多载频类随机相位编码雷达信号设计与特性分析

黄琼丹，李勇，付银娟

（西北工业大学 电子信息学院 机载电子综合信息系统创新实验室，陕西 西安 710072）

摘 要： 基于 OFDM 技术的多频多相编码（multifrequency complementary phase coded，简称 MCPC）宽带雷达信号具有控制简单、生成便利和良好的频谱利用率等优点，已成为雷达信号研究领域的重要发展方向和研究热点。用基于改进型 Logistic 及分段 Logistic 映射的混沌二相码调制 MCPC 信号各载频的相位，把混沌信号类随机的性质引入到 MCPC 信号中，设计出多载频类随机相位编码（multifrequency random-like phase coded，简称 MRPC）雷达信号，并对 MRPC 信号的模糊函数、截获因子、峰均包络功率比（PMEPR）等进行了分析。给出了混沌序列的初值、MRPC 信号的载频数及码元个数对 PMEPR 的影响关系，以便于选择合适的初值、载频数和码元数。仿真结果表明，设计出的新信号既具有 MCPC 信号的优点，又具有类噪声雷达信号图钉型的模糊函数和良好的抗干扰及低截获（LPI）性能，而且分段 Logistic MRPC 信号的性能优于改进型 Logistic MRPC 信号。

关 键 词： 类随机；改进型 Logistic 映射；分段 Logistic 映射；MRPC；模糊函数；PMEPR
中图分类号： TN957 **文献标志码：** A **文章编号：** 1000-2758（2013）06-0947-05

多频多相编码信号（MCPC）是近年来备受关注的一种适用于 OFDM 新体制宽带雷达信号[1]。MCPC 信号由于参数众多、结构灵活，设计要求也相应较高。文献[2]用最小二乘法对 MCPC 信号模糊函数进行综合，使得模糊函数和理想模糊函数之间的误差最小，并对相位编码进行修正，得到更低的 PMEPR；文献[3]使模糊函数在一定区域范围内最接近理想模糊函数，并结合接收信号中目标响应的影响，实现载频能量依据目标响应的自适应分配。这类方法因为计算量大，只适用于载频数较少的情况。文献[4]通过选择合适的相位编码方式和子载频加权因子来降低模糊函数旁瓣和 PMEPR，这类方法实现较容易，但编码方式存在明显规律性，使得模糊图出现距离-多普勒耦合，并降低了雷达的 LPI 性能。文献[5]结合 MCPC 及频率步进信号的特点，提出多频多相编码频率步进雷达信号，这种信号有较高的距离分辨力，但存在距离-多普勒耦合的缺陷。

混沌系统对初值极端敏感，可方便地产生数量众多、非相关、类随机而又确定可再生的信号。这种信号模糊图呈图钉型，有良好的抗干扰能力和低截获性能。基于混沌的雷达信号设计已取得了不少成果[6]。

本文分别用改进型 Logistic 及分段 Logistic 混沌二相码调制 MCPC 信号各载频的相位，把混沌信号类随机的性质引入到 MCPC 信号中，得到多载频类随机相位编码（MRPC）雷达信号。在对 MRPC 信号的模糊函数、截获因子、PMEPR 进行分析的同时对改进型 Logistic MRPC 信号和分段 Logistic MRPC 信号性能做了对比，并给出了混沌初值、载频数及码元数对 PMEPR 的影响关系。

1 MCPC 信号形式和结构

单脉冲 MCPC 信号复包络 $f(t)$ 表达式为：

收稿日期： 2013-03-12 **基金项目：** 航空科学基金（20112053018）与航空电子系统射频综合仿真航空科技重点实验室联合资助。
作者简介： 黄琼丹（1979—），女，西北工业大学博士研究生，主要从事雷达信号设计与处理技术的研究。

$$f(t) = \begin{cases} \sum_{n=1}^{N} \omega_n s_n(t) \exp\left(j2\pi\left(n - \frac{N+1}{2}\right)\Delta f t\right), & 0 \leqslant t \leqslant Mt_b \\ 0 & t < 0, t > Mt_b \end{cases} \quad (1)$$

