

具有锁相式频率合成器的跳频通信系统中的混沌

谭永明¹, 邓立虎², 郑继禹³

(11 东莞理工学院电子工程系, 广东 523106; 21 东莞理工学院应用数学研究所, 广东 523106
31 桂林电子工业学院无线电工程系, 广西 541004)

摘 要: 本文研究以锁相式频率合成器为核心构成的跳频通信系统中的混沌现象, 分析了混沌对跳频通信系统的影响; 利用 Melnikov 方法证明了当系统参数满足一定条件时, 系统输出混沌, 并导出了系统出现混沌时与系统参数之间的关系; 实验结果与理论分析相吻合.

关键词: 锁相式频率合成器; 跳频; 混沌

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2004) 10-1642-04

Chaos of F2H Communication System with Phase2Locked Synthesizer

TAN Yong2ming¹, DENG li2hu², ZHENG ji2yu³

(11 Dept1 of Electron, Dongguan University of Technology, Dongguan, Guangdong 523106, China ;
21 Research Institute of Applied Mathematics, Dongguan University of Technology, Guangdong 523106, China ;
31 Dept. of Radio Engineering, Guilin Institute of Electronic technology, Guilin 541004, China)

Abstract: This paper studies the Chaotic phenomena of F2H Communication system with phase2lock synthesizer. The influence of the chaos to F2H Communication system is analyzed. By Melnikov's method, the system output chaos is proved when the system parameter satisfy certain conditions. The relations between chaos and parameters of the system are obtained when system output chaos. The experimental results and theory analysis correspond excellently with one another.

Key words: phase2lock frequency synthesizer; frequency2hopped; chaos

1 引言

现代战术军事通信和交通运输部门急需一种机动灵活、具有保密性和抗干扰能力、多址联络的区域性无线电通信系统, 而跳频通信系统具有的优点正是战术军事通信和交通运输部门所迫切期望的.

跳频就是/ 多频、选码、频移键控, 即用伪码序列构成跳频指令来控制频率合成器, 并在多个频率中进行选择的频移键控. 常用的二进频移键控 2FSK 只有二个频率 f_1 和 f_2 , 分别代表传号和空号, 而跳频系统则要求提供几百个、甚至上万个频率.

跳频系统的核心)) 跳频器, 是由伪码发生器和跳频频率合成器组成, 跳频数和跳频速率是决定整个跳频系统性能的主要参数. 跳频数和跳频速率同时也决定了伪码发生器和跳频频率合成器的结构和指标, 它要求跳频频率合成器的输出频谱要纯, 转换速率要高, 达到稳定的时间要短, 具有低的噪声性能. 为提高跳频频率合成器的性能, 常采用锁相式跳频频率合成器^[1].

混沌存在于许多电子电路中^[1-9], 文[10]对锯齿形取样

鉴相频率合成器中的混沌现象作了深入的研究. 我们在分析和研究锁相式跳频频率合成器的过程中, 也观察到一种影响跳频频率合成器频谱输出纯度的现象))) 混沌现象, 在频谱仪上表现为一种周期性或拟周期性的震荡行为. 同时发现: 这种混沌现象产生是有条件的, 它与环路参数选择有关, 合理选择环路参数, 尤其是环路带宽, 可以减少混沌强度, 甚至可以避免混沌的产生. 但当环路参数选择不合适时, 系统会出现混沌现象, 严重影响到跳频频率合成器的性能. 下面我们以锁相式跳频频率合成器为核心构成的跳频通信系统为例, 来分析混沌对跳频通信系统的影响.

