

间歇采样转发假目标对 CFAR 检测影响分析*

冯德军, 杨 勇, 徐乐涛

(国防科技大学 电子信息系统复杂电磁环境效应国家重点实验室, 湖南 长沙 410073)

摘要:分析间歇采样转发形成的假目标干扰对雷达 CFAR 检测的影响和间歇采样转发假目标生成机理,给出间歇采样转发假目标产生方法。在此基础上,以雷达一次搜索周期内虚警、漏警造成的检测代价作为检测性能指标,分别分析单元平均恒虚警检测器、有序恒虚警检测器、剔除和平均恒虚警检测器在间歇采样转发假目标干扰下的检测代价。着重分析间歇采样转发干扰关键参数对检测代价的影响。仿真结果表明,间歇采样转发产生的多个假目标显著提高了雷达的检测代价,检测代价受转发占空比、转发功率的影响较大,而受转发频率影响较小。在三种恒虚警检测器的对比中,剔除和平均恒虚警检测器相对于另两种检测器的检测代价更大些。

关键词:间歇采样;转发干扰;假目标;恒虚警检测;检测代价

中图分类号:TN95 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-2486(2016)01-063-06

Impact analysis of CFAR detection for active decoy using interrupted-sampling repeater

FENG Dejun, YANG Yong, XU Letao

(State Key Laboratory of Complex Electromagnetic Environmental Effects on Electronics & Information System, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: The impact of ISRJ (Interrupted-Sampling Repeater Jamming) on radar constant false alarm rate detection and the generation principle of false target using ISRJ were analyzed, and then generation methods of false targets jamming were given. On this basis, the detection cost caused by the false alarm and false dismissal in a search period of radar was chosen as the criteria of detection performance. The detection costs of CA-CFAR, OS-CFAR, CMLD-CFAR detectors for active decoy using IRSJ were analyzed, especially the influence of key factors of ISRJ on detection costs. Simulation result shows that the detection costs will increase remarkably for the active decoy from IRSJ and it is sensitive to the jammer power and duty ratios, but have little relationship to the repeating frequency. Among the three detectors, the detection costs of radar CMLD-CFAR detectors are higher than those of the OS-CFAR and the CA-CFAR.

Key words: interrupted-sampling; repeater jamming; active decoy; constant false alarm rate detection; detection cost

间歇采样转发是一种新型干扰方法,该方法通过对雷达信号进行低速率的间歇采样处理,巧妙利用对雷达信号的间歇性“欠采样”处理技术,可以产生相干假目标束的干扰效果^[1]。该方法不但可以明显改善干扰机的响应速度,而且可以采用收发共置天线工作。此外,由于采用“欠采样”技术,该方法对雷达信号的高速采样要求也将大为降低,可以为后续的信号处理提供更为灵活的平台。通过精确的幅度、移频等调制方法,可以控制假目标的空间分布、幅度等特性,从而使其具有和真实目标相仿的特性,从而使得雷达难以分辨^[2]。当前,已有不少文献对间歇采样转发假目标的产生、特性等方面作了较深入的探讨^[3],

但它对雷达探测的影响研究尚不多见。

现代雷达系统通常采用恒虚警技术实现对目标的检测,它通过估计参考距离单元平均电平来计算检测门限。当多个目标存在于参考单元内时,会使检测门限提高,导致目标难以检测。为此,诸多学者提出了一系列恒虚警(Constant False Alarm Rate, CFAR)检测算法以适应多目标干扰环境^[4-6],如单元平均选大恒虚警检测(the Greatest Of CFAR, GO-CFAR)、单元平均选小恒虚警检测(the Smallest Of CFAR, SO-CFAR)、有序恒虚警检测(Order Statistics CFAR, OS-CFAR)、剔除和平均恒虚警检测(Censored Mean Level Detector CFAR, CMLD-CFAR)等,并从不同的角度对上述

* 收稿日期:2015-01-28

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61372170)

