基于弱目标积累检测的 MSK-LFM 一体化信号 性能分析

刘耀文¹,饶 烜¹,朱炳祺²

(1. 南昌航空大学 信息工程学院, 江西 南昌 330063; 2. 上海无线电设备研究所, 上海 201109)

摘 要:通信数据会改变最小频移键控-线性调频(MSK-LFM)雷达通信一体化信号的模糊函数,影响回波的 相参积累性能和雷达的弱目标检测性能。分析了MSK-LFM一体化信号的脉冲压缩处理过程,提出了通过设置每 个脉冲传输不同数量的通信数据,即通信数据长度不同,来提高检测概率;同时分析了MSK-LFM信号的相参积累 效果,结果表明,对于同一距离门的目标,不同脉冲间的相位改变只由多普勒频率引起;最后通过仿真实验对MSK-LFM信号在非理想情况下通信数据长度相同或不同时的检测概率进行了比较,同时与相同条件下直接序列 chirp 扩频(DS-CSS)一体化信号进行了对比分析。仿真结果表明:MSK-LFM 信号在非理想情况下通信数据长度不同 时的检测概率优于通信数据长度相同时的检测概率,同时也优于DS-CSS 信号的检测概率。

关键词: 雷达通信一体化信号; 最小频移键控-线性调频(MSK-LFM); 直接序列 chirp 扩频(DS-CSS); 脉冲压缩; 相参积累; 检测概率

中图分类号: TN 957 文献标志码: A

DOI: 10.19328/j.cnki.2096-8655.2022.03.006

Performance Analysis of MSK-LFM Integrated Signals Based on Weak Target Coherent Integration Detection

LIU Yaowen¹, RAO Xuan¹, ZHU Bingqi²

(1.School of Information Engineering, Nanchang Hangkong University, Nanchang 330063, Jiangxi, China;2.Shanghai Radio Equipment Research Institute, Shanghai 201109, China)

Abstract: Communication data will change the ambiguity function of minimum frequency shift keying-linear frequency modulation (MSK-LFM) radar communication integrated signals, and affect the coherent integration performance of the echoes and the weak target detection performance of the radar. In this paper, the pulse compression process of MSK-LFM integrated signals is analyzed, and a scheme for the improvement of the detection probability is presented, i. e., let different pulses transmit different amounts of communication data or the lengths of the communication data be different. At the same time, the coherent integration effect of MSK-LFM signals is analyzed. The results show that for a target with the same range gate, the phase change between different pulses is only caused by the Doppler frequency. Finally, the detection probabilities of MSK-LFM signals with the same or different communication data lengths under non-ideal conditions are compared through simulation experiments, and the MSK-LFM signals are compared with the direct sequence-chirp spread spectrum (DS-CSS) integrated signals under the same conditions. The simulation results show that under non-ideal conditions, the detection probabilities of MSK-LFM signals with different communication data lengths are better than those with the same communication data length, and are also superior to the detection probabilities of DS-CSS signals.

Key words: radar communication integrated signal; minimum frequency shift keying-linear frequency modulation (MSK-LFM); direct sequence-chirp spread spectrum(DS-CSS); pulse compression; coherent integration; detection probability

收稿日期:2022-03-21;修回日期:2022-04-16

通信作者:饶 烜(1977-),男,博士,副教授,主要研究方向为弱目标检测、雷达信号处理。

基金项目:国家自然科学基金(62161029);江西省自然科学基金(20202BABL202002);上海航天科技创新基金(SAST2018078) 作者简介:刘耀文(1996一),男,硕士研究生,主要研究方向为雷达通信一体化、雷达信号处理。

39

0 引言

近年来,雷达设备无论在军用领域还是民用领 域都得到了广泛的应用[1-2]。随着科技的不断发展, 出现了大量的、低可观测性的、远距离的空中微弱 目标,这些空中微弱目标具有极低的信噪比(Signal to Noise Ratio, SNR),使得传统的雷达检测算法不 能有效检测这些微弱目标。为了提高雷达对这些 微弱目标的检测能力,有效的办法是通过长时间积 累技术来提高微弱目标回波的能量,从而有效提高 回波的信噪比。长时间积累技术通常可以采用以 下3种方式:相参积累^[3-7]、非相参积累和混合积累。 其中相参积累利用目标回波信号的相位具有一致 性且噪声的相位是随机变化的特点,通过长时间积 累,对目标回波信号进行同相相加^[8],对噪声进行非 同相相加(功率相加)。由于目标回波信号相位的 一致性使得信号的功率在积累中增长快于噪声的 功率,从而有效提高目标回波信号的信噪比。

