

混沌随机频率步进信号分析与处理*

杨进, 邱兆坤, 黎湘, 庄钊文

(国防科技大学 电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

摘要:混沌具有类随机性、对初值敏感、易于产生和控制, 频率步进信号易于工程实现和处理, 结合二者的优势, 提出一种基于混沌序列的随机频率步进雷达信号。介绍了信号产生模型, 从理论上推导、分析了该信号的模糊函数和互相关函数性能, 给出了信号直接相关和先排序存储、后匹配滤波两种回波处理方法。应用四种典型混沌进行数值仿真, 并和已有的线性频率步进信号、高斯和均匀随机频率步进信号进行对比分析。结果表明, 混沌随机频率步进信号具有较优良的性能, 是一种有潜力的雷达信号。

关键词:混沌雷达; 频率步进; 雷达信号设计; 随机步进

中图分类号: TN957 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-2486(2012)06-0163-07

Analysis and processing of the chaotic-based random stepped frequency signal

YANG Jin, QIU Zhaokun, LI Xiang, ZHUANG Zhaowen

(College of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: A new radar signal, the chaotic based random stepped frequency signal, is proposed because of characteristics of chaos such as pseudorandom behavior, sensitivity for initial condition, accessibility for generation and control, and easy realization and processing for the stepped frequency signal. A signal model was introduced, then the ambiguity function and the cross correlation function were analyzed theoretically in detail, and two different echo signal processing methods were proposed finally. Numerical simulations based on four typical chaotic maps and two random series show that the designed signal is effective, and promising for radar application.

Key words: chaotic radar; stepped frequency; radar signal design; random stepped

频率步进雷达通常发射一组单频雷达信号, 通过频带合成处理方式实现距离高分辨, 同时降低了常规宽带信号工程实现上的困难, 受到工程和学术界的广泛关注和重视^[1-4]。为克服顺序频率步进信号距离-速度耦合、目标分辨能力较差等问题, 人们进而提出信号频率采用随机步进的工作方式^[3]。文献[3]分析了随机频率步进信号的处理过程, 但对信号工作方式即“随机性”并没有展开论述。事实上, 完全随机的信号可理解为噪声信号。但从噪声雷达的研究来看^[5-7], 真正的噪声信号难于产生和控制, 不易实现系统同步, 在实际应用中面临一些困难。对于“伪随机”信号而言, 由于信号种类较少, 同时已知的几种性能较好的伪随机码长度也有限, 这在一定程度上限制了随机信号的应用^[8]。

混沌信号具有类随机性、无周期、对初始条件极为敏感、且易于产生、数量众多, 同时具有类似噪声的宽连续功率谱等特点, 可以作为一种较为

理想的雷达随机信号使用。近年来, 众多学者就混沌雷达信号设计进行了广泛研究。文献[9]研究了混沌作为雷达信号的可行性, 认为混沌可以作为一种较理想的雷达信号。文献[9-10]对混沌调相信号进行了研究, 文献[11-15]研究了混沌调频信号的特点。本世纪以来, 利用混沌调频信号进行雷达成像的报道日益增多, 预示着对混沌雷达信号的研究进入了一个更深的层次^[16-19]。

综合混沌信号和频率步进雷达各自的特点和优势, 本文提出一种基于混沌序列的随机频率步进雷达信号形式, 以解决随机频率步进信号产生过程中“随机性”的问题。阐述了信号模型, 给出了信号的产生方法, 着重分析信号模糊函数和互相关特性, 并进一步研究分析信号回波的两种处理方式。在仿真分析中, 结合 Bernoulli、Kent、Logistic、Piecewise 四类混沌, 和均匀、高斯随机信号实例, 进行数值比较。

* 收稿日期: 2012-03-26

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60872143, 61072117, 61171133); 湖南省自然科学基金杰出青年基金项目(11zz1010)

作者简介: 杨进(1983—), 男, 湖南邵阳人, 博士研究生, E-mail: yangjin@nudt.edu.cn;

邱兆坤(通信作者), 男, 副研究员, 博士, E-mail: qiuzhaokun@163.com

1 信号模型

脉间顺序频率步进信号频率序列(不含载频)可写为集合的形式

$$F = \{f_n | f_n = n \times \Delta f, (n = 0, \dots, N-1)\} \quad (1)$$

其中 Δf 表示最小单位频率步进间隔,一般取 $\Delta f = 1/\tau$, τ 为子脉冲宽度。 f_n 为当前子脉冲频率。如 Δf_n 表示两相邻脉冲间频率步进量,对于顺序步进信号,有

$$\Delta f_n = f_{n+1} - f_n = (n+1) \times \Delta f - n \times \Delta f = \Delta f \quad (2)$$