式中:

$$s_n(t) = \sum_{m=1}^{M} a_{n,m} s[t - (m-1)t_b] \quad (2)$$

N 为子载波个数,M 为每个子载波的码元个数,$a_{n,m} = e^{j\phi_{n,m}}$ 为第 n 个子载波中第 m 个码元的相位编码,$|a_{n,m}| = 1$,$s(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leqslant t < t_b \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$,$t_b$ 为码元时宽,Δf 为载频间隔,为最小限度地保证各载频之间的正交性,$\Delta f = 1/t_b$。ω_n 为第 n 个载频上的复加权因子,$\omega_n = |\omega_n| e^{j\theta_n}$,$|\omega_n|$ 为频率加权幅度,θ_n 为频率加权相位。MCPC 信号结构示意图如图 1 所示。

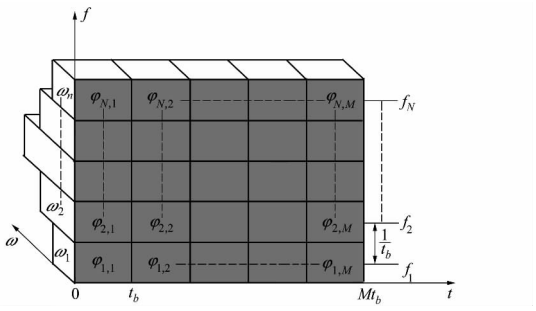


图 1 MCPC 信号结构示意图

2 基于混沌映射的多载频类随机相位编码雷达信号设计

本文采用改进型 Logistic 及分段 Logistic 混沌二进制序列作为 MCPC 信号的二相编码序列,得到的新信号分别简称为 MRPC-IMPLogistic 信号和 MRPC-PWLogistic 信号。改进型 Logistic 映射及分段 Logistic 映射[7] 的数学表达式分别为:

$$x_{n+1} = 1 - 2x_n^2 \quad x_n \in [-1, 1] \quad (3)$$

$$x_{n+1} = \begin{cases} 4 \times \mu \times x_n \times (0.5 - x_n), & 0 \leqslant x_n < 0.5 \\ 1 - 4 \times \mu \times (x_n - 0.5) \times (1 - x_n), & 0.5 \leqslant x_n \leqslant 1 \end{cases} \quad (4)$$

式中:$3.569\,946\cdots \leqslant \mu \leqslant 4$。用门限比较量化的方法将迭代产生的十进制混沌信号转化为二进制序列。设 c_n 为量化后二进制码,x_n 为原始十进制信号。

$$\begin{cases} c_n = 1, & x_n \geqslant \bar{x}; \\ c_n = -1, & x_n < \bar{x} \end{cases} \quad n = 0, 1, 2, \cdots \quad (5)$$

式中:$\bar{x}$ 表示混沌序列的均值。用混沌映射产生 $L = N \times M$ 个混沌二相码,依据自相关性最大准则,在不同初值决定的二相码中选取主旁瓣比最大的码$\{c_1, c_2, c_3, \cdots c_L\}$ 作为 MCPC 雷达信号的二相编码序列,设 MCPC 信号的相位编码集为 $\phi_{i,k}$,$i = 1, 2, \cdots N$; $k = 1, 2, \cdots M$,按如下关系对 MCPC 各载频的相位进行调相:

$$\phi_{i,k} = c_{M(i-1)+k} \quad (6)$$

从而得到多载频类随机相位编码雷达信号(MRPC)。由模糊函数的定义:

$$\chi(\tau, v) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) f^*(t + \tau) \exp(j2\pi v t)\, dt \quad (7)$$

