

非高斯杂波谱模型下的 MTI 性能分析¹

陈建春 杨万海

(西安电子科技大学电子工程学院 西安 710071)

摘 要 该文主要讨论了在非高斯型的立方及平方型杂波功率谱环境下雷达系统的 MTI 性能, 给出了 MTI 滤波器平均改善因子的上限, 表明在谱宽相同时, 立方及平方型杂波谱下的 MTI 性能远劣于高斯型, 对各种杂波谱下的谱宽等效性引入了 $L^2(R)$ 上杂波谱均方根带宽的度量, 它较客观地反映了分布型杂波谱的总体平均宽度, 最后, 给出了 MTI 滤波器对杂波谱宽失配情况下改善因子的损失曲线, 显示在立方和平方杂波谱下, 性能损失对失配极不敏感。

关键词 Barlow 杂波模型, Fishbein 杂波模型, MTI, 改善因子, 均方根带宽
中图分类号 TN951

1 引 言

大多数雷达杂波属于分布型杂波。这类杂波的特征通常用其功率谱密度 (PSD) 函数来描述。早期人们用高斯函数来表征分布型杂波的功率谱, 即所谓的 Barlow 杂波模型

$$S_B(f) = A_0 \exp\{-a(f/f_0)^2\} \quad (1)$$

Fishbein 等人^[1,2]通过对实际雷达杂波回波进行统计实验分析发现 Barlow 模型仅对海浪等杂波有较好的近似, 而对于范围更广的地物、气象类杂波如植被、风云和雨雪等分布型杂波, 其功率谱用高斯函数拟合误差较大。为此, 使用了一类幂函数进行拟合, 取得了较为满意的效果, 称为 Fishbein 杂波模型

$$S_F(f) = A_0/(1 + |f/f_{3dB}|^n) \quad (2)$$

且对气象杂波而言, 当雷达工作频率处于 35GHz 以下的微波波段时, n 取 3, 称为立方型杂波; 而当工作频率在 35GHz 以上的毫米波段时 n 取 2, 称为平方型杂波。

Barlow 杂波模型由于采用了高斯函数, 因而其动目标显示 (MTI) 性能的数学分析较为简单, 大量的文献对此做了深入的研究^[2-5]。已给出的雷达 MTI 改善因子指标几乎都是在高斯杂波谱背景下导出的, 若用这些指标来近似立方和平方谱情况下的 MTI 性能将会带来很大偏差。因此, 有必要对不同杂波模型下的 MTI 性能进行较为全面的分析。

2 不同杂波谱下的 MTI 性能

2.1 最大平均改善因子准则

通常 MTI 滤波器为一 M 阶的 FIR 滤波器, 其输入 $x(t)$ 与输出 $y(t)$ 的关系为

$$y(t) = \sum_{k=0}^M w_k x(t - kT_r) = \mathbf{W}^T \mathbf{X} \quad (3)$$

其中 $\mathbf{W} = (w_0, w_1, \dots, w_M)^T$ 为加权矢量, $w_0 = 1$, $\mathbf{X} = [x(t), x(t - T_r), \dots, x(t - MT_r)]$ 为信号矢量, T_r 为雷达的脉冲重复周期。衡量 MTI 滤波性能优劣的是熟知的最大平均改善因子

¹ 1999-11-30 收到, 2000-05-04 定稿

准则^[3]。改善因子定义为系统输出信号杂波功率比 SCR_o 与输入信号杂波功率比 SCR_i 的比值。已经证明, 当 MTI 滤波器的加权矢量取为输入杂波归一化协方差矩阵最小特征值所对应的特征矢量时可使 MTI 的平均改善因子达到最大, 且最大改善因子为最小特征值的倒数。

2.2 杂波功率谱特性

对 (1) 式进行功率归一化处理, 有

$$S_B(f) = \frac{\sqrt{\ln 2}}{\sqrt{\pi} f_{3dB}} \exp\{-\ln 2 \cdot [\frac{f}{f_{3dB}}]^2\} \tag{4}$$

对 (2) 式分别取 $n=2,3$, 并进行归一化, 有

$$S_{F2}(f) = \frac{1}{\pi f_{3dB}} \cdot \frac{1}{1 + |f/f_{3dB}|^2} \tag{5}$$

$$S_{F3}(f) = \frac{3\sqrt{3}}{4\pi f_{3dB}} \cdot \frac{1}{1 + |f/f_{3dB}|^3} \tag{6}$$

