为 2.0001, 与单频正弦信号接近.

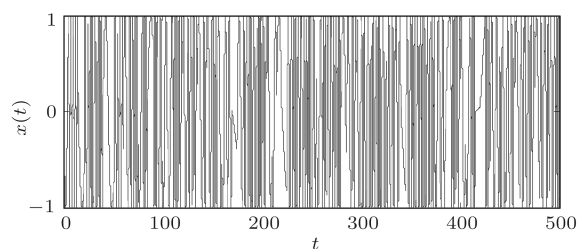


图 8 发射信号的时域波形图

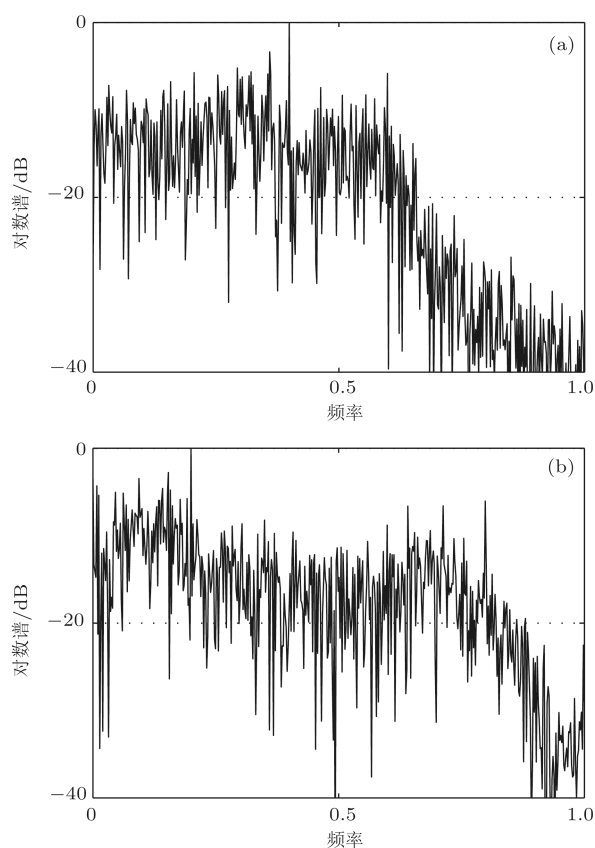


图 9 混沌状态时的对数谱 (a) $p_1 = 0.1$, $p_2 = 0.5$; (b) $p_1 = 0.3$, $p_2 = 0.46$

3.2.2 输出信号的频谱

通过前面的分析, 我们验证了该非线性自调频系统存在混沌状态, 那么该系统的输出信号就具有混沌的一般特性, 具有宽频带. 当 $p_1 = 0.1$, $p_2 = 0.5$ 和 $p_1 = 0.3$, $p_2 = 0.46$ 时, 系统处于混沌状态, 系统输出信号的对数谱分别如图 9(a) 和 (b) 所示. 仿真结果是由归一化无量纲系统得到的, 图 9 中两个对数谱的形状不相同, 图 9(b) 在 20 dB 带宽中出现了一个凹陷. 这说明系统输出信号不但具有宽频带,

其信号频谱形状具有多种形式. 意味着该系统具有通过改变系统参数来控制产生信号频谱形状的潜在可能, 这将为其在混沌雷达、电子对抗等领域的应用带来优势.

3.2.3 相关性分析

自相关系数和互相关系数是评价序列随机性能常用的统计量^[18]. 但是一维函数映射 (5) 含有直流分量, 其频谱在零频处有一条谱线, 抬高了相关函数的基底. 因此, 我们分析压控振荡器的输出信号 $x = \sin(\omega t + \theta)$ 的相关性, 不同的两组参数 $p_1 = 1, p_2 = 0.45, p_3 = 0.01$ 和 $p_1 = 0.1, p_2 = 0.45, p_3 = 0.01$ 所对应输出信号的自相关函数和互相关函数分别如图 10(a) 和 (b) 所示.

