

文章编号: 2095-4980(2018)04-0630-07

基于压缩感知的 CFAR 目标检测在机会雷达中的应用

刘长远, 马俊虎, 甘露

(电子科技大学 电子工程学院, 四川 成都 611731)

摘要: 提出一种基于压缩感知(CS)技术在机会雷达系统中进行恒虚警率(CFAR)目标检测的算法, 根据目标回波在距离单元上的稀疏性, 采用压缩感知技术对目标回波进行压缩采样; 设计了一种新的建立在压缩域上的CA-CFAR检测器, 它能在不恢复原始信号的条件下, 快速完成目标回波的检测; 进行了检测门限理论分析, 设计出一种适用于压缩域检测的门限选定方法; 给出系统检测结果与接收机的性能曲线。仿真结果表明, 本算法可以实现低信噪比下雷达信号的直接检测, 无需信号重构, 节省了运算量。

关键词: 恒虚警; 压缩感知; 目标检测

中图分类号: TN958

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA201804.0630

Application of CA-CFAR with Compressive Sensing in opportunistic radar

LIU Changyuan, MA Junhu, GAN Lu

(School of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu Sichuan 611731, China)

Abstract: An algorithm based on Compressive Sensing(CS) technology is proposed, which is applied in the opportunistic radar system, conducting Constant False Alarm Rate(CFAR) target detection. Because of the sparseness of the target echo on the distance unit, a new CA-CFAR detector based on the compressed domain is designed by using the compression sensing sample. In this way, the target echo can be found without restoring the original signal. The algorithm can achieve target echo detection rapidly. And the theoretical analysis of the detection threshold of the CA-CFAR detector on the compressed domain is further studied. The performance of the system and the characteristic of the receiver are given. The simulation results show that the algorithm can directly detect the low SNR signal without signal reconstruction and cut the computation amount.

Keywords: Constant False Alarm Rate; Compressing Sensing; signal detection

机会雷达也称无源雷达或外辐射源雷达, 相比于常规雷达, 机会雷达系统中没有发射模块, 只有接收模块, 雷达自身不发射电磁波, 而是利用空中已存在的电磁波信号照射进入某一特定空域的目标, 从而获取目标相关信息的雷达探测系统。机会雷达通常利用机会辐射源, 如调频广播、通信卫星或敌方预警雷达等作为目标的照射信号, 对接收来自机会照射源的直达波与经由目标反射的回波做信号处理, 提取出目标回波参数, 实现对目标的检测与定位等^[1]。本文研究的机会照射源是短波超视距雷达信号, 因为该雷达信号属于军用雷达信号, 具有良好的波性特征与目标速度距离分辨特性, 发射功率大, 作用距离远, 能完成超视距的目标探测功能。

为提高雷达系统运算速率与处理性能, 目前已有大量文献对恒虚警率(CFAR)方法进行了分析^[2-5], 而将压缩感知技术(CS)应用于机会雷达进行目标检测更引起了学者的兴趣。2015年, Mehrdad Yaghoobi 等利用多通道的方式实现了各通道欠采样下对目标的恒虚警检测^[6]。Haley H Kim 在 2016 年设计了一种稀疏阵列, 将压缩感知技术应用到 CFAR 雷达上^[7], 成功实现了对目标的信号检测。文献[8-9]通过利用复近似消息传递(Complex Approximate Message Passing, CAMP)算法对压缩采样信号重构之后完成 CFAR 检测。文献[6-7]提出的 CFAR 检测方法是基于多通道进行的, 虽然单通道下数据量减少, 但各个通道、各个阵元的数据和是相当大的; 文献[8-9]的方法需要进行信号重构, 且需要较高的信噪比, 这在机会雷达中检测低信噪比目标是十分困难的。文献[10]提出了利用最大值参考单元进行恒虚警目标检测的算法, 但该算法同样无法满足低信噪比检测目标的要求。

收稿日期: 2017-05-09; 修回日期: 2017-06-29

基金项目: 国家自然科学基金委员会-中国工程物理研究院 NSAF 联合基金资助项目(U1530126)