式中 f_{3dB} 为归一化 3dB 频率, f 为归一化频率, 且以上均是相对雷达脉冲重复频率 f_r 进行归一化的。从而归一化 3dB 带宽为 $BW_{3dB} = 2f_{3dB}$ 。

例如, 取 $f_{3dB} = 0.1$, 得到图 1 所示的 3 种不同功率谱图。为便于比较, 图中各杂波谱均经过了幅度归一化处理。

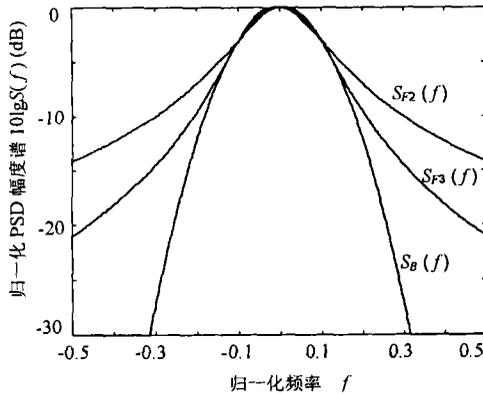


图 1 相同 f_{3dB} 下 3 种杂波模型的幅度谱

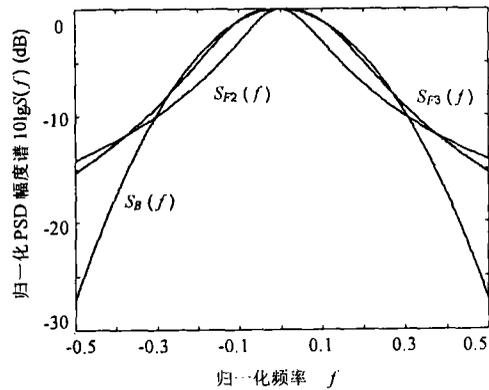


图 2 相同 Δ 下 3 种杂波模型的幅度谱

由图可看出, 尽管 3 种 PSD 的 3dB 带宽相同, 但从总体上看, 平方谱似乎较宽, 立方谱次之, 高斯谱最窄。这样, 如果在相同 3dB 带宽下比较三者的 MTI 性能, 就会低估前二者。看来 3dB 带宽并不是一个很好的谱宽的度量。实际上, 由于 3dB 带宽只反映了频谱的局部特征, 而不是整体特征。因此较适于工程应用, 而对理论分析则存在着一定的局限性。

2.3 功率谱宽的度量

对 PSD 宽度的度量, 采用均方根带宽较为合适。对高斯型 PSD 其均方根带宽为 $f_{3dB}/\sqrt{2\ln 2}$ 。然而对其它两种 PSD, 其通常的均方根带宽均不存在。由于 3 种 PSD 函数都为平方可积的, 因此下面引入 $L^2(R)$ 上函数宽度的概念作为谱宽的度量, 在不引起混淆情况下仍称其为均方根带宽。

定义: 设函数 $S(f) \in L^2(R)$, 当 $f \cdot S(f)$ 也属于 $L^2(R)$ 时, $S(f)$ 的中心及半径分别为

$$f_0 = \frac{1}{\|S(f)\|_2^2} \int_{-\infty}^{\infty} f \cdot S^2(f) df = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} f \cdot S^2(f) df}{\int_{-\infty}^{\infty} S^2(f) df} \quad (7)$$

$$\Delta = \frac{\|(f - f_0)S(f)\|_2}{\|S(f)\|_2} = \left[\frac{\int_{-\infty}^{\infty} (f - f_0)^2 S^2(f) df}{\int_{-\infty}^{\infty} S^2(f) df} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (8)$$