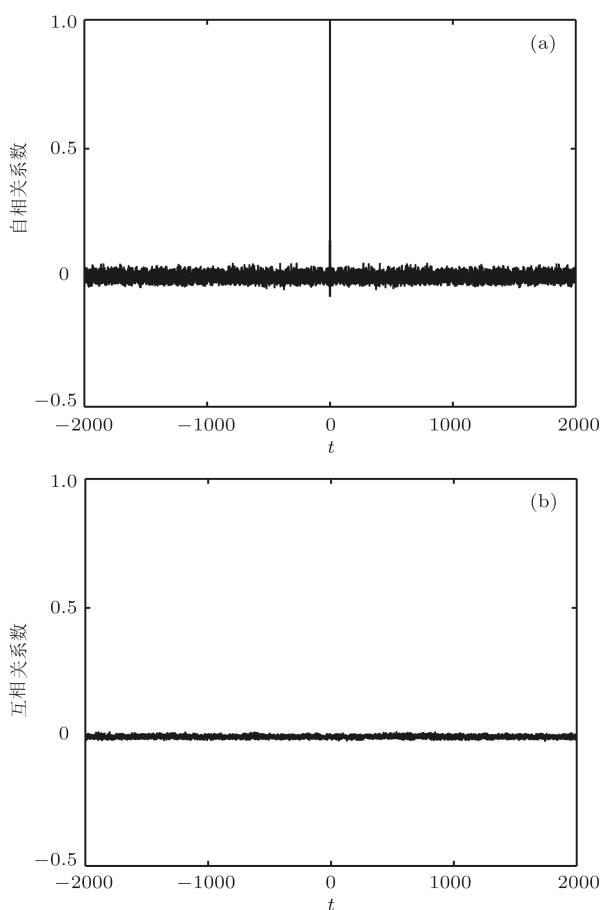


图 10 相关性分析 (a) 自相关性分析; (b) 互相关性分析

当非线性自调频系统处于混沌状态时, 我们选择不同的初始条件进行了大量的实验, 实验结果表明, 初始条件的取值对系统处于混沌状态时的输出信号的相关性没有明显的影响, 输出信号的自相关函数和接近理想的脉冲函数, 互相关函数接近零. 这说明非线性自调频系统处于混沌状态时的输出信号的随机性能良好.

4 非线性自调频系统的同步

4.1 调频码驱动同步

通过设计一个自适应同步控制器来实现非线性自调频系统的同步. 该自适应同步控制系统结构框图如图 11 所示.

设 $e(n) = x_2(n) - x_1(n)$ 为两个系统的同步误差, 通过设计自适应控制系统最小化同步误差 $\|e(n)\|$, 从而保证系统的同步, 控制变量表示为

$$w_x(n+1) - w_1(n+1) = -\gamma \frac{\partial E(n)}{\partial w_x(n)} + (\theta_2(n) - \theta_1(n))^2, \quad (7)$$

其中 $w_1(n+1) = ax_1^2(n) + bx_1(n) + c$, $E(n) = \|e(n)\| = (x_2(n) - x_1(n))^2$, 参数 γ 为正常数. 此时, 压控振荡器的输出为 $x_2(t) = \sin(w_x(t) + \theta)$, 则采样后为

$$x_2(n) = \sin(w_x(n)\Delta T + \theta_2(n-1)), \quad (8)$$

由 (2) 式, 同理可得到

$$\theta_2(n+1) = \theta_2(n) + w_x(n+1)\Delta T. \quad (9)$$

将 (8) 和 (9) 式代入 (7) 式, 得到

$$w_x(n+1) = w_1(n+1) - 2\gamma\Delta T \cos(\theta_2(n))(x_2(n) - x_1(n)) + (\theta_2(n) - \theta_1(n))^2. \quad (10)$$