本文提出的目标信号检测方法,是在压缩感知理论下对目标回波信号在没有重构的条件下直接进行单通道的 CFAR 检测。压缩感知技术与单通道数据的结合,大大降低了需要处理的数据长度,直接进行不恢复重构的信号处理简化了操作步骤,节省了大量的处理时间。该算法可以在低信噪比的情况下,最终利用压缩感知技术实现对目标信号的检测。

1 数学模型

信号检测问题,可以看成是二元假设问题,此时数学模型为:

$$\begin{cases} H_0: \mathbf{y} = \mathbf{n} \\ H_1: \mathbf{y} = \mathbf{x} + \mathbf{n} \end{cases} \quad (1)$$

式中: \mathbf{y} 是雷达接收到的信号; \mathbf{x} 是目标回波信号; \mathbf{n} 是高斯白噪声。 H_0 表示假设没有信号回波,只有噪声; H_1 表示假设信号存在。

应用压缩感知技术,用 $\Phi \in \mathbf{R}^{M \times N}$ ($M \ll N$) 表示测量矩阵,此时的数学模型变为:

$$\begin{cases} H_0: \mathbf{y} = \Phi \mathbf{n} \\ H_1: \mathbf{y} = \Phi(\mathbf{x} + \mathbf{n}) \end{cases} \quad (2)$$

在机会雷达系统中, \mathbf{y} 就是主天线采样接收的数据。由于该类型雷达对信号“只收不发”的特性,除了有主天线接收目标回波信号外,还需要在雷达接收端设置辅助天线用于接收直达波信号,通过相应的信号处理对消掉主天线中强直达波等干扰信号的干扰。模型选用的信号为短波超视距雷达信号,它的调制形式为线性调频模式。本文在传统的 CA-CFAR 模型基础上,建立了运用压缩感知方法后的检测模型,如图 1 所示。

采用压缩感知技术的 CA-CFAR 信号检测需要分别经过滤波器、计数器、参考信号运算器和比较器这 4 个主要过程。为将信号的有、无区别开来,首先需要对信号进行分段处理,每个脉冲周期分成 K 段,则回波信号只在某个分段内。之后对各段分别进行滤波,再将滤波后的信号送入计数器中,计数器统计信号正数值,并送入运算单元中等待检测运算。最后将比较的结果输出,若检测单元值更大,则判定有信号存在,若检测单元值较小,则认为信号不存在。

2 压缩域滤波器设计

大多数传统的雷达系统,在雷达接收机进行信号检测前,为了提高信号的信噪比,提升雷达系统的检测性能,一般都会将信号先送入滤波器中,再进行后续的计算。

用 $x(t)$ 表示输入信号, $h(t)$ 为滤波器的响应,将信号进行离散化采样, $x(n)$ 表示离散的输入信号, $h(n)$ 为离散的滤波器响应,则有输出信号为:

$$y(n) = x(n) * h(n) = \sum_{i=1}^n x(i) \cdot h(n-i) \quad (3)$$

可知,当滤波器的响应为 $h(n)=x(n_0-n)$ 时,输出信号的信噪比最大,其中 n_0 表示匹配滤波器的抽样时刻。

在机会雷达系统中,因为使用了压缩感知技术,主天线通道内的信号变换到压缩域下,此时的滤波器响应也需要进行相应变换,才能保证信号在压缩域下也具有最高的信噪比。

对于目标回波信号,经过压缩欠采样后为:

$$\mathbf{x}_{CA} = (\Phi \mathbf{x}^T)^T \quad (4)$$

式中: \mathbf{x} 是 $1 \times N$ 的矢量,表示正常发射信号时的目标回波; \mathbf{x}_{CA} 是 $1 \times M$ 的矢量,表示被压缩的目标回波。

对应的,滤波器的响应形式为:

$$\mathbf{h}_{CA} = (\Phi_{CA} \mathbf{h}^T)^T \quad (5)$$

式中: Φ_{CA} 为 $M \times N$ 的观测矩阵; \mathbf{h} 是 $1 \times N$ 的矢量,表示传统滤波器响应; \mathbf{h}_{CA} 为 $1 \times M$ 的矢量,表示压缩域下对应的滤波器响应。