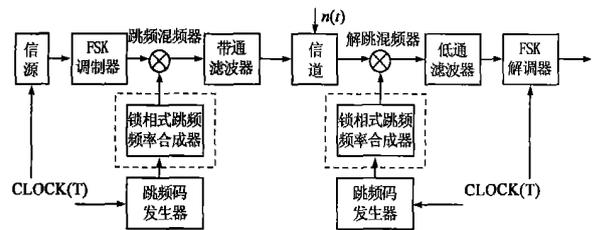


图 1 具有锁相式频率合成器的跳频通信系统

2 系统模型及方程

图 1 是我们研制的以锁相式跳频频率合成器为核心构成的跳频通信系统原理图。图 2 为锁相式跳频频率合成器方框图。

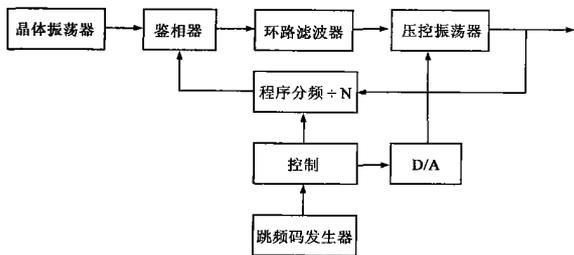


图 2 锁相式跳频频率合成器方框图

根据图 2, 我们画出锁相式跳频频率合成器的相位模型, 如图 3 所示。

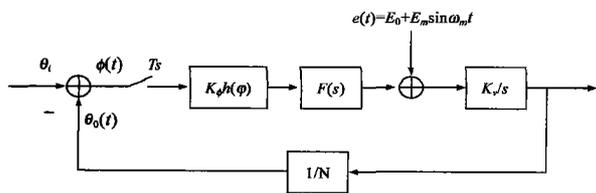


图 3 锁相式跳频频率合成器的相位模型

图 3 中, H 为输入相位, 不失一般性, 设其为一恒值; K_s 为鉴相器的鉴相增益, $h(U)$ 为鉴相特性, K_v 为压控振荡器的压控增益, N 为分频数, $e(t) = E_0 + E_m \sin X_{nt}$, E_0 为 D/A 粗调电压, $E_m \sin X_{nt}$ 为环路总杂散。相对于环路动作而言, E_0 起作用的仅是 $\$X$ 部分, 即 E_0 对应的压控振荡器频率与所希望的输出频率之差 $\$X$, 故环路相位模型可等效为如图 4 所示。

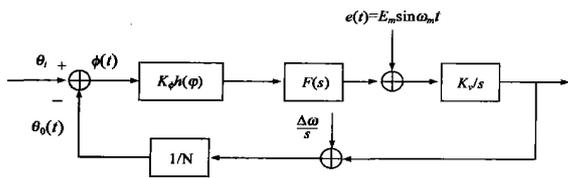


图 4 锁相式跳频频率合成器等效相位模型

其中 s 代表 $\frac{d}{dt}$ 。取滤波器为二阶理想滤波器, 即 $F(s) =$

$$\frac{1+s_2}{s_1}$$

$$h(\omega) = H - \left\{ [K_v h(\omega) F(s) + e(t)] \frac{K_v}{s} + \frac{\$X}{s^2} \right\} \frac{1}{N}$$

$$= H - \left\{ [K_v h(\omega) F(s) + e(t)] K_v s + \$X \right\} \frac{1}{N} \frac{1}{s^2}$$

$$\frac{d^2 \omega(\omega)}{d\omega^2} = - \left\{ \frac{K_v K_v h(\omega)}{S_1} + \frac{S_2}{S_1} K_v h(\omega) \frac{d\omega}{d\omega} + K_v \frac{de(\omega)}{d\omega} + \$X \right\} \frac{1}{N}$$

$$= - \left\{ \frac{K_v K_v}{NS_1} h(\omega) + \frac{S_2}{NS_1} K_v h(\omega) \frac{d\omega}{d\omega} + \frac{K_v de(\omega)}{N} + \frac{\$X}{N} \right\}$$

$$= - \left\{ \frac{K_v K_v}{NS_1} h(\omega) + \frac{S_2}{NS_1} K_v h(\omega) \frac{d\omega}{d\omega} + \frac{K_v E_m X_n}{N} \cos X_{nt} \right.$$

$$+ \left. \frac{\$X}{N} \right\} \frac{d^2 \omega(\omega)}{d\omega^2} + \frac{S_2}{NS_1} K_v h(\omega) \frac{d\omega}{d\omega} + \frac{K_v K_v}{NS_1} h(\omega)$$

$$= - \frac{1}{N} K_v E_m X_n \cos X_{nt} - \frac{\$X}{N}$$

(1)

