

用分段 FFT 实现窄带滤波器的 MTD 系统的检测性能

侯秀英 丁鹭飞 保 铮

(电子工程研究所)

摘要 MTD 系统原理上由抑制杂波的白化滤波器与用 FFT 实现的相干积累级联组成。当信号长度为 P 时, 为得到有效的相干积累, 应对整个信号一次处理。但考虑到相干积累取幅后, 通常还要经单元平均恒虚警率(CFAR)电路进行检测, 作一次处理常会带来大的恒虚警损失, 特别是在参考单元不太多时, 更为严重。为此, 提出了将 P 长度的信号分成几段, 分别经相干积累取幅后, 再作非相干积累, 然后进行单元平均恒虚警率检测。这样做, 显然会带来非相干积累损失, 但可以减少恒虚警损失。如果后者的得益大于前者的损失, 则分段处理会带来好处。本文对此进行了详细分析, 并求得在一定条件下的最佳分段数。

关键词: 雷达; 信号检测; MTD; 分段 FFT; 恒虚警接收机

1 引言

脉冲多卜勒(PD)雷达或动目标显示(MTI)雷达的信号处理中, 杂波抑制滤波器后串接的窄带滤波器组起着重要的作用, 它是相干脉冲串信号的匹配滤波器, 对输入脉冲进行相干积累。采用数字信号处理技术时, 窄带滤波器组通常用快速傅里叶变换(FFT)或横向滤波器来实现。作为性能分析, 两者没有实质区别。为分析简便, 我们只分析前者。当每个距离通道 FFT 运算点数与输入相干脉冲数相等(假定每个脉冲抽样一次)时, FFT 运算实现全相干积累。从积累的效果看, 这是最佳的。但是, 当雷达天线波束在目标上驻留时间内收到的脉冲较多时, 实现全相干积累要求 FFT 运算点数多, 从而使设备复杂。在这种情况下, 若采用分段 FFT 运算实现相干与非相干混合积累, 可以减少设备。即把收到的一组共 $P(=M \cdot N)$ 个脉冲依次分成 M 段, 对其中的每段做 N 点 FFT, 得到 M 个中间数据, 然后将 M 段 N 点 FFT 的结果进行非相干积累。从积累效果上看, 这种处理显然不如全相干积累。但是, 在通常雷达中, 恒虚警率(CFAR)处理是必须的。已经知道, 一般分辨力雷达的海浪杂波以及云雨雪等气象杂波, 其包络服从瑞利分布^[1, 2]。对于这类杂波多采用单元平均 CFAR 电路。由于这类杂波通常只分布在有限的方位和距离范围内, 对杂波平均值的估计只能在检测距离单元的邻近单元里进行。而且, 这些参考单元所占的总范围应小于杂波连片分布的实际

本文于 1987 年 11 月 26 日收到。

范围。因此,邻近单元平均 CFAR 电路的参考单元数有限,通常只有几个到十几个。用这样少的参考单元来估计杂波平均值,起伏相当大,恒虚警率损失是不可忽视的。如果将分段结果作非相干积累,估计值的起伏会随积累而减小(假定各段杂波间不相关),即积累数越多,恒虚警率损失越小。因此,当用分段 FFT 进行脉冲积累,且同时采用单元平均恒虚警率处理时,系统的检测性能如何,是值得研究的。本文的目的是在理论上分析计算采用分段 FFT 实现相干与非相干混合脉冲积累时系统的检测性能,并与全相干积累进行比较。

2 检测系统模型

检测系统的构成示于图 1。假定雷达天线共收到 $P = M \times N$ 个相干脉冲。经混频,中放后的中频信号分别在两正交通道被相位检波,取样保持并变换成数字信号(设每个脉冲抽样一次),经过各通道的数字式杂波滤波器后,送入 FFT 运算器,实时计算各距离单元信号的离散频谱。 N 点 FFT 运算起着 N 个滤波器组成的窄带滤波器组的作用,对输入数字信号进行相干积累。每 N 个脉冲被相干积累后取模平方,再将 M 段的结果相加,经过恒虚警率处理后与门限比较,以判断目标是否存在。

