

中等PRF机载PD雷达频域恒虚警处 理性能计算

南京航空学院 叶臻如 朱兆达

PERFORMANCE EVALUATION OF FREQUENCY DOMAIN CFAR
PROCESSING IN MEDIUM PRF AIRBORNE PD RADAR

Ye Zhenru and Zhu Zhaoda

(Nanjing Aeronautical Institute)

关键词 机载雷达, 脉冲多卜勒雷达, 雷达信号处理, 恒虚警处理。

Abstract This paper introduces the typical calculation results of the detection performance for MTI-FFT-frequency cellaveraging CFAR processing in medium PRF airborne PD radar. Under different conditions of input clutter power spectra, the effect of MTI cancelers and weighting forms on the detection performance of the processors are quantified and compared.

Key words airborne radar, pulse doppler radar, radar signal processing, CFAR processing.

一、引 言

在中等脉冲重复频率 (PRF) 工作时, MTI-FFT-CFAR是PD或MTD 雷达信号处理器的一种典型结构^[1~3]。Lawrence和Moore对 MTD 雷达在地杂波和气象杂波背景中的检测性能的计算中, 假设了邻近距离单元中的杂波样本是独立同分布的 (*iid*)^[4]。而在 MTI-FFT-频域单元平均CFAR处理器中, 频域单元的杂波样本明显偏离*iid*假设, 门限因子不能按*iid*条件确定, 为改善检测性能必须修正门限因子^[5]。本文目的是比较在不同输入杂波情况下不同MTI对消器和加权形式对检测性能的影响。

二、系 统 说 明

机载PD雷达MTI-FFT-频域单元平均CFAR处理的系统框图如图1所示。来自第*j*个距离门的正交I/Q支路的复信号 $Z_j^{(1)}(nT)$ 加到MTI对消器, T 是脉冲重复周期, 其输出 $Z_j^{(2)}(nT)$ 经加权后作*N*点FFT运算, FFT输出 Z_j 相当于*N*个多卜勒滤波器的输出,

1987年8月15日收到

经模平方后，取相邻 M 个参考单元形成对第 i 个频率单元噪声功率的估值 $\hat{\sigma}_{ij}^2$ ，再乘以修正的门限因子 K ，作为检测门限 T ，被检测单元的信号 $|Z_{ij}|^2$ 与门限 T 比较作出判决，即

$$|Z_{ij}|^2 \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} T = \hat{\sigma}_{ij}^2 K \quad (1)$$

式中
$$\hat{\sigma}_{ij}^2 = \frac{1}{M} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^{M+1} |Z_{kj}|^2$$

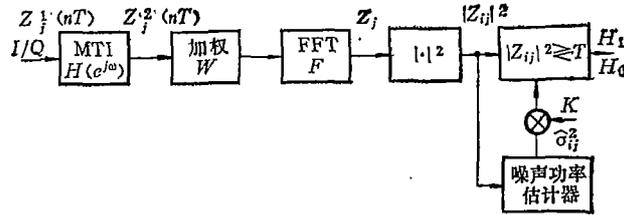


图 1 系统框图

机载PD雷达，由于其载机的高度、速度、天线方位扫描角及地面反射特性等因素的变化，其主瓣杂波强度和主瓣杂波谱宽度有较大的变化。本文假定输入杂波功率谱密度如下式所示， $f_r = 1/T$ 是脉冲重复频率。

$$S(f) = \begin{cases} a \cos(bf) & 0 \leq f < d \\ 1 & d \leq f < f_r - d \\ a \cos[b(f_r - f)] & f_r - d \leq f \leq f_r \end{cases} \quad (2)$$

主瓣杂波比MSCR为 40 dB，主瓣杂波谱宽度MCW分别为 1 kHz、2 kHz、4 kHz。

为了抑制主瓣杂波，设置了MTI对消器，本文考虑了如图 2、图 3 所示的递归滤波器和非递归滤波器两种结构，为方便计，分别称它们为MTI-1型和MTI-0型。

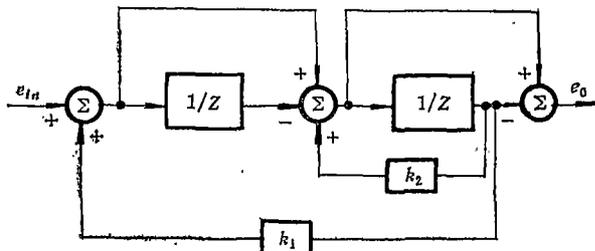


图 2 二次对消递归滤波器

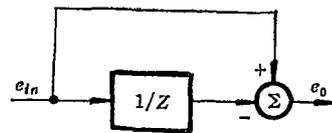


图 3 一次对消非递归滤波器

MTI-1型 二次对消递归滤波器，其频率特性为

$$H(e^{j\omega}) = \frac{(e^{j\omega} - 1)^2}{e^{j2\omega} - (k_1 + k_2)e^{j\omega} + k_1} \quad (3)$$