传统的雷达不需要携带通信信息,每个发射脉 冲之间的波形都是相同的,经过多普勒处理,可以 实现目标回波的相参积累,提高检测的概率。对于 最小频移键控-线性调频(Minimum Frequency Shift Keying-Linear Frequency Modulation, MSK-LFM) 雷达通信一体化信号^[9-13],由于MSK-LFM一体化 波形需要携带通信信息,且每个发射脉冲所携带的 通信信息是随机变化的,每个脉冲之间的波形存在 一定的差异。经过脉冲压缩处理后,除了多普勒频 率导致的相位变化之外,每个脉冲的脉冲压缩结果 主瓣范围内的相位有可能存在一定的差异性,并会 对相参积累产生一定的影响。

如果不同脉冲的脉冲压缩结果主瓣范围内的相位变化与多普勒频率所引起的相位变化相比可以忽略掉,那么就认为通信数据对MSK-LFM 雷达通信一体化信号的相参积累是没有影响的。

2)如果不同脉冲的脉冲压缩结果主瓣范围内的相位变化与多普勒频率所引起的相位变化相比具有很大的相位变化,此时脉冲压缩后的相位变化不仅包括多普勒频率所引起的相位变化,还包括每个脉冲的脉冲压缩结果所引起的相位变化可以通过补偿进而实现相参积累^[14-18],但每个脉冲的脉冲压缩结果所引起的相位变化若得不到补偿,将影响MSK-LFM雷达通信一体化信号相参积累的性能,进而影响雷达性能。

文献[10-11]对MSK-LFM一体化信号的产生、 模糊函数、能量泄露等问题进行了详细的介绍,并 提出了相应的解决方案; 文献[12] 对 MSK-LFM 一 体化信号在大多普勒频移条件下通信误码率增大 的问题进行了优化设计,降低了系统误码率;文献 [13]针对MSK-LFM一体化信号相干解调受多普 勒频移影响严重,提出了2种不同场景下的多普勒 频移估计算法。上述文献均未分析通信数据对 MSK-LFM一体化信号在雷达微弱目标检测方面的 影响。本文分析了 MSK-LFM 信号的脉冲压缩处 理过程和相参积累过程,仿真分析了在非理想情况 下(目标回波分别存在固定相位偏差或随机相位偏 差时),MSK-LFM信号通信数据长度相同或不同时 的检测性能,并与相同条件下的直接序列 chirp 扩频 (Direct Sequence-Chirp Spread Spectrum, DS-CSS) 一体化信号[19-20]的检测性能进行了对比分析。

1 MSK-LFM一体化信号的脉冲压缩

为了提高雷达的距离分辨率,要求信号要具有大的带宽;为了提高雷达的速度分辨率,要求信号要具 有大的时宽。传统的雷达难以同时满足以上2个要 求,因此造成了距离分辨率和速度分辨率之间的矛 盾。而脉冲压缩技术很好地解决了雷达距离分辨率 与速度分辨率不匹配的问题,脉冲压缩是指雷达发射 信号时,采用宽脉冲信号,接收回波经过处理后输出 窄的脉冲,是现代雷达信号处理中的关键技术之一。

MSK信号是二进制频移键控(Binary Frequency Shift Keying, 2FSK)信号的一种改进形式,克服 了 2FSK信号频带利用率低、相位可能不连续、不一 定严格正交等缺点,被广泛应用于通信系统。LFM 信号是典型的雷达信号,其频率随时间线性变化、 对多普勒频移不敏感、模糊函数性能好、时宽带宽 积大,被广泛应用于雷达系统中。而MSK-LFM 雷 达通信一体化信号就是用LFM 信号来代替 MSK 信号的单一载频而产生的一种新的包络恒定的雷 达通信一体化波形。

假设某脉冲雷达,每个脉冲由N个MSK-LFM 通信数据组成,则其第m个发射脉冲s_m(t)的基带形 式可以表示为

$$s_m(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \operatorname{rect}\left[\frac{t - mT_r - kT_s}{T_s}\right] \cdot \exp\left\{ j\pi u(t - mT_r)^2 + j\frac{a_{k,m}\pi}{2T_s}(t - mT_r) + j\varphi_{k,m} \right\} (1)$$