作者简介:冯德军(1972—),男,湖南湘潭人,副研究员,博士,硕士生导师,E-mail:fdj117@163.com

检测算法在多目标环境下的检测性能进行了详细分析^[7-9]。上述算法不同程度地提高了目标检测概率,具有较强的多目标检测能力。但另一方面,在有源干扰产生多个假目标且位于参考单元内时,会产生两个主要影响:首先,它提高了对真目标的检测门限,可能造成漏警;其次,多个假目标的存在可能使得检测器发生虚警,这两个主要影响均会导致检测代价的显著提高。间歇采样转发具有形成多个假目标的能力,假目标的幅度、分布等特征与间歇采样转发的关键参数密切相关。以雷达一次搜索周期内虚警、漏警所造成的总的检测代价作为检测性能指标,考虑到间歇采样转发假目标生成的关键影响因素,系统分析了间歇采样转发假目标对单元平均恒虚警(Cell Averaging CFAR, CA-CFAR)检测,OS-CFAR以及CMLD-CFAR检测的影响,通过仿真得到了若干有实际应用价值的结论。

1 间歇采样转发假目标的生成

设间歇采样信号是一个矩形包络脉冲串,其脉宽为 τ ,重复周期为 T_s ,记为 $p(t)$,其数学表达式为

$$p(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{\tau}\right) \times \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT_s) \quad (1)$$

其中, $\text{rect}\left(\frac{t}{\tau}\right) = \begin{cases} 1 & |t| \leq \frac{\tau}{2} \\ 0 & |t| > \frac{\tau}{2} \end{cases}$, $\delta(t)$ 为冲激函数。

利用傅里叶变换关系: $\text{rect}\left(\frac{t}{\tau}\right) \leftrightarrow \tau \text{Sa}(\pi f \tau)$,

$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT_s) \leftrightarrow \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(f - nf_s)$, 其中 $f_s = \frac{1}{T_s}$ 为采样频率, $\text{Sa}(x) = \sin(x)/x$, 易得 $p(t)$ 的频谱为

$$\begin{aligned} P(f) &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \tau f_s \text{Sa}(\pi n f_s \tau) \delta(f - n f_s) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n \delta(f - n f_s) \end{aligned} \quad (2)$$

其中 $a_n = \tau f_s \text{Sa}(\pi n f_s \tau)$ 。特别地, 当 $T_s = 2\tau$ 时, $p(t)$ 变为方波脉冲串, 式(2)变为

$$P(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{2} \text{Sa}\left(\frac{n\pi}{2}\right) \delta(f - n f_s) \quad (3)$$

可见 $p(t)$ 的偶数次谐波分量为零, 奇数次谐波分量的幅度随着 n 增大而递减。设雷达发射信号为 $x(t)$, 其时宽为 T , 带宽为 B , 频谱为 $X(f)$ 。干扰机收到雷达信号后, 对其进行间歇采样处理, 即以 $p(t)$ 与其做相乘运算, 得采样信号为 $x_s(t)$ 。 $x_s(t)$ 进入雷达的匹配滤波器, 输出记为 $y_s(t)$, 则

$$y_s(t) = x_s(t) \times h(t) \quad (4)$$

其频谱为 $Y_s(f) = X_s(f)H(f)$, 有

$$Y_s(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n X(f - n f_s) X^*(f) \quad (5)$$

对式(5)作逆傅里叶变换, 并记

$$y_{sn}(t) = F^{-1}[X(f - n f_s) X^*(f)] \quad (6)$$

其中 F^{-1} 表示逆傅里叶变换, 则

$$y_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n y_{sn}(t) \quad (7)$$

这里 $y_{sn}(t)$ 是多普勒频移为 $f_d = n f_s$ 的目标回波经匹配滤波后的输出信号, 根据模糊函数的定义知

$$y_{sn}(t) = \chi(t, -n f_s) \quad (8)$$

其中 χ 为模糊函数运算符。由式(8)可知, $y_s(t)$ 可看作是大量具有不同多普勒频移的目标回波经匹配滤波后输出信号的加权合成。

间歇采样频率、被采样信号的带宽等决定了所生成的假目标的特性, 当采样频率远高于雷达信号带宽时, 此时间歇采样转发干扰信号经过雷达匹配滤波后, 其输出波形与目标回波信号的脉压输出完全相同, 仅在幅度上相差一个常数。这意味着, 当干扰机对雷达信号的采样频率超过其信号带宽时, 间歇采样转发干扰将表现为一个假目标回波的欺骗效果, 即输出为

$$\begin{aligned} y_{sn}(t) &= \text{Sa}[\pi \xi_n (T - |t|)] \left(1 - \frac{|t|}{T}\right) \times \\ &\quad \exp(j\pi[-\xi_n (T - t)]) \end{aligned} \quad (9)$$