混沌序列一般通过确定性的非线性动力学系统产生,较典型的如一维离散混沌映射^[10]。理论上可以生成具有无限长度、无周期的类随机序列。对获得的序列进行分段,不妨设总段数 K ,每段序列 N 点长,则其中第 k 段序列点可写成集合形式

$$C_k = \{c_{k0}, c_{k1}, \dots, c_{k(N-1)} | k = 0, 1, \dots, K\} \quad (3)$$

定义集合(1)和(3)的一个双射 $\Psi: C_k \leftrightarrow F$,使得 $c_{k0} \leftrightarrow f_{c_{k0}}, \dots, c_{km} \leftrightarrow f_{c_{km}}, \dots, c_{k(N-1)} \leftrightarrow f_{c_{k(N-1)}}$, $c_{km} \in C_k, f_{c_{km}} \in F, m = 0, \dots, N-1$,可以得到一组基于混沌序列的具有随机步进性质的频率序列,记为

$$F_{C_k} = \{f_{c_{k0}}, f_{c_{k1}}, \dots, f_{c_{k(N-1)}}\} \quad (4)$$

由于混沌无周期,混沌序列中每一点值都不相同(混沌序列经过确定性方程迭代产生,如产生相同点,必出现周期性),一一映射使得对应的跳频序列点各不相同。因此在每一次映射中,可以保证所有的 N 个跳频序列点均能取到,从而使得合成信号带宽保持不变为 $N \times \Delta f$ 。

图 1 给出了顺序频率步进信号和基于混沌序列的随机频率步进信号的时频关系图。顺序频率步进信号频率随时间线性变化,按照 Δf 步长递增,且信号具有周期性,即下一个脉冲串和以前的脉冲串信号完全相同(图 1(a))。而对于本文设计的信号而言,混沌序列打破了原频率序列的顺序变化规律,虽然频率点集合没有变化,但信号各子脉冲的频率变化呈现出一定的随机性。同时由于可以选择不同的混沌序列和不同的双射函数,脉冲串之间的随机性也较容易获得,如图 1(b)所示。

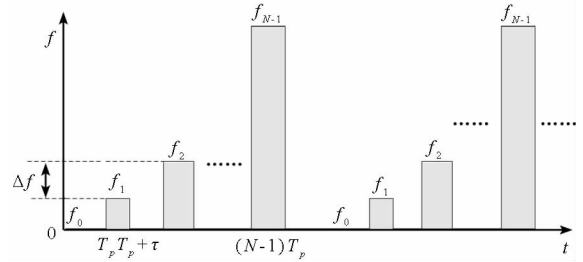
基于式(4)的随机频率步进信号表示为

$$s_k(t) = \sum_{n=0}^{N-1} A(t) \times \text{rect} \left(\frac{(t - nT_p - \frac{\tau}{2})}{\tau} \right) \times \exp(f_0 + j2\pi f_{c_{kn}} t) \quad (5)$$

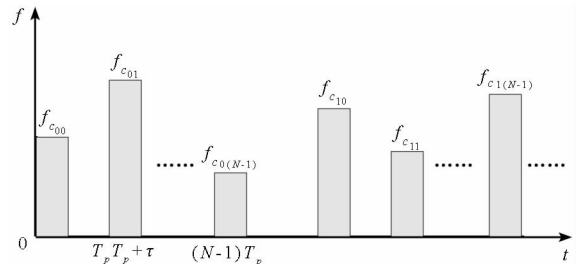
其中 $A(t)$ 为信号幅度函数, $\text{rect}(t)$ 表示门函数, T_p 为子脉冲重复周期, τ 为子脉冲宽度, f_0 为载频, $f_{c_{kn}}$ 为当前子脉冲相对于载频的步进频率, N

为子脉冲冲数,亦即总的频率步进数。

当然也存在这样一种双射关系 $c_0 \leftrightarrow f_0, c_1 \leftrightarrow f_1, \dots, c_{N-1} \leftrightarrow f_{N-1}$,这时得到的信号即为顺序频率步进信号。因此,可将顺序频率步进信号看作混沌随机频率步进信号的一个特例。



(a) 顺序频率步进信号



(b) 基于混沌序列随机频率步进信号

图 1 时频关系

Fig. 1 Time-frequency relationship

2 模糊函数与互相关

作为雷达信号在理想状态下性能的一种保守估计,模糊函数反映了雷达信号的距离、多普勒分辨能力,定义为^[7,9]

$$\chi(t_d, f_d) = \int_{t=-\infty}^{+\infty} s^*(t) s(t - t_d) \exp(j2\pi f_d t) dt \quad (6)$$

其中 $*$ 表示共轭运算, t_d 表示由目标距离引起的时间延迟, f_d 表示由运动引起的多普勒走动。不考虑信号幅度的影响,假设 $A(t) = 1$,并记信号 $s_k(t)$ 的基带表示形式为 $x_k(t)$,则

$$x_k(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \text{rect} \left(\frac{(t - nT_p - \frac{\tau}{2})}{\tau} \right) \times \exp(j2\pi f_{c_{kn}} t) \triangleq \sum_{n=0}^{N-1} p_n^k(t - nT_p) \quad (7)$$