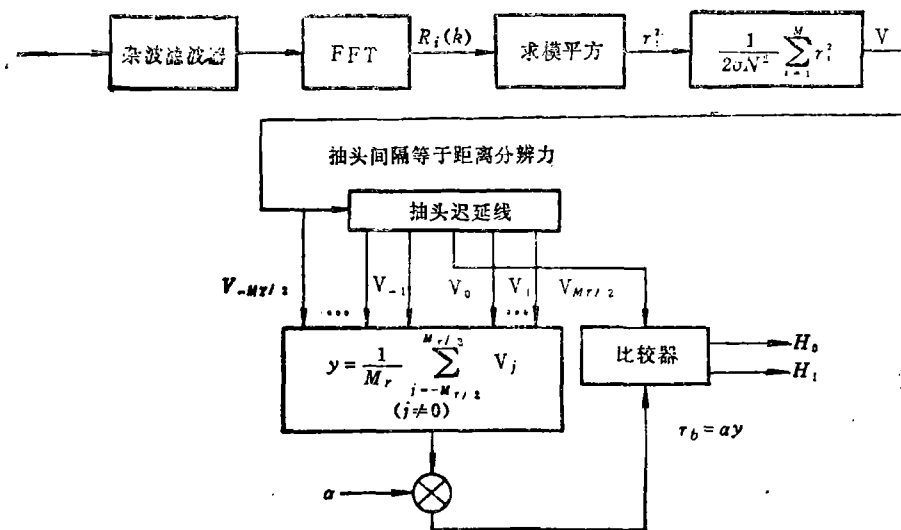


图 1 检测系统组成方框图

杂波滤波器后的视频数字信号可以用复数形式表示成

$$\begin{aligned} S_i(n) &= A \exp[j(2\pi f_d nT + \phi)] \\ &= A \cos(2\pi f_d nT + \phi) + jA \sin(2\pi f_d nT + \phi) \end{aligned} \quad (1)$$

($n = 0, 1, \dots, N-1$)

式中 A ——信号振幅

f_d ——多卜勒频移

ϕ ——相位

T ——脉冲重复周期

剩余杂波加噪声可表示为

$$C_i(n) = x_i(n) + jy_i(n) \quad (2)$$

$$(n = 0, 1, \dots, N-1)$$

其中 $x(n)$ 和 $y(n)$ 是杂波加噪声的两正交分量, 它们相互独立, 均值为零, 且服从高斯分布。

第 i 段 N 点 FFT 的输出端, 频率为 $f_d = \frac{k}{NT}$ 的第 k 个通道输出为

$$R_i(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \{ [S_i(n) + C_i(n)] \exp(-j\frac{2\pi}{N}nk) \} = I_i(k) + jQ_i(k) \quad (3)$$

$$\text{其中 } I_i(k) = \sum_{n=0}^{N-1} [A \cos\phi + x_i(n) \cos\frac{2\pi}{N}nk + y_i(n) \sin\frac{2\pi}{N}nk] \quad (4)$$

$$Q_i(k) = \sum_{n=0}^{N-1} [A \sin\phi + y_i(n) \cos\frac{2\pi}{N}nk - x_i(n) \sin\frac{2\pi}{N}nk] \quad (5)$$

暂且假定目标不起伏。 $I_i(k)$ 和 $Q_i(k)$ ($i = 1, \dots, M$) 是高斯随机变量 $x_i(n)$ 和 $y_i(n)$ 的线性组合, 所以 $I_i(k)$ 和 $Q_i(k)$ 也是高斯分布的。假定杂波剩余小于噪声, 扫描期间杂波加噪声抽样独立, $I_i(k)$ 和 $Q_i(k)$ 也是相互独立的, 且具有以下数字特征^[8]:

$$E[I_i(k)] = NA \cos\phi$$

$$E[Q_i(k)] = NA \sin\phi \quad (6)$$

$$\text{Var.}[I_i(k)] = \text{Var.}[Q_i(k)] = N\sigma_1^2 = \sigma_N^2 \quad (7)$$

$$(i = 1, \dots, M)$$

其中 $E[\]$ 表示集平均, $\text{Var.}[\]$ 表示方差。 σ_1^2 是每个抽样中杂波加噪声的平均功率, $\sigma_N^2 = N\sigma_1^2$ 是 N 个抽样被积累后的杂波加噪声功率。

为分析方便起见, 我们将非相干积累后的判决量对 σ_N^2 归一。第 k 个频率通道的检测统计量可以表示成

$$V = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^M \frac{I_i^2(k) + Q_i^2(k)}{\sigma_N^2} \quad (8)$$

3 检测性能分析

3.1 检测统计量的矩母函数

定义列向量

$$X \triangleq [I_1(k), \dots, I_M(k)]' \quad (9)$$

$$Y \triangleq [Q_1(k), \dots, Q_M(k)]'$$

其中右上角的撇号表示矩阵的转置。

则检测统计量 V 可以表示成如下二次型。

$$V = X' Q X + Y' Q Y \quad (10)$$

其中矩阵

$$Q = \frac{1}{2\sigma_N^2} I \quad (11)$$

I 为 M 阶单位矩阵。

如上所述,若杂波加噪声抽样间独立,则 $I_i(k), Q_i(k) (i=1, \dots, M)$ 独立,因此,向量 X 或 Y 的自相关矩阵为

$$W = E[(X - \bar{X})(X - \bar{X})'] = E[(Y - \bar{Y})(Y - \bar{Y})'] = \sigma_N^2 I \quad (12)$$