其中 $\xi_n = n f_s$ 。当采样频率小于雷达带宽时, 干扰输出将形成多个假目标, 它可看作是一个多普勒频率为 $f_d = n f_s$ 的目标回波经匹配滤波器的输出, 其输出波形仍然同式(9), 峰值点出现在 $t_{\max} = -\frac{n f_s}{k_f}$ 处, 幅度近似为 $|y_{sn}(t_{\max})| = 1 - \frac{|n f_s|}{B}$, 脉宽近似为 $\tau_{sn} = \frac{1}{B - |n f_s|}$, 且相邻两阶信号的峰值点相距 $\Delta t_{\max} = \frac{f_s}{B} T$ 。

2 CFAR 检测代价

CFAR 检测的实质就是要保持虚警概率恒定的情况下估计噪声的检测门限。假定真目标位于第 m 个距离单元, 真目标前后参考单元内等间距分布着多个假目标。对于第 n 个距离单元, $n \neq m$, 检测出目标的代价为 C_{01}^n , 无目标时检测出的代价为 C_{00}^n , 对于第 m 个距离单元, 检测出目标的代价为 C_{11}^m , 无目标检测出的代价为 C_{10}^m 。在此, 按

最小错误概率准则,通常假定 $C_{00}^n = C_{11}^m = 0, C_{01}^n = C_{10}^m = 1$,雷达一次搜索周期内总的检测代价为

$$R = \sum_{n=1}^{N+1} C_{ij}^n, \quad i \neq j \quad (10)$$

其中 N 为参考单元数。

CFAR 检测参考单元示意图如图 1 所示。多假目标等间隔的分布在以真目标为中心的 $N+1$ 个距离单元内,CFAR 检测器依次对这 $N+1$ 个距离门进行检测,最后统计 $N+1$ 个距离单元的检测结果造成的检测代价。

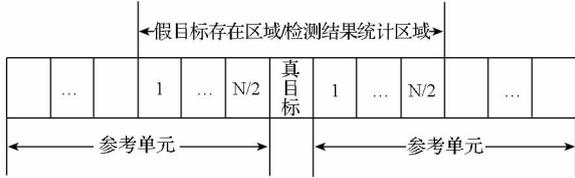


图 1 CFAR 检测参考单元示意图

Fig. 1 Sketch map of reference cells of CFAR detection

CFAR 检测器检测门限由虚警概率和背景噪声分布共同决定。假定雷达接收机 I, Q 通道的噪声均为高斯白噪声,经平方律检波后参考距离单元内背景噪声服从指数分布,CFAR 检测门限可表示为^[10]

$$T = -P_N \ln P_{fa} \quad (11)$$

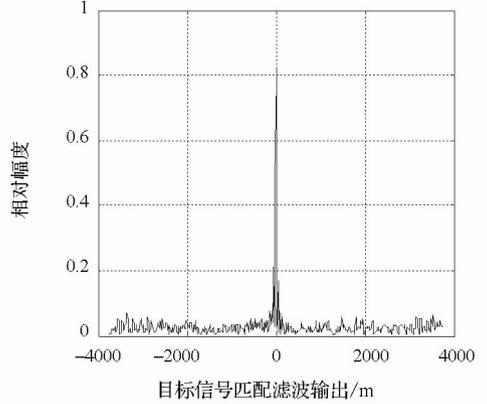
其中, P_N 为参考距离单元的噪声平均功率, P_{fa} 为虚警概率。对参考距离单元的噪声平均功率进行估计时,不同的 CFAR 检测器估计方法不同。CA-CFAR 检测器采用参考单元功率平均的方法来估计背景噪声平均功率,OS-CFAR 检测器先对各距离单元背景噪声功率排序,然后选取序列中第 k 个值作为背景噪声平均功率,CMLD-CFAR 检测器则是先剔除若干个大功率后,对剩余参考单元功率的平均值来估计背景噪声平均功率。