其中 $p_n^k(t) = \exp(j2\pi f_{c_{kn}} t)$, $(n-1)T_s \leq t \leq (n-1)T_s + \tau$ 。作为一类随机信号,以平均模糊函数进行刻画,定义为

$$\begin{aligned} \chi(t_d, f_d) &= \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |\chi_k(t_d, f_d)| \\ &= \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \left| \int_{t=-\infty}^{+\infty} x_k^*(t) x_k(t - t_d) \right| \end{aligned}$$

$$\cdot \exp(j2\pi f_d t) dt \quad (8)$$

代入式(7),有

$$\begin{aligned} \chi(t_d, f_d) &= \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \left| \int_{-\infty}^{+\infty} \left[\sum_{n=0}^{N-1} p_n^k(t - nT_p) \cdot p_n^k(t - t_d - nT_p) \right. \right. \\ &+ \left. \left. \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} p_n^k(t - nT_p) \cdot p_m^k(t - t_d - mT_p) \right] \right. \\ &\left. \cdot \exp(j2\pi f_d t) dt \right| \quad (9) \end{aligned}$$

记

$$\begin{aligned} \phi_{nm}^k(t_d, f_d) &= \int_{-\infty}^{+\infty} p_n^k(t) \cdot p_m^k(t - t_d) \cdot \exp(j2\pi f_d t) dt \\ &\quad (10) \end{aligned}$$

则式(9)可表示为

$$\begin{aligned} \chi(t_d, f_d) &= \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \left| \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \exp(j2\pi n f_d T_p) \cdot [\phi_{nn}^k(t_d, f_d) \right. \right. \\ &+ \left. \left. \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} \phi_{nm}^k(t_d - (n-m)T_p, f_d) \right] \right\} \right| \quad (11) \end{aligned}$$

由 $0 < t < \tau, 0 < t - t_d < \tau$, 对于式(10), 当 $0 \leq t_d < \tau$ 时, 积分区间为 $t_d < t < \tau$; 当 $-\tau < t_d < 0$ 时, 积分区间为 $0 < t < t_d + \tau$; 而当 $|t_d| > \tau$ 时, 积分区间无重叠, 积分为0。

故当 $0 \leq t_d < \tau$ 时, 有

$$\begin{aligned} \phi_{nm}^k(t_d, f_d) &= \int_{t_d}^{\tau} \exp(-j2\pi f_{c_{kn}} t) \exp(j2\pi f_{c_{km}}(t - t_d)) \\ &\cdot \exp(j2\pi f_d t) dt \\ &= \exp(-j2\pi f_{c_{km}} t_d) \cdot \int_{t_d}^{\tau} \exp(j2\pi \underbrace{(f_{c_{km}} - f_{c_{kn}} + f_d)}_{\alpha} t) dt \\ &= \exp[j\pi\alpha(\tau + t_d) - j2\pi f_{c_{km}} t_d] \\ &\cdot \frac{\sin(\pi\alpha(\tau - t_d))}{\pi\alpha(\tau - t_d)} \cdot (\tau - t_d) \quad (12) \end{aligned}$$

当 $-\tau < t_d < 0$ 时, 有

$$\begin{aligned} \phi_{nm}^k(t_d, f_d) &= \exp[j\pi\alpha(\tau + t_d) - j2\pi f_{c_{km}} t_d] \\ &\cdot \frac{\sin(\pi\alpha(\tau + t_d))}{\pi\alpha(\tau + t_d)} \cdot (\tau + t_d) \quad (13) \end{aligned}$$

写成一致表达式, 有

$$\phi_{nm}^k(t_d, f_d) = \begin{cases} \exp[j\pi\alpha(\tau + t_d) - j2\pi f_{c_{km}} t_d] \\ \cdot \frac{\sin(\pi\alpha(\tau - |t_d|))}{\pi\alpha(\tau - |t_d|)} \\ \cdot (\tau - |t_d|), & |t_d| < \tau \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (14)$$

由于 $\alpha = f_{c_{km}} - f_{c_{kn}} + f_d$, 则当 $n = m$ 时, $\alpha = f_d$, 代入式(14)有

$$\phi_{nn}^k(t_d, f_d) = \begin{cases} \exp[j\pi f_d(\tau + t_d) - j2\pi f_{c_{kn}} t_d] \\ \cdot \frac{\sin(\pi f_d(\tau - |t_d|))}{\pi f_d(\tau - |t_d|)} \\ \cdot (\tau - |t_d|), & |t_d| < \tau \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (15)$$

将式(14)、式(15)代入式(11), 即可以得信号的时间—多普勒模糊函数解析表达式。

令 $t_d = 0$ 时, 信号平均多普勒维相关函数可表示为

$$\begin{aligned} \chi(0, f_d) &= \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \left| \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \exp(j2\pi n f_d T_p) \cdot [\phi_{nn}^k(0, f_d) \right. \right. \\ &+ \left. \left. \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} \phi_{nm}^k(-(n-m)T_p, f_d) \right] \right\} \right| \quad (16) \end{aligned}$$