其中 $\|\cdot\|_2$ 表示 $L^2(R)$ 空间上的范数, 从而函数宽度为 2Δ 。

对 (4), (5) 和 (6) 式显然都有 $f_0 = 0$, 因此由 (8) 式可计算出 3 种杂波 PSD 下的单边谱宽分别为

$$\Delta_B = \frac{1}{2\sqrt{\ln 2}} f_{3\text{dB}} \approx 0.601 f_{3\text{dB}} \quad (9)$$

$$\Delta_{F_3} = \sqrt{3\sqrt{3}/(4\pi)} f_{3\text{dB}} \approx 0.643 f_{3\text{dB}} \quad (10)$$

$$\Delta_{F_2} = f_{3\text{dB}} \quad (11)$$

以上 3 式反映了各 PSD 函数的总体平均宽度, 因而用均方根带宽作为度量较为客观, 并将其记为 Δ 。以下我们将认为, 均方根带宽 Δ 相同的两个函数其宽度为“相当”。对 3 种功率谱模型, 令 $\Delta_B = \Delta_{F_3} = \Delta_{F_2} = \Delta = 0.1$, 可得相同 Δ 下的各杂波功率谱如图 2 所示。与图 1 比较, 除平方谱不变外, 其余两种功率谱均有所加宽, 从而在总体平均上看其宽度相当。

2.4 不同杂波谱下的 MTI 改善因子

文献 [6] 表明对于高斯和立方杂波谱, 可以分别用一个三阶及二阶的 AR 模型来很好地近似, 因而这些杂波谱便可以用 (3) 式的 FIR 滤波器进行有效的抑制。

FIR 形式的 MTI 滤波器的最大平均改善因子是由杂波的归一化协方差矩阵唯一确定的, 因此以下将在均方根带宽相同的条件下计算 3 种杂波下的最佳 MTI 性能。

对 (4), (6) 式进行傅里叶反变换即得杂波过程的相关函数分别为

$$R_B(\tau) = \exp(-4\pi^2 \Delta^2 \tau^2) \quad (12)$$

$$R_{F_2}(\tau) = \exp(-2\pi \Delta |\tau|) \quad (13)$$

式中已经用均方根带宽 Δ (单边) 代换了 3dB 带宽 $f_{3\text{dB}}$ (单边), 这样, 各杂波的相关函数均以均方根带宽表示。对立方谱杂波 $S_{F_3}(f)$, 由于其傅里叶反变换的解析形式难以求出, 只能通过对其离散化并求相应离散序列的 IDFT(离散傅里叶反变换) 得到其相关函数序列。

对于零均值的平稳杂波过程, 其归一化的协方差函数与其归一化相关函数同形, 因此可由 (12), (13) 式及 $S_{F_3}(f)$ 的离散序列的 IDFT 获得各杂波的归一化协方差矩阵。由此可得到各杂波情况下的最佳 MTI 平均改善因子及 MTI 滤波器的最佳权矢量。

对均方根带宽 $\Delta \in (0, 0.1]$ 计算的各杂波下的 MTI 最大平均改善因子曲线示于图 3 和图 4。它们是 MTI 滤波器平均改善因子的上限。为了比较, 每幅图中均画出了熟知的高斯杂波谱下的改善因子曲线。图中采用的 MTI 滤波器为 1 ~ 5 阶。

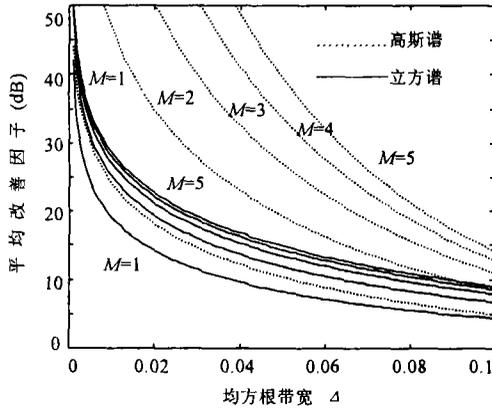


图 3 立方谱与高斯谱下 MTI 的改善因子

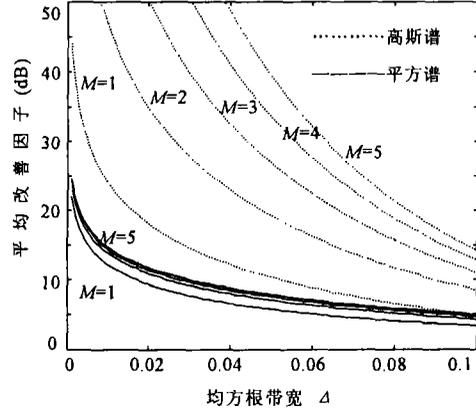


图 4 平方谱与高斯谱下 MTI 的改善因子

图中显示, 高斯杂波谱下 MTI 滤波器具有极高的改善因子, 而立方及平方杂波谱下的 MTI 性能较差。具体结论为:

- (1) 立方型杂波谱下, 阶数大于 1 阶的各阶 MTI 滤波器的改善因子仅仅稍优于高斯型杂波谱下 1 阶 MTI 滤波器的性能, 且当阶数大于 3 后, 改善因子随阶数的增高而增大不明显。因此, 应用时对于立方型的杂波, 其 MTI 滤波器的阶数取 3 阶以下即可近似获得极限效果。
- (2) 平方型杂波谱下各阶 MTI 滤波器的改善因子均低于高斯型杂波谱下的 1 阶 MTI 滤波器的性能。当阶数大于 2 时, 改善因子随阶数的增加不明显。因而, 实际中对平方型杂波谱只需采用 2 阶以下的 MTI 滤波器即可。

以上分析表明, 在非高斯杂波下, 对 MTI 滤波器的改善因子不可能做得很高。即便如此, 这仍然是 FIR 形式的 MTI 滤波器所能达到的最佳结果。另外, 这一结论是在平均改善因子意义上而言的。它并不排除当回波信号与杂波谱中心相距较远时, MTI 滤波器获得较高的改善因子的可能性。

立方、平方谱下 MTI 改善因子不高的原因是显而易见的。因为这两种杂波谱的衰减较慢(或为缓降的), 为有效滤除杂波, 需要较宽的 MTI 滤波器凹口, 最终导致信号损失较大, 改善因子降低。

3 失配情况下的 MTI 性能损失

杂波谱中心一般不在零频, 谱中心的处理已有研究^[5], 以下仅对谱宽匹配问题进行讨论。

对确定的输入杂波, 采用一组对谱宽不同失配程度的 MTI 滤波器进行处理, 讨论其结果与当滤波器和杂波相匹配时改善因子的损失情况。对 3 种不同的杂波谱, 其 MTI 滤波器分别采用了不同的阶数。对高斯杂波, 在 10 阶以内其改善因子随阶数的变化都是非常明显的。但考虑到实现的复杂性与性能之间的矛盾, 采用了较适中的 4 阶。而对立方及平方谱, 根据 2.4 节的讨论, 分别采用了 3 阶和 2 阶的滤波器。

失配后的改善因子损失定义为失配时的改善因子 (dB 数) 与匹配时的改善因子 (dB 数) 之差, 失配程度由对杂波谱宽的相对误差衡量, 定义为

$$E_{\Delta} = 100 \times [(\Delta_f - \Delta) / \Delta] \quad (\%) \tag{14}$$

式中 Δ 为输入杂波谱之均方根带宽, Δ_f 为确定失配滤波器权系数的杂波谱的均方根带宽, 它的大小决定了失配的程度. E_{Δ} 的限定范围为 $E_{\Delta} \in (-100, 100]$. 由此可得图 5、图 6 的性能损失曲线.