3 间歇采样转发干扰关键参数对 CFAR 检测的影响分析

3.1 仿真参数设置

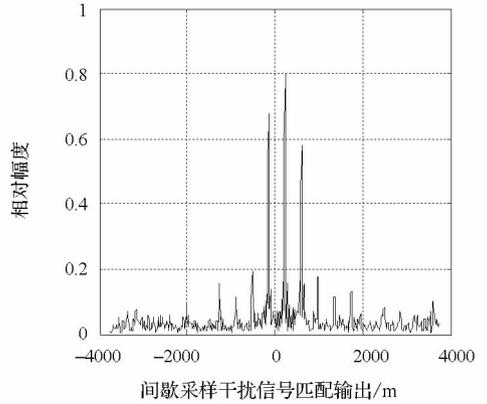
针对 CA-CFAR, OS-CFAR, CMLD-CFAR 三种恒虚警检测器,通过仿真对假目标的影响进行具体分析。仿真参数设定如下:干扰机需要保护的目标 RCS 为 1 m^2 ,雷达天线增益为 55 dB,峰值功率 1 MW,雷达损耗 6 dB,噪声系数 3 dB,采用线性调频 (Linear Frequency Modulation, LFM) 信号,带宽为 5 MHz,脉宽 $50 \mu\text{s}$,干扰机与雷达相距 50 km,干扰方式为自卫式干扰,干扰机天线增益 20 dB,转发延迟为 $2 \mu\text{s}$,占空比为 50%,采样周

期为 $4 \mu\text{s}$ 。经计算可知,在干扰机发射功率为 12.6 MW 的情况下,可以使得 0 阶假目标与真实目标幅度一致。经归一化,获得的目标回波、干扰回波及两者相叠加后的总的回波如图 2 所示。



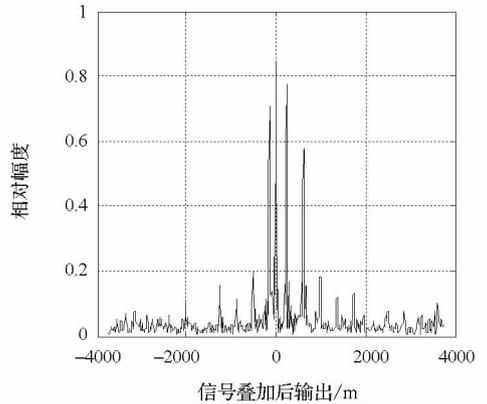
(a) 目标信号匹配滤波输出结果

(a) Result of target signal after matched filtering



(b) 干扰信号匹配滤波输出结果

(b) Result of jamming signal after matched filtering



(c) 信号叠加后输出结果

(c) Result of signal after superposing

图 2 经过脉冲压缩后的目标信号和干扰信号

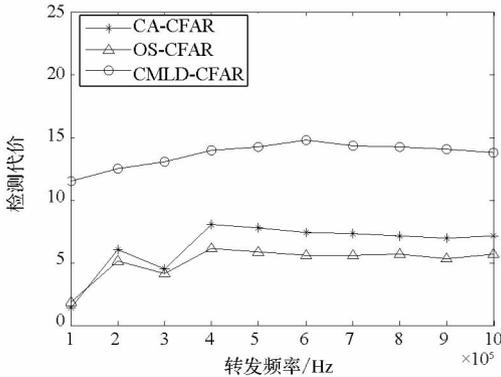
Fig. 2 Target signal and jamming signal after matched filtering