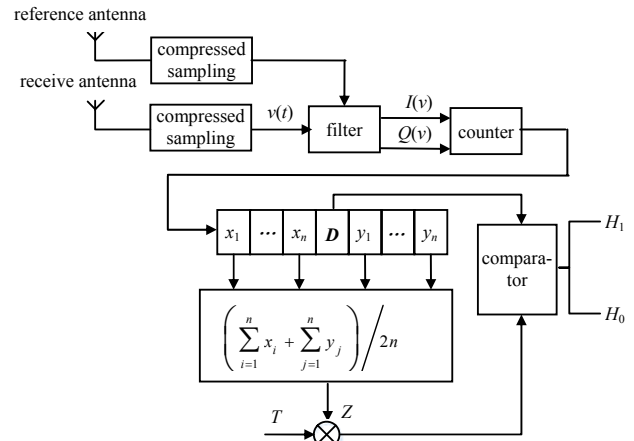


Fig.1 CS-CFAR detector
图 1 CS-CFAR 检测器

匹配滤波器将输入信号与滤波器响应信号进行卷积运算:

$$y_{CA}(m) = x_{CA}(m) * h_{CA}(m) = \sum_{i=1}^M x_{CA}(i) \cdot h_{CA}(m-i) \quad (6)$$

式中 $y_{CA}(m)$ 表示对目标回波进行欠采样下的匹配输出。

对式(6)进行变形推导有

$$y_{CA}(m) = \sum_{i=1}^M \left(\sum_{j=1}^N \Phi(i,j)x(j) \sum_{k=1}^N \Phi_{CA}(m-i,k)h(k) \right) \quad (7)$$

式中: M 为信号需要进行卷积运算的长度; N 为观测矩阵的列数。

对式(7)括号内的公式进行变换

$$\sum_{i=1}^M \Phi(i,j)x(j) \sum_{k=1}^N \Phi_{CA}(m-i,k)h(k) = \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N \Phi(i,j)\Phi_{CA}(m-j,k) \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N x(j)h(k) \quad (8)$$

因为 $\sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N \Phi(i,j)\Phi_{CA}(m-j,k)$ 是只与变量 i 和 m 有关的数值, 与 j 和 k 没有关系, 若写为

$$\Phi_{jk}(m-i) = \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N \Phi(i,j)\Phi_{CA}(m-j,k) \quad (9)$$

则式(7)可以重写为:

$$y_{CA}(m) = \sum_{i=1}^M \left(\Phi_{jk}(m-i) \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N x(j)h(k) \right) \quad (10)$$

可以发现, i 与 $\sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N x(j)h(k)$ 没有关系, 只与 $\Phi_{jk}(m-i)$ 有关, 令 $\Phi_{ijk} = \sum_{i=1}^M \Phi_{jk}(m-i)$, 则式(10)有

$$y_{CA}(m) = \Phi_{ijk}(m) \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N x(j)h(k) \quad (11)$$

通过式(11)可以发现, 通过设置特殊的矩阵 $\Phi_{ijk}(m)$ 与滤波器响应 h , 若存在

$$h(n) = x(-n)^* \quad (12)$$

$$\Phi_{ijk} = \begin{cases} 1, j=k \\ 0, \text{其他} \end{cases} \quad (13)$$

这时, 可以在欠采样下实现信号输出信噪比最大。但在实际中, 由于 $\Phi_{ijk}(m)$ 与 j 和 k 并不是含参变量的关系, 而是遍历所有的 j 和 k , 只与 m 有关, 很难做到式(13)的情况, 所以, 只能寻找最优的匹配滤波器响应 h , 寻求最优的输出值。

滤波器的任务就是尽可能多地滤除掉无用的信号, 同时尽可能多地留下有用的信号, 提升输出信噪比。经过推导后发现, 原来的输入信号与滤波器响应的卷积运算, 在观测矩阵的作用下, 变成了 $\sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N x(j)h(k)$ 这种非卷积运算的模式。等效地, 可以表示为:

$$\begin{cases} \min \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N n(j)h(k) \\ \text{s.t.} \quad \max \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N x(j)h(k) \end{cases} \quad (14)$$

