

# 一种新的混沌编码脉压雷达信号

俞 杰,郝永刚,任 勇,山秀明

(清华大学电子工程系,北京 100084)

摘 要: 本文研究了一种新型混沌编码的脉冲位置和相位复合调制的脉冲压缩雷达信号. 为了求解这种雷达信号的平均模糊函数,本文还提出了一种基于傅立叶变换的新方法. 理论和仿真的结果都表明,这种雷达信号不但具有好的距离和速度分辨力,同时还具有优异的“隐身”能力和对抗敌方积极干扰的能力.

关键词: 混沌序列; 脉冲压缩雷达信号; 平均模糊函数; 脉冲位置和相位复合调制

中图分类号: TN958 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112 (2001) 12-1705-02

## A New Chaotic-Coded Pulse Compression Radar Signal

YU Jie, HAO Yong-gang, REN Yong, SHAN Xiu-ming

(Dept of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: In this paper, a new Chaotic Pulse Position and Phase Coded Pulse Compression Radar (CPPPC-PCR) signal is studied. The Average Ambiguity Function (AAF) of CPPPC-PCR signal is investigated, especially a new method based on the Fourier Transform for deduction is proposed. Theory and simulation results show that this new radar signal possesses high range-velocity resolution, and at the same time it owns excellent low probability of interception and anti-jamming capability.

Key words: chaotic sequence; pulse compression radar signal; average ambiguity function; pulse position and phase modulation

### 1 引言

电子技术的发展对现代雷达系统在有效作用距离、分辨力、测量精度以及电子对抗等诸多方面提出越来越高的要求. 脉冲压缩雷达信号具有大时宽带宽积, 因此可能获得比较好的距离和速度测量的折中效果<sup>[1,2]</sup>; 并且, 脉压技术降低了雷达信号检测所需的单脉冲信噪比, 从而加大雷达的有效作用距离. 雷达的隐身能力即雷达的低截获概率 (LPI) 是雷达抗干扰 (ECCM) 能力的重要指标之一<sup>[3]</sup>, 实现 LPI 要求雷达具有超低副瓣天线和大时宽带宽积的编码信号. 混沌系统的内在随机性使得混沌编码的脉冲压缩雷达信号可能是雷达实现 LPI 的最佳波形. 另外, 混沌具有初值敏感性, 通过改变初值, 可以得到数量巨大的具有优异相关性能的序列集<sup>[4,5]</sup>. 而采用脉冲位置与脉冲相位复合调制的雷达信号, 不但继承了单一相位调制的雷达信号所具有的好的距离与速度分辨力的优点, 同时, 还可以通过混沌编码和脉冲位置调制来增强雷达抗干扰的能力. 因此, 这种雷达信号具有广阔的应用前景.

模糊函数是 Woodward 最先提出的<sup>[6]</sup>, 它的定义式与傅立叶变换有相似性, 本文提出了一种基于傅立叶时域卷积定理的新的求解方法, 并给出了雷达平均模糊函数的解析表达式.

### 2 混沌编码的脉冲压缩雷达信号分析

#### 2.1 雷达信号的数学模型

混沌编码的脉冲位置和相位复合调制的脉冲压缩雷达信号  $x(t)$  可用下式表示:

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{M}} \frac{1}{\sqrt{NT_r}} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} B_n D_{nl} U(t - mT_{mac} - nT_r - lT) \quad (1)$$