从图 2 不难看出,间歇采样转发干扰所生成的假目标低阶分量具有很好的逼真度,通过幅度和位置控制,可以使得真假目标参差分布,从而增

加了 CFAR 检测器的检测代价。

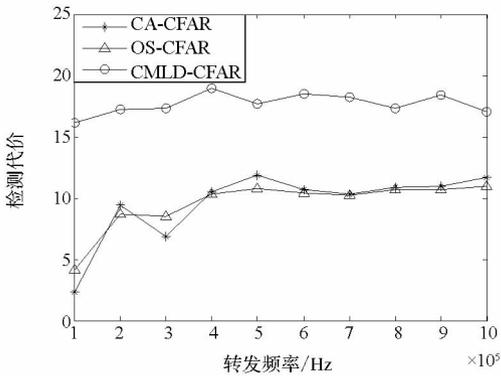
3.2 转发频率对检测代价的影响分析

根据间歇采样转发的基本原理可知,其关键参数包括转发频率、占空比及转发的功率。下面首先分析转发频率的影响。采用蒙特卡洛仿真对检测结果统计区域做 CA-CFAR 检测,次数为 1000 次,虚警概率为 10^{-6} ,参考单元数为 32。在信噪比分别为 10 dB,20 dB 时,三种检测器在不同转发频率情形下的检测代价如图 3 所示。



(a) 转发频率对检测代价的影响(信噪比 10 dB)

(a) Influence of repeating frequency on detection cost(SNR = 10 dB)



(b) 转发频率对检测代价的影响(信噪比 20 dB)

(b) Influence of repeating frequency on detection cost(SNR = 20 dB)

图 3 转发频率对检测代价的影响

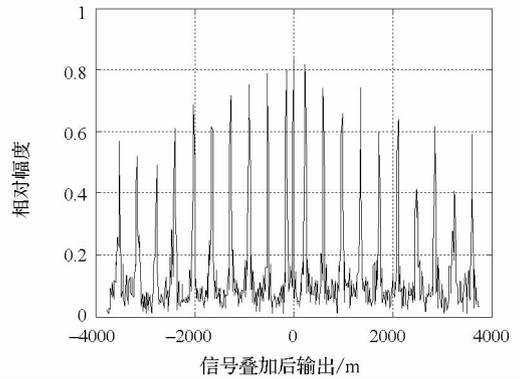
Fig. 3 Influence of repeating frequency on detection cost

从图 3 可以得到几个明显的结论。第一,检测代价受转发频率的影响不明显。由间歇采样转发的原理可知,转发频率主要影响假目标的空间分布,而对影响检测代价较大的假目标数目及相对幅度并无影响,故检测代价随转发频率的改变较小。第二,同等情况下,信噪比较高时,检测代价反而更高。仔细分析可知,信噪比较高时,相对噪声基底更低,检测门限相对较低,因而有更多的高阶假目标被检测为真目标,提高了检测代价。第三,三种检测器中,CMLD-CFAR 相对另两种检

测器具有更高的检测代价。由 CMLD-CFAR 原理可知,相对 OS-CFAR,CMLD-CFAR 剔除了若干个大功率噪声信号,因而噪声门限更低,有更多的间歇采样转发假目标超过检测门限,由此带来了更高的检测代价。

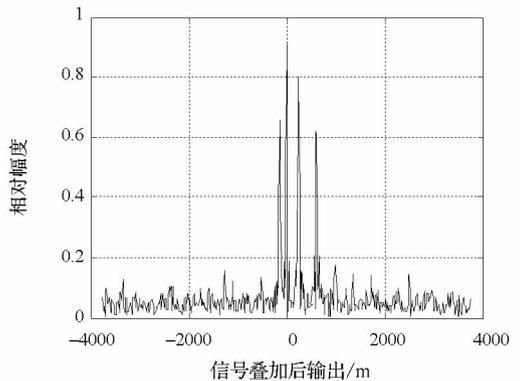
3.3 占空比对检测代价的影响分析

占空比是间歇采样转发干扰的另一个重要参数,它影响假目标的绝对幅度以及各阶假目标之间相对幅度。通常来说,占空比越高,低阶假目标在干扰总能量中所占的比例越大,产生 3~5 个较强的假目标;占空比越低,高阶假目标和低阶假目标的能量差别越小,体现为一大批幅度近似的密集假目标,而它们之间的距离由转发频率控制。图 4 画出了不同占空比情形下的假目标幅度和空间分布细节。仿真参数同前,在设定的信噪比条件下,占空比与检测代价、检测门限的关系曲线如图 5 所示。



