

距离/速度/方位分选产生的系统损失及降低方案

谢俊好,熊卫明

(哈尔滨工业大学电子与通信工程系,黑龙江哈尔滨 150001)

摘要: 雷达信号处理中,由于目标信息未知,进行距离/速度/方位分选时会产生目标幅度损失.本文在分析信号处理中加窗影响的基础上,针对距离/速度分选采用汉宁窗、波束形成采用切比雪夫窗的系统,定量分析了距离/速度/方位分选所产生的系统损失,并提出插值处理、双门限检测两种方案以减小此损失.

关键词: 系统损失; 离散傅立叶变换; 数字波束形成

中图分类号: TN957 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112 (2003) 12-1874-04

The System Loss for Range/Velocity/Azimuth Transform and Its Countermeasure

XIE Junzhao, XIONG Weiming

(Department of Electronic and Communication Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin, Heilongjiang 150001, China)

Abstract: Loss in target amplitude results from range/velocity/azimuth transform in radar signal processing due to unknown information for the target. Based on the analysis of effects of window functions on signal processing, the system loss for range/velocity transform with Hanning window and azimuth transform with Chebyshev window is analyzed quantitatively. The methods of interpolation and detecting target with two thresholds are presented to cut down the loss.

Key words: system loss; discrete Fourier transform; digital beamforming

1 引言

线性调频雷达距离、速度、方位分选一般采用傅立叶变换分析法,这就涉及到加窗的问题.矩形窗具有最窄的主瓣但旁瓣较高,其最大的第一旁瓣电平约为 -131.2dB.在多目标环境中,高的旁瓣会淹没附近的较小目标,引起目标丢失.为了提高对弱小目标的检测能力,必须采用旁瓣抑制技术或简称加窗(加权)技术.加窗既可以在时域进行,也可以在频域进行;既可以在发射时进行,也可在接收时进行^[1].

雷达信号处理中,通常目标信息是未知的,进行上述距离/速度/方位分选时会导致目标幅度损失,由此引起的信噪比损失本文称为系统损失.采用加窗技术在抑制旁瓣的同时会导致主瓣展宽,这在一定程度上可减小系统损失,但进行距离/速度/方位三维分选所产生的系统损失累积后仍会严重影响雷达的检测性能.

为了更好地抑制镜像分量以满足雷达高性能信号处理技术的要求,目前广泛采用直接对低中频回波信号进行采样实现正交相干检波的方法^[2],相应地进行后续信号处理时所加的窗函数为离散窗函数.本文对距离/速度分选都加汉宁(Hanning)窗,方位分选加切比雪夫(Chebyshev)窗产生的各级系统损失进行了定量分析,并提出了插值处理、双门限检测两

种方案以减小系统损失.

2 距离/速度/方位分选产生的系统损失

雷达信号处理机中所进行的距离/速度/方位分选,无论采用数字信号的傅里叶变换(DIFFT)、快速傅里叶变换(FFT)或数字波束形成(DBF),实质上都是基于匹配的思想.由于匹配获得的结果是一系列离散的频域点,而目标相应的参数是未知的,因此目标的谱线一般不会正好落在某个频域点上,由此会产生信号幅度损失.

2.1 距离/速度分选产生的系统损失

2.1.1 频谱分析 数字信号的傅立叶变换(简称为离散时间傅立叶变换 DIFFT)与离散傅立叶变换(DFT)的表达式分别为:

$$X(X) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-jXn} \quad (1)$$

$$X(k) = X(X) |_{X=X_k} = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-jX_k n} \quad (2)$$

式中 $X_k = k\pi 2P/N$, N 为序列的长度.

DIFT 理论上可以计算任意单一频率信号的幅度和相位,但需要预先知道所要分析频率.实际上由于信号参数未知,一般通过 DFT 计算一组离散频点的值来估计. FFT 是一种 DFT 的快速算法,它只能计算 N 个固定离散频率点 $X_k(k=0, 1,$

, , N- 1) 的幅度和相位.

2.1.1.2 加窗对信号频谱的影响 设信号 $x(n)$ 和窗函数 $w(n)$ 的 DIFT 分别为 $X(X)$ 、 $W(X)$, 则根据调制定理 $x(n)w(n)$ 的傅立叶变换为:

$$XW(X) = \frac{1}{2P} \int_{-P}^P X(H)W(X-H)dH \quad (3)$$

一般对信号进行频谱分析时通常用一组离散频率点来覆盖信号频率所存在的某一连续区域, 而实际信号频率偏离这些离散频率点时幅度减小, 即存在信噪比损失. 加窗 FFT 实质上相当于一个带通滤波器组, 其幅频特性为:

$$|H_k(X)| = |W(X - X_k)| = |W(X - 2P/N)| \quad (4)$$

式中 $W(X)$ 为所加窗的频谱函数.