令 $S = X_n t$, 不失一般性, 有

$$\frac{d^2 \omega(S)}{dS^2} + \frac{S_2}{NS_1} K_v h(\omega) \frac{d\omega}{dS} + \frac{1}{X_n^2} \frac{K_v K_v}{NS_1} h(\omega)$$

$$= \frac{1}{N} \frac{K_v E_m X_n}{X_n^2} \cos \frac{X_n}{X_n} S + \frac{\$X}{NX_n^2}$$

(2)

将 S 换成 t 。

$$\frac{d^2 \omega(t)}{dt^2} + \frac{t_2 K_v K_v}{X_n^2 NS_1} h(\omega) \frac{d\omega}{dt} + \frac{1}{X_n^2} \frac{K_v K_v}{NS_1} h(\omega)$$

$$= \frac{1}{N} \frac{K_v E_m X_n}{X_n^2} \cos \frac{X_n}{X_n} t + \frac{\$X}{NX_n^2}$$

(3)

$$\text{令 } X_n = \sqrt{\frac{K_v K_v}{NS_1}} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sqrt{\frac{K_v K_v}{S_1}} = \frac{1}{\sqrt{N}} X_n$$

$$F = \frac{S_2}{2} \sqrt{\frac{K_v K_v}{S_1}}, m = \frac{K_v E_m}{NX_n}, 8 = \frac{X_m}{X_n}, R = \frac{\$X}{NX_n^2} = \frac{\$X}{X_n^2}$$

则式(3)变为:

$$\frac{d^2 \omega}{dt^2} + \frac{2F}{\sqrt{N}} h(\omega) \frac{d\omega}{dt} + h(\omega) = m 8 \cos 8t + R$$

(4)

3 分析环路方程

先简要叙述 Mel. nikov 方法^[11,12], 设二维自治的无扰系统

$$\dot{x} = f(x) \quad (5)$$

有一条同宿轨道, 其中 $x \in \mathbb{R}^2, f: \mathbb{R}^2 \rightarrow \mathbb{R}^2$, 是光滑函数, 与系统式(5)相应的扰动系统为

$$\dot{x} = f(x) + \epsilon g(x, t) \quad (6)$$

其中 ϵ 为一个较小的正数, $g: \mathbb{R}^2 \times \mathbb{S}^1 \rightarrow \mathbb{R}^2$ 是关于变量 t 具有周期 T 的光滑函数, 由此可以作出 Mel. nikov 积分:

$$M(t_0) = \int_{Q_1} f(q^0(t)) C(g(q^0(t), t + t_0))$$

$$\# \exp \left\{ - \int_{Q_1} \text{trac} Df(q^0(s)) ds \right\} dt \quad (7)$$

其中 $q^0(t) = (u^0(t), v^0(t)) \in \mathbb{R}^2$ 表示无扰系统式(5)的同宿轨道, $f C g = f_1 g_2 - f_2 g_1, \text{trac} A$ 为矩阵 A 的迹。

当 Mel. nikov 积分 $M(t_0)$ 有简单零点时, 系统式(5)的同宿轨道经扰动破裂后会出现 homoclinic 混沌解。即扰动系统式(6)有 homoclinic 混沌解。特别是, 对于无扰系统式(5), 若存在能量函数 $H(u, v)$ 使得 $u = \frac{\partial H}{\partial v} = f_1(u, v), v = \frac{\partial H}{\partial u} = f_2(u,$

$$v), \text{ 则 } \text{trac} Df(x) = \frac{\partial f_1}{\partial u} + \frac{\partial f_2}{\partial v} = 0$$