这里 $\bar{X} = [NA \cos \phi, \dots, NA \cos \phi]'$

$$\bar{Y} = [NA \sin \phi, \dots, NA \sin \phi]' \quad (13)$$

是向量 X, Y 的统计平均值。

由于 X, Y 为高斯随机向量,对于非起伏目标,检测统计量 V 的矩母函数可以如下求得^[6]:

$$\begin{aligned} L_v(z/R_p) &= \frac{1}{|I + 2WQ_z|} \times \exp \left\{ \frac{1}{2} [\bar{X}' W^{-1} (I + 2WQ_z)^{-1} \bar{X} - \bar{X}' W^{-1} \bar{X}] \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{2} [\bar{Y}' W^{-1} (I + 2WQ_z)^{-1} \bar{Y} - \bar{Y}' W^{-1} \bar{Y}] \right\} \\ &= \frac{1}{(1+z)^M} \exp \left[-\frac{MNR_p Z}{2(1+z)} \right] \end{aligned} \quad (14)$$

$$\text{其中 } R_p = A^2/\sigma_i^2 \quad (15)$$

是输入单个脉冲峰值信噪比(实际上是信号对杂波加噪声的平均功率比,以下简称信噪比)。

无信号时, V 的矩母函数成为

$$L_0(z) = \frac{1}{(1+z)^M} \quad (16)$$

起伏目标的情况下,信号振幅 A 为随机变量,从而式(15)定义的信噪比 R_p 也成为随机变量。对于 χ^2 -族起伏目标, R_p 的概率密度函数如下:

$$f(R_p) = \frac{1}{\Gamma(K)} \left(\frac{K}{\bar{R}_p} \right)^K R_p^{K-1} \exp \left[-\frac{KR_p}{\bar{R}_p} \right] \quad (17)$$

式中 $\Gamma(\cdot)$ 表示 Γ -函数,

\bar{R}_p —— R_p 的统计平均值。

$K \geq 0$ —— 起伏参数,较大的 K 对应于较弱的起伏。

P 个脉冲的情况下, $K=1, P, 2, 2P$ 和 $K=\infty$ 分别对应于斯威林(Swerling)起伏目标模型的 1, 2, 3, 4 和不起伏目标。^[4]

将(14)式对 R_p 取平均,可得起伏目标时统计量 V 的矩母函数为

$$L_v(z) = \int_0^\infty L_v(z/R_p) p(R_p) dR_p = \frac{(1+z)^{K-M}}{\left[1 + \left(1 + \frac{MN\bar{R}_p}{2K} \right) z \right]^K} \quad (18)$$

3.2 检测性能计算

恒虚警率检测中,自适应门限 $r_0 = \alpha y$ 。其中 α 是门限参数,它由检测要求所容许的虚警概率确定。 y 是杂波加噪声平均值的估值。在图 1 所示系统中, y 是杂波加噪声平均功率的估值,它由邻近检测单元的 M 个参考单元中杂波加噪声功率的平均得到。这里,假定这些参考单元中含有与检测单元相同的杂波和噪声,抽样间独立(统计意义上)且不含目标。在计

算上, 可以将 $\frac{1}{M_r}$ 与参数 α 合并成一个参数, 不会影响分析的结果。以上假定下, y 是具有 $2M_r \times M$ 个自由度的 X^2 -分布随机变量, 其矩母函数为

$$G(z) = \frac{1}{(1+z)^{M_r \cdot M}} \quad (19)$$

自适应门限检测时, 其检测性能用平均虚警概率和平均检测概率表示, 计算如下:

$$\bar{P}_{fa} = \int_0^\infty g(y) \int_{a_y}^\infty p_0(V) dV dy \quad (20)$$

$$\bar{P}_d = \int_0^\infty g(y) \int_{a_y}^\infty p_1(V) dV dy \quad (21)$$

其中, $g(y)$ 是 y 的概率密度函数。 $p_0(V)$ 和 $p_1(V)$ 分别是无信号和有信号时判决量 V 的概率密度函数。

起伏目标情况下, 若起伏参数为整数, 则式(18)是关于 z 的有理式。利用资料[6]中导出的留数计算公式, (20)和(21)表示的检测性能可以如下计算:

$$\bar{P}_{fa} = - \sum_{n=0} R_{n,0} \left[L_0(z) \frac{G(-\alpha z)}{z}, z_{m_0} \right] \quad (22)$$

$$\bar{P}_d = - \sum_{n=1} \text{Res} \left[L_1(z) \frac{G(-\alpha z)}{z}, z_{m_1} \right] \quad (23)$$