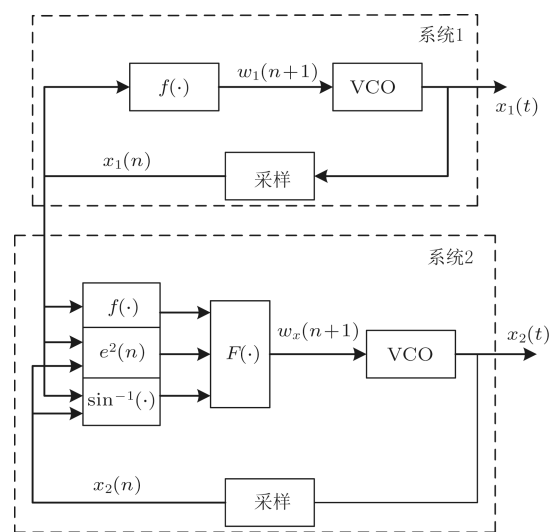


图 11 同步控制系统框图

图 12 给出了不同初始条件时系统的同步情况, 图 12(a) 中的实线和虚线分别代表系统 1 的变量 $x_1(n)$ 和系统 2 的变量 $x_2(n)$, 可以看出大约在迭代 70 次时, 系统 1 和系统 2 实现了同步, 图 12

(b) 是两个系统的同步误差, 随着时间变化同步误差 $e(n) \rightarrow 0$, 因此, 均方误差 $E(n) \rightarrow 0$. 系统 1 输出信号 $x_1(t)$ 和系统 2 输出信号 $x_2(t)$ 的时域波形如图 13 所示, $t = 25$ 之后, $x_1(t)$ 和 $x_2(t)$ 完全同步, 同步后两个信号的频率和相位都按照相同混沌规律变化.

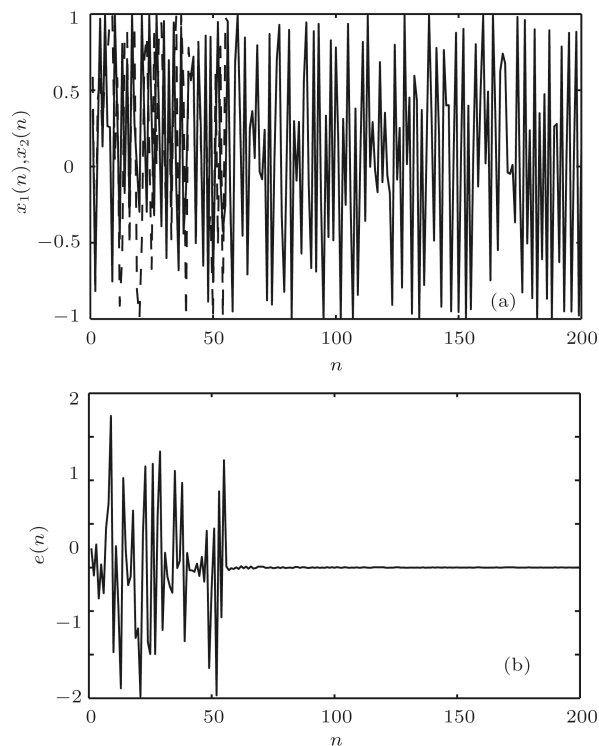


图 12 (a) $x_1(t)$ 和 $x_2(t)$ 的采样信号; (b) 同步误差

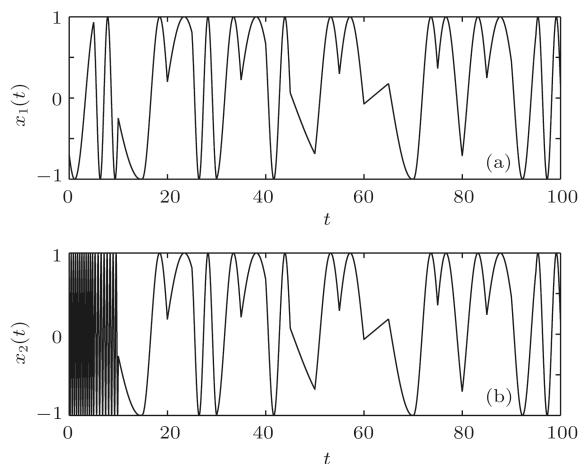


图 13 $x_1(t)$ 和 $x_2(t)$ 的时域波形 (a) $x_1(t)$; (b) $x_2(t)$

4.2 实验结果

实验中搭建了非线性自调频系统 1 和 2, 以及同步控制器, 其中含二次方项的非线性变换和同步控制器用现场可编程门阵列 (FPGA) 实现, VCO 模

块以数字频率合成技术实现. 实验中用的电路板如图 14 所示. 系统 1 输出信号 $x_1(t)$ 和系统 2 输出信号 $x_2(t)$ 的实验同步结果如图 15 所示. 输出信号 $x_1(t)$ 波形及状态同步图如图 16 所示. 实验结果证明两个自调频系统可以容易地实现同步.

