

一种新的 OFDM 相位编码频率步进雷达信号及其特性

霍凯* 姜卫东 黎湘 毛钧杰

(国防科学技术大学电子科学与工程学院 长沙 410073)

摘要: OFDM相位编码脉冲雷达体制具有很多良好的性质,但工程实现上存在着一些的技术挑战,其中之一就是瞬时带宽等于信号的总带宽,当信号带宽很大时对接收设备提出了很高的要求。针对这个问题,该文提出了一种 OFDM相位编码频率步进的新雷达信号,其核心思想是通过载频的频率步进,利用多个带宽较小的OFDM相位编码脉冲组成一个脉冲串,合成大的带宽。在推导这种新雷达信号的模糊函数的基础上,着重分析了信号的距离高分辨特性和多普勒特性,通过比较得出结论:OFDM相位编码频率步进信号能有效实现距离高分辨,其多普勒敏感度介于OFDM相位编码和步进频信号之间。

关键词: 频率步进雷达; 正交频分复用; 相位编码; 模糊函数; 高分辨距离像

中图分类号: TN958.3

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2011)03-0677-07

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2010.00532

A New OFDM Phase-coded Stepped-frequency Radar Signal and Its Characteristic

Huo Kai Jiang Wei-dong Li Xiang Mao Jun-jie

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

Abstract: Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (OFDM) phase-coded radar has many prominent properties. However, there are some technical challenges on engineering realization, one of which is that instantaneous bandwidth is equal to the total bandwidth and large bandwidth leads to high requirement of the radar receiving technique. Aiming at this problem, a new radar signal named OFDM Phase-Coded Stepped-Frequency (OFDM-PCSF) signal is proposed. Several OFDM Phase-Coded (OFDM-PC) pulses with small bandwidth construct a pulse burst to synthesize large bandwidth, using stepped-frequency carriers. Based on deriving the ambiguity function of the new radar signal, the paper analyzes mainly the high range resolution and Doppler property. A conclusion is drawn that OFDM-PCSF signal can achieve high range resolution and the Doppler sensitivity is between the OFDM-PC pulse and the stepped-frequency signal.

Key words: Frequency-stepped radar; Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (OFDM); Phase-coded; Ambiguity function; High range resolution profile

1 引言

多载频正交频分复用 (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing, OFDM) 技术首先应用于通信领域。在雷达中的应用最早由 Jankiraman 等人^[1]提出,他们设计了名叫 PANDORA 的 FMCW 雷达,采用了 8 个线性调频子通道。2000 年,以色列的 Levanon 教授提出了 OFDM 多载频互补相位编码 (Multicarrier complementary phase-coded) 信号^[2,3],同时使用 OFDM 的多个子载频,并且每个子载频采用构成一个互补集的不同序列进行相位调制。2006 年,法国 ONERA (The French Aerospace Lab) 采

用 OFDM 相位编码信号成功研制了名叫 HYCAM 的超宽带数字雷达^[4],带宽达到 8 GHz。

OFDM 相位编码 (OFDM Phase-Coded, OFDM-PC) 信号具有理想的图钉状模糊函数,不存在线性调频 (LFM) 信号的距离-速度模糊和频率步进 (SF) 信号的时间-频率耦合等缺陷,具有良好的频谱利用率和动态的频谱分配能力,结构灵活,并且在多个子载频合成宽带的同时,还具备单个子载频进行多普勒处理的潜力。这些优良的特性引起了国外学者的普遍关注,文献[5]研究了 OFDM-PC 信号通过脉冲压缩获得距离高分辨能力,文献[6,7]阐述 OFDM-PC 信号同时实现雷达频率捷变与多普勒处理的优势,文献[8]研究了基于德国 OFDM 数字广播信号被动雷达信号处理方法,获得距离高分辨进行目标识别,文献[9,10]研究了基于 OFDM-PC 信号

2010-05-27收到, 2010-09-16改回

国家自然科学基金(60872134)资助课题

*通信作者: 霍凯 huokai2001@163.com

的通信雷达一体化设计,采用合成孔径雷达(SAR)体制获得目标2维像,文献[11]研究得出结论:OFDM-PC信号具有良好的抗欺骗干扰能力。OFDM相位编码雷达在距离高分辨、多普勒处理、抗干扰、数字化处理等方面的优势预示着其在成像、测速、抗干扰低截获雷达等方面广泛的应用前景。

与LFM类似,OFDM-PC信号可以在一个脉冲内通过合成大带宽获得距离高分辨,这时瞬时带宽等于信号的总带宽,当信号带宽很大时接收设备提出了很高的要求。文献[12]提出了利用OFDM的灵活性,使雷达系统同时获得频率捷变和距离高分辨的方法,其每个OFDM子脉冲的载频采用伪随机调频的方式,以获得良好的抗干扰、低截获性能。受到文献[12]的频率捷变方式的启发,并结合OFDM-PC信号的特点,本文提出一种OFDM相位编码频率步进(OFDM-PCSF)的新雷达信号,以达到在合成大的带宽的同时不至于给接收硬件设备带来很大负担的目的。OFDM-PCSF信号通过载频的频率步进,利用多个带宽较小的OFDM-PC脉冲组成一组脉冲串,实现大带宽的合成,为宽带/超宽带OFDM雷达的实用化提供了有效途径。