显然系统损失与信号频率偏离离散频率点的程度有关, 当信号频率取离散频率点时不存在信噪比损失, 当信号频率位于两个相邻离散频率点中间时信噪比损失最大. 为了定量比较不同窗函数所引起的系统损失大小, 我们定义系统平均损失: 信号频率 X 在一个分辨单元 $[0, 2P/N]$ (或 $[-P/N, P/N]$) 内均匀分布时所得到的系统损失的平均值. 此定义可类推至距离和方位域.

2.1.1.3 不同窗函数的频谱比较 常用的离散矩形窗和汉宁窗函数的表达式为:

$$w_r(n) = 1, 0 \leq n \leq N-1 \quad (5)$$

$$w_h(n) = 0.5 \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) \right], 0 \leq n \leq N-1 \quad (6)$$

式中 N 为窗的长度.

以上两种窗函数的归一化频谱为:

$$W_r(X) = \frac{\sin(NX/2)}{N \sin(X/2)} e^{-jX(N-1)/2} \quad (7)$$

$$W_h(X) = \frac{N}{N-1} \left\{ W_r(X) - \frac{1}{2} \left[W_r\left(X + \frac{2P}{N-1}\right) + W_r\left(X - \frac{2P}{N-1}\right) \right] \right\} \quad (8)$$

离散矩形窗、汉宁窗和切比雪夫窗的频谱如图 1 所示. 图中窗长度均为 32, 切比雪夫窗旁瓣电平取为 -30dB. 由图可见矩形窗、汉宁窗和切比雪夫窗的第一旁瓣峰值幅度分别为: -13.12dB, -31.15dB, -30dB, 主瓣两零点之间的宽度分别为: $4P/N$ 、 $8P/N$ 、 $6P/N$.

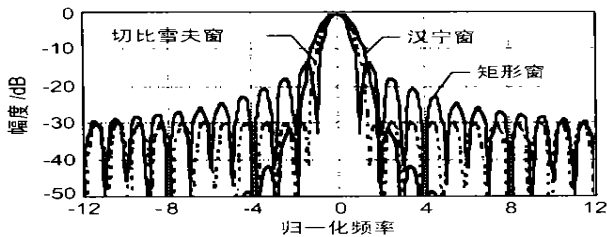


图 1 矩形窗、汉宁窗及切比雪夫窗频谱 ($N=32$)

式(7)、(8)表明归一化窗函数的频谱与窗的长度 N 有关, 因此由加窗分选所引起的系统损失也与窗的长度有关. 图 2 给出了汉宁窗平均系统损失与窗长度的关系. 由此可见, 当窗的长度逐渐增大时, 平均系统损失趋近于一个常数 -0.147dB. 图 3 是 $N=100$ 时汉宁窗的系统损失与信号频率

(按分辨单元归一化)的关系曲线.

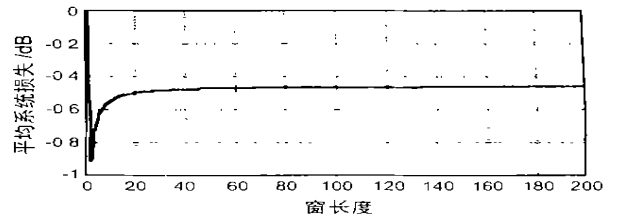


图 2 汉宁窗平均系统损失与窗长度关系曲线

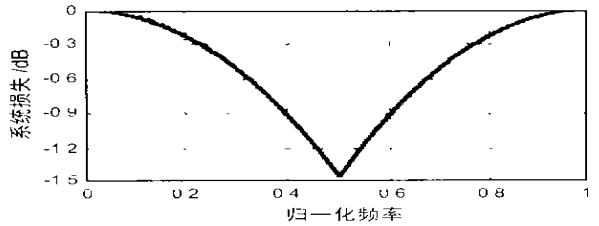


图 3 汉宁窗系统损失与信号频率关系曲线

当 N 较大时, 由式(7)、(8)可计算得矩形窗、汉宁窗的最大信号幅度损失分别为:

$$L_{\text{loss}_r \text{ max}} = 20 \lg |W_r(P/N)| = 20 \lg \left[\frac{1}{N \sin(P/2N)} \right] \\ U 20 \lg(2/P) = -31.92 \text{ dB} \quad (9)$$

$$L_{\text{loss}_h \text{ max}} = 20 \lg |W_h(P/N)| = 20 \lg \left| -j \frac{8}{3P} \right| = -11.42 \text{ dB} \quad (10)$$

可见当窗长 N 较大时, 加窗分选产生的最大系统损失及平均系统损失为一常数, 以下分析均假设窗长 N 较大.