式中 $n(j)$ 表示接收机内的噪声。

也就是说, 令滤波器响应 h 尽可能地处 x 所张成的空间 $\langle x \rangle$ 中, 而垂直于 $n(j)$ 所张成的空间, $n(j)$ 是高斯白噪声, 在各个空间中都存在, 所以只要滤波器响应 h 能处在 $\langle x \rangle$ 中, 滤波器的输出都是最优的, 可以利用直达波信号, 构建滤波器响应 h 。

该方法对信号进行检测时, 需将机会雷达信号进行 K 分段, 等同于将原有的信号脉冲周期缩减为 $1/K$, 造成的结果就是速度模糊, 即频率的灵敏度降低。通常, 超视距雷达信号的带宽可为 1 MHz , 脉冲宽度为 $10 \mu\text{s}$, 调频斜率为 1×10^{14} , 脉冲周期为 $300 \mu\text{s}$, 当 $K=20$ 时, 则分成每段的时间为 $15 \mu\text{s}$, 它的模糊函数等高线图与多普勒频率分辨率图如图 2~图 3 所示。

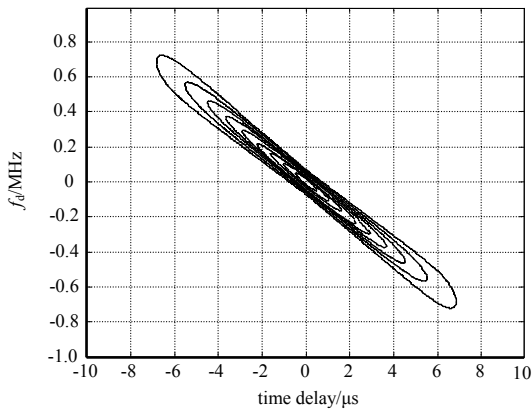


Fig.2 Contour map of opportunistic radar signal's ambiguity function
图 2 机会雷达信号模糊函数等高线图

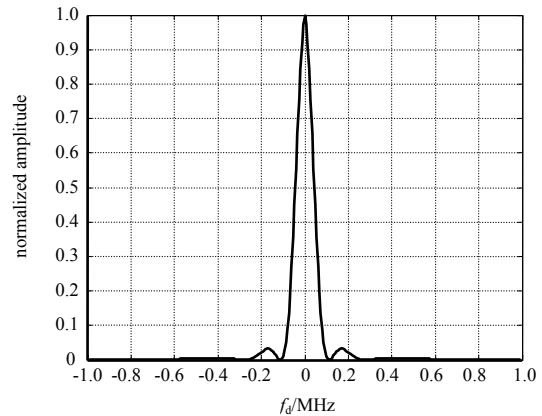


Fig.3 Screenshot at zero delay of opportunistic radar signal's ambiguity function
图 3 机会雷达信号模糊函数零延时截图

可以发现, 超视距雷达信号在 $\tau=0$ 时, 多普勒频率峰值的 3 dB 宽度约为 6×10^{14} Hz, 机会雷达对飞行目标进行探测时, 多普勒频移分量对滤波器的影响敏感程度低, 对检测的影响可忽略不计。

由滤波器的一般原理可知^[11], 正常情况的匹配滤波有

$$H(\omega) = KS^*(\omega) \quad (15)$$

式中: K 通常为 1; $S(\omega)$ 为输入信号的频谱。

利用辅助天线通道内的直达波信号, 得到最优滤波器响应 h 表达式为:

$$H(\omega) = D^*(\omega) \quad (16)$$

式中 $D(\omega)$ 表示直达波信号的频谱函数。

则压缩域下滤波器响应为:

$$h_{CA} = \Phi h \quad (17)$$

这和正常的滤波器原理相一致, 只不过需要将原始的滤波器响应先进行压缩变换。

不同的测量矩阵, 对滤波的影响有很大的关系。固定原始滤波器的响应 h 为直达波的匹配滤波响应, 图 4~图 7 分别为不同测量矩阵的正数测量效果。

可以发现, 除了选用伯努利型测量矩阵外, 其他 3 种类型测量矩阵在存在目标信号时, 滤波器输出值较多的为正值。这是因为压缩采样的信号每个采样点都有信号的分量, 输出信号幅度随输入信号的个数增加而增大, 接收到的信号中有无目标信号对每段的正数值统计个数造成影响。当选用这 3 种类型测量矩阵时, 输入信号的有无对主天线滤波输出的影响是很大的, 当有信号存在时, 滤波输出器的信号段内正数值常大于无信号时段内各点的正数值。