本文第2节首先给出了OFDM-PCSF信号的表达式和时频结构图;第3节推导了信号的模糊函数的数学表达式;第4节通过与OFDM-PC信号和SF信号的模糊函数的对比,阐述了OFDM-PCSF信号模糊函数的特点,并结合仿真详细分析了OFDM-PC信号的距离高分辨特性与Doppler特性,最后讨论了OFDM-PCSF信号的主要参数与雷达性能的关系,给出了参数综合设计和选取的原则;第5节进行了总结。

2 OFDM-PCSF 雷达信号

设雷达发射OFDM-PCSF信号为

$$s(t) = \sum_{m=0}^{M-1} u_m(t - mT_r) \exp(j2\pi f_m t) \quad (1)$$

其中 f_m 为第 m 脉冲的载频, M 是脉冲个数, T_r 是脉冲重复周期, $u_m(t)$ 为第 m 个脉冲的OFDM-PC信号包络^[5]:

$$u_m(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{K-1} \omega_n a_{n,k,m} \text{rect} \left[\frac{t - t_b/2 - (k-1)t_b}{t_b} \right] \cdot \exp(j2\pi n \Delta f t) \quad (2)$$

N 是子载频个数, K 是编码长度, t_b 为码元宽度, ω_n 是第 n 个子载频的频率加权系数, $a_{n,k,m}$ 为第 m 个脉冲,第 n 个子载频,第 k 个码元上的相位编码, Δf 是相邻子载频之间的间隔,满足OFDM条件: $\Delta f = 1/t_b$, $\text{rect}(\cdot)$ 为单位矩形窗函数: $\text{rect}(t) =$

$$\begin{cases} 1, & -1/2 \leq t \leq 1/2 \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad \circ f_m = f_0 + mB_s, B_s = N\Delta f \text{ 为}$$

子带宽,总带宽 $B = MB_s = MN\Delta f$ 。脉冲间可以采用不同的编码方式也可以采用相同的编码方式,为分析简便,假设每个脉冲采用的编码方式相同,即 $a_{n,k,m} = a_{n,k}$,信号结构如图1所示,每一个脉冲都是一个OFDM-PC信号,只是载频的频率在步进, M 个OFDM-PC脉冲组成一个OFDM-PCSF脉冲串,合成的大带宽为 M 个脉冲带宽的总和。

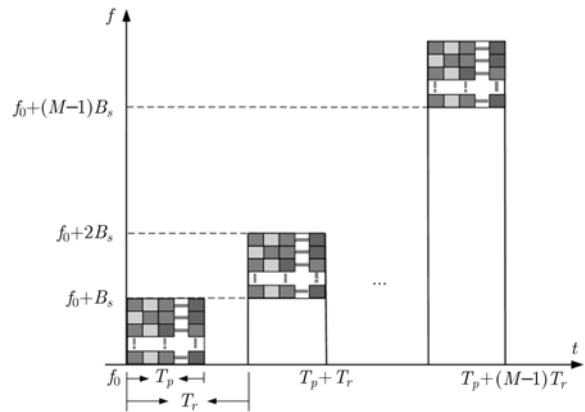


图1 OFMD 相位编码频率步进信号

3 OFDM-PCSF 雷达信号的模糊函数

模糊函数是分析、比较雷达信号特性的有力工具,它可以用来衡量波形的分辨力、模糊度、测量精度以及抑制杂波能力。其定义为^[13]

$$\chi(\tau, f_d) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t)s^*(t-\tau) \exp(j2\pi f_d t) dt \quad (3)$$

已知相位编码脉冲基带信号的模糊函数为^[14]

$$\begin{aligned} \chi_n(\tau, f_d) &= \int_{-\infty}^{+\infty} v_n(t)v_n^*(t-\tau) \exp(j2\pi f_d t) dt \\ &= \sum_{i=-(K-1)}^{K-1} \chi_1(\tau - it_b, f_d) \chi_2(it_b, f_d) \end{aligned} \quad (4)$$

其中 $v_n(t) = \sum_{k=0}^{K-1} a_{n,k} \text{rect} \left[\frac{t - t_b/2 - (k-1)t_b}{t_b} \right]$,

$\chi_1(\tau, f_d)$ 为 t_b 码元的模糊函数, $\chi_2(it_b, f_d)$ 为编码信号复包络的模糊函数,分别如下:

$$\chi_1(\tau, f_d) = \begin{cases} \exp[j\pi f_d (t_b - \tau)] \frac{\sin \pi f_d (t_b - |\tau|)}{\pi f_d (t_b - |\tau|)} \left(1 - \frac{|\tau|}{t_b}\right), & |\tau| \leq t_b \\ 0, & |\tau| > t_b \end{cases} \quad (5)$$

$$\chi_2(it_b, f_d) = \begin{cases} \sum_{k=1}^{M-1-|i|} a_{n,k} a_{n,k+|i|}^* \exp(j2\pi f_d k t_b), & |i| \leq M-1 \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (6)$$