式中: $u = \frac{B}{T_p}$ 为调频斜率;B为带宽; $T_p = NT_s$ 为脉 冲宽度; $m = 0, 1, ..., N_m - 1; T_s$ 为通信码元宽度; T_r 为脉冲重复周期; N_m 为积累的脉冲数目; $\varphi_{k,m}$ 为 第m个脉冲、第k个通信码元的初始相位; $a_{k,m}$ 为第 m个脉冲、第k个通信码元, $a_{k,m} = 1$ 时对应输入的通 信信息为"1", $a_{k,m} = -1$ 时对应输入的通信信息为 "0";矩形窗函数 rect(.)为

$$\operatorname{rect}\left(\frac{t}{T}\right) = \begin{cases} 1 & , & |t| \leqslant \frac{T}{2} \\ 0 & , & \notin \mathbb{R} \end{cases}$$
(2)

令 $t = \hat{t} + t_m = \hat{t} + mT_r$,其中t为全时间, \hat{t} 为快时间, t_m 为慢时间。则其二维回波信号 $s_r(\hat{t}, t_m)$ 的可以表示为

$$s_{r}(\hat{t}, t_{m}) = A_{r} \sum_{k=0}^{N-1} \operatorname{rect} \left[\frac{\hat{t} - 2\frac{r(t_{m})}{c} - kT_{s}}{T_{s}} \right] \cdot \exp\left\{ -j\frac{4\pi f_{c}r(t_{m})}{c} + j\pi u \left(\hat{t} - 2\frac{r(t_{m})}{c}\right)^{2} + j\frac{a_{k,m}\pi}{2T_{s}} \left(\hat{t} - 2\frac{r(t_{m})}{c}\right) + j\varphi_{k,m} \right\}$$
(3)

式中: f_c 为载波频率; A_r 为回波信号的幅度;c为光速; $r(t_m)$ 为目标与雷达的距离。

其匹配滤波器 $h(\hat{t})$ 的形式为

$$h(\hat{t}) = \sum_{k=0}^{N-1} \operatorname{rect}\left(\frac{-\hat{t} - kT_{s}}{T_{s}}\right) \cdot \exp\left\{-\operatorname{j}\pi u \hat{t}^{2} + \operatorname{j}\frac{a_{k,m}\pi}{2T_{s}}\hat{t} - \operatorname{j}\varphi_{k,m}\right\}$$
(4)

则其脉冲压缩信号s(î,tm)的形式为

$$s(\hat{t}, t_m) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) s_r(\hat{t} - \tau, t_m) d\tau =$$

$$A_r \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} \operatorname{rect} \left[\frac{\hat{t} - \tau - 2 \frac{r(t_m)}{c} - kT_s}{T_s} \right] \cdot$$

$$\operatorname{rect} \left(\frac{-\tau - nT_s}{T_s} \right) \cdot$$

$$\exp \left\{ -j\pi u \tau^2 + j \frac{a_{n,m} \pi}{2T_s} \tau - j \varphi_{n,m} \right\} \cdot$$

$$\exp \left\{ -j \frac{4\pi f_c r(t_m)}{c} \right\} \cdot$$

$$\exp\left\{j\pi u\left(\hat{t}-\tau-2\frac{r(t_m)}{c}\right)^2+j\frac{a_{k,m}\pi}{2T_s}\left(\hat{t}-\tau-2\frac{r(t_m)}{c}\right)+j\varphi_{k,m}\right\}d\tau \qquad (5)$$

式中: $\varphi_{n,m}$ 为第m个脉冲、第n个通信码元的初始相位; $a_{n,m} = \pm 1$ 为第m个脉冲、第n个通信码元,分别对应输入的通信信息为"1"或"0"时。

对式(5)进行积分,积分过程可以分成2部分: 1) 当 $2\frac{r(t_m)}{c} + (k-n)T_s \leq \hat{t} \leq 2\frac{r(t_m)}{c} + (k-n)T_s$ 时,