当 $m \neq n$ 时, $|(n-m)\tau_s| \geq \tau$, 据式(14), 有 $\phi_{nm}^k(-(n-m)T_p, f_d) = 0$, 式(16)推导为

$$\begin{aligned} \chi(0, f_d) &= \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \left| \frac{\exp(j\pi f_d \tau)}{\pi f_d \tau} \frac{\exp(j2\pi N f_d \tau) - 1}{\exp(j2\pi f_d \tau) - 1} - 1 \right| \\ &= N \left| \frac{\sin(N\pi f_d \tau)}{N\pi f_d \tau} \right| \quad (17) \end{aligned}$$

可以看出, 信号平均多普勒维模糊函数表现为 sinc 函数形式, 因此基于混沌序列的随机频率步进信号的多普勒分辨只与步进长度 N 和子脉冲宽度 τ 有关。 $\chi(0, f_d)$ 的第 1 个零点出现在 $\pm \frac{1}{(N\tau)}$ 处, 以主瓣宽度的一半作为多普勒分辨率, 则信号的多普勒分辨为

$$R_v = \frac{1}{N\tau} \quad (18)$$

满足速度分辨率等于相干时间的倒数这一关系。

从第一节信号产生过程来看, 混沌随机步进信号利用混沌的随机特性将原顺序步进频率信号的子脉冲频率序列由规则差分变为随机跳变, 但信号的合成带宽仍为 $\Delta F = N \times \Delta f$, 因此信号的理想距离分辨率仍为

$$\Delta r = \frac{c}{(2 \times \Delta F)} = \frac{c}{(2 \times N \times \Delta f)} \quad (19)$$

其中 c 为电磁波传播速率。

从以上分析来看, 模糊函数的求解过程较为复杂, 由于混沌随机的引入, 较难获得模糊函数的显示表达。为便于理解, 对信号离散采样, 进行数值化分析。

对基带信号在每个子脉冲上进行一次采样 (由于每个子脉冲信号仅对应单点频率, 因此这样的采样是合理的), 则基带信号的离散表示式为

$$s_k(n) = \exp\left(j2\pi f_{c_{kn}}\left(nT_p + \frac{\tau}{N}\right)\right), \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (20)$$

其中采样频率等于子脉冲重复频率。为完全采样, 对应子脉冲采样时刻点不妨设置为 τ/N 时刻。

定义平均模糊函数

$$\begin{aligned} \chi(m, f_d) = & \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left[j2\pi f_{c_{kn}}\left(nT_p + \frac{\tau}{N}\right)\right] \\ & \cdot \exp\left[-j2\pi f_{c_{kn}}\left((n+m)T_p + \frac{\tau}{N}\right)\right] \\ & \cdot \exp\left[j2\pi f_d\left(nT_p + \frac{\tau}{N}\right)\right] \end{aligned} \quad (21)$$

令 $f_d = 0$, 可得平均自相关函数

$$\begin{aligned} AR_{xx}(m) = & \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left[j2\pi f_{c_{kn}}\left(nT_p + \frac{\tau}{N}\right)\right] \\ & \cdot \exp\left[-j2\pi f_{c_{kn}}\left((n+m)T_p + \frac{\tau}{N}\right)\right] \end{aligned} \quad (22)$$

为考察脉间的信号相关性, 定义平均互相关函数

$$\begin{aligned} CR_{xy}(m) = & \frac{1}{K(K-1)} \sum_{k_1=0}^{K-1} \sum_{\substack{k_2=0 \\ k_2 \neq k_1}}^{K-1} \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left[j2\pi f_{c_{k_1 n}}\left(nT_p + \frac{\tau}{N}\right)\right] \\ & \cdot \exp\left[-j2\pi f_{c_{k_2 n}}\left((n+m)T_p + \frac{\tau}{N}\right)\right] \end{aligned} \quad (23)$$

3 回波信号处理

对顺序频率步进信号回波采样序列进行 IFFT 运算, 可以获得快速的距离向压缩^[1]。但对于基于混沌序列的随机频率步进信号而言, 由于顺序频率线性关系不成立, 不能直接通过 FFT 运算获得快速距离向压缩。随机步进信号一般采用相关函数方法^[3] 对目标进行检测。基于混沌序列的随机频率步进信号也可以应用此方法。以点目标为例, 发射信号同式(5), 暂不考虑目标运动情况, 如点目标距离雷达为 r , 则回波延时 $T = 2r/c$, 经过低通滤波、采样, 则回波序列为

$$\begin{aligned} V_{rec} = & [\exp(j2\pi f_{c_{k0}} T), \exp(j2\pi f_{c_{k1}}(T + T_p)), \\ & \dots, \exp(j2\pi f_{c_{k(N-1)}}(T + (N-1)T_p))]^T \end{aligned} \quad (24)$$