其中,  $U(t)$  表示一个宽度为  $T_p$  的子脉冲函数,  $U(t) =$

$$\begin{cases} 1, 0 \leq t \leq T_p \\ 0, \text{其它} \end{cases}, T_r \text{ 为子脉冲的重复周期, 因此 } T_p/T_r \text{ 是子脉冲的占空比, 为进行脉冲位置调制, 须有 } T_p/T_r < 1; T_{mac} \text{ 为宏脉冲重复周期, 而且一个宏脉冲内包含 } N \text{ 个子脉冲; } T \text{ 是脉冲位置调节的最小位移量, 脉冲位置调节范围设为 } L \cdot T; M \text{ 为观测时间内的宏脉冲重复周期数; } B_n, D_{nl} \text{ 分别由两个不同的混沌序列 } \{B_n\} \text{ 和 } \{C_n\} \text{ 得到. 在本文中 } \{B_n\} \text{ 是由 Logistic 映射产生的二值序列, 用于调制脉冲相位; 而 } \{C_n\} \text{ 是由 Chebyshev 映射产生的四值序列, 用于调制脉冲位置, 并且 } D_{nl} = \begin{cases} 1, C_n = l \\ 0, C_n = i \end{cases}$$

#### 2.2 雷达信号的平均模糊函数

由于混沌信号具有似随机性, 根据库泊定义, 其平均模糊函数为

$$A(\tau, \nu) = k^2 \left| \int_{-\infty}^{+\infty} E\{x(t)x^*(t+\tau)W(t)\exp(j2\pi\nu t)\} dt \right|^2 \quad (2)$$

其中,  $k^2$  是归一化常数,  $W(t)$  为观测时间,  $E\{\cdot\}$  表示取数学期望,  $x^*(t)$  表示对  $x(t)$  取共轭.

将式(1)代入式(2), 得到

$$A(\tau, \nu) = \frac{1}{(MNT_r)^2} \sum_{m_1=0}^{M-1} \sum_{m_2=0}^{M-1} \sum_{n_1=0}^{N-1} \sum_{n_2=0}^{N-1} \sum_{l_1=0}^{L-1} \sum_{l_2=0}^{L-1} E(B_{n_1} B_{n_2} B_{n_3} B_{n_4} D_{n_1 l_1} D_{n_2 l_2} D_{n_3 l_3} D_{n_4 l_4}) \times U(t_1 - m_1 T_{mac} - n_1 T_r - l_1 T) \times U(t_1 + m_2 T_{mac} - n_2 T_r - l_2 T) \times U(t_2 - m_3 T_{mac} - n_3 T_r - l_3 T) \times U(t_2 + m_4 T_{mac} - n_4 T_r - l_4 T) \times \exp\{j2\pi\nu(t_1 - t_2)\} dt_1 dt_2 \quad (3)$$

收稿日期: 2000-09-25; 修回日期: 2001-03-05

### 3 模糊函数的求解

如果设  $U_i(t) = \sum_{m_i=0}^{M-1} U(t - m_i T_{mac} - n_i T_r - l_i T)$ , 且  $UU_i(t)$  为  $U_i(t)$  在整个实数域上的周期性延拓, 周期为  $MNT_r$ . 另外, 设窗函数为  $r(t) = u(t) - u(t - MNT_r)$ . 并且注意到数学期望项与时间无关, 可以将式 (4) 变为

$$A(\omega) = E(B_{n_1} B_{n_2} B_{n_3} B_{n_4} D_{n_1 l_1} D_{n_2 l_2} D_{n_3 l_3} D_{n_4 l_4}) \cdot Q_1 Q_2 \quad (4)$$

$n_1=0, n_2=0, n_3=0, n_4=0, l_1=0, l_2=0, l_3=0, l_4=0$

其中  $Q_1 = \int_{-\infty}^{\infty} UU_1(t) \times UU_2(t + \tau) \times r(t) \times \exp(j2\pi t\tau) dt$ ,  
 $Q_2 = \int_{-\infty}^{\infty} UU_3(t) \times UU_4(t + \tau) \times r(t) \times \exp(-j2\pi t\tau) dt$