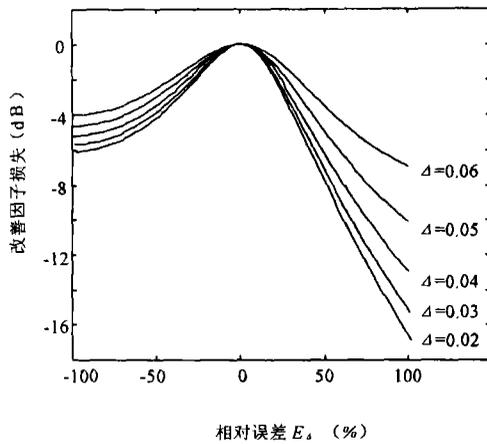


图 5 高斯谱下失配性能损失

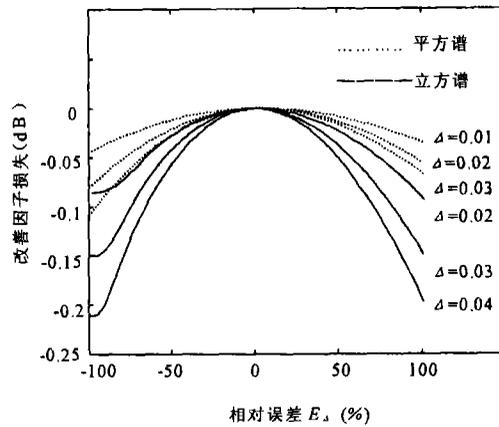


图 6 立方、平方谱下失配性能损失

由此可知, 对于高斯型的杂波, 当相对误差 E_{Δ} 在一个较小范围内时, 改善因子损失对失配不太敏感; 而当 $|E_{\Delta}| > 10\%$ 时改善因子损失对失配变得较为敏感. 当相对误差达 100% 时, 对杂波宽度较窄情况下的 4 阶 MTI 滤波器其损失已达 17dB 左右, 而且当 MTI 滤波器的阶数增加时这一损失会更大. 对于负的相对误差, 当其向负方向增大时改善因子损失会变缓, 这是因为对 MTI 滤波器来说, 它有一个最小凹口宽度. 总之, 高斯杂波下 MTI 性能对失配较为敏感, 窄谱宽情况下尤其如此.

对于立方及平方谱杂波, 情况与高斯时大不相同. 在这两种杂波情况下, 改善因子损失对失配极不敏感. 在 $E_{\Delta} \in (-100, 100]$ 范围内, 改善因子损失均在 0.25dB 以内. 因而, 在这种情况下的最佳 MTI 滤波器的设计较为简单, 即滤波器的设计不须与杂波宽度严格匹配.

图中另一个区别在于, 对高斯杂波, 性能损失是随 Δ 增加而减小的; 而对另两种杂波, 这一趋势恰好相反. 其原因是, 在图 3、图 4 中, 前者的改善因子随杂波谱宽增加迅速减小, 而后者这一变化较缓.

5 结 束 语

以上分析表明, 制约 MTI 性能的因素不仅仅是滤波器所采用的阶数, 更主要的是决定于实际输入的杂波谱形式, 另外还与失配有关. 高斯谱只是一种较理想化的情况, 真实的杂波谱则可能分布较宽也较为复杂, 其 MTI 效果亦相对较差. 实际系统中的 MTI 的改善因子往往不够理想或与理论结果相差较远, 其原因可能就是由于对杂波谱估计过低. 因此, 工程实际中正确估计和建立杂波模型对设计 MTI 性能指标尤为关键.

参 考 文 献

- [1] W. Fishbein, *et al.*, Clutter attenuation analysis, Technique Report No. ECOM-2808, AD665352 Mar, 1967.
- [2] J. L. Eaves, E. K. Reedy, Principles of Modern Radar, New York, Van Nostrand Reinhold Company, 1987, Chap 10

- [3] J. K. Hsiao, On the optimization of MTI clutter rejection, IEEE. Trans. on AES, 1974, AES-10(5), 622-629.
- [4] D. Curtis Schleher, MTI and Pulsed Doppler Radar, Boston, London, Artech House Inc. 1991, Chap.4
- [5] 陈建春, 耿富录, 运动杂波自适应抑制技术, 西安电子科技大学学报, 1999, 26(2), 174-177.
- [6] S. Haykin, *et al.*, Maximum-entropy spectral analysis of radar clutter, Proc. IEEE, 1982, 70(9), 953-962.

MTI PERFORMANCE ANALYSIS IN NON-GAUSSIAN CLUTTER ENVIRONMENTS

Chen Jianchun Yang Wanhai

(*School of Electron Eng., Xidian University, Xi'an 710071, China*)

Abstract The MTI performance in non-Gaussian type clutter such as cubic and square clutter PSD (Power Spectrum Density) environments is analyzed. The up limit curves of the average improvement factor are given. Results show that the MTI performance in cubic or square PSD condition is much poor than in Gaussian. A measure for the clutter bandwidth is proposed in $L^2(R)$ space, which is more objective for evaluating the equivalence among the bandwidth of these three clutter PSDs. Finally, the curves of MTI performance degradation versus the MTI filter mismatch are presented, which shows that the performance degradation is insensitive to the mismatch only in cubic and square clutter PSD conditions.

Key words Barlow clutter model, Fishbein clutter model, MTI, Improvement factor, Mean square root bandwidth

陈建春: 男, 1962 年生, 副教授, 主要从事雷达信号处理, 信号处理实时算法, 高速 DSP 开发应用等方面的研究.
杨万海: 男, 1939 年生, 教授, 博士生导师, 主要从事数据融合, 雷达系统建模仿真等方面的研究.