$$\begin{split} s(\hat{t}, t_{m}) &= A_{r} T_{s} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} \left\{ 1 + k - n - \frac{\left(\hat{t} - 2\frac{r(t_{m})}{c}\right)}{T_{s}} \right\} \cdot \\ &= \exp\left[-j\frac{4\pi f_{c}r(t_{m})}{c} \right] \cdot \exp\left(-j\varphi_{n,m}\right) \cdot \\ &= \exp\left\{ j\pi u T_{s} \left(\hat{t} - 2\frac{r(t_{m})}{c}\right)(n+k) \right\} \cdot \\ &= \exp\left\{ j\frac{\pi}{4} T_{s} \left(\hat{t} - 2\frac{r(t_{m})}{c}\right)(a_{n,m} + a_{k,m}) \right\} \cdot \\ &= \exp\left\{ j\frac{\pi}{4} (n+k)(a_{k,m} - a_{n,m}) \right\} \cdot \\ &= \left[\pi u T_{s} \left(\hat{t} - 2\frac{r(t_{m})}{c}\right) - \frac{\pi}{4} (a_{n,m} - a_{k,m}) \right] \cdot \\ &= \left[1 + k - n - \frac{\left(\hat{t} - 2\frac{r(t_{m})}{c}\right)}{T_{s}} \right] \right\} \cdot \exp\left(j\varphi_{k,m}\right) \quad (6) \\ &= 2) \stackrel{\text{M}}{=} 2\frac{r(t_{m})}{c} + (k - n - 1) T_{s} \leqslant \hat{t} \leqslant 2\frac{r(t_{m})}{c} + \\ (k - n) T_{s} \text{H}^{\frac{1}{2}}, \\ &= s(\hat{t}, t_{m}) = A_{r} T_{s} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} \left\{ 1 + n - k + \frac{\left(\hat{t} - 2\frac{r(t_{m})}{c}\right)}{T_{s}} \right\} \cdot \end{split}$$

 $\exp\left(-j\varphi_{n,m}\right)\exp\left(j\varphi_{k,m}\right)\cdot\exp\left(-j\frac{4\pi f_{c}r(t_{m})}{c}\right)\cdot$

$$\exp\left\{j\pi u T_{s}\left(\hat{t}-2\frac{r(t_{m})}{c}\right)(n+k)\right\} \cdot$$

$$\exp\left\{j\frac{\pi}{4T_{s}}\left(\hat{t}-2\frac{r(t_{m})}{c}\right)(a_{n,m}+a_{k,m})\right\} \cdot$$

$$\exp\left\{j\frac{\pi}{4}(n+k)(a_{k,m}-a_{n,m})\right\} \cdot$$

$$\operatorname{sinc}\left\{\left[\pi u T_{s}\left(\hat{t}-2\frac{r(t_{m})}{c}\right)-\frac{\pi}{4}(a_{n,m}-a_{k,m})\right] \cdot$$

$$\left[1+n-k+\frac{\left(\hat{t}-2\frac{r(t_{m})}{c}\right)}{T_{s}}\right]\right\}$$

$$(7)$$

由式(6)和式(7)可以看出,当单个脉冲传输通 信数据个数*N*=0时,MSK-LFM信号脉冲压缩后 的结果和LFM信号脉冲压缩后的结果相同,即

$$s(\hat{t}, t_m) = A_r T_p \exp\left\{-j\frac{4\pi f_c r(t_m)}{c}\right\} \cdot \\ \operatorname{sinc}\left\{\pi u T_p \left(\hat{t} - 2\frac{r(t_m)}{c}\right)\right\}$$

$$2\frac{r(t_m)}{c} - T_p \leqslant \hat{t} \leqslant 2\frac{r(t_m)}{c} + T_p$$

$$(8)$$

当 $N \neq 0$,由式(6)和式(7)可以看出,n = k时, 此时 MSK-LFM 信号脉冲压缩后的结果集中在 $2\frac{r(t_m)}{c} - T_s \leq \hat{t} \leq 2\frac{r(t_m)}{c} + T_s$ 范围内; $n \neq k$ 时,假 定n - k = q, $|q| \leq N - 1$,此时随着q的增大,此时 MSK-LFM 信号脉冲压缩后的结果集中在 $2\frac{r(t_m)}{c} + (q - 1)T_s \leq \hat{t} \leq 2\frac{r(t_m)}{c} + (q + 1)T_s$ 范围 内,因此,随着每个脉冲传输通信数据的增加,通信 数据使得 MSK-LFM 脉冲压缩后的旁瓣产生了大 幅度的提升,从而导致信噪比降低,使得雷达对弱 目标的检测性能下降。由式(1)也可以知道,当 m = 0时,第k码元所对应的 MSK-LFM — 体化信号 的瞬时频率为 $f_k(t) = f_c + \frac{a_k}{4T_s} + ut$,第k个码元的 频谱与同参数的线性调频信号的频谱相比,其频谱 偏移了 $\frac{a_k}{4T_s}$ 。由于在每个码元持续的时间内 MSK-LFM信号的频谱都会产生 $\left|\frac{1}{4T_s}\right|$ 的偏移量, 实际带宽可能不等于设计带宽,导致频谱扩展,造成能量泄露,使得信噪比下降,从而导致雷达对弱目标的检测性能降低^[11]。