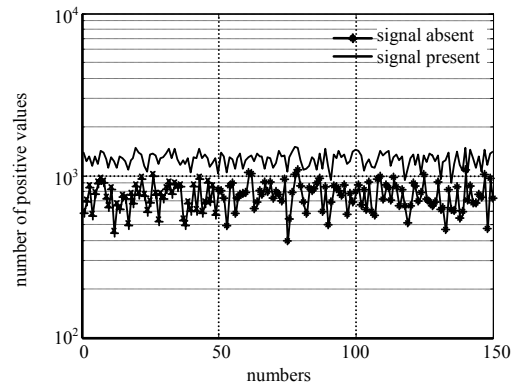


Fig.4 Main antenna filter output with partial Fourier measurement matrix
图 4 采用部分傅里叶测量矩阵时的主天线滤波输出图

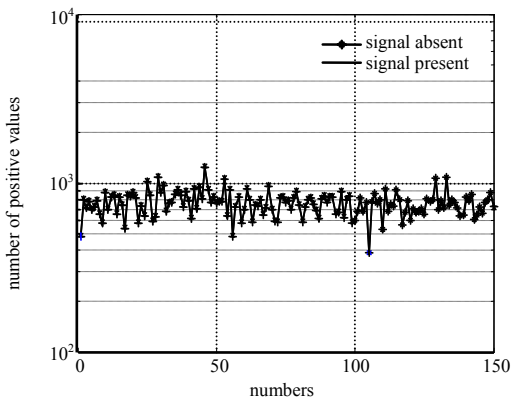


Fig.5 Main antenna filter output with Bernoulli measurement matrix
图 5 采用伯努利型测量矩阵时的主天线滤波输出图

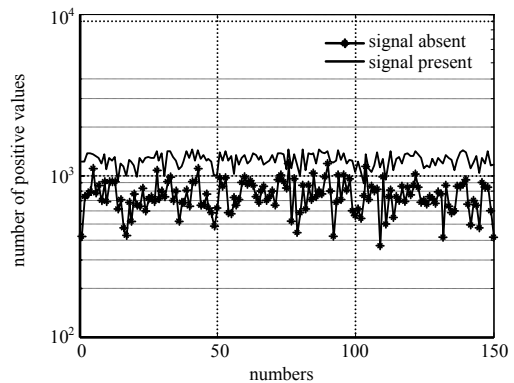


Fig.6 Main antenna filter output with Gaussian measurement matrix
图 6 采用高斯型测量矩阵时的主天线滤波输出图

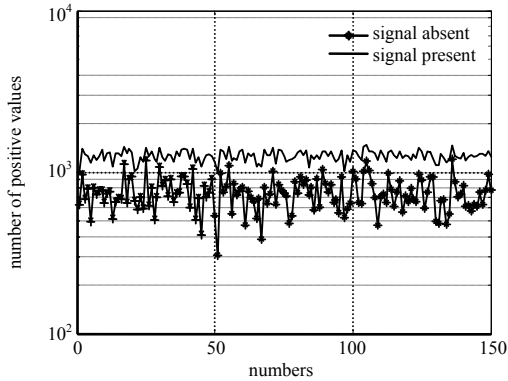


Fig.7 Main antenna filter output with random sparse measurement matrix
图 7 采用随机稀疏型测量矩阵时的主天线滤波输出图