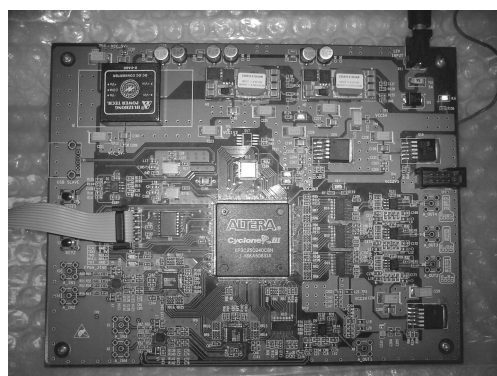


图 14 实验电路

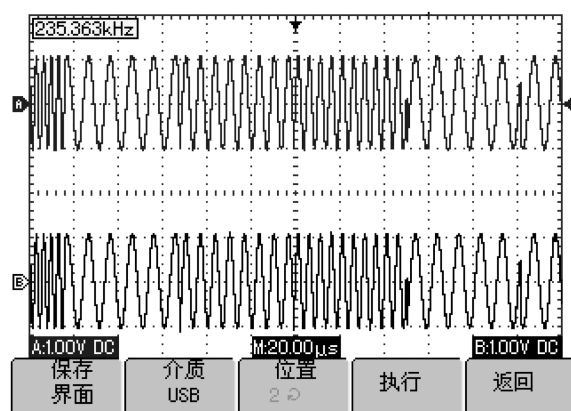


图 15 实验中观察到的 $x_1(t)$ 和 $x_2(t)$

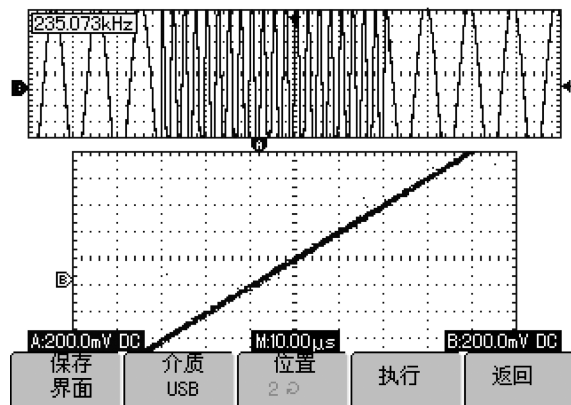


图 16 输出信号 $x_1(t)$ 波形及状态同步图

本文同步控制器的设计利用了频率与相位相互耦合的信息, 通过最小化均方误差 $E(n)$, 保

证 $x_1(t)$ 和 $x_2(t)$ 完全同步. 参考文献 [10—13] 提出的直接混沌调频系统的频率与相位没有确定的函数关系, 因此, 无法利用与本文类似的简单控制方法实现调频码驱动同步.

5 结 论

提出一种基于自反馈的非线性调频混沌系统, 建立数学模型, 通过分析频率和相位之间的关系得到一维函数映射. 重点从分岔图、Lyapunov 指数及参数空间二维分岔的角度分析了该系统的动力学行为, 观察到切分岔、倍周期分岔及多稳态等丰富

现象; 简单分析了该系统处于混沌状态时应用特性, 即输出信号的时域和频域特性, 说明该系统在特定参数下的输出信号具有混沌的一般特性, 同时具有低的峰值均值功率比和宽的频带, 并且其频谱结构可能遍历多种形式, 这意味着自调频结构的信号源可能满足基于认知的雷达和通信等应用的需求.

利用频率和相位相互耦合的信息设计了一个自适应同步控制器, 实现了非线性自调频系统的完全同步. 与通常的调频系统相比, 非线性自调频系统的同步实现更容易, 只需要调频码的信息. 通常调频码的带宽远小于调频信号本身, 从应用的角度考虑, 这意味着该系统输出信号容易重构, 为后续的信号处理提供了便利.