此时 Mel. nikov 积分简化为

$$M(t_0) = \int_{Q_1} f(q^0(t)) C(g(q^0(t), t + t_0)) dt \quad (8)$$

下面我们利用 Melnikov 方法分析式(4)。如果我们把 F 和 m 看成是式(4)中 ϵ 阶的参数值, 我们就可以把这个系统视为一个 Hamilton 系统。我们可以把式(4)的无扰部分写成

$$f(x) = \begin{bmatrix} y \\ h(\angle) \end{bmatrix}$$

有扰部分写成

$$Eg(x, t) = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{2F}{\sqrt{N}}h(\angle)y + m8 \cos 8t + R \end{bmatrix}$$

其中 $x = (\angle, y), y = \angle$.

下面我们计算式(4)的Melnikov积分. 设鉴相器的鉴相特性为正弦, 即 $h(\angle) = \sin \angle$, 这样无扰系统 $x = f(x)$ 变为:

$$\frac{d^2 \angle}{dt^2} + \sin \angle = 0$$

这个系统是一个具有标量函数 $H(\angle, y) = \frac{1}{2}y^2 - \cos \angle$ 的 Hamilton 系统. 式(4)的每条轨迹由 $H(\angle, y) = \text{constant}$ 给出. $H(\angle, y) = \text{constant}$ 表示能量守恒, 这个系统有一个平衡鞍点 $x_s = (\angle_0, y_0) = (P, 0)$, 且有两条 homoclinic 轨线 $\#_0$ 和 $\#_1$ 在平衡鞍点 $x_s = (\angle_0, y_0) = (P, 0)$ 相交, 那么 $H(P, 0) = 1$, 因此 homoclinic 轨线满足:

$$\frac{1}{2}y^2 - \cos \angle = 1, \text{ 或者 } \angle = \arccos(1 - \frac{1}{2}y^2)$$

$$\text{或者 } \frac{dy}{dt} = \sqrt{2(1 + \cos \angle)}$$

此积分给出了 $\#_0$ ($\#_1$): $(\angle(t), y(t)) = (P - 2\arcsin(\text{th} t), \sqrt{2\text{sech}(t)})$, 初始条件为: $(\angle(0), y(0)) = (0, \sqrt{2})$, 其中 $\sqrt{2}$ 是对应于 $\#_0$, 0 是对应于 $\#_1$.

由文献[11], Melnikov 积分可直接由下式计算:

$$\begin{aligned} M(t_0) &= \int_{Q_1} (-\frac{2F}{\sqrt{N}}h(\angle_0(t))y^2 + m8 \cos 8(t + t_0)y^0(t) + Ry^0(t)) dt \\ &= \int_{Q_1} R2\text{sech}(t) dt - \int_{Q_1} \frac{2F}{\sqrt{N}} \cos(2\arcsin(\text{th} t)) \\ &\quad \# 4\text{sech}^2 h(t) dt - \int_{Q_1} m8 \cos 8(t + t_0) \# 2\text{sech}(t) dt \\ &= \int_{Q_1} 2R \text{sech}(t) dt - \frac{2F}{\sqrt{N}} \int_{Q_1} \cos(2\arcsin(\text{th} t)) \\ &\quad \# \text{sech}^2(t) dt - \int_{Q_1} 2m8 \cos 8t \cos 8t \text{sech}(t) dt \\ &\quad - \int_{Q_1} 2m8 \sin 8t_0 \sin 8t \text{sech}(t) dt \\ &= \int_{Q_1} 2R - \frac{16F}{3\sqrt{N}} \cos^2 h(P/2) \cos 8t_0 \end{aligned}$$

令 $M(t_0) = 0$ 得:

$$\int_{Q_1} 2R - \frac{16F}{3\sqrt{N}} \cos^2 h(P/2) \cos 8t_0 = 0$$

因 $|\cos 8t_0| < 1$, 有

$$\left| \left(\frac{16F}{3\sqrt{N}} \cos^2 h(P/2) \right) \right| < 2Pm8$$

$$\text{即 } \left| \left(\frac{16F}{3\sqrt{N}} \cos^2 h(P/2) \right) \right| < 2PK_v X_m E_m \quad (9)$$

式(9)便是 homoclinic 轨线存在的条件, 即混沌的区域.