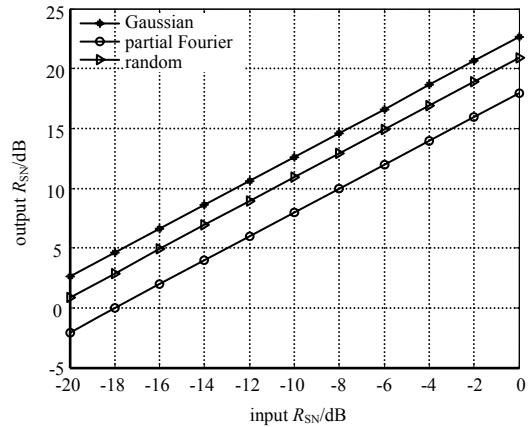


Fig.8 Output SNR of compression filter
图 8 压缩域滤波器输出信噪比图

滤波器的设计是为了提升感兴趣信号的信噪比,上述可用于该方法的 3 种类型测量矩阵构成的压缩域滤波器对信号信噪比的改善如图 8 所示。可以发现,3 种滤波器的输出信号的信噪比与输入信噪比近似成线性关系,经过滤波器的输出,信噪比约提升 20 dB 以上,其中采用高斯型的压缩域滤波输出的信噪比提升效果最好。

3 门限设计

若外辐射源雷达接收机主天线中有目标回波信号存在,则由式(11)可知,压缩后的信号 $y_{CA}(m)(m=1,2,\dots,M)$ 各点皆为混合着目标分量的信号;若接收到的信号没有目标回波分量,则滤波后的信号各点皆没有目标信息。对于传统雷达,接收机内的噪声是服从高斯分布的,显然,对于使用压缩感知进行欠采样的外辐射源雷达内的噪声也是高斯分布的,不同的是高斯白噪声经过压缩采样后,噪声的幅值大小发生了变化,但幅值分布仍满足瑞利分布,高斯噪声的幅度分布图如图 9、图 10 所示。

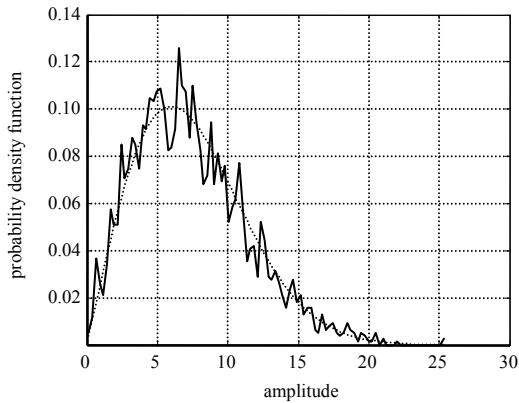


Fig.9 Original noise amplitude distribution
图 9 采样前的噪声幅度分布图

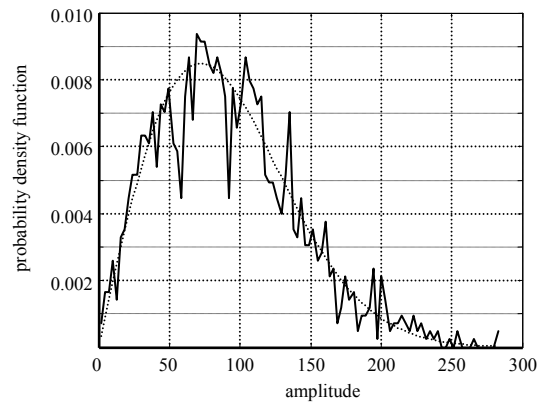


Fig.10 Sampled noise amplitude distribution
图 10 采样后的噪声幅度分布图

分析滤波后的实数部分,若噪声是零均值的高斯白噪声,经过滤波后噪声的幅值正负服从零均值的随机分布,信号经过滤波后幅值大多数为正数,则在有信号存在时,滤波输出的信号幅度正数值个数要大于无信号时滤波输出的正数值个数。