由此推导单个 OFDM-PC 脉冲基带信号的模糊函数为

$$\begin{aligned} \chi_{pc}(\tau, f_d) &= \int_{-\infty}^{+\infty} u(t)u^*(t-\tau) \exp(j2\pi f_d t) dt \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{q=0}^{N-1} w_n w_q^* \exp[-j2\pi q \Delta f \tau] \\ &\quad \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} u_n(t) u_q^*(t-\tau) \exp[j2\pi(n-q)\Delta f t \\ &\quad + j2\pi f_d t] dt \\ &= \chi_{\text{Auto}}(\tau, f_d) + \chi_{\text{Cross}}[\tau, (n-q)\Delta f + f_d] \end{aligned} \quad (7)$$

其中

$$\begin{aligned} u(t) &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{K-1} \omega_n a_{n,k} \text{rect}\left[\frac{t-t_b/2-(k-1)t_b}{t_b}\right] \\ &\quad \cdot \exp(j2\pi \cdot n \cdot \Delta f \cdot t) \\ \chi_{\text{Auto}}(\tau, f_d) &= \sum_{n=0}^{N-1} |w_n|^2 \exp(-j2\pi n \Delta f \tau) \chi_n(\tau, f_d) \quad (8) \\ \chi_{\text{Cross}}(\tau, f_d) &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{q=0, q \neq n}^{N-1} w_n w_q^* \exp(-j2\pi q \Delta f \tau) \\ &\quad \cdot \chi_{n,q}(\tau, f_d) \end{aligned} \quad (9)$$

χ_n 为第 n 个子载波相位编码信号的自模糊函数, $\chi_{n,q}$ 为第 n 与第 q 个子载波信号的互模糊函数, 它在一般情况下相对于 χ_n 很小, 因此, χ_{Auto} 是模糊函数主要部分, χ_{Cross} 是邻道干扰, 当 f_d 不大时可以忽略不计。

$$\begin{aligned} \chi_{pc}(\tau, f_d) &\approx \chi_{\text{Auto}}(\tau, f_d) = \sum_{n=0}^{N-1} |w_n|^2 \exp(-j2\pi n \Delta f \tau) \\ &\quad \cdot \sum_{i=-(K-1)}^{K-1} \chi_1(\tau - it_b, f_d) \sum_{k=1}^{M-1-|i|} a_{n,k} a_{n,k+|i|}^* \exp(j2\pi f_d k t_b) \end{aligned} \quad (10)$$

最后推导得到 OFDM-PCSF 信号 $s(t) = \sum_{m=0}^{M-1} u_m(t - mT_r) \exp(j2\pi m B_s t)$ 的模糊函数表示为

$$\begin{aligned} \chi(\tau, f_d) &= \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) s^*(t-\tau) \exp(j2\pi f_d t) dt \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{M-1} \exp(j2\pi m^2 B_s T_r) \exp[-j2\pi l B_s \\ &\quad \cdot (mT_r - \tau)] \exp(j2\pi f_d m T_r) \\ &\quad \cdot \chi_{pc}[\tau - (m-l)T_r, (m-l)B_s + f_d] \end{aligned} \quad (11)$$

令 $p = m - l$, 化简后可得

$$\begin{aligned} \chi(\tau, f_d) &= \sum_{p=-M+1}^{M-1} \left\{ \exp[-j2\pi p B_s \tau + j\pi(M+p-1) \right. \\ &\quad \cdot (pB_s T_r + f_d T_r + B_s \tau)] \sin[\pi(M-|p|) \\ &\quad \cdot (pB_s T_r + f_d T_r + B_s \tau)] \\ &\quad \left. / \sin[\pi(pB_s T_r + f_d T_r + B_s \tau)] \right\} \\ &\quad \cdot \sum_{n=0}^{N-1} |w_n|^2 \exp[-j2\pi n \Delta f (\tau - pT_r)] \\ &\quad \cdot \sum_{i=-(K-1)}^{K-1} \chi_1(\tau - pT_r - it_b, pB_s + f_d) \\ &\quad \cdot \sum_{k=1}^{K-1-|i|} a_{n,k} a_{n,k+|i|}^* \exp[j2\pi(pB_s + f_d) k t_b] \end{aligned} \quad (12)$$

其中 $\chi_1(\tau, f_d)$ 为 t_b 码元的模糊函数, 如式(5)。

4 OFDM-PCSF 雷达信号特性分析

为了直观表现模糊函数的性质, 图 2 给出了一种 OFDM-PCSF 信号的模糊函数 3 维图。单个脉冲参数如下: $N = 5$, $K = 5$, $\omega_n = 1$, $t_b = 10^{-6}$ s, $\Delta f = 1$ MHz, $B_s = 5$ MHz, $a_{n,k}$ 为 5 位巴克码。脉冲重复周期为 $T_r = 2 \times 10^{-5}$ s, 8 个脉冲组成一个脉冲串, 总带宽 $B = 40$ MHz。图 3 给出了脉冲参数与单个 OFDM-PCSF 脉冲相同的 OFDM-PC 信号的模糊函数。图 4 给出了与 OFDM-PCSF 脉冲串相同等效时宽、相同总带宽等参数下步进频率(SF)信号(注: 本文的 SF 信号专指没有脉内调制的简单的频率步进信号)的模糊函数。对比可以看出:

(1) OFDM-PCSF 信号的模糊函数与 SF 信号类似, 都属于斜刀刃型, 时间-多普勒平面出现的“斜脊”是由频率步进带来的时间-多普勒耦合造成的, 但是两者“斜脊”又不尽相同。相同参数条件下, OFDM-PCSF 信号“斜脊”倾斜程度较小, 更接近于图钉状, 这说明 OFDM-PCSF 信号时间-多普勒耦合比 SF 信号小, 因此对多普勒的敏感度要比 SF 小。OFDM-PC 信号的模糊函数属于图钉型。

(2) 距离分辨率取决于总带宽。仿真设置 OFDM-PCSF 信号与 SF 信号总带宽相同, 因此两者的模糊函数主瓣宽度相同, 距离分辨率也相同; 设置 OFDM-PCSF 信号的带宽为 OFDM-PC 信号带宽的 8 倍, 因此其模糊函数主瓣宽度为 OFDM-PC 信号的 1/8, 距离分辨率为 OFDM-PC 信号的 8 倍。注意到两者瞬时带宽相同, 因此, 在接收机带宽相同的条件下, OFDM-PCSF 获得的距离分辨率为 OFDM-PC 信号的 M 倍 (M 为 OFDM-PCSF 脉冲个数)。

(3) 速度分辨率取决于信号的积累时间。由于仿真设置 OFDM-PCSF 信号、OFDM-PC 信号和 SF

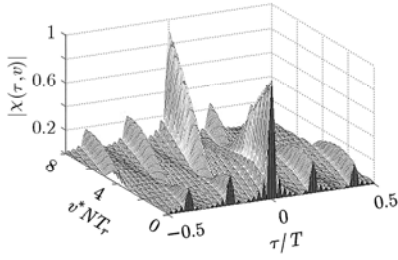


图2 OFMD-PCSF 信号模糊函数

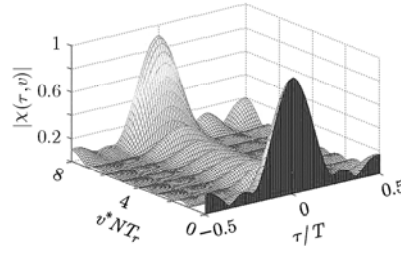


图3 OFMD-PC 信号模糊函数

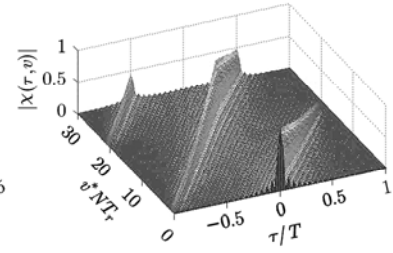


图4 SF 信号模糊函数

信号的持续时间均相等, 因此它们的速度分辨率 $1/(NT_r)$ 也相等。

(4)模糊函数的栅瓣。三者都出现了周期的模糊峰值, 即栅瓣。OFDM-PCSF 信号和 OFDM-PC 信号的栅瓣可以通过频率加权系数 ω_n 的选择来减轻, 但是无法完全消除。

4.1 距离高分辨特性分析

与脉内调频、脉间频率步进信号的高分辨距离成像方法类似^[15], OFDM-PCSF 信号也存在两种获取高分辨距离像(HRRP)的途径: 一种基于距离像合成, 即先通过脉冲压缩获得距离高分辨, 再进行距离像合成; 另一种是基于带宽合成方法, 即先进行信号大带宽合成, 再进行脉冲压缩获得距离高分辨。考虑到 OFDM-PCSF 信号子脉冲的频率正交性, 这里提出一种基于频率正交解调的带宽合成 HRRP 获取方法。

设雷达发射式(1)的 OFDM-PCSF 信号, 目标为距离雷达径向距离为 R_i , 散射强度为 ρ_i ($i = 1, 2, \dots, L$) 的 L 个静止散射点目标, 则混频后雷达基带回波可表示为

$$s_r(t) = \sum_{i=1}^L \sum_{m=0}^{M-1} \rho_i u_m(t - mT_r - \tau_i) \exp(-j2\pi f_m \tau_i) \quad (13)$$

其中 $\tau_i = 2R_i/c$ 。将第 m 个脉冲的基带回波与 $\exp(-j2\pi n \Delta f t)$ 混频后在每一个码元 t_b 时间内积分, 由于各子载频之间具有正交性,

$$\frac{1}{t_b} \int_0^{t_b} \exp(j2\pi n \Delta f \cdot t) \exp(-j2\pi m \Delta f \cdot t) dt = \begin{cases} 1, & m = n \\ 0, & m \neq n \end{cases} \quad (14)$$