令  $F_{UU_i}(\omega), R(\omega)$  分别为  $UU_i(t)$  和  $r(t)$  ( $i=1, 2, 3, 4$ ) 的傅立叶变换. 不难看出,  $UU_i(t)$  实际上就是一个定义在整个实数域上, 周期为宏脉冲重复周期  $T_{mac} = NT_r$ , 脉冲宽度为  $T_p$ , 并且在正时间轴上第一个脉冲的起始时刻为  $(n_i T_r + l_i T)$  的周期性脉冲信号. 因此它的傅立叶变换为

$$F_{UU_i}(\omega) = \frac{2T_p}{NT_r} \exp[-j2\pi(n_i T_r + l_i T + \frac{T_p}{2})\omega] \cdot \sum_{g=-\infty}^{\infty} Sa(\frac{gT_p}{NT_r}) (\frac{g}{NT_r}) \quad (5)$$

并且  $r(t)$  的傅立叶变换为

$$R(\omega) = MNT_r Sa(\frac{\omega}{MNT_r}) e^{-j\omega MNT_r} \quad (6)$$

根据傅立叶变换的时域卷积定理, 可得

$$Q_1 = [F_{UU_1}(\omega) \otimes R(\omega)] \otimes [F_{UU_2}(\omega) e^{-j2\pi\omega MNT_r}] \quad (7)$$

$$Q_2 = [F_{UU_3}(\omega) \otimes R(\omega)] \otimes [F_{UU_4}(\omega) e^{j2\pi\omega MNT_r}] \quad (8)$$

从而, 根据类似的推导可以得到雷达信号的平均模糊函数

$$A(\omega) = (\frac{T_p}{NT_r})^4 \sum_{g_1=-\infty}^{\infty} \sum_{g_2=-\infty}^{\infty} \sum_{g_3=-\infty}^{\infty} \sum_{g_4=-\infty}^{\infty} Sa(\frac{g_1 T_p}{NT_r}) Sa(\frac{g_2 T_p}{NT_r}) \cdot Sa(\frac{g_3 T_p}{NT_r}) Sa(\frac{g_4 T_p}{NT_r}) \times Sa[\frac{\omega}{MNT_r}(\frac{g_1}{NT_r} + \frac{g_2}{NT_r} + \frac{g_3}{NT_r} - \frac{g_4}{NT_r})] \times \exp[-j\omega MNT_r(\frac{g_1}{NT_r} + \frac{g_2}{NT_r} + \frac{g_3}{NT_r} + \frac{g_4}{NT_r})] \times \exp[-j\omega T_p(\frac{g_1 + g_2 + g_3 + g_4}{NT_r})] \times \exp[j2\pi(\frac{g_1 + g_3}{NT_r})\omega] \cdot \frac{\exp[-j2\pi(\frac{g_1 + g_2 + g_3 + g_4}{N})\omega] - 1}{\exp[-j2\pi(\frac{g_1 + g_2 + g_3 + g_4}{N})\omega] - 1} \cdot \frac{\exp[-j2\pi(\frac{g_1 + g_2 + g_3 + g_4}{NT_r})\omega] - 1}{\exp[-j2\pi(\frac{g_1 + g_2 + g_3 + g_4}{NT_r})\omega] - 1} + \frac{\exp[-j2\pi(\frac{g_1 + g_2}{N})\omega] - 1}{\exp[-j2\pi(\frac{g_1 + g_2}{N})\omega] - 1} \frac{\exp[-j2\pi(\frac{g_1 + g_2}{NT_r})\omega] - 1}{\exp[-j2\pi(\frac{g_1 + g_2}{NT_r})\omega] - 1} + \frac{\exp[-j2\pi(\frac{g_3 + g_4}{N})\omega] - 1}{\exp[-j2\pi(\frac{g_3 + g_4}{N})\omega] - 1} \frac{\exp[-j2\pi(\frac{g_3 + g_4}{NT_r})\omega] - 1}{\exp[-j2\pi(\frac{g_3 + g_4}{NT_r})\omega] - 1}$$