以上通过对式(5)的分析可知,对于MSK-LFM 一体化信号,如果每个脉冲所传输的通信数据个数 都相同(即通信数据长度相同),随着每个脉冲传输 的通信数据个数增多时,导致其信噪比下降,进而 影响雷达对弱目标的检测。在兼顾通信速率的情 况下,为了改善信噪比,提高雷达对弱目标的检测 性能,可以通过设置每个脉冲上所传通信数据的数 量不同,即通信数据长度不同,从而改善信噪比,提 高雷达对弱目标的检测能力。

在非理想情况下,即当目标回波存在固定相位 偏差或随机相位偏差时,其二维回波信号可以表 示为

$$s_{r}(\hat{t}, t_{m}) = A_{r} \sum_{k=0}^{N-1} \operatorname{rect}\left[\frac{\hat{t} - 2\frac{r(t_{m})}{c} - kT_{s}}{T_{s}}\right] \cdot \exp\left\{-j\frac{4\pi f_{c}r(t_{m})}{c}\right\} \cdot \exp\left\{j\pi u \left(\hat{t} - 2\frac{r(t_{m})}{c}\right)^{2} + j\frac{a_{k,m}\pi}{2T_{s}}\left(\hat{t} - 2\frac{r(t_{m})}{c}\right) + j\varphi_{k,m} + j\theta(t_{m})\right\} (9)$$

当目标回波中存在随机相位偏差时, $\theta(t_m)$ 是关 于 t_m 的一个未知函数,其脉压结果和理想情况下的 脉压结果相比,由于 $\theta(t_m)$ 的存在,其脉压结果的表 达式变得更为复杂,信噪比更低,雷达对弱目标的 检测能力更低;当目标回波中存在固定相位偏差 时, $\theta(t_m)$ 等于 $0 \sim 2\pi$ 之间的某个常数,其脉压结果 几乎不受影响。

2 MSK-LFM一体化信号的相参积累

由式(6)和式(7)表达式可知,当n=k时,此时 脉压结果的相位项不仅受多普勒频率的影响,而且 还随着快时间 *î*变化,因此无法从时域判断相位项 的改变受何因素的影响,从而无法知道 MSK-LFM 一体化信号是否可以通过多普勒处理实现对目标 的相参积累。因此,可以通过频域分析判断 MSK- LFM一体化信号是否可以通过多普勒处理实现对 目标的相参积累。由式(1)可知,其一维回波信号 $r_{m}(t)$ 为

$$r_{m}(t) = \psi \sum_{k=0}^{N-1} \operatorname{rect} \left[\frac{t - \tau(t) - kT_{s} - mT_{r}}{T_{s}} \right] \cdot \exp\left\{ j\pi u(t - \tau(t) - mT_{r})^{2} \right\} \cdot \exp\left\{ j\frac{a_{k,m}\pi}{2T_{s}} \left(t - \tau(t) - mT_{r} \right) + j\varphi_{k,m} \right\} \cdot \exp\left\{ j\frac{a_{k,m}\pi}{2T_{s}} \left(t - \tau(t) - mT_{r} \right) + j\varphi_{k,m} \right\} \cdot \exp\left(j2\pi f_{s} t \right)$$

$$(10)$$

式中: $\phi = \exp\left(-j\frac{4\pi f_c R_0}{c}\right); R_0$ 为运动目标与雷达

的初始距离; $f_d = \frac{2vf_c}{c}$ 为运动目标的多普勒频率; $\tau(t) = \frac{2(R_0 - vt)}{c}$ 为相对时延; $m = 0, 1, \dots, N_m - 1_o$

由于一般的目标的速度远远小于光速,因此目标的速度在一个脉冲内所引起的相位变化可以忽略不计,相对时延可以近似为 $\tau(m) = \frac{2(R_0 - vmT_r)}{2}$,所以式(10)可以近似为

$$r_m(t) = \phi s_m(t - \tau(m)) \exp\left(j2\pi f_d m T_r\right)$$

$$m = 0, 1, \cdots, N_m - 1 \qquad (11)$$

通过脉冲压缩后,第*m*个MSK-LFM脉冲的输出信号*z*_m为

$$z_m = \psi \exp\left(j2\pi f_d m T_r\right) w_m(\tau)$$

$$m = 0, 1, \cdots, N_m - 1$$
(12)

式中: $w_m(\tau)$ 为 $s_m(t)$ 的脉冲压缩结果,

$$w_{m}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} s_{m}^{*}(-t) s_{m}(\tau - t - \tau(m)) dt$$

$$m = 0, 1, \cdots, N_{m} - 1$$
(13)