(a) 占空比 5%, 干扰机功率 1.26 W

(a) Duty ratios is 5% and power of jammer is 1.26 W



(b) 占空比 40%, 干扰机功率 0.02 W

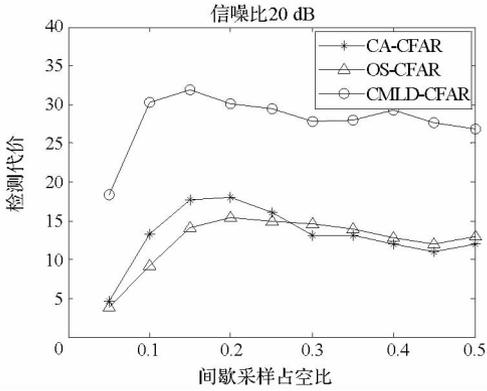
(b) Duty ratios is 40% and power of jammer is 0.02 W

图 4 不同占空比及干扰功率下的假目标结构细节

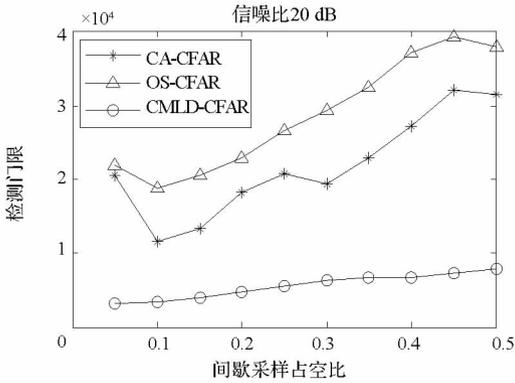
Fig. 4 Configuration of false target in different duty ratios and power

从图 5 中可得到几个有价值的结论。首先是占空比与检测门限呈现一种正比关系,即三种恒

虚警算法的检测门限均随占空比的提高而提高。仔细分析可知,占空比较低时,高阶和低阶假目标的幅度差别较小,较多的高阶假目标被认为是基低噪声,从而提高了检测门限的阈值。第二个结论是间歇采样占空比与检测代价之间存在着较弱的互相关性。当占空比较高时,高阶假目标相对幅度变小,具有较大幅度的假目标数目变少,从而呈现出一定的互相关性。需要指出的是,占空比的影响与转发功率有较强的关联性,下面进行进一步的分析。



(a) 占空比对检测代价的影响(信噪比 20 dB)
(a) Influence of jammer duty ratios on detection cost(SNR = 20 dB)



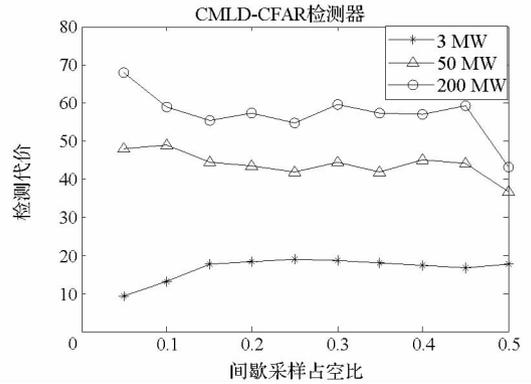
(b) 占空比对检测门限的影响(信噪比 20 dB)
(b) Influence of jammer duty ratios on detection threshold(SNR = 20 dB)

图 5 占空比对检测代价与检测门限的影响
Fig. 5 Influence of jammer duty ratios on detection cost and detection threshold

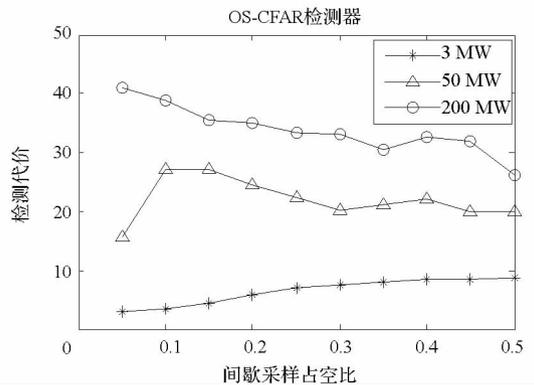
3.4 转发功率对检测代价的影响分析

转发功率是有源干扰最重要的参数之一,通常来说,压制式干扰所需的功率较大,而欺骗式干扰所需的功率较小,转发功率与检测代价之间也存在着一定的正比关系,图 6 画出了 OS-CFAR 与 CMLD-CFAR 两种检测器检测代价与转发功率之间的关系。