$$+ \frac{\exp[-j2\pi(\frac{g_1 + g_3}{N})\omega] - 1}{\exp[-j2\pi(\frac{g_1 + g_3}{N})\omega] - 1} \frac{\exp[-j2\pi(\frac{g_1 + g_3}{NT_r})\omega] - 1}{\exp[-j2\pi(\frac{g_1 + g_3}{NT_r})\omega] - 1} + \frac{\exp[-j2\pi(\frac{g_2 + g_4}{N})\omega] - 1}{\exp[-j2\pi(\frac{g_2 + g_4}{N})\omega] - 1} \frac{\exp[j2\pi(\frac{g_2 + g_4}{NT_r})\omega] - 1}{\exp[j2\pi(\frac{g_2 + g_4}{NT_r})\omega] - 1} + \frac{\exp[-j2\pi(\frac{g_1 + g_4}{N})\omega] - 1}{\exp[-j2\pi(\frac{g_1 + g_4}{N})\omega] - 1} \frac{\exp[-j2\pi(\frac{g_1 + g_4}{NT_r})\omega] - 1}{\exp[-j2\pi(\frac{g_1 + g_4}{NT_r})\omega] - 1} + \frac{\exp[-j2\pi(\frac{g_2 + g_3}{N})\omega] - 1}{\exp[-j2\pi(\frac{g_2 + g_3}{N})\omega] - 1} \frac{\exp[-j2\pi(\frac{g_2 + g_3}{NT_r})\omega] - 1}{\exp[-j2\pi(\frac{g_2 + g_3}{NT_r})\omega] - 1} \quad (9)$$

### 4 数值仿真及讨论

通过图 1 中 (a) 与 (b) 的对比, 可以看出混沌编码的脉冲位置与相位复合调制的雷达信号相对单独调制脉冲相位的雷达信号具有更为优异的探测性能. 具体表现为 (a) 具有更近似于理想“图钉形”的平均模糊函数, 即在整个平面内, (a) 具有更低旁瓣, 特别是具有更低的多普勒旁瓣. 因此这种复合调制的雷达信号能有效的消除雷达的测速模糊, 同时实现无模糊的距离与速度测量.

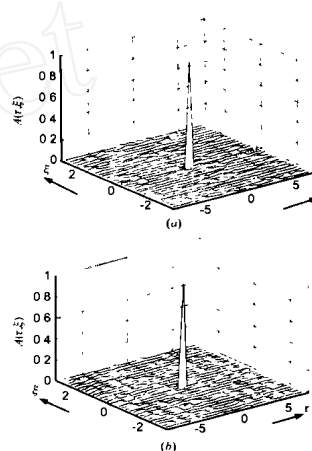


图 1 两种混沌编码的雷达信号的平均模糊函数图 ( $M=1, N=63$ ). (a) 混沌编码的脉冲位置与相位复合调制的脉冲雷达信号 ( $L=4$ ); (b) 混沌编码的相位调制的脉冲雷达信号 ( $L=1$ )

#### 参考文献:

- [ 1 ] Skolnik M I. Introduction to Radar Systems [M]. New York:McGraw-Hill, 1962.
- [ 2 ] Eaves J L, Reedy E K. Principles of Modern Radar [M]. New York:V N R Company, 1987.
- [ 3 ] Dillard R A. Detectability of spread-spectrum signals [J]. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, 1979, AES-15: 525 - 537.
- [ 4 ] Bateni G H, McGillem C D. A chaotic direct-sequence spread-spectrum communication systems [J]. IEEE Trans. on Communications, 1994, 42 (2/3/4): 1524 - 1527.
- [ 5 ] Kohda T, Tsuneda A. Pseudonoise sequence by chaotic nonlinear maps and their correlation properties [J]. IEICE Transactions on communication, 1993, E76-B(8): 855 - 862.
- [ 6 ] Woodward P M. Probability and Information Theory with Applications to Radar [M]. New York:McGraw-Hill, 1953.

#### 作者简介:

俞杰男, 1976年8月出生于上海. 1999年本科毕业于清华大学电子工程系, 并于同年升入清华大学电子工程系通信与信息系统专业攻读硕士学位. 现为IEEE学生会员. 主要方向是混沌在脉冲压缩雷达中的应用, 此外, 对于混沌扩频通信也很感兴趣.