将(1)式、(2)式代入到(7)式,有:

$$\chi(\tau, v) = \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{n=1}^{N} \omega_n s_n(t) \exp\left(j2\pi\left(n - \frac{N+1}{2}\right)\Delta f t\right) \times \sum_{k=1}^{N} \omega_k^* s_k^*(t + \tau) \exp\left[-j2\pi\left(k - \frac{N+1}{2}\right)\Delta f(t + \tau)\right] \times \exp(j2\pi v t)\, dt =$$

$$\sum_{n=1}^{N} \sum_{k=1}^{N} \omega_n \omega_k^* \exp\left(-j2\pi\left(k - \frac{N+1}{2}\right)\Delta f \tau\right) \times \int_{-\infty}^{\infty} s_n(t) s_k^*(t + \tau) \exp(j2\pi(n - k)\Delta f t + j2\pi v t)\, dt \quad (8)$$

可以把(8)式分为 $n = k$ 的部分($\chi_{auto}(\tau, v)$)及 $n \neq k$ 的部分($\chi_{cross}(\tau, v)$)之和:

$$\chi(\tau, v) = \chi_{auto}(\tau, v) + \chi_{cross}(\tau, (n - k)\Delta f + v) \quad (9)$$

$$\chi_{auto}(\tau, v) = \sum_{\substack{n=1 \\ n=k}}^{N} |\omega_n|^2 \exp\left(-j2\pi\left(n - \frac{N+1}{2}\right)\Delta f \tau\right) \chi_n(\tau, v) \quad (10)$$

$$\chi_{cross}(\tau, v) = \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq k}}^{N} \sum_{k=1}^{N} \omega_n \omega_k^* \exp\left(-j2\pi\left(k - \frac{N+1}{2}\right)\Delta f \tau\right) \chi_{n,k}(\tau, v) \quad (11)$$

$\chi_{auto}(\tau, v)$ 为模糊函数的主要部分;$\chi_{cross}(\tau, v)$ 为邻道干扰,对模糊函数贡献较小[5]。

$$\chi_n(\tau, v) = \int_{-\infty}^{+\infty} s_n(t) s_n^*(t + \tau) \exp(j2\pi v t)\, dt \quad (12)$$

为 $s_n(t)$ 的自模糊函数。

$$\chi_{n,k}(\tau,v)=\int_{-\infty}^{+\infty}s_n(t)\,s_k^*(t+\tau)\exp(\mathrm{j}2\pi(n-k)\Delta ft+\mathrm{j}2\pi vt)\,\mathrm{d}t \tag{13}$$

为 $s_n(t)$ 和 $s_k(t)$ 的互模糊函数。根据文献[8],令 $i=\left[\frac{\tau}{t_b}\right]$,可得到 $\chi(\tau,v)$ 的最终表达式为:

$$\begin{aligned}\chi(\tau,v)=&\sum_{\substack{n=1\\n=k}}^{N}|\omega_n|^2\exp\cdot\left(-\mathrm{j}2\pi\left(n-\frac{N+1}{2}\right)\Delta f\tau\right)\times\\&\sum_{q=-(M-1)}^{M-1}\chi_s(\tau-qt_b,v)\sum_{m=1}^{M-|q|}a_{n,m}a_{n,m+q}^*\exp(\mathrm{j}2\pi vmt_b)+\\&\sum_{n=1}^{N}\sum_{\substack{k=1\\k\neq n}}^{N}\omega_n\omega_k^*\exp\left(-\mathrm{j}2\pi\left(k-\frac{N+1}{2}\right)\Delta f\tau\right)\times\\&\sum_{q=i}^{i+1}\chi_s(\tau-qt_b,(n-k)\Delta f+v)\times\\&\sum_{m=1}^{M}a_{n,m}a_{k,m+q}^*\exp(\mathrm{j}2\pi vmt_b)\end{aligned} \tag{14}$$