式中: $s_m^*(t)$ 为 $s_m(t)$ 的共轭。

式(13)用频域的形式可以表示为

$$w_m(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s_m^*(f) s_m(f) \exp(-j2\pi f\tau(m)) \cdot \exp(j2\pi f\tau) df \quad m = 0, 1, \cdots, N_m - 1(14)$$

式中: $s_m(f)$ 为 $s_m(t)$ 的傅里叶变换。

为了便于分析,令主瓣范围内的延迟 τ (由于要 探测的目标是运动的,在脉冲压缩时会导致结果的 不完全匹配,不同的时刻对应的目标的位置也随目 标的运动而改变,假定其仍处于同一距离单元)^[21] 满 足 $\tau = \frac{2(R_0 - vmT_r)}{c}, -\frac{1}{2B} \leqslant \tau \leqslant \frac{1}{2B}$ 。则式 (14)可以简化为

$$w_{m}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s_{m}^{*}(f) s_{m}(f) df = \int_{-\infty}^{\infty} |s_{m}(f)|^{2} df$$

$$m = 0, 1, \cdots, N_{m} - 1$$
(15)

式(15)就是MSK-LFM一体化波形的总能量, 等于 $w_m(\tau) = NT_s^{[11]}$ 。因此式(12)可以简化为

$$z_m = \psi N T_{\rm s} \exp\left(j2\pi f_{\rm d} m T_{\rm r}\right)$$

$$m=0,1,\cdots,N_m-1 \tag{16}$$

式(16)表明,对于同一距离的目标,不同脉冲 间的相位改变只由多普勒频率引起。因此,与传统 雷达相比,雷达通信一体化信号同样也可通过多普 勒处理,从而实现对目标的相参积累,进而提高雷 达对弱目标的检测性能。

3 非理想情况下MSK-LFM一体化信号的仿真及对比

在目标回波存在固定相位偏差或随机相位偏差 时,MSK-LFM一体化信号通信数据长度相同或不 同时的弱目标检测概率(P_d)的仿真结果如图1~图4 所示,仿真参数为:初始目标距离为 R_0 =200 km,目 标径向速度为v=9 m/s(此时没有跨距离走动),径 向加速度为a=0 m/s,相干积累时间 CPT 为0.1 s, 虚警概率为 P_h =10⁻⁶,脉冲积累数目为M=300,载 波频率为 f_c =5.5 GHz,信号带宽为B=40 MHz,脉冲 宽度为 T_p =2 µs,脉冲重复频率 PRF 为3 000 Hz,快 时间域的采样频率为 f_s =80 MHz,通信数据长度相 同时每个脉冲携带的通信数据为300个,通信数据长 度不同时,随着脉冲数目的增加,每个脉冲携带的通 信数据的长度线性减少。



图 1 随机相位偏差下 MSK-LFM 信号通信数据长度相同 的检测概率曲线

Fig. 1 Detection probabilities of MSK-LFM signals with the same communication data length under random phase deviation



图 2 固定相位偏差下 MSK-LFM 信号通信数据长度相同 的检测概率曲线

Fig. 2 Detection probabilities of MSK-LFM signals with the same communication data length under fixed phase deviation



图 3 随机相位偏差下 MSK-LFM 信号通信数据长度不同 的检测概率曲线

Fig. 3 Detection probabilities of MSK-LFM signals with different communication data lengths under random phase deviation

由图1~图4仿真结果如下:

1) 由图1可知,当目标回波存在的随机相位偏差 $\theta(t_m)$ 的变化范围在 $0 \sim \frac{\pi}{3}$ 之间时,对于MSK-LFM一 体化信号在信噪比为-32时,其弱目标的检测概率 相比目标回波没有存在随机相位偏差时下降约 13%;同理,由图4可知,其弱目标的检测概率最大 下降约9%。当目标回波存在的随机相位偏差 $\theta(t_m)$ 的变化范围不在 $0 \sim \frac{\pi}{3}$ 之间时,对于MSK-LFM一体化信号,由图1和图4可知,其弱目标的检 测概率相比目标回波没有存在随机相位偏差时会 大幅下降。



- 图4 固定相位偏差下 MSK-LFM 信号通信数据长度不同 的检测概率曲线
- Fig. 4 Detection probabilities of MSK-LFM signals with different communication data lengths under fixed phase deviation

2)由图 2可知,当目标回波存在固定相位偏差 $\theta(t_m)$,并在 0~2 π 之间取某个值时,对于 MSK-LFM一体化信号在信噪比为-32时,其弱目标的 检测概率最大下降约 13%;同理,由图 4可知,其弱 目标的检测概率最大下降约 6%。