其中 $[\cdot]^T$ 表示转置运算。

参考信号表示为

$$V_{ref} = [\exp(j2\pi f_{c_{k0}} T_0), \exp(j2\pi f_{c_{k1}}(T_0 + T_p)),$$

$$\dots, \exp(j2\pi f_{c_{k(N-1)}}(T_0 + (N-1)T_p))]^T \quad (25)$$

其中参考时间 $T_0 = 2R_0/c$, R_0 为参考距离, 设置按照距离分辨单元进行调整变化。记 $\Delta T = T - T_0$, 回波信号式(24) 和参考信号式(25) 进行相关运算, 有

$$\text{Corr}(\Delta T) = V_{rec}^T V_{ref}^* = \sum_{n=0}^{N-1} \exp(j2\pi n \Delta f \Delta T) \quad (26)$$

当 $\Delta T = 0$ 时, 相关运算取得最大值 N 。需要指出的是, 相关运算计算比较费时, 不如快速算法如 FFT 效率高。

与此同时, 由于混沌序列易于产生、控制和复制, 尽管序列是混沌的, 具有随机性, 但对于设计者而言却是确定已知的。根据信号设计中定义的双射关系 $c_{km} \leftrightarrow f_{c_{km}}$, 对去载频后的回波信号进行排序存储, 第 n 个存储空间存储子脉冲频率为 $f_{c_{km}} = (n-1)\Delta f$ 的回波信号, 如图 2 所示。这样, 当一组脉冲串回波信号接收完成后, 即可以按照顺序频率步进信号处理的方式进行相应的操作和处理。

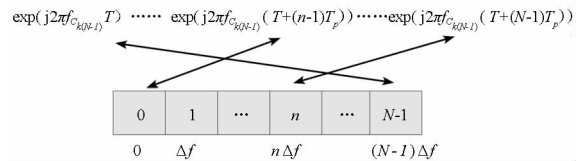


图 2 存储关系映射示意图

Fig. 2 Memory-mapped structure

假设目标由 M 个散射点组成, 径向速度为 v , 则径向距离为 r_m 的散射点, 第 k 组脉冲串第 n 个子脉冲的回波信号采样值为

$$E_{mn} = \gamma_m \exp\left\{j2\pi f_{c_{kn}}\left(\frac{2r_m}{c} - \left(nT_p + \frac{\tau}{2} + \frac{2r_m}{c}\right)\frac{2v}{c}\right)\right\} \quad (27)$$

其中 γ_m 为第 m 个散射点的后向散射率。

按照上述处理流程和方法, 对该回波信号进行排序存储, 目标距离像计算为

$$\begin{aligned} H_l = & \sum_{m=1}^M \sum_{n=0}^{N-1} E_{mn} \exp\left(-j2\pi f_{c_{kn}} \frac{2\Delta r_l}{c}\right) \\ = & \sum_{m=1}^M \sum_{n=0}^{N-1} \gamma_m \exp\left\{j2\pi f_n\left(\frac{2r_m}{c} - \left(k_n T_p + \frac{\tau}{2} + \frac{2r_m}{c}\right)\frac{2v}{c}\right)\right\} \\ & \cdot \exp\left(-j2\pi f_n \frac{2\Delta r_l}{c}\right) \end{aligned} \quad (28)$$

其中, Δr 是信号的距离分辨率(式(19)), l 表示距离分辨单元, $f_n = (n-1)\Delta f$ 表示顺序步进频率序列值, k_n 表示混沌映射频率为 f_n 时的子脉冲发射顺序, 有 $k_n \Delta f = f_n$ 。

由式(28) 可以看出, 当目标径向运动速度 v

$= 0$ 时,回波可按照顺序频率步进信号回波处理方式进行处理。当 $v \neq 0$ 时,由于 k_n 一般不等于 n , 二者的处理方式不同。顺序频率步进信号一般使用 IFFT 方法获得距离像,但混沌随机频率步进信号回波不满足直接 IFFT 运算要求,距离像的获得需按式(28) 相位匹配方法运算得到。当第 l 个距离分辨单元的理论相位值和回波相位匹配时,信号相干叠加,输出峰值。

4 仿真分析

不妨假设信号载频 $f_0 = 10\text{GHz}$,最小频率步进间隔 $\Delta f = 2\text{MHz}$,总步进数 $N = 64$,子脉冲宽 $\tau = 1/\Delta f = 0.5\mu\text{s}$,子脉冲重复周期 $T_p = 10\mu\text{s}$,则信号合成带宽 $\Delta F = 128\text{MHz}$ 。混沌序列通过一维离散混沌映射生成,典型的如 Bernoulli、Kent、Logistic、Piecewise 混沌映射。虽然所有的混沌序列都表现出随机性,但基于不同混沌序列设计的雷达信号性能仍可能表现出较大的差异^[13]。基于此,本文通过上述四种典型混沌映射生成混沌序列,比较分析基于这些混沌序列的随机频率步进信号的性能。