式中:

$$\chi_s(\tau,v)=\begin{cases}\exp[\mathrm{j}2\pi v(t_b-\tau)]\,S_a[\pi v(t_b-|\tau|)]\cdot\left(1-\dfrac{|\tau|}{t_b}\right) & |\tau|\leqslant t_b\\ 0, & |\tau|>t_b\end{cases} \tag{15}$$

为 $s(t)$ 的模糊函数,$S_a(t)=\dfrac{\sin t}{t}$。

3　仿真结果分析

3.1　MRPC 信号的模糊函数和自相关特性

设雷达信号的参数为: 子载波数 $N=6$,编码长度 $M=20$,$t_b=1$ ms,$\omega_n=1$,采样率 $f_s=20$ kHz,混沌初值为 0.27(混沌序列值为经过 200 次预迭代后所取),由(14)式可画出 MRPC-IMPLogistic 及 MRPC-PWLogistic 雷达信号模糊图如图 2、3 所示。相同指标下的循环移位互补 P4 码(COCS-P4) MCPC 信号[1] 模糊图如图 4 所示,这 3 种信号的自相关如图 5 所示。

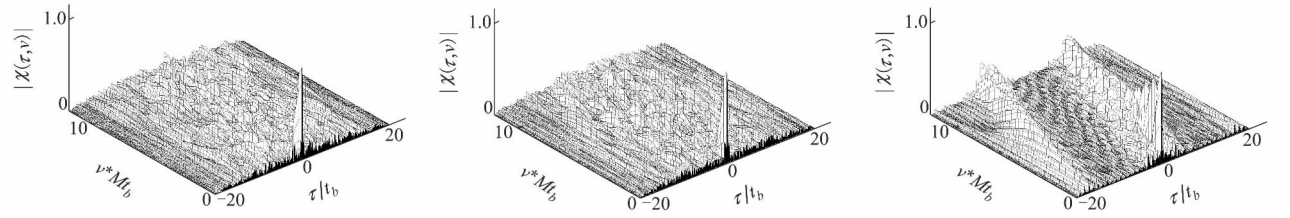


图 2　MRPC-IMPLogistic 雷达信号模糊图　图 3　MRPC-PWLogistic 雷达信号模糊图　图 4　COCS-P4 MCPC 雷达信号模糊图

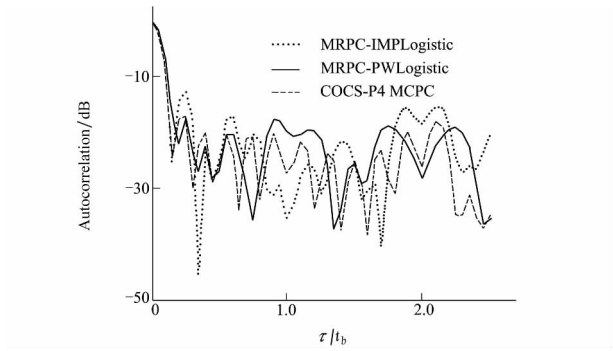


图 5　3 种信号的自相关

从模糊图可看出,由于相位随机性的引入,MRPC 信号模糊函数形状接近理想图钉型,而 COCS-P4 MCPC 信号存在较为严重的距离-多普勒耦合现象。

MRPC-PWLogistic 信号自相关性能在初值相同的情况下优于 MRPC-IMPLogistic 信号而略逊于 COCS-P4 MCPC 信号,但 MRPC 二相码比 COCS-P4 MCPC 多相码更易于产生和处理,且随着载频数的增加,混沌序列随之变长,MRPC 信号自相关性能将得到进一步改善。

3.2　LPI 特性分析

雷达信号截获概率因子可写为 $\alpha=A\sqrt{\dfrac{1}{TB}}$,$A$ 是与雷达和侦察接收机有关的参数。TB 为信号的时宽带宽积。截获概率主要取决于信号时宽带宽积 TB,TB 越大,α 越小,LPI 性能越好。MRPC 信号的带宽 $B=N/t_b$,时宽 $T=Mt_b$,时宽带宽积 $TB=N\times M$,