因此, 可以分别进行正交解调, 并对每个子载频上的编码作相关,

$$s_{rm}(t) = \sum_{i=1}^L \rho_i \omega_n \exp[-j2\pi(f_m + n\Delta f)\tau_i] \cdot \sum_{k=0}^{K-1-|q|} a_{n,k} a_{n,k+q}^* \quad (15)$$

其中 $q = 0, 1, \dots, K-1$ 。在 q 上搜索最大值, 令 $A(n)$

$= \max \left\{ \left| \sum_{k=0}^{K-1-|q|} a_{n,k} a_{n,k+q}^* \right| \right\}$, 获得第 m 个脉冲第 n 个载频上的回波:

$$s_{rm}(t) = \sum_{i=1}^L \rho_i \omega_n A(n) \exp[-j2\pi(f_m + n\Delta f)\tau_i] \quad (16)$$

由于 $f_m = f_0 + mN\Delta f$, 令 $mN + n = l$, $l = 0, 1, \dots, MN-1$, 消去 ω_n 和 $A(n)$, 并对 l 作 IFFT 可得

$$y(g) = \frac{1}{MN} \sum_{i=1}^L \sum_{l=0}^{MN-1} \rho_i \exp \left[-j2\pi(f_0 + l\Delta f) \frac{2R_i}{c} \right] \cdot \exp \left(j2\pi \frac{g}{MN} l \right) = \frac{1}{MN} \cdot \sum_{i=1}^L \rho_i \exp \left[-j2\pi f_0 t_i - j\pi(MN-1) \left(\Delta f t_i - \frac{g}{MN} \right) \right] \cdot \frac{\sin MN\pi(\Delta f t_i - g/(MN))}{\sin \pi(\Delta f t_i - g/(MN))} \quad (17)$$

其中 $t_i = 2R_i/c$, $g = 1, 2, \dots, MN-1$ 。 $y(g)$ 即为合成 HRRP, 当 $\Delta f t_i - g/(MN) = \pm b$ (b 为整数) 时, $|y(g)|$ 达到最大值, 因此,

$$R_i = \frac{\pm b + g/(MN)}{2\Delta f} c \quad (18)$$

设置 OFDM-PCSF 信号中心载频 $f_0 = 10$ GHz, 子脉冲码元宽度 $t_b = 10^{-6}$ s, $\Delta f = 1$ MHz, 子载频个数 $N = 32$, $B_s = 32$ MHz, $K = 5$, $\omega_n = 1$, $a_{n,k}$ 为 5 位巴克码。频率步进脉冲个数 $M = 8$, 总带宽 $B = 256$ MHz, 脉冲重复周期 $T_r = 2 \times 10^{-5}$ s。目标设为 3 个散射点, 离雷达径向距离依次为 $(5 \times 10^4 - 9)$ m, $(5 \times 10^4 - 5)$ m, 5×10^4 m, $(5 \times 10^4 + 10)$ m, 散射强度 ρ_i 依次为 0.5, 0.4, 0.3。图 5 给出了 OFDM-PCSF 信号合成目标 HRRP 的结果, 可以看出目标的 3 个散射点都很好地分辨开。图 6 给出了相同瞬时带宽的 OFDM-PC 信号合成目标 HRRP 的结果, 目标场景设置都相同, 由于信号的带宽不够大, 目标的第 1 个和第 2 个散射点无法分辨开。因此, 在相同的瞬时带宽下, OFDM-PCSF 信号通过频率步进能获得更大的带宽, 也就可以获得更高的距离分辨率。