以 Bernoulli 混沌为例,比较分析顺序频率步进信号和基于混沌序列的随机频率步进信号。图 3 为截取的一段 64 点长的混沌序列时序图,单从时序上看,序列行为无规律,具有随机性。对获得的 64 点长序列按照第 1 节中信号生成方式,产生随机频率步进信号,每个子脉冲对应的频率步进系数(最小频率间隔的倍数)和子脉冲顺序关系如图 4 所示(图中圆圈图形),同时也给出了顺序频率步进信号的这一对应关系(图中三角形图形)。从图中不难看出,设计的信号频率变化量原顺序步进的线性关系被打破,而由于混沌序列在其中的影响,这种变化也呈现出一定的随机性,这无疑可以在一定程度上增强信号的抗截获和抗干扰能力。

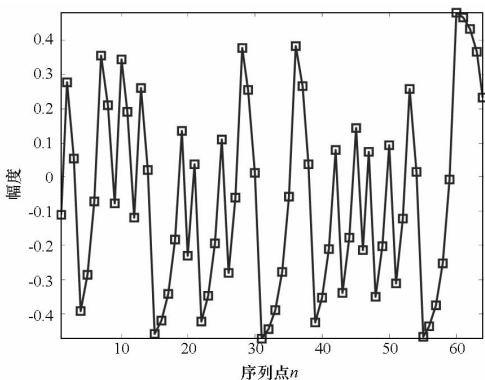


图 3 混沌序列
Fig. 3 Chaotic series

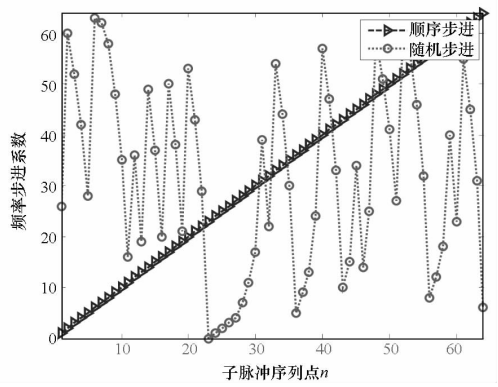
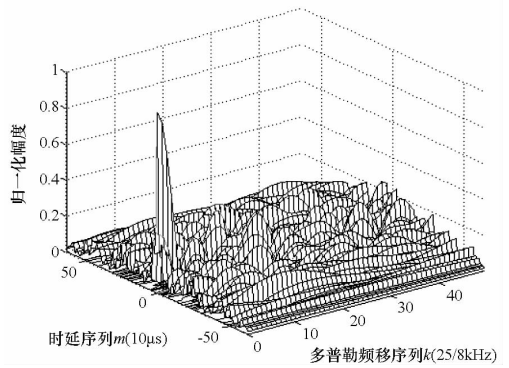
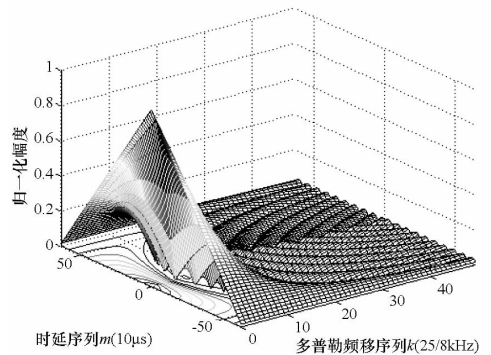


图 4 步进系数
Fig. 4 Stepped coefficient



(a) 混沌随机频率步进信号平均模糊函数



(b) 顺序线性频率步进信号模糊函数

图 5 模糊函数

Fig. 5 Ambiguity function

图 5(a) 给出了基于 Bernoulli 混沌映射序列的随机频率步进信号的平均模糊函数,图 5(b) 为顺序频率步进信号的模糊函数。可以看出,前者具有“图钉型”的模糊函数,相比较而言更接近于理想模糊函数的要求。同时,虽然两信号具有相同的分辨率(第一零点处位置相同),但基于混沌序列的随机频率步进信号模糊函数表现出更低的旁瓣,在抗干扰中具有更明显的优势,这同样是信号混沌随机化带来的好处。需要指出的是,随机跳频信号均具有类似图 5(a) 的模糊函数形状,在此不再绘制比较。

在此基础上,分析不同混沌序列(通过不同混

沌映射产生)对信号性能的影响,并和基于均匀分布、高斯分布随机序列信号进行比较分析。图 6(a)是信号平均自相关,图 6(b)为脉冲串信号平均互相关,可以看出,信号互相关接近于 0,自相关类似于冲击函数,混沌随机步进信号具有准正交性。

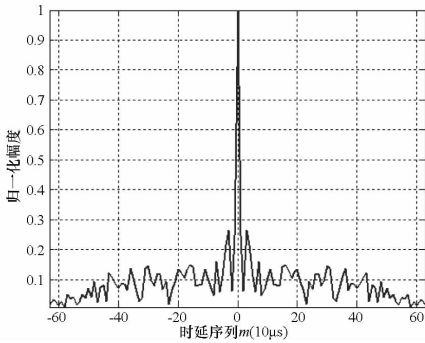
为进一步定量分析,计算信号平均自相关和平均互相关函数的 PSLR(旁瓣峰值比)和 ISLR(积分旁瓣比),定义为^[21]

$$PSLR = 10\lg\left\{\frac{\max_{m \neq 0} [R_s^2(m)]}{R_s^2(0)}\right\} \quad (29)$$