式中 $\text{Res}[\]$ 表示留数

$L_0(z)$ 和 $L_1(z)$ 如式(16)和(18)所示, 是无信号和有信号时判决量 V 的矩母函数

z_{m_0} 和 z_{m_1} —— $L_0(z)$ 和 $L_1(z)$ 的位于左半平面的极点。

将式(16)和(19)代入式(22), 求留数后可得

$$\bar{P}_{fa} = \sum_{m=0}^{M-1} \frac{(M \cdot M_r + m - 1)! \alpha^m}{m! (M \cdot M_r - 1)! (1 + \alpha)^{M \cdot M_r + m}} \quad (24)$$

根据容许的虚警概率, 可以由式(24)计算出门限参数 α 。 α 与 \bar{P}_{fa} 的关系示于图2。其中, 参考单元数 M_r 和非相干积累数 M 作为参变量。

同样, 将式(18)和(19)代入式(23), 可以得到单元平均恒虚警率处理时对于 χ^2 -族起伏目标检测概率的一般表示式如下:

$$\begin{aligned} \text{当 } 1 \leq K < M \\ \bar{P}_d = \sum_{i=0}^{M-K-1} \left[\frac{M-i-2}{K-1} \right] \frac{(-F)^K}{H^{M-i-1}} \sum_{j=0}^i \left[\frac{M \cdot M_r + j - 1}{j} \right] \frac{\alpha^j}{(1 + \alpha)^{M \cdot M_r + j}} \\ + \sum_{n=0}^{K-1} \left[\frac{M-m-2}{M-K-1} \right] \frac{(-F)^{K-m-1}}{H^{M-m-1}} \sum_{n=0}^m \left[\frac{M \cdot M_r + n - 1}{n} \right] \frac{(\alpha F)^n}{(1 + \alpha F)^{M \cdot M_r + n}} \end{aligned} \quad (25)$$

$$\text{当 } K \geq M \\ \bar{P}_d = \sum_{j=M-1}^{K-1} \left[\frac{K-M}{K-j-1} \right] \frac{F^{K-j-1}}{H^{M-j-1}} \sum_{m=0}^j \left[\frac{M \cdot M_r + m - 1}{m} \right] \frac{(\alpha F)^m}{(1 + \alpha F)^{M \cdot M_r + m}} \quad (26)$$

$$\text{其中 } F = \frac{1}{1 + \frac{MN\bar{R}_p}{2K}}, \quad H = 1 - F \quad (27)$$

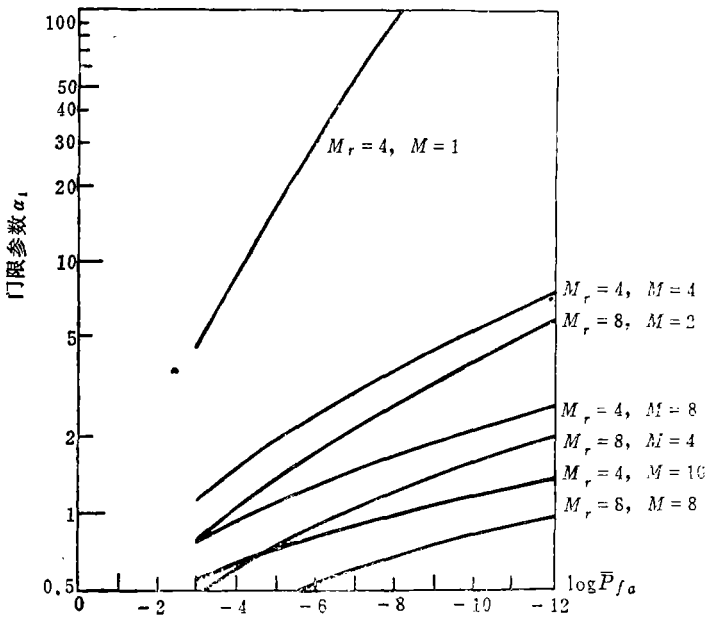


图2 单元平均恒虚警率检测中门限参数 α 与虚警概率 \bar{P}_{fa} ,
参考单元数 M_r 和非相干积累数 M 的关系

作为一个特例,当参考单元数足够多(即 $M_r \rightarrow \infty$)时,对 y 的估值没有起伏,成为固定门限检测,我们得到其检测性能表示式如下:

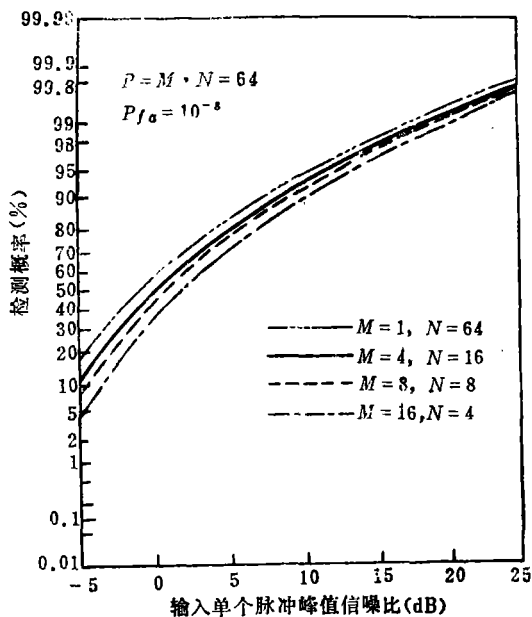
$$P_{fa} = \sum_{m=0}^{M-1} \frac{r_b^m \exp(-r_b)}{m!} \quad (28)$$

$$\begin{aligned} \text{当 } 1 \leq K < M \quad P_d = & \sum_{i=0}^{M-K-1} \left[\frac{M-i-2}{K-1} \right] \frac{(-F)^K \exp(-r_b)}{H^{M-i-1}} \sum_{j=0}^i \frac{r_b^j}{j!} \\ & + \sum_{m=0}^{K-1} \left[\frac{M-m-2}{M-K-1} \right] \frac{(-F)^{K-m-1} \exp(-Fr_b)}{H^{M-m-1}} \sum_{n=0}^m \frac{(Fr_b)^n}{n!} \end{aligned} \quad (29)$$

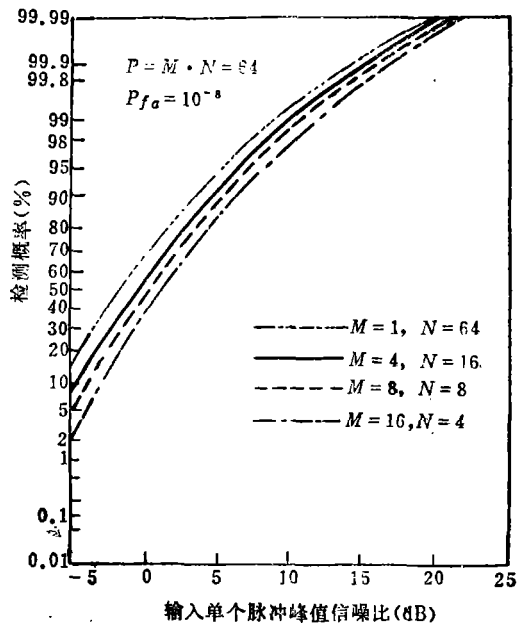
$$\text{当 } K \geq M \quad P_d = \sum_{j=M-1}^{K-1} \left[\frac{K-M}{K-j-1} \right] \frac{F^{K-j-1} \exp(-Fr_b)}{H^{M-j-1}} \sum_{m=0}^j \frac{(Fr_b)^m}{m!} \quad (30)$$

目标慢起伏,即扫描到扫描起伏的情况下,相干积累是可能的。我们以斯威林起伏目标模型 1 和 3 为例,对于 $P=64$ 个脉冲,计算了分段处理时的检测性能,结果示于图 3 和图 4。图 3 表示固定门限检测的情况,其中最上边的一根线表示 $M=1, N=64$,即全相干积累时的检测概率,其余是混合积累时的性能。可以看出,对于固定门限检测,用分段 FFT 实现相干与非相干混合积累,其检测性能不如全相干积累,而且,段分得越小,性能越差。但相干积累数少,设备简单,易于实现。

图 4 给出了单元平均恒虚警率处理时分段积累的检测曲线。其中, (a) 和 (b) 的参考单元数 $M_r=4$, 而图 (c), (d) 中, $M_r=8$ 。图 (a) 和 (c) 是对于斯威林 1 目标的, 而 (b) 和 (d) 是对于斯威林 3 目标的。