4 实验结果

根据式(9), 固定其它参数, 仅改变压控振荡器的压控增

益 K_v , 当 K_v 在某一区域 ($K_v F 654 \text{ kHz/V}$), 不满足式(9)条件时, 用频谱分析仪观察跳频频率合成器的输出, 频谱分析仪上显示为一纯净的单一离散谱线(见图 5a), 当逐渐增大 K_v 到某一临界值 ($K_v = 668 \text{ kHz/V}$) 时, 满足式(9)条件, 这是跳频频率合成器输出端输出的单一离散谱线开始向两边展宽, 主谱线幅度下降, 从单一离散谱线突然变成了连续谱, 这时系统出现混沌(见图 5b); 继续增大 K_v ($K_v = 683 \text{ kHz/V}$), 频谱继续展

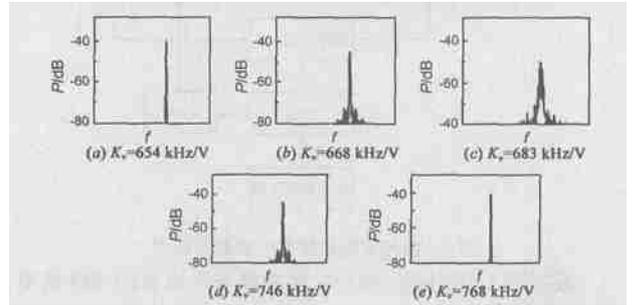


图 5 跳频频率合成器输出的信号频谱

宽, 主谱线幅度下降更快(见图 c); 但当 K_v 增大到某一数值 ($K_v = 746 \text{ kHz/V}$) 时, 频谱不再展宽, 反而收窄(见图 5d); 再继续增大 K_v 到某一临界值 ($K_v = 768 \text{ kHz/V}$) 时, 频谱又从连续谱突然变成了单一离散谱线(图 5e), 这是系统出现的混沌消失. 故混沌表现为一种周期性或拟周期性的震荡行为. 从能量守恒的观点来看, 混沌使信号能量扩散, 通频带内主信号能量下降, 增大了错误检测概率, 造成了跳频通信系统检测性能的降低; 同时, 由于跳频频率合成器的输出频谱不纯, 降低了跳频系统的跳频速率. 这是我们不希望看到的.

5 结束语

本文研究以锁相式频率合成器为核心构成的跳频通信系统中的混沌现象, 利用 Melnikov 方法从理论上证明了当系统参数满足一定关系时, 系统输出混沌, 并分析了混沌对跳频通信系统性能的影响, 导出了系统出现混沌时环路各参数之间的关系(见式(9)).

从式(9)可看出: 混沌的出现与系统参数的选择有关, 当跳频频率合成器的系统参数(如鉴相器的鉴相增益 K_v 、压控振荡器的压控增益 K_v 等)选取不合适时, 系统输出混沌. 因此, 在实际设计和应用跳频通信系统时, 各参数的选取应尽量避免满足式(9). 通过分析, 使我们对混沌在跳频频率合成器中发生条件有了理论上的认识, 式(9)对于分析和设计具有锁相式频率合成器的跳频通信系统具有一定的参考价值和重要的指导意义.

为验证理论分析的正确性, 我们采用频谱分析法对系统进行了实验验证, 实验结果与理论分析相吻合. 将频谱分析仪连接到压控振荡器的输出端, 调节压控振荡器的压控增益 K_v , 观察跳频频率合成器的输出频谱. 当 K_v 满足式(9)时, 系统输出混沌, 压控振荡器的输出信号频谱表现为连续谱, 从而进一步证实了锁相鉴频器电路中存在混沌现象.