高斯白噪声信号服从零均值分布,而滤波后噪声输出的各段信号点正数值个数近似服从二项分布,概率为:

$$P(X=k) = C_n^k p^k (1-p)^{n-k}, k=1,2,\dots,n \quad (18)$$

式中: p 表示信号为正数的概率; n 表示段内信号点数。

将各段的正数值输入进存储单元,在存储单元里,因为信号各段相互独立,作为参考值的 N 个参考单元的数据相加求均值,概率为:

$$P(Z=k) = C_R^k p^k (1-p)^{R-k}, k=1,2,\dots,R \quad (19)$$

式中 $R=n \times N$ 表示 N 段所有的信号点数, 由此可得虚警概率的表达式为:

$$P_{fa} = \sum_{k=T}^{\infty} P(Z=k) \tag{20}$$

一般情况下, 可以设信号点为正数的概率是 0.5, 则虚警概率可以简写为:

$$P_{fa} = \sum_{k=T}^{\infty} \frac{C_R^k}{2^R} \tag{21}$$

当系统设计完成, 信号的段内采样个数固定, 选取的参考单元数固定下来, 就可以确定 R , 通过设定虚警概率值可以计算出门限系数 T 的取值。

4 仿真实验

选用测量矩阵为高斯型的压缩域滤波器, 参考单元数 N 为 8, 对短波超视距雷达信号进行分段, 每个脉冲周期分成 20 段, 采样频率 15 MHz, 每段采样 750 个点, 段内时长 50 μ s, 回波延时设置为 58 μ s, 信噪比为 -10 dB, 则信号分量落在每个脉冲周期的第二段上, 2 个脉冲周期的信号检测与门限比较情况如图 11 所示。

选用不同类型的压缩域滤波器, 各点蒙特卡洛仿真实验 500 次, 压缩比为 0.1, 机会雷达系统对目标的检测概率与信号输入信噪比的关系如图 12 所示; 信噪比为 -8 dB, 机会雷达系统对目标的检测概率与系统采样压缩比的关系如图 13 所示。可以发现, 这 3 种类型的压缩域滤波器均能对信号进行目标检测, 且随着信噪比的增加, 检测概率不断变大, 同时随着压缩比的增加, 检测概率不断变大。3 种类型的检测效果差别不大, 但高斯型的滤波器进行信号检测的效果要稍好于随机稀疏性与部分傅里叶型, 在 -8 dB 左右, 检测概率能达到 90%。