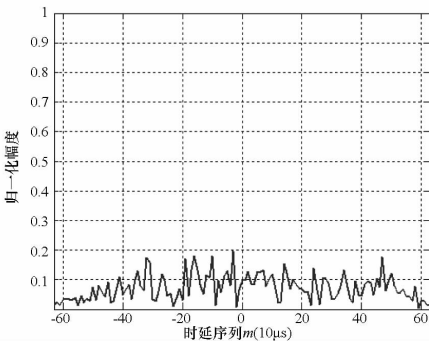
$$ISLR = 10\lg\left\{\sum_{m=-(N-1), m \neq 0}^{N-1} \frac{R_s^2(m)}{R_s^2(0)}\right\} \quad (30)$$

其中 R_s 表示信号的相关函数。分析自相关性能时, $R_s = AR_{xx}$; 分析互相关性能时, $R_s = CR_{xy}$ 。对于自相关函数而言,主瓣能量集中程度越高越好,旁瓣水平越低越好,即 PSLR 和 ISLR 值越小,信号的性能越好;而对于互相关函数而言,PSLR 越接近为 0、同时 ISLR 越大,信号的正交性能越好,表现为平坦的近似为 0 的互相关性。

计算各信号相关函数的 PSLR 和 ISLR 值,结果如表 1,表 2 所示。可以看出,并非所有的混沌序列都适合雷达信号设计使用,基于不同混沌序列的随机步进信号相关性能具有较大的差别。在四类混沌映射中,基于 Bernoulli 混沌映射序列产生的随机频率步进信号具有最佳的性能,自相关性能最佳,同时也具有较好的互相关性能,接近两类完全随机步进信号相关函数性能。然而,相比随机信号,混沌更易产生、控制、复制和使用,因此,在选择较好混沌的基础上,将混沌应用到随机步进雷达信号设计中具有更大优势。



(a) 平均自相关函数



(b) 平均互相关函数

图 6 平均自相关与互相关函数

Fig. 6 Average correlation functions

表 1 信号自相关函数 PSLR 与 ISLR (dB)

Tab. 1 PSLR and ISLR of auto-correlations

	Bernoulli 映射	Kent 映射	Logistic 映射	Piecewise 映射	高斯分布随机序列	均匀分布随机序列
PSLR (dB)	-28.0235	-17.1094	-17.1047	-9.8336	-30.6357	-30.6956
ISLR (dB)	0.8877	5.1560	5.0786	12.0446	-0.1472	-0.1645

表 2 信号互相关函数 PSLR 与 ISLR (dB)

Tab. 2 PSLR and ISLR of cross-correlations

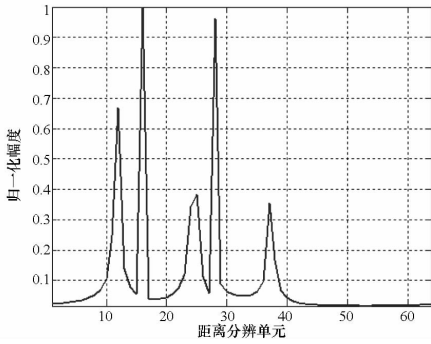
	Bernoulli 映射	Kent 映射	Logistic 映射	Piecewise 映射	高斯分布随机序列	均匀分布随机序列
PSLR (dB)	-0.0784	-0.0562	-0.0646	-0.0475	-0.0864	-0.0661
ISLR (dB)	28.7174	28.4689	28.4346	30.4953	28.6063	28.5586

保持发射信号参数不变,假设雷达目标由 5 个点散射点组成(径向距离依次为 11713.75m, 11718.75m, 11728.75m, 11732.75m, 11743.75m),并假设散射系数在(0,1)上均匀分布。图 7 给出了基于发射顺序步进和混沌(Bernoulli mapped)随机步进信号,目标径向运动速度 20m/s 情况下,通过相位匹配处理方法得到的一维距离像。

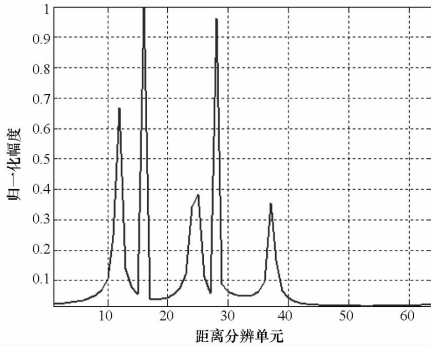
不难看出,(a)、(b)具有近乎相同的形状,均能真实反映出目标散射点的相对位置,验证了本文处理方法的正确性。

5 结论

混沌随机频率步进信号结合了混沌类随机、易于产生、控制的特点和频率步进信号便于工程



(a) 基于发射顺序步进信号



(b) 基于发射混沌 (Bernoulli) 随机步进信号

图7 一维距离像(目标径向速度 20m/s)