本文选取 $k_1 = 0.5$, $k_2 = 0.25$ 。

MTI-0型 一次对消非递归滤波器，其频率特性为

$$H(e^{j\omega}) = 1 - e^{-j\omega} \quad (4)$$

式中 $\omega = 2\pi f/f_r$ 为归一化角频率, 下同。

为进一步抑制主瓣杂波剩余, 在 FFT 之前采用了适当的幅度加权, 本文考虑了 Hamming、Hanning 和 Blackman 三种不同的加权形式。

三、分析和计算

文献[5]指出, 分析图 1 所示系统的检测性能时, 由于 FFT 输出各频率单元的杂波不均匀及相关, 应采用解析公式和 Monte-Carlo 模拟相混合的计算方法。而计算机模拟的关键是在 FFT 输出端产生相关复高斯矢量 Z_j 。产生的方法如下, 首先按给定的输入杂波功率谱 $S^{(1)}(\omega)$ 和 MTI 对消器的频率特性 $H(e^{j\omega})$, 计算 MTI 输出的杂波功率谱 $S^{(2)}(\omega)$ 和 $Z_j^{(2)}$ 的协方差矩阵 $C^{(2)}$, 杂波功率谱为

$$S^{(2)}(\omega) = S^{(1)}(\omega) |H(e^{j\omega})|^2 \quad (5)$$

设 MTI 输入为零均值复高斯过程, 则 MTI 输出的协方差函数为

$$C^{(2)}(n) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} S^{(2)}(\omega) e^{j\omega n} d\omega \quad (6)$$

考虑到 $S^{(1)}(\omega)$ 和 $H(e^{j\omega})$ 是偶函数, 协方差矩阵 $C^{(2)}$ 是正定实对称的, 而加权对角阵 W 和 F 是满秩的, 则加权 FFT 输出的协方差矩阵 C 是正定和厄米特的, 因此 C 可以分解为两个三角矩阵之积, 即

$$C = LL^T \quad (7)$$

式中 L 是下三角矩阵。其次, 产生零均值、单位方差的独立复高斯矢量 V , $E[VV^T] = I$, 则 Z_j 按下式构成

$$Z_j = LV \quad (8)$$

显然, $E[Z_j Z_j^T] = E[(LV)(LV)^T] = LL^T = C$ 。

计算检测概率 P_d 时, 若 MTI 输入端的信号干扰 (功率) 比为 SIR(dB), 则 FFT 输出端的信号幅度为

$$A_s(\omega) = \sqrt{2P_s} \cdot |H(e^{j\omega})| \cdot |H_{WF}(e^{j\omega})| \quad (9)$$

式中 $P_s = 10^{SIR/10} P_i$ 为输入信号功率, P_i 为输入干扰功率, $H_{WF}(e^{j\omega})$ 是加权 FFT 的频率特性。

考虑 Swerling I 起伏目标, 即帧内不起伏, 帧间瑞利起伏。Monte-Carlo 模拟时, 应以平均信干比 \overline{SIR} 计算信号幅度瑞利起伏的信干比 SIR, 再按公式 (9) 计算信号幅度。

根据 Z_j 、 $A_s(\omega)$ 和修正后的门限 T 分别计算检测概率 P_d 和虚警概率 P_f 。参考单元数 $M = 8$, 检测单元 $i = 5 \sim 13$ 。计算模拟结果如图 4 ~ 图 7 所示。

图 4、图 5 所示为采用递归 MTI 对消器的系统在 $P_i = 10^{-8}$ 条件下比较了不同加权形式对检测概率的影响, 对中心检测单元, 加权和不加权相比, 能改善信干比约 10dB; 三种加权形式相比, 以 Blackman 加权为最好, Hanning 加权次之, Hamming 加权最差。

图 6 所示比较了在 $P_i = 10^{-5}$, $SIR = -57.6$ dB 的条件下, MTI 结构形式对检测性能的影响, 从各单元平均检测性能考虑, 递归滤波器的性能优于非递归滤波器。