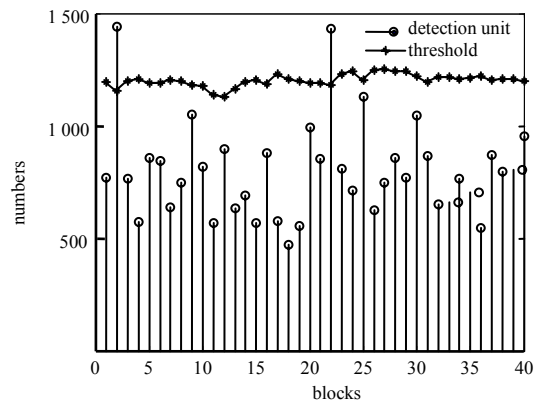


Fig.11 Simulation image of CA-CFAR comparator
图 11 CA-CFAR 比较器仿真图

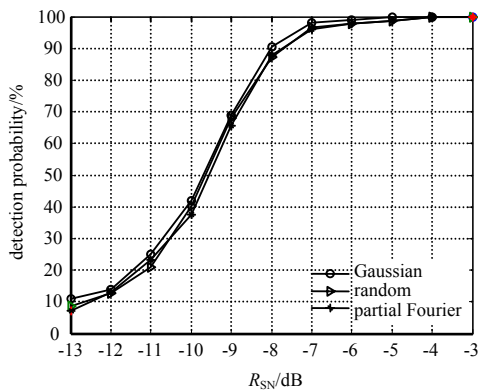


Fig.12 Effect of SNR on detection probability
图 12 信噪比对检测概率的影响

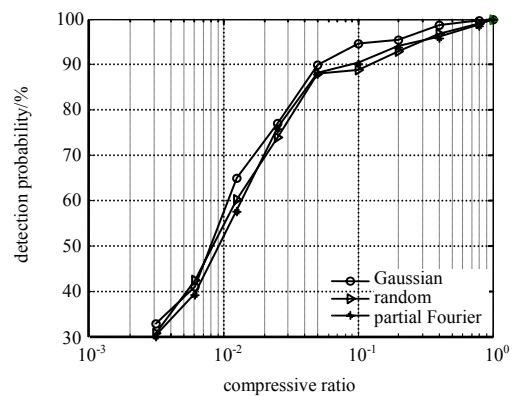


Fig.13 Effect of compression ratio on detection probability
图 13 压缩比对检测概率的影响

5 结论

本文针对信号检测问题, 在使用压缩感知技术的条件下, 区别于以往使用压缩感知技术对信号先进行稀疏重构再进行信号检测的方法, 直接对信号在压缩域进行快速目标回波信号检测。通过对信号脉冲周期的划段处理, 计算滤波输出后的每段正数值来进行 CA-CFAR 检测。最后通过仿真实验, 排除了伯努利型测量矩阵引入该方法的可能性, 同时发现使用高斯型测量矩阵, 对该方法进行 CA-CFAR 信号检测时效果更好。实际仿真了 2 个脉冲周期内的回波信号检测, 成功将信号回波检测出来。最后进行了机会雷达接收机特性的仿真, 当选用高斯型、随机稀疏型和部分傅里叶型作为压缩域滤波器时, 该算法在低信噪比下有较高的目标检测概率。

参考文献:

- [1] WANG Xianrong. An overview on development of passive radar based on the low frequency band digital broadcasting and TV signals[J]. Journal of Radars, 2012,1(2):109–123.
- [2] BARBOR B, LOMES A, PERKALSKI E. Cell averaging CFAR for multiple target situations[J]. IEE Proceedings F-Communications, Radar and Signal Processing, 1986,133(2):176–186.
- [3] ROHLING H. Radar CFAR threshold in clutter and multiple target situation[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1983,19(4):608–621.
- [4] RAGHAVAN R S. Analysis of CA-CFAR processors for linear-law detection[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1992,28(3):661–665.
- [5] GALUSHKO V G. Analysis of the CA-CFAR algorithm as applied to detection of stationary Gaussian signals against a normal noise background[C]// 2016 9th International Kharkiv Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves(MSMW). Kharkiv,Ukraine:IEEE, 2016:1–3.
- [6] YAGHOUBI M, MULGREW B, STOVE A, et al. CFAR analysis of the multicost-thresholding detector: application to the low complexity sub-Nyquist radar electronic surveillance[C]// 2015 3rd International Workshop on Compressed Sensing Theory and its Applications to Radar, Sonar and Remote Sensing(CoSeRa). Pisa,Italy:IEEE, 2015:61–65.
- [7] KIM H H, HAIMOVICH A M. Design of CFAR radars using compressive sensing[C]// 2016 IEEE Radar Conference. Philadelphia,PA,USA:IEEE, 2016:1–6.
- [8] ANITORI L, OTTEN M, ROSSUM W V, et al. Compressive CFAR radar detection[C]// Proceedings of IEEE Radar Conference. [S.l.]:IEEE, 2012:320–325.
- [9] ANITORI L. Compressive sensing and fast simulations: applications to radar detection[D]. Delft,Holland:Delft University of Technology, 2012.
- [10] 刘贵如,王陆林,邹姗. 基于最大值参考单元的双剔除门限恒虚警目标检测算法[J]. 重庆邮电大学学报(自然科学版), 2017,29(3):409–415. (LIU Guiru,WANG Lulin,ZOU Shan. Dual censoring threshold CFAR target detection algorithm based on maximal reference cell[J]. Journal of Chongqing University of Posts and Telecommunications(Natural Science Edition), 2017,29(3):409–415.)
- [11] 闫胜利. FIR 滤波器原理及设计方法[J]. 长春工程学院学报(自然科学版), 2003,4(1):1–3. (YAN Shengli. Principle and design method of FIR filter[J]. Journal of Changchun Institute of Technology(Natural Science Edition), 2003,4(1):1–3.)

作者简介:



刘长远(1991–), 男, 河北省唐山市人, 在读硕士研究生, 主要研究方向为高速实时信号处理.email:lcysdhr@126.com.

马俊虎(1992–), 男, 安徽省亳州市人, 在读硕士研究生, 主要研究方向为信号与信息处理.

甘露(1974–), 男, 成都市人, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为信号与信息处理、网络空间安全.