上面仅对具有二阶理想滤波器的跳频通信系统中混沌现象作了研究, 对于具有其它高阶带滤波器的跳频通信系统, 是

否存在混沌, 值得进一步探索与研究.

参考文献:

- [1] 郑继禹, 万心平, 张厥盛. 锁相环原理与应用[M]. 北京: 人民邮电出版社, 1984.
- [2] Cuomo K M, Oppenheim A V. Chaotic signal and systems for communications[J]. In: IEEE Proc of Icassp, 1993, 3: 137- 140.
- [3] Frey D R. Chaotic digital encoding: an approach to secure communications[J]. IEEE Trans on Circuits and Systems, 1993, 40(10): 660- 666.
- [4] Cuomo K M, Oppenheim A V, Strogatz S H. Synchronization of Lorenz based chaotic circuits with applications to communications[J]. IEEE Trans on Circuits and Systems, 1993, 40(10): 626- 633.
- [5] Cuomo K M, Oppenheim A V. Robustness and signal recovery in a synchronized chaotic system[J]. Int J Bifurcation Chaos, 1993, 3(6): 1629 - 1638.
- [6] Pecora L M, Carroll T L. Driving systems with chaotic signals[J]. Physical Rev A, 1991, 44(4): 2374- 2383.
- [7] Oppenheim A V, et al. Signal processing in the context of chaotic signal[J]. In: IEEE Proc of Icassp, 1992, 4: 117- 120.
- [8] 谭永明, 邓立虎, 郑继禹, 锁相鉴频器混沌现象的研究[J]. 电子与信息学报, 24(9), 2001: 1251- 1256.
- [9] Okasasohlu A, Akgul T A. linear inverse system approach in the context of chaotic communications[J]. IEEE Trans on Circuits and Systems

(1), 1997, 44(1): 75- 79.

- [10] 谭永明, 葛渭高, 郑继禹, 锯齿形取样鉴相频率合成器混沌现象的研究[J]. 通信学报, 2001, 3: 20- 26.
- [11] Mees A, Sparrow C. Some tools for analyzing chaos[J]. Proc Of the IEEE, 1987, 75(8): 1058- 1070.
- [12] Salam F M A, Sastry S S. Dyna of the forces josephson hynction circuit: the regions of chaos[J]. IEEE Trans. On circuits and Systems, 1985, 32(8): 784- 796.

作者简介:



谭永明 女, 1957 年出生于湖南江永县, 硕士, 副教授, 研究方向为通信技术、锁相技术、混沌理论及其在通信中的应用.

邓立虎 男, 1955 年出生于湖南永兴县, 博士, 教授, 研究方向为微分方程理论及其应用.

郑继禹 男, 1937 年出生于安徽祁门县, 教授, 研究方向为通信技术、锁相技术、混沌理论及其在通信中的应用.

(上接第 1624 页)

李幼平 男, 1935 年出生于福建省厦门市, 中国工程院院士, 中国工程物理研究院研究员, 西南科技大学信息与控制工程学院院长, 1957 年南京工学院无线电专业毕业, 1957 至 1959 在清华大学无线电系研修多路通信与遥测, 此后在成都电讯工程学院担任教师, 1964 年 10 月, 调往中国工程物理研究院, 开始了核武器研究生涯, 近年来在信息共享技术开展了研究, 首先提出 UCL 和大规模广播技术概念, 曾

获得多种奖励, 其中包括国家科技进步一等奖、国家发明二等奖、国防科技重大成果一、二、三等奖多项, 1999 年获香港何梁何利基金技术科学奖, 2000 年担任西南科技大学信息与控制工程学院院长.

李在铭 男, 1939 年出身于重庆市, 通信与信息工程学科教授, 博士生导师, 主要研究信号检测、图像信息识别与压缩技术; 多媒体通信, 网络与信息综合服务理论与技术.