图 7 所示比较了不同主瓣杂波谱宽度 MCW 对各单元检测性能的影响, 当 MCW 较

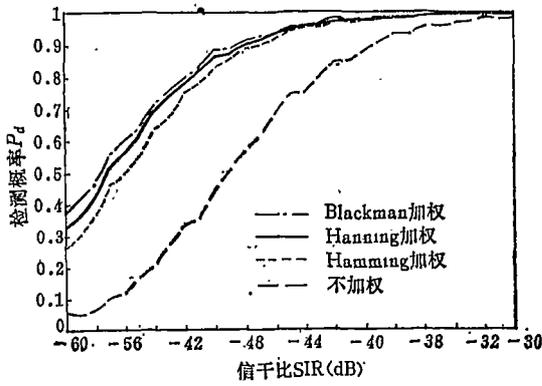


图 4 加权形式对 P_d 的影响,
MSCR = 40dB, MCW = 2kHz

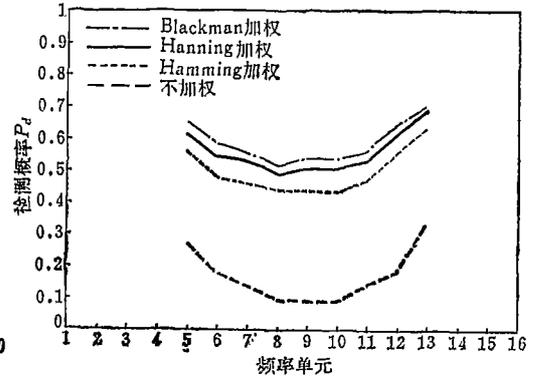


图 5 加权形式对各单元 P_d 的影响,
SIR = - 57.6dB

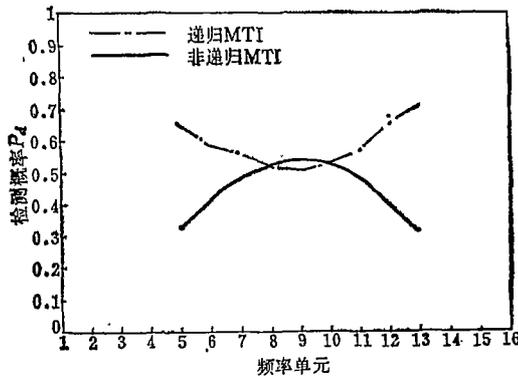


图 6 MTI结构对各单元 P_d 的影响,
SIR = - 57.6dB

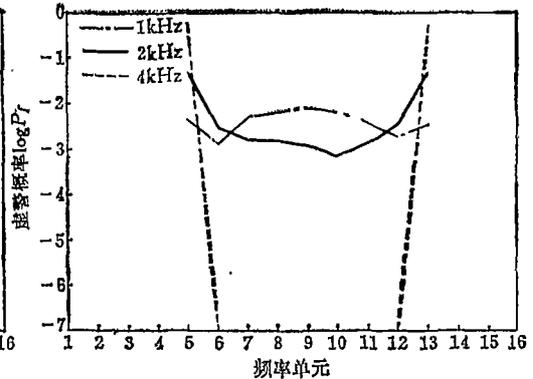
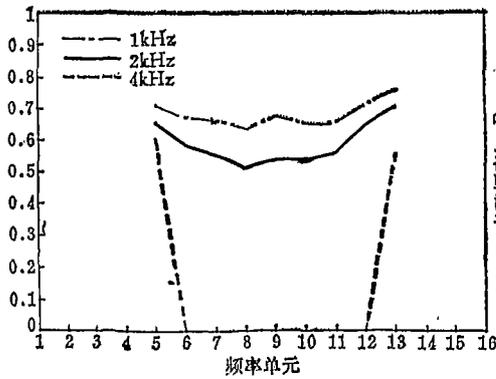


图 7 主瓣杂波谱宽对检测性能的影响, MSCR = 40dB,
SIR = - 57.6dB, $K = 5.5$

小时, 检测性能大致相同, 但当 $MCW=4\text{kHz}$ 时, 由于第 5、13 单元杂波功率很大, 故对其余检测单元来说, 门限 T 很大, 则 P_d 很小, 而 P_a 亦很小。为此选参考单元数时, 必须考虑主瓣杂波剩余的影响, 应适当减小参考单元数。

四、结 论

中等 PRF 机载 PD 雷达 MTI-FFT-频域单元平均 CFAR 处理器的性能分析和计算表明, MTI 对消器和幅度加权形式对检测性能有很大的影响。在本文假设的条件下, 对中心检测单元, 加权能改善信干比约 10dB; 三种加权形式以 Blackman 加权最好, Hanning 加权次之, Hamming 加权最差; 两种 MTI 结构比较, 从各频率单元平均检测性能考虑, 二次对消递归 MTI 优于一次对消非递归 MTI; 当主瓣杂波谱宽度较大时, 应适当减少参考单元数, 避免主瓣杂波进入参考单元, 以保持大致相同的检测性能。

参 考 文 献

- 1 Kramer D A, Aronoff E. Recent Developments in Airborne MTI Radars. WESCON 74, 7/2, 1-16
- 2 Ringel M B, Mooney D H, Long W H. F-16 Pulse Doppler Radar (AN/APG-66) Performance, IEEE, 1983; (AES-19) 147-158
- 3 Hovanesian S A. Medium PRF Performance Analysis. IEEE, 1982; (AES-18) 286-296
- 4 Lawrence N R, Moore J D. Typical Performance Characteristics of A Two-Dimensional CFAR. IEEE ICASSP, 1978; 232-235
- 5 朱兆达, 司葵如, 黄新平. 机载PD雷达频域CFAR处理性能分析. 第四届全国雷达专业学术年会论文集 CIE RADAR 87, 76-79