4.2 Doppler 特性分析

运动目标的多普勒效应对回波相位及成像结

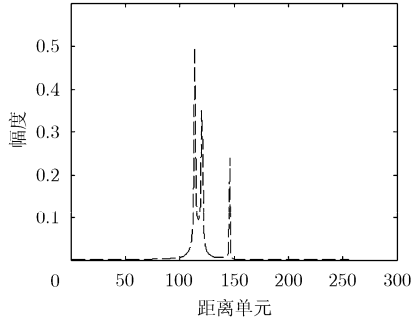


图 5 OFMD-PCSF 信号合成 HRRP

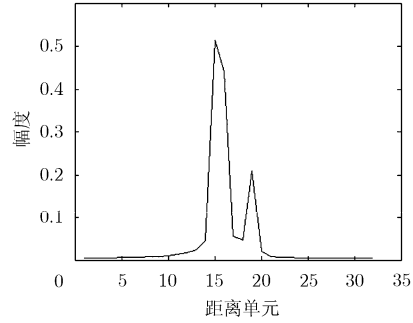


图 6 OFMD-PC 信号合成 HRRP

果产生影响。对于 OFDM-PCSF 信号来说,主要包括两个方面:对 OFDM-PC 脉冲信号的影响和对频率步进信号的影响。

OFDM-PC 脉冲信号具有图钉状模糊函数(如图 3 所示),较大的多普勒频移会破坏子载频之间的正交性,产生载频间干扰,从而使解调的子载频回波幅度降低,相位偏转。由于脉冲宽度一般在微秒级,在目标速度不是很大的情况下,这部分影响不是主要的,相参脉冲串积累时间相对于脉宽较长,多普勒效应对频率步进信号的影响要大得多。从本质上说,频率步进带来了时频耦合,在脉冲串相参积累时间内,目标的运动导致相位高次项的产生,在采用 IFFT 进行脉冲压缩时,能量不能有效聚集。因此,相对于 OFDM-PC 信号来说,OFDM-PCSF 信号牺牲了积累时间换取瞬时带宽的降低,也就增加了目标径向速度对 HRRP 的不利影响。但是对于相同的 PRF 和相同的合成带宽,OFDM-PCSF 信号相对于 SF 信号步进数要小得多,这意味着相参积累时间的减小,那么目标径向速度对 HRRP 的不利影响也会比 SF 减轻很多。

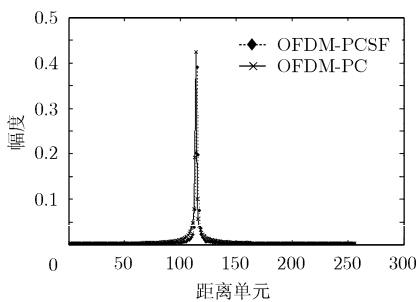
下面给出了目标不同速度下(假设目标为一个散射点),OFDM-PCSF 信号、OFDM-PC 信号与 SF 信号合成目标 HRRP 的结果。OFDM-PCSF 信号参数如上所述,设置 OFDM-PC 信号单个脉冲包含 256 个载频,合成带宽 256 MHz,其余参数与

OFDM-PCSF 信号相同;SF 信号脉宽 $T_p = 10^{-6}$ s,频率步进间隔 $\Delta f = 1$ MHz,步进个数 256 个,脉冲重复周期和总带宽 B 与 OFDM-PCSF 相同,分别为 2×10^{-5} s 和 256 MHz。图 7 和图 8 分别给出了不同速度下 OFDM-PCSF 信号与 OFDM-PC 信号、SF 信号合成目标 HRRP 的对比结果,从图 7 可以看出,目标速度 $V = 1$ m/s 和 $V = 10$ m/s 对 OFDM-PC 合成 HRRP 影响不大,但 OFDM-PCSF 信号对速度比较敏感,在 $V = 1$ m/s 时 HRRP 只是幅度略有下降,在 $V = 10$ m/s 时 HRRP 就产生了严重的畸变。从图 8 可以看出,SF 信号比 OFDM-PCSF 信号对速度更加敏感,在 $V = 1$ m/s 时 SF 信号合成的 HRRP 幅度比 OFDM-PCSF 信号下降更多,并且在 $V = 10$ m/s 时产生了更严重的畸变。因此,OFDM-PCSF 信号对多普勒的敏感程度介于 OFDM-PC 信号与 SF 信号之间,通过对单个脉冲包含的子载频个数、频率步进数以及 PRF 等参数的设计,可以调整 OFDM-PCSF 信号的多普勒敏感性。

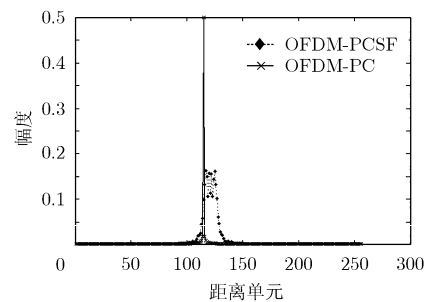
4.3 OFDM-PCSF 信号参数设计

OFDM-PCSF 信号的参数比较多,根据雷达性能要求对信号参数进行设计需要首先分析各个参数对雷达性能的影响,下面选取几个重要的参数进行分析。

(1)子载频间隔 Δf , 单个脉冲子载频个数 N 及



(a) 目标速度 $V=1$ m/s



(b) 目标速度 $V=10$ m/s

图 7 OFMD-PCSF 信号与 OFMD-PC 信号合成运动目标 HRRP 对比

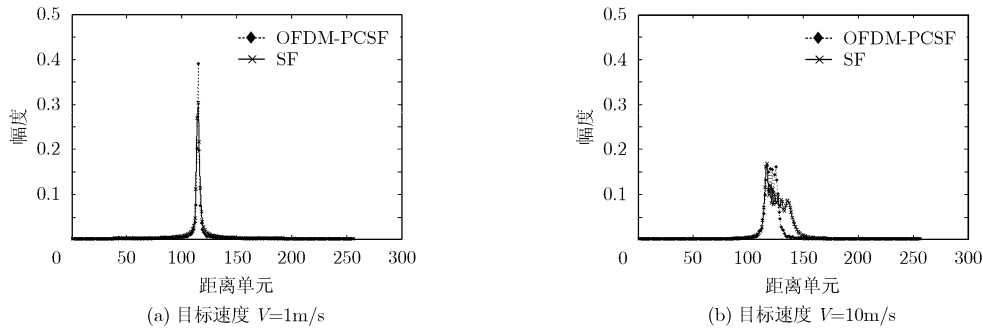


图8 OFDM-PCSF信号与SF信号合成运动目标HRRP对比

脉冲频率步进数 M 宽带雷达的距离分辨率 Δr 与信号的总带宽 B 成反比: $\Delta r = c/(2B)$, 信号的总带宽 B 的大小要达到雷达距离分辨率的要求。而 $B = MN\Delta f$, 因此, 若要求雷达的距离分辨率不大于 δr , Δf , N 和 M 首先需要满足以下条件:

$$MN\Delta f \geq c/(2\delta r) \quad (19)$$

Δf 实质是带宽为 B 的频谱的离散采样间隔, 它与不模糊距离 ΔR 成反比: $\Delta R = c/(2\Delta f)$ 。因此, 若要求雷达不模糊距离不小于 δR , 则 Δf 需要满足:

$$\Delta f \leq c/(2\delta R) \quad (20)$$

N 的选取较为灵活。在数字化产生 OFDM-PCSF 信号和接收端信号数字化处理时需要利用快速傅里叶变换(FFT), 而 FFT 的点数一般是 N 的整数倍, 因此在满足带宽等其它条件下, 选取 N 尽量为 2 的整数幂, 这样可以避免补零处理带来数据存储量的增加。

(2) 脉冲频率步进数 M 及脉冲重复周期 T_r M 与脉冲重复周期 T_r 一起决定 OFDM-PCSF 雷达信号的多普勒敏感度。设目标径向速度为 V , 如前所述, 由于脉冲宽度一般在微秒级, 在 V 不是很大的情况下单个脉冲的多普勒效应不是主要的, 相参脉冲串积累时间 MT_r 相对于脉宽较长, 多普勒效应对频率步进信号的影响要大得多。因此, 主要考虑相参脉冲串积累时间 MT_r 的多普勒效应, 若要求最大相位偏移 $|\Delta\psi| < \pi/2$, 则

$$2\pi f_0(2V/c)MT_r < \pi/2 \quad (21)$$

式(21)又可写成

$$V < \frac{c}{8f_0MT_r} \quad (22)$$

可以看出, MT_r 越大, OFDM-PCSF 雷达信号所能容忍的目标的径向速度越小, 需要根据雷达应用场景目标的实际情况设计 MT_r 。当然, 在目标速度较高的情况下, 也可以通过接收端的速度补偿技术弥补信号参数设计的局限。

(3) 码元宽度 t_b 及编码 $a_{n,k}$ 由于信号的正交

性, 在子载频间隔 Δf 确定时, 码元宽度 t_b 必须满足: $t_b = 1/\Delta f$ 。脉冲宽度 T_p 由 K 个 t_b 码元组成: $T_p = Kt_b$, 它决定着脉冲的发射能量。因此, 在其它参数相同时, 若要提高信号的发射能量, 可以增大 t_b , 或者增加编码长度。

根据式(15), 为了获得较好的相关解调效果, 需要选择自相关性能较好的编码方式。另外, 选取合适的相位编码 $a_{n,k}$ 是降低 OFDM-PCSF 信号峰均比的有效途径之一^[2]。

(4) 频率加权系数 ω_n 在脉冲压缩处理过程中, 为了提高滤波后信号的主旁瓣比, 需要对信号进行加窗, 但加窗使信号主瓣宽度增加, 这样就降低了分辨率。选择合适的窗函数(如汉宁窗、海明窗等), 可以在主旁瓣比和分辨率之间进行折衷, 本文不做深入研究。另外, 频率加权系数 ω_n 也是降低 OFDM-PCSF 信号峰均比的有效途径之一^[3]。

5 结束语

本文针对 OFDM-PC 信号瞬时带宽等于信号总带宽, 大的带宽对接收设备要求很高的问题, 提出了一种 OFDM-PCSF 信号, 推导了这种信号的模糊函数, 分析了距离高分辨特性和多普勒特性, 通过与 OFDM-PC 信号和 SF 信号的比较得出结论: OFDM-PCSF 信号能有效实现距离高分辨, 其多普勒敏感度介于 OFDM-PC 信号和 SF 信号之间。最后讨论了 OFDM-PCSF 信号的主要参数与雷达性能的关系, 给出了参数综合设计和选取的原则。这种新型的雷达信号结合了 OFDM-PC 信号和 SF 信号的优势, 易于实现大带宽的合成, 并对接收机硬件没有苛刻的要求, 信号的产生和处理均可实现数字化, 因此, 其在超宽带数字化雷达方面有良好的应用前景。

OFDM-PCSF 信号实质上是牺牲了积累时间换取瞬时带宽的降低, 这样带来了时频耦合的缺陷。但其单个脉冲的带宽比 SF 信号大得多, 合成宽带的效率比 SF 高, 也就是 PRF 和总带宽相同的情况下需