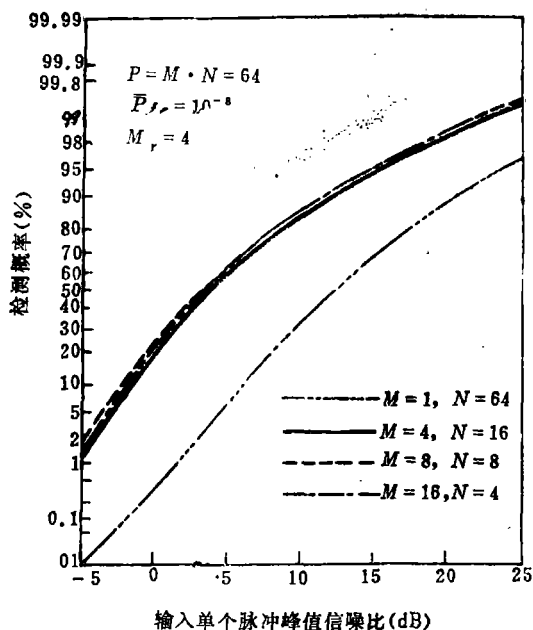


(a) 斯威林 1 目标

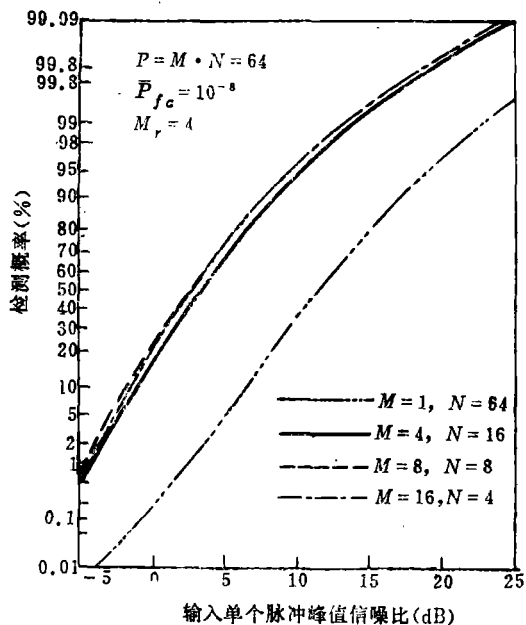


(b) 斯威林 3 目标

图 3 固定门限检测时采用分段 FFT 处理的检测性能

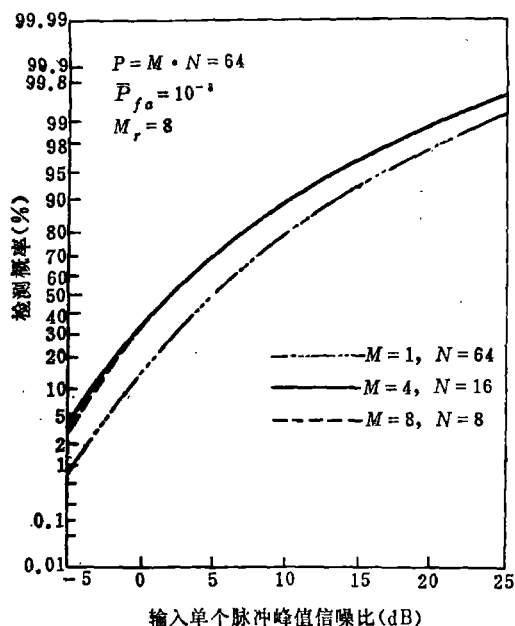


(a) 斯威林 1 目标

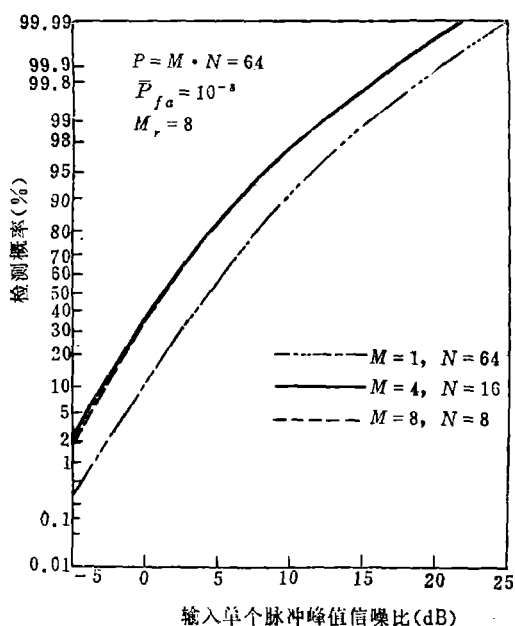


(b) 斯威林 3 目标

图 4



(c) 斯威林 1 目标



(d) 斯威林 3 目标

图 4 单元平均恒虚警率检测时采用分段 FFT 处理的检测性能

由图 4 可以看出: (1) 在参考单元数不多(比如 $M_r < 10$)的情况下, 采用分段 FFT 混合相干与非相干脉冲积累, 其检测性能比采用全相干积累时好。例如, 分段数 $M = 4, 8, 16$ 的检测性能差别很小, 但都比 $M = 1$ (即全相干积累)的好。(2) 对于一定的参考单元数 M_r , 存在一个最佳的分段数 M_{opt} , 使检测性能最好。而且, M_r 越大, M_{opt} 越小。如 $M_r = 4$ 时, $M_{opt} = 8$, $M_r = 8$ 时, $M_{opt} = 4$ 。