截获因子 $\alpha = A\sqrt{\frac{1}{N \times M}}$。可见，MRPC 信号的载频数和码元数目越大，LPI 性能越好，而且混沌序列的类随机性，也增加了调制的复杂度，提高了敌方截获和识别的难度，从而有更好的 LPI 性能。

3.3 MRPC 信号的 PMEPR

信号 $f(t)$ 在持续时间 T 内的峰均包络功率比(PMEPR)定义为:

$$PMEPR = \frac{P_{\text{peak}}}{P_{\text{mean}}} = \frac{[\max_{t\in[0,T]}\{|f(t)|\}]^2}{\frac{1}{T}\int_0^T |f(t)|\,\mathrm{d}t} \quad (16)$$

正弦信号在一个周期内的 PMEPR 约为 2。多载频雷达信号包络起伏较大，具有较高的 PMEPR，且 PMEPR 会随着载波数 N 的增加而增大[1]。较高的 PMEPR 提高了对功率放大器线性度和雷达系统动态范围的要求。载频初相加权的方法对 MRPC 信号的 PMEPR 没有改善作用，而当频率加权幅度 $|\omega_n|$ 取为常用窗函数的平方根时，可减小信号包络峰值之间的波动，从而减小 PMEPR。各种窗函数对上述指标产生的 3 种信号 PMEPR 的影响如表 1 所示，从表 1 可以看出 MRPC-PWLogistic 信号 PMEPR 优于其他 2 种信号。

表 1 载频幅度加权对 PMEPR 的影响

信号类型	未加权	海明窗	汗宁窗	布莱克曼窗
MRPC-IMP Logistic	6.00	5.32	4.64	4.34
COCS-P4 MCPC	4.78	4.63	4.38	4.12
MRPC-PWLogistic	3.00	2.85	2.66	2.48

3.4 混沌序列初值、载波数 N 及码元数 M 对 PMEPR 的影响

不同的载波数 N、码元数 M 及混沌序列的初值对 PMEPR 都有影响。图 6 给出了混沌序列的初值以 0.05 的步长从 -1 变化到 +1 时 MRPC-PWLogistic 信号 PMEPR 的最小值随 N 和 M 变化的结果图(MRPC-IMPLogistic 信号有类似结果)。

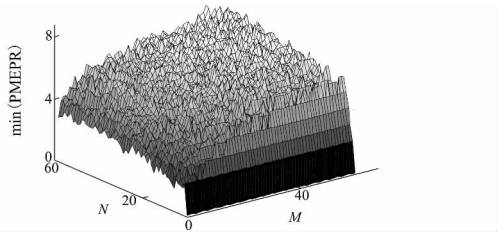


图 6 混沌初值、N、M 和 PMEPR 的关系

从图 6 可以看出，PMEPR 最小值变化的大体趋势随 N 的增大而增大，但远小于最坏的情况 N[1]。可以从 PMEPR 变化图选择合适的 N、M 及初值，使得信号本身具有较小的 PMEPR，然后再用降低 PMEPR 的其他方法[2]，进一步降低信号的 PMEPR。

4 结 论

本文把混沌信号类随机的性质引入到 MCPC 信号中，设计出基于改进型 Logistic 映射及分段 Logistic 映射的 MRPC 信号，对这 2 种信号的模糊函数、截获因子、PMEPR 进行分析的同时对这 2 种信号的性能做了对比。给出了混沌初值和载频数及码元个数对 PMEPR 的影响关系，以便于 MRPC 信号参数的合理选择。MRPC 信号结合了 MCPC 信号和类噪声雷达信号的优点，具有图钉型的模糊函数，有效克服了 COCS-P4 MCPC 信号距离-多普勒耦合现象，其大的时宽带宽积、复杂的调制形式、类噪声的特点，使雷达的抗干扰能力 LPI 性能得到了增强，而且 MRPC-PWLogistic 信号的性能优于 MRPC-IMPLogistic 信号。