要的相参积累时间更短,因此这种时频耦合带来的不利影响没有SF信号那么严重。从这个意义上来说,OFDM-PCSF与线性调频步进(LFM-SF)信号^[16,17]类似。但OFDM-PCSF信号继承了OFDM-PC信号参数设计灵活的优点,通过选取子载频个数、频率步进数以及PRF等参数,可以调整信号的距离高分辨及多普勒特性。设计较小脉冲个数、提高PRF能有效降低时频耦合带来的不利影响。当目标径向速度较大时,可以考虑通过速度补偿来获得高质量的HRRP。下一步将开展基于这种信号的新雷达体制的研究,通过波形设计和信号处理算法充分挖掘这种信号的潜力。

参考文献

- [1] Jankiraman M, Wessels B J, and Van Genderen P. System design and verification of the PANDORA multifrequency radar[C]. Proceedings of international conference on Radar Systems, Brest, France, May 1999: Session 1.9.
- [2] Levanon N. Multifrequency complementary phase-coded radar signal[J]. *IEEE Proceedings on Radar Sonar Navigation*, 2000, 147(6): 276-284.
- [3] Levanon N. Multifrequency radar signals[C]. IEEE International Radar Conference, Alexandria, VA, USA, May 2000: 683-688.
- [4] Paichard Y, Castelli C J, and Dreuillet P, *et al.* HYCAM: a RCS measurement and analysis system for time-varying targets[C]. Instrumentation and Measurement Technology Conference, Sorrento, Italy, April 2006: 921-925.
- [5] Mohseni R, Sheikhi A, and Masnadi Shirazi M A. A new approach to compress multicarrier phase-coded signals[C]. Proceedings RADARCON2008, Rome, Italy, May 2008: 442-447.
- [6] Lellouch G, Tran P, and Pribic R, *et al.* OFDM waveforms for frequency agility and opportunities for Doppler processing in radar[C]. Proceedings RADARCON2008, Rome, Italy, May 2008: 432-437.
- [7] Lellouch G, Pribic R, and Van Genderen P. Wideband OFDM pulse burst and its capabilities for Doppler processing in radar[C]. RADAR2008, Adelaide, Australia, September 2008: 558-562.
- [8] Berger C R, Demissie B, and Heckenbach J, *et al.* Signal processing for passive radar using OFDM waveforms[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2010, 4(1): 226-238.
- [9] Sturm C, Zwick T, and Wiesbeck W. An OFDM system concept for joint radar and communications operations[C]. IEEE Vehicular Technology Conference, Barcelona, Spain, 2009: 1-5.
- [10] Garmatyuk D, Schuerger J, and Kauffman K, *et al.* Wideband OFDM system for radar and communications[C]. IEEE National Radar Conference Proceedings, Pasadena, CA, United States, 2009: 1-6.
- [11] Schuerger J and Garmatyuk D. Multifrequency OFDM SAR in presence of deception jamming[J]. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2010, 20(10): 1-13.
- [12] Lellouch G, Pribic R, and Van Genderen P. Frequency agile stepped OFDM waveform for HRR[C]. International WD&D Conference, Kissimmee, FL, United States, February 2009: 90-93.
- [13] 贺志毅, 汤斌, 郝祖全. 脉内调频、脉间步进跳频雷达信号的模糊函数[J]. *电子学报*, 2003, 31(7): 1118-1120.
He Zhi-yi, Tang Bin, and Hao Zu-quan. The ambiguity function of intra-pulse chirp and inter-pulse stepped frequency signal[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2003, 31(7): 1118-1120.
- [14] Levanon N and Mozeson E. Radar signals[M]. John Wiley & Sons, Inc., New York, 2004: 327-372.
- [15] 朱永峰. 频率步进雷达运动目标成像的理论与方法研究. [博士学位论文], 国防科学技术大学, 2009: 46-58.
Zhu Yong-feng. The theory and methods of moving target imaging for stepped-frequency radar[D]. [Ph.D.dissertation], National University of Defense Technology, 2009: 46-58.
- [16] 陈行勇, 魏玺章, 黎湘, 郭桂蓉. 调频步进雷达扩展目标高分辨距离像分析[J]. *电子学报*, 2005, 33(9): 1599-1602.
Chen Hang-yong, Wei Xi-zhang, and Li Xiang, *et al.* Analysis of achieving high resolution profile of extended target for stepped chirp radar[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2005, 33(9): 1599-1602.
- [17] 张涛, 马长征, 张群, 张守宏. 基于线性调频步进信号的ISAR成像技术研究[J]. *电子与信息学报*, 2001, 23(3): 268-274.
Zhang Tao, Ma Chang-zheng, and Zhang Qun, *et al.* Research on ISAR imaging based on linearly modulated frequency stepped radar signal[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2001, 23(3): 268-274.

霍凯: 男, 1983年生, 博士生, 研究方向为雷达信号处理。

姜卫东: 男, 1968年生, 研究员, 研究方向为信号处理、雷达目标识别。

黎湘: 男, 1967年生, 教授, 研究方向为信号处理、雷达目标识别。

毛钧杰: 男, 1943年生, 教授, 研究方向为电磁场与微波技术。