这是由于, 对于一定的检测性能(\bar{P}_{fa} 和 \bar{P}_d)要求, 单元平均恒虚警率损失不仅与参考单元数 M_r 有关, 而且与非相干积累数 M 有关。在 M_r 一定的条件下, M 越小, 恒虚警率损失越大。全相干积累时, $M = 1$, 虽然这时没有非相干积累损失, 但恒虚警率损失很大, 致使检测性能反而不如某种相干与非相干混合积累的。事实上, 从图 2 可以看出, 对于 $\bar{P}_{fa} = 10^{-8}$, 当 $M_r = 4$, $M = 1$ (即全相干积累时), 其门限参数 α 几乎比 $M = 8$ 时的大两个数量级。在保持 $\bar{P}_{fa} = 10^{-8}$ 的条件下, 为了使两者的检测概率相同, 必须提高 $M = 1$ 时的输入信噪比。这就是由于非相干积累数少引起的恒虚警率损失。

当参考单元数 M_r 增加时, 杂波加噪声功率估值的起伏减少, 恒虚警率损失减少, M_{opt} 也减少。极端地, 当 $M_r \rightarrow \infty$ 时, 估值 y 趋于常数, 成为固定门限检测, $M_{opt} = 1$, 全相干积累的性能最好。

4 实际检测的信噪比损失

前面已经提到, 分段后再作非相干积累, 会带来非相干积累损失; 参考单元有限而引起的门限起伏, 会带来恒虚警率损失。因此, 不分段的全相干积累, 同时将参考单元数趋于无

穷大(相当于固定门限检测),则两种损失均不存在。我们以这一理想情况为准,设在一定检测性能条件(\bar{P}_{fa} 和 \bar{P}_d)下,积累 $P(=M \cdot N)$ 个脉冲时,所需的输入单个脉冲信噪比为 R 。当采用分段处理(M 段)积累相同的脉冲且参考单元有限(M_r)时,则在同样 \bar{P}_{fa} 和 \bar{P}_d 条件下,所需输入单个脉冲信噪比为 R_c , R_c 显然大于 R 。我们定义实际检测的信噪比损失为

$$L = 10 \log(R_c/R) \quad (31)$$

如上所述,损失 L 由两部分组成:非相干积累损失和恒虚警率损失。

先考虑非相干积累损失,即暂设 $M_r \rightarrow \infty$,令上述同样检测条件下,分段处理(每段 N 个相干积累后 M 段非相干积累)时,所需的输入单个脉冲信噪比为 R_p ,则可得非相干积累损失

$$L_M = 10 \log(R_p/R) \quad (32)$$

再考虑 M_r 有限,由此得恒虚警率损失

$$L_{CFAR} = 10 \log(R_c/R_p) \quad (33)$$

$$L = L_M + L_{CFAR} \quad (34)$$

显然,假定为了达到上述一定的检测要求(\bar{P}_{fa} 和 \bar{P}_d),固定门限单个脉冲检测时所需输入信噪比为 R_1 ,而将 M 个脉冲完全非相干积累后检测时,所需输入单个脉冲信噪比为 R_M ,则

$$R_p = R_M/N \quad (35)$$

$$R = R_1/(M \cdot N) \quad (36)$$

将(35)和(36)代入(32),可得

$$L_M = 10 \log\left(\frac{R_M}{R_1/M}\right) \quad (37)$$

式(37)说明, M 段 N 点FFT相干与非相干混合积累造成的信噪比损失等于 M 个脉冲非相干积累损失。它与 P_{fa} 和 P_d 以及目标起伏类型均有关,当 M 较大时,随 M 的增加近似按 $10 \log \sqrt{M}$ 的斜率增加^[4]。

恒虚警率损失通常与参考单元数 M_r 和非相干积累数 M 以及 \bar{P}_{fa} 、 \bar{P}_d 有关。

图5给出了对于斯威林1目标,在 $\bar{P}_{fa} = 10^{-8}$, $\bar{P}_d = 95\%$, $M_r = 4$ 的条件下实际检测的信噪比曲线。其中,点线表示恒虚警率损失 L_{CFAR} ,点划线表示非相干积累损失 L_M ,而实线表示实际检测的总信噪比损失。可以看出,对于一定的 M_r (=4),由于 L_{CFAR} 随 M 的增加减少,而 L_M 随 M 的增加而增加,使得总损失曲线在 $M=8$ 附近成为最小,即使检测性能最佳的 $M_{opt}=8$,这与图4(a)的结果一致。