Fig. 7 Ranging profile (range velocity 20m/s)

实现和信号处理的优势,在现代雷达系统抗干扰、去距离模糊、降低信号串扰等方面具有较大的应用潜力。相比顺序频率步进信号,信号具有更加理想的模糊函数。另外,不同混沌序列对信号性能的影响也各不相同,主要表现为模糊函数在距离维上旁瓣水平不同,以及信号的互相关性能差异。通过数值仿真,比较基于四种混沌映射和完全随机序列的信号性能,结果发现基于 Bernoulli 混沌序列最接近完全随机序列性能,最适合作为混沌随机频率步进信号使用。一维距离像处理进一步验证了混沌随机步进信号相位匹配处理方法的有效性。

关于信号模糊函数多普勒维性质,以及混沌与信号性能之间的联系,即具有何种特性的混沌更适合作为信号设计使用等一系列问题,值得更深入研究。

参考文献 (References)

[1] 毛二可, 龙腾, 韩月秋. 频率步进雷达数字信号处理[J]. 航空学报, 2001, 22(6): 16-25.
MAO Erke, LONG Teng, HAN Yueqiu. Digital signal processing of stepped frequency radar [J]. Journal of Astronautics, 2001, 22(6): 16-25. (in Chinese)

[2] Gill G S. Step frequency waveform design and processing for detection of moving targets in clutter[C]. IEEE International Radar Conference, 1996: 573-578.

[3] 刘宏伟, 沈福民, 张守宏. 随机序列步进频率信号及处理[J]. 电子科学学刊, 1999, 21(3): 343-348.

LIU Hongwei, SHEN Fuming, ZHANG Shouhong. Random sequence stepped frequency signal and its processing [J]. Journal of Electronics, 1999, 21(3): 343-348. (in Chinese)

[4] 李鸣. 毫米波频率步进雷达前端关键技术研究[D]. 南京: 南京理工大学, 2007.

LI Ming. Key technique research on millimeter stepped frequency radar transmitter[D]. Nanjing: Nanjing University of Science and Technology, 2007.

[5] 刘国岁, 顾红, 苏卫民. 随机信号雷达[M]. 北京: 国防工业出版社, 2005.

LIU Guosui, Gu Hong, SU Weimin. Random signal radar [M]. Beijing: Defense Industry Press, 2005.

[6] Axelsson S R J. Analysis of random step frequency radar and comparison with experiments [J]. IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing, 2007, 45(4): 890-904.

[7] Axelsson S R J. Noise radar using random phase and frequency modulation 2004 [J]. IEEE Trans. on Geo-science and Remote Sensing, 2004, 42(11): 2370-2384.

[8] Deng Y, Hu Y, Geng X. Hyper chaotic logistic phase coded signal and its side-lobe suppression [J]. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, 2010, 46(2): 672-686.

[9] Shen Y, Liu G. Use chaos to generate broadband signals [C]//Part of the SPIE Conference on Intense Microwave Pulse Vol. 1, Orlando, Florida, 1999: 69-73.

[10] Liu G, Shen Y. Ambiguity function of chaotic phase modulated radar signals [C]//IEEE Fourth International Conference on Signal Processing Proceedings, 1998, 2(10): 1574-1577.

[11] Weinberg G V, Alexopoulos A. Examples of a class of chaotic radar signals[R]. AD reports, 2005: 1-37.

[12] Lin F, Liu J. Ambiguity functions of laser based chaotic radar [J]. IEEE Journal of Quantum Electronics, 2004, 40(12): 1732-1738.

[13] Flores B C, Solis E A, Thomas G. Assignment of chaos-based FM signals for range-doppler imaging [J]. IEE pro.-Radar Sonar Nav., 2003, 150(4): 100-111.

[14] Sergio C, Riccardo R, Gianluca S. Chaos-based FM signals: application and implementation issues [J]. IEEE Trans. on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications, 2003, 50(8): 1141-1147.

[15] Sergio C, Riccardo R, Gianluca S. Spectral properties of chaos-based FM signals: theory and simulation results [J]. IEEE Trans. on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications, 2003, 5(1): 3-15.

[16] Yang J, Qiu Z, Nie L, et al. Frequency modulated radar signals based on high dimensional chaotic maps [C]//ICSP 2010 Proceedings, Beijing, October, 2010: 1923-1926.

[17] Harman S A, Fenwick A J, Williams C. Chaotic signals in radar [C]//Proceeding of the 3rd European Radar Conference, Manchester UK, 2006: 49-52.

[18] Yang J, Qiu Z, Li X, et al. Uncertain chaotic behaviors of chaotic-based frequency and phase modulated signals [J]. IET Journal of Signal Processing, 2011, 5(8): 748-756.

[19] Venkatasubramanian V, Leung H. A novel chaos based high resolution imaging technique and its application to through the wall imaging [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2005, 12(7): 528-531.

[20] Phillip E P. Detecting and classifying low probability of intercept radar [M]. Second Edition, Artech House, 2009: 70-71.