参考文献:

[1] Levanon N. Multifrequency Complementary Phase-Coded Radar Signal. IEE Proceedings on Radar, Sonar Navigation, 2000, 147(6): 276-284

[2] Sebt M A, Sheikhi A, Nayebi M M. Orthogonal Frequency-Division Multiplexing Radar Signal Design with Optimized Ambiguity Function and Low Peak-to-Average Power Ratio. IET Radar, Sonar and Navigation. 2009, 3(2): 122-132

[3] Satyabrata Sen, Arye Nehorai. Adaptive Design of OFDM Radar Signal with Improved Wideband Ambiguity Function. IEEE Trans on Signal Processing, 2010, 58(2): 928-933

[4] Levanon N. Multicarrier Radar Signals with Low Peak-to-Mean Envelope Power Ratio. IEE Proceedings on Radar, Sonar Navigation, 2003, 150(2): 71-77

[5] 霍凯,姜卫东. 一种新的 OFDM 相位编码频率步进雷达信号及其特性. 电子与信息学报, 2011,33(3): 677-683
Xue Kai, Jiang Weidong. A New OFDM Phase-Coded Stepped-Frequency Radar Signal and Its Characteristic. Journal of Electronics & Information Technology, 2011,33(3): 677-683 (in Chinese)

[6] 尹冰之,李瑞克. 混沌序列的多载频相位编码雷达信号. 计算机与数学工程, 2012, 40(7): 22-24
Yin Bingzhi, Li Ruike. Multi-Carrier Phase Codee Radar Signal of Chaotic Sequence. Computer & Digital Engineering, 2012, 40(7): 22-24 (in Chinese)

[7] 范九伦,张雪峰. 分段 Logistic 混沌映射及其性能分析. 电子学报, 2009, 37(4): 720-725
Fan Jiulun, Zhang Xuefeng. Piecewise Logistic Chaotic Map and Its Performance Analysis. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(4): 720-725 (in Chinese)

[8] 邓斌. 多载频相位编码雷达信号设计与处理技术研究 [硕士学位论文]. 长沙: 国防科学技术大学,2011
Deng Bin. Research on the Signal Designing and Processing of Multi-Carrier Phase Coded Radar. Master Degree Dissertation, Changsha: National University of Defense Technology, 2011 (in Chinese)

A New Multi-Frequency Random Phase Code Radar Signal Designing Method

Huang Qiongdan, Li Yong, Fu Yinjuan

(Department of Electronics Engineering, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: We propose what we believe to be a new multi-frequency random phase code (MRPC) radar signal designing method. Its core consists of: (1) we use the chaotic biphased code based on the improved Logistic mapping and the piecewise Logistic mapping to modulate the phase of the multi-carrier phase code (MCPC) radar signal; (2) we introduce the quasi-random properties of a chaotic signal into the MCPC radar signal and design the MRPC radar signal, whose ambiguity function, interception factor and peak-to-mean envelope power ratio (PMEPR) is then analyzed; (3) to select the initial value of the chaotic sequence of the MRPC radar signal, the number of its frequency carriers and the number of its phase-modulated bits, we present their influence on the PMEPR. The simulation results, given in Figs.2 through 6, and their analysis show preliminarily that: (1) the new MRPC radar signal we thus designed keeps the strong points of the MCPC radar signal, has the thumbtack function of the quasi-noise radar signal and the excellent anti-jamming and LPI performances; (2) the piecewise Logistic MRPC radar signal has a better performance of these kinds than the improved one.

Key words: autocorrelation, design, mapping, signal processing, radar; ambiguity function, improved Logistic mapping, multi-frequency random phase code (MRPC), peak-to-mean envelope power ratio (PMEPR), piecewise Logistic mapping, radar signal