当参考单元数 M_r 增加时, L_{CFAR} 曲线的下降斜率增大,使总损失曲线的最小点向原点

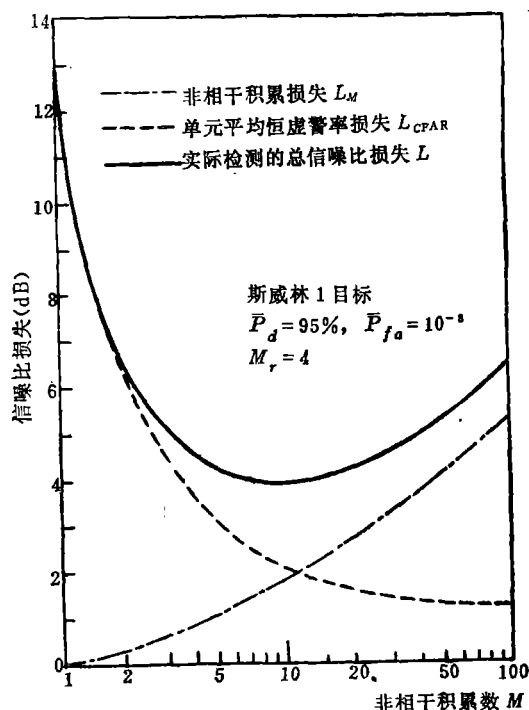


图5 实际检测的信噪比损失

方向移动, 即 M_{opt} 减小, 同时对应的总信噪比损失也减少。极端地, 当 $M_r \rightarrow \infty$ 时, $M_{opt} \rightarrow 1$, 而总信噪比损失成为零。

5 结 束 语

在雷达信号处理中采用分段 FFT 实现相干与非相干混合脉冲积累, 能使设备的构成简单, 易于实现。本文在理论上分析计算了用这种方法积累时系统的检测性能和相对于全相干积累的信噪比损失。结果表明, 对于固定门限检测而言, 分段处理不如全相干积累, 检测性能随分段数 M 的增加而变差, 产生的信噪比损失等于 M 次非相干积累损失。而在单元平均恒虚警率检测中, 若参考单元数不多(如少于 10 个), 则采用分段 FFT 进行相干与非相干混合积累, 检测性能比全相干积累的好。而且, 对于一定的参考单元数, 存在一种最佳的分段, 使检测性能为最佳。

在本文的分析中, 假设输入剩余杂波加噪声在扫掠间不相关。当本通道不存在气象杂波时, 这一假设是正确的。如果气象杂波存在于本通道, 则扫掠间的杂波相关性不能忽略。对此, 我们将另文讨论。

参 考 文 献

- [1] M.I.Skolnik. Introduction to Radar System. McGram-Hill, 1980
- [2] 丁鹭飞, 张平. 雷达系统. 西北电讯工程学院出版社, 1984
- [4] J.V.Difranco and W.L.Rubin, Radar Detection. N. J. Prentice-Hall, 1968
- [3] 侯秀英. 杂波背景下的信号检测. 西北电讯工程学院研究生毕业论文, 1981
- [5] X.Y.Hou and N. Morinaga. Detection Performance of Rayleigh Fluctuating Targets in Correlated Gaussian Noise. IEICE, Japan, EMCJ -87-28-34, 1987; 87(121): 1~8
- [6] X.Y.Hou, N. Morinaga and T. Namekawa. Direct Evaluation of Detection Performance for Radar Fluctuating Targets by Residue Theorem. IECE, Japan, SANE 85-40, 19~24

The detection performance of MTD system with narrowband filter bank implemented by section FFT

Hou Xiuying Ding Lufei Bao Zheng

Abstract

The MTD system commonly consists of a prewhitening filter followed by a coherent integrator implemented by FFT. From the point of view of

integration, a coherent integration is best. In the receiver system in a clutter background, however, a cell-average constant false alarm rate (CFAR) processing is frequently required. The all-coherent integration may result in a larger CFAR loss, in particular, when the number of the reference cells used is small. This paper presents a mixed coherent and incoherent integration method, by which the $P = M \times N$ pulses to be integrated are divided into M -sections in sequence and the N -pulses in each section are operated by N -point FFT, and then the results of the M -sections are incoherently integrated. The detection performance of the MTD system is theoretically analyzed and it is proved that there is an optimal number of sections related to the number of the reference cells for a cell-average CFAR detection.

Key words: radar; signal detection; MTD; section FFT; constant false alarm receiver