-
- [1] Ji Y, Lawrance A J 2006 *IEEE Trans. Circ. Syst.* **1** 53 2075
 - [2] Pizolato, J C, Pomero M A, Goncalves N L 2008 *IEEE Trans. Circ. Syst.* **1** 55 1108
 - [3] Nan X, Leung H 2005 *IEEE Trans. Circ. Syst.* **1** 52 1953
 - [4] Yang H, Jiang G P 2008 *IEEE Trans. Circ. Syst.* **1** 55 364
 - [5] Yu S, Lu J, Leung H, Chen G R 2005 *IEEE Trans. Circ. Syst.* **1** 52 1459
 - [6] Hu W, Liu Z, Li C B 2008 *IEEE Trans. Aeros. Electron. Sys.* **44** 367
 - [7] Liu Z, Zhu X H, Hu W 2007 *Int. J. Bifur. Chaos* **17** 1735
 - [8] Kolumban G, Kennedy M P, Chua L O 1998 *IEEE Trans. Circ. Syst.* **1** 45 11
 - [9] Pecora L M 1990 *Phys. Rev. Lett.* **64** 821
 - [10] Jiang F, Liu Z, Hu W, Bao B C 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 116 (in Chinese) [蒋飞, 刘中, 胡文, 包伯成 2010 物理学报 **59** 116]
 - [11] Flores B C, Solis E, Thomas G 2003 *IEEE Proc. Radar Sonar Navig.* **150** 3
 - [12] Ashtari A, Thomas G, Kinsner W, Flores B C 2008 *IEEE Trans. Aeros. Electron. Syst.* **44** 1240
 - [13] Wang H B, Wu L X 2004 *Acta Acust.* **2** 161 (in Chinese) [王海斌, 吴立新 2004 声学学报 **2** 161]
 - [14] Volkovskii A R, Tsimring L S, Rulkov N F, Langmore I 2005 *Chaos* **15** 033101
 - [15] Filiol N M, Plett C, Riley T, Copeland M A 1998 *IEEE Trans. Circ. Syst.* **1** 45 3
 - [16] Kennedy M P 1994 *IEEE Trans. Circ. Syst.* **41** 771
 - [17] Xu J, Long K P, Fournier P D, Abdel K, Charge P 2010 *Chin. Phys. Lett.* **27** 020504
 - [18] Zhang X F, Fan J L 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 2298 (in Chinese) [张雪峰, 范九伦 2010 物理学报 **59** 2298]
 - [19] Bao B C, Kang Z S, Xu J P, Hu W 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 1420 (in Chinese) [包伯成, 康祝圣, 许建平, 胡文 2009 物理学报 **58** 1420]

The chaotic self-FM system and its FM code coupled synchronization*

Hu Wen^{1)2)†} Li Jun-Ping¹⁾ Zhang Gong¹⁾ Liu Wen-Bo³⁾ Zhao Guang-Hao¹⁾

1) (College of Electronic and Information Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

2) (Nanjing Changjiang Electronics Group CO., LTD, Nanjing 210037, China)

3) (College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

(Received 25 June 2011; revised manuscript received 17 July 2011)

Abstract

We proposed a new chaotic system using the closed loop self-feedback frequency modulation (FM) technique where the current sample of the output signal of voltage-controlled oscillator (VCO) is transformed and used as the next input of VCO. The dynamical behavior of the system is investigated by Bifurcation diagram and Lyapunov exponents. The performance of the system is analyzed in terms of peak to average power ratio (PAPR), frequency spectrum and the correlation function of the output signal. The results show that the developed system has complicated dynamical behaviors, including bifurcation, multi-stability and chaos, and the generated chaotic signals have low PAPR and wide bandwidth. We also discussed the synchronization of the system by FM code. In circuit experiments, VCO is implemented by digital frequency synthesis. The experimental results are consistent with our theoretical analysis.

Keywords: chaos, multi-stability, peak-average power ratio, synchronization

PACS: 05.45.-a

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 61071163, 61001151), the Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Scientific Research Fund, the Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Research Funding (Grant No. NS2010096, 61001151), and the Aeronautical Science Foundations of China (Grant Nos. 2009ZC52038, 2008ZC52026).

† E-mail: hwfeng118@163.com