从图 6 可以看出,随着干扰功率的增大,检测代价会有较显著的增长,在干扰功率相同的情况下,OS-CFAR 相比 CMLD-CFAR,检测代价更低些。从图中还可以发现,在干扰功率较大的时候,检测代价与占空比之间存在着一定的负相关关系。仔细分析可知,要功率较大且占空比较低时,间歇采样转发形成的假目标较密集,类似于密集多假目标干扰,此时对雷达检测具有压制效果,大量的假目标提高了检测代价。随着占空比的提高,假目标数目减少,体现为少数的较强假目标,此时干扰对雷达检测具有压制效果和欺骗效果。在干扰功率较小时,占空比对检测代价的影响较小。因此,从提高干扰效率的角度而言,如果要实现密集假目标干扰,在保证干扰功率的情况下,可以减小转发干扰的占空比;如果要用较少的假目标实现欺骗干扰,则可减小干扰功率,增大占空比。



(a) CMLD-CFAR 检测器的转发功率对检测代价的影响
(a) Influence of CMLD-CFAR jammer power on detection cost



(b) OS-CFAR 检测器的转发功率对检测代价的影响
(b) Influence of OS-CFAR jammer power on detection cost

图 6 转发功率对检测代价的影响

Fig. 6 Influence of jammer power on detection cost

4 结论

间歇采样转发干扰是一种新型的干扰样式,

它兼具欺骗性和压制性,对雷达目标检测构成了极大威胁。从间歇采样转发假目标产生机理出发,以雷达搜索周期内的检测代价作为雷达检测性能指标,分析间歇采样转发关键参数对 CA-CFAR, OS-CFAR, CMLD-CFAR 检测的影响。总的来说,雷达检测代价受干扰转发功率、占空比、转发频率等多个因素的影响。受功率与占空比的影响较明显,受转发频率的影响较小。就检测器而言,在一次搜索周期内,CMLD-CFAR 检测器相比于 OS-CFAR, CA-CFAR 检测器的检测代价更大。所得到的这些结论对于间歇采样转发干扰样式的应用、优化和参数选择具有十分重要的参考价值。

参考文献 (References)

- [1] Wang X S, Liu J C, Liu Z, et al. Mathematic principles of interrupted-sampling repeater jamming (ISRJ)[J]. Science in China Series F: Information Sciences, 2007, 50(1): 113 - 123.
- [2] Feng D J, Tao H M, Yang Y, et al. Jamming de-chirping radar using interrupted-sampling repeater [J]. Science China (Information Sciences), 2011, 54(10): 2138 - 2146.
- [3] Feng D J, Xu L T, Wang W, et al. Radar target echo cancellation using interrupted-sampling repeater [J]. IEICE Electronics Express, 2014, 11(8): 1 - 6.
- [4] Wilson S L. Two CFAR algorithms for interfering targets and nonhomogeneous clutter [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1993, 29(1): 57 - 72.
- [5] Barkat M, Himonas S D, Varshney P K. CFAR detection for multiple target situations [J]. IEE Proceedings F Radar and Signal Processing, 1989, 136(5): 193 - 209.
- [6] VanCao T T. A CFAR thresholding approach based on test cell statistics [C]//Proceedings of IEEE Radar Conference, 2004, 1: 349 - 354.
- [7] El Mashade M B. Analysis of the censored-mean level CFAR processor in multiple target and nonuniform clutter [J]. IEE Proceedings of Radar Sonar and Navigation, 1995, 142(5): 259 - 266.
- [8] Han D S. Detection performance of CFAR detectors based on order statistics for partially correlated chi-square targets [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2000, 36(4): 1423 - 1429.
- [9] Bandiera F, Orlando D, Ricci G. CFAR detection of extended and multiple point-like targets without assignment of secondary data [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2006, 13(4): 240 - 243.
- [10] Richards M A. Fundamentals of radar signal processing [M]. New York, USA: The McGraw-Hill Companies, 2005.