3) 由图 1~图 4 可知,当目标回波存在固定相 位偏差或随机相位偏差时,在相同信噪比下,MSK-LFM一体化信号通信数据长度不同时的弱目标检 测概率均优于通信数据长度相同时的弱目标检测 概率。

DS-CSS一体化信号和MSK-LFM一体化信号 通信数据长度不同时的弱目标检测概率对比仿真 如图 5 和图 6 所示,仿真参数为:DS-CSS一体化信 号单个脉冲携带的通信码元为20个,m序列长度为 15,其他仿真参数同上。

图 5 中,黑色对应的曲线和红色对应的曲线从 左到右依次是 MSK-LFM 信号和 DS-CSS 信号在随 机相位偏差 $\theta(t_m)$,取值分别为 $0 < 0 < \frac{\pi}{3} < 0 < \frac{2\pi}{3} < 0 < \frac{\pi}{3} < 0 < \frac{2\pi}{3} < 0 < \frac{\pi}{3} < 0 < \frac{2\pi}{3} < 0 < \frac{\pi}{3} < \frac{\pi}{3} < 0 <$

黑色对应的曲线和红色对应的曲线从左到右 依次是MSK-LFM信号和DS-CSS信号在固定相位 偏差 $\theta(t_m)$,取值分别为 $0,\frac{\pi}{3},\frac{2\pi}{3},\pi,\frac{4\pi}{3},\frac{5\pi}{3},2\pi$ 时的 弱目标检测概率曲线,如图6所示。

由图 5 和图 6 的仿真结果可知,当目标回波存 在随机相位偏差或固定相位偏差时,MSK-LFM一



图 5 随机相位偏差下 MSK-LFM 信号通信数据长度不同 和 DS-CSS 信号的检测概率对比仿真

Fig. 5 Comparison simulation diagram of detection probability of MSK-LFM signal communication with the same data length and DS-CSS signal under random phase deviation



图 6 固定相位偏差下 MSK-LFM 信号通信数据长度不同 和 DS-CSS 信号的检测概率对比仿真

Fig. 6 Comparison simulation diagram of detection probability of MSK-LFM signal communication with the different data length and DS-CSS signal under fixed phase deviation

体化信号通信数据长度不同时的弱目标检测概率 均优于DS-CSS一体化信号的弱目标检测概率。

4 结束语

本文分析了 MSK-LFM 雷达通信一体化信号 的脉冲压缩处理过程、相参积累过程,在目标回波 存在固定相位偏差或随机相位偏差时,仿真并对比 了 MSK-LFM 雷达通信一体化信号通信数据长度 相同或不同时的弱目标检测概率曲线;在相同条件 下,与DS-CSS一体化信号的弱目标检测概率进行 对比仿真。仿真结果表明,对于同一距离门的目 标,在对MSK-LFM一体化信号进行脉冲压缩处理时,不同脉冲间的相位改变只由多普勒频率引起; 在固定相位偏差或随机相位偏差下,MSK-LFM一体化信号的通信数据长度不同时的弱目标检测概率,优于MSK-LFM一体化信号的通信数据长度相同时的弱目标检测概率,同时也优于DS-CSS一体化信号的弱目标检测概率。

参考文献

- [1]陈胜哲,徐林丰,庄恒宇,等.用于航天器分离过程测量的激光雷达系统[J].导弹与航天运载技术,2019,5
 (3):122-126.
- [2] 陈胜哲,景艳红,任宁,等.用于航天器振动测量的激光 雷达微弱信号提取技术[J].导弹与航天运载技术, 2021,7(4):113-116.
- [3] LIN L J, SUN G H, CHENG Z Y, et al. Long-time coherent integration for maneuvering target detection based on ITRT-MRFT [J]. IEEE Sensors Journal, 2020, 20(7): 3718-3731.
- [4] SUN Z, LI X L, CUI G L, et al. A fast approach for detection and parameter estimation of maneuvering target with complex motions in coherent radar system
 [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70(10): 10278-10292.
- [5] CAO Y F, WANG W Q, ZHANG S S. Long-time coherent integration for high-order maneuvering target detection via zero-trap line extraction [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2021, 57(6): 4017-4027.
- [6] ZHU D Y, LI Y, ZHU Z D. A keystone transform without interpolation for SAR ground moving-target imaging [J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2007, 4(1): 18-22.
- [7] DAI Z N, ZHANG X G, FANG H, et al. High accuracy velocity measurement based on keystone transform using entropy minimization [J]. Chinese Journal of Electronics, 2016, 25(4): 774-778.
- [8] 丁鹭飞,耿富录,陈建春.雷达原理[M].4版.北京:电 子工业出版社,2009.
- [9] DOU Z, ZHONG X K, ZHANG W X. Radarcommunication integration based on MSK-LFM spread spectrum signal [J]. International Journal of Communications Network & System Sciences, 2017, 10(8): 108-117.
- [10] 杨慧婷.基于线性调频信号的雷达通信共享信号研究 [D].西安:西安电子科技大学,2018.

- [11] 刘志鹏.雷达通信一体化波形研究[D].北京:北京理 工大学,2015.
- [12]代雪飞,陆满君,张文旭.基于弹载场景的MSK-LFM 雷达通信一体化波形优化[J].制导与引信,2021,42 (3):5-11,38.
- [13] 杨卜镔.MSK-LFM 雷达通信一体化中多普勒频移估 计研究[D].西安:西安电子科技大学,2021.
- [14] XU J, YU J, PENG Y N, et al. Radon-Fourier transform for radar target detection, I : generalized Doppler filter bank [J]. IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems, 2011, 47(2): 1186-1202.
- [15] 林春风,黄春琳,粟毅.双基地雷达Radon-Fourier变换 弱目标积累检测[J].雷达学报,2016,5(5):526-530.
- [16] 陈小龙,刘宁波,王国庆,等.基于Radon-分数阶傅里

叶变换的雷达动目标检测方法[J].电子学报,2014,42 (6):1074-1080.

- [17] 郭云飞,周森山,赵尚宇.基于Keystone-FRFT的机动 弱目标检测算法[J].杭州电子科技大学学报(自然科 学版),2015,35(1):97-100.
- [18] RAO X, TAO H H, SU J, et al. Axis rotation MTD algorithm for weak target detection [J]. Digital Signal Processing, 2014, 26: 81-86.
- [19] 肖海燕.雷达通信干扰一体化波形设计与产生[D].南 京:南京理工大学,2015.
- [20] 张传志.CSS和DSSS-Chirp信号特征分析及参数估计 方法[D].哈尔滨:哈尔滨工程大学,2015.
- [21] 刘永军.基于OFDM的雷达通信一体化设计方法研究 [D].西安:西安电子科技大学,2019.

- (上接第37页)
- [4] LI Z, LIANG Y, XING M, et al. Focusing of highly squinted SAR data with frequency nonlinear chirp scaling [J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2016, 13(1): 23-27.
- [5] 吴顺君,梅晓春.雷达信号处理和数据处理技术[M]. 北京:电子工业出版社,2010.
- [6] 冯维婷.目标运动对LFM信号脉冲压缩的影响分析 [J].西安邮电学院学报,2010,15(5):57-61.
- [7]姜毅.无人机载 SAR 实时成像处理技术研究[D].南京:南京理工大学,2011.
- [8] 陈志勇,陈坤,黎湘.基于DSP的雷达通用并行信号处 理平台[J].现代雷达,2005,27(8):43-45.
- [9] 安道祥.高分辨率SAR成像处理技术研究[D].长沙: 国防科学技术大学,2011.
- [10] 保铮.雷达成像技术[M].北京:电子工业出版社, 2005:131-132.
- [11] 李震宇,陈溅来,梁毅,等.带有多普勒中心空变校正的 大斜视 SAR 成像方法[J].西安电子科技大学学报, 2016,43(3):19-24.

- [12] 辛熠,杨瑞民.多核DSP编程技术研究[J].电子测试, 2011(9):81-85.
- [13] 陈皓. 基于 FPGA+DSP 的斜视 SAR 实时处理技术 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2012.
- [14] 胡桂彬.基于高性能FPGA与多核DSP架构的并行设 计[D].西安:西安电子科技大学,2015.
- [15] 杜刚,童宁宁.基于TMS320C6701的线性调频信号的 数字脉冲压缩[J].电子技术应用,2005(5):69-71.
- [16] 任腊梅,基于 ADSPTS201 的某雷达信号处理软件设 计[D].西安:西安电子科技大学,2013.
- [17] 赵飞.机载斜视 SAR 算法研究与实时处理系统设计 [D].西安:西安电子科技大学,2015.
- [18] 姚鑫东.基于多核DSP的实时雷达信号处理平台设计 [D].西安:西安电子科技大学,2014.
- [19] 杨方.基于 TMS320C6678 的多核 DSP 并行处理应用 技术研究[D].北京:北京理工大学,2014.
- [20] 党大龙.基于 TIDSPC6678 的弹载 SAR 实时成像处理 设计[D].西安:西安电子科技大学,2014.