2.1.1.4 距离/速度分选的系统损失 线性调频雷达距离分选、速度分选均采用 FFT (或 DFT) 实现, 由于一般都采用加汉宁窗, 其频谱特征相同, 且距离、速度都与频率成线性关系, 所以图 3 也反映了进行距离/速度分选时所产生的系统损失与距离/速度的关系. 图 3 表明当目标参数处在 FFT 计算的各项频率点中间时损失最大, 最大损失与窗的长度有关, 但当窗的长度 N 很大时, 最大损失分别由式(9)、(10)给出. 距离/速度分选的最大系统损失均为 -11.42dB, 平均系统损失均为 -0.147dB.

2.1.2 数字波束形成引起的系统损失

实际中为了抑制接收阵天线方向图的旁瓣, 数字波束形成一般采用切比雪夫加权. 考虑一个等间距侧视直线阵: 阵元数 N 、阵元间距 d 、雷达波长 K . 为了适应不同工作频率, 信号处理机应根据系统参数的变化自动地形成多个 3dB 交叉接收波束覆盖感兴趣的空域. 具体形成过程如下: 首先形成一个指向阵列法向的基本波束, 然后采用数值方法解得其半功率点, 根据这个半功率点, 再采用数值方法解得下一个基本波束的指向, 依此进行下去, 直到覆盖感兴趣的区域. 由于对称性, 只需要求出 $HE(\theta)$ 的波束即可.

设方位 H_0 、 H_F 、 H_1 、 H_2 为与指向 $H_0=0$ 的波束 3dB 交叉的波束指向. 设 $K=12\text{m}$ 、 $d=5\text{m}$ 、 $N=21$, 采用切比雪夫加权 (旁瓣电平取为 -30dB), 则可计算得 $H_1=7.2344\text{b}$. 目标方位 H_1 $[0, H_1]$ 的系统损失曲线如图 4 所示, 其平均损失为

- 019385dB. 尽管对不同的参数 d, N, K , 方位分选引起的系统损失与方位角的变化曲线不同, 但若以半波束宽度归一化后结果基本一致.

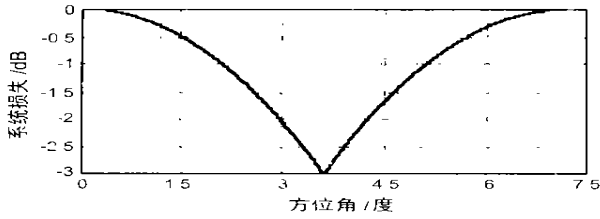


图 4 系统损失与方位角关系曲线

3 插值、双门限检测方案及理论分析

3.1 插值方案

由上述定量分析结果可见, 采用前面的距离/速度/方位分选, 所产生的系统损失主要来源于方位分选. 由于采用形成多个 3dB 交叉波束形成覆盖空域的方案, 其产生的最大系统损失为 -3dB, 平均系统损失约为 -0194dB, 显然这一般不能满足总体对距离/速度/方位分选产生的系统损失的要求, 但通过插值处理可以减小系统损失. 若在分辨单元 $[0, D]$ 中插一点则变成 $[0, D/2, D]$, 由于这三点频谱函数形状相同, 由式 (7)、(8) 可得矩形窗、汉宁窗的最大信号幅度损失分别为:

$$\text{Loss}_{r \max} = 20 \lg \left| W_r \left(\frac{P}{2N} \right) \right| = 20 \lg \left[\frac{\sqrt{2}/2}{N \sin(P/4N)} \right] \\ U 20 \lg (2\sqrt{2}/P) = -0191 \text{dB} \quad (11)$$

$$\text{Loss}_{h \max} = 20 \lg \left| W_h \left(\frac{P}{2N} \right) \right| U 20 \lg \left| \frac{32}{15P} (1 - j) \right| = -0135 \text{dB} \quad (12)$$

由图 4 可估计空域插值一倍后切比雪夫窗的最大信号幅度损失约为 -018dB, 这样距离/速度/方位分选所产生的最大系统损失约为 -115dB, 平均系统损失将不超过 -015dB, 可以满足总体要求. 通常频域插值可以先对时域采样序列进行补零再通过 FFT 变换的方法快速实现, 尽管通过对距离、速度、方位插值可以显著地降低系统损失, 但这将引入更大的计算量、数据量, 按每一维进行一倍插值, 则系统数据量将增大 7 倍, 实时处理系统负担过重.

3.1.2 双门限检测方案

下面分析采用双门限检测方案来减小系统损失, 其基本思想: 第一门限设置较低使得即使目标受到一定的幅度损失仍能通过并进行粗估值, 然后形成波束指向目标方位再进行第二门限检测对目标进行确认. 此方案的关键在于门限的设置, 第二门限可按正常的检测参数进行确定, 如设发现概率 $P_d = 0.9, P_f = 10^{-6}$, 且考虑恒虚警损失, 则所要求的信噪比约 $\text{SNR} = 16 \text{dB}$. 第一门限肯定要比第二门限低, 低太多虚警太大, 计算量激增, 得不偿失; 低太少, 有可能因门限过高而造成漏警, 下面进行简单分析.

假设雷达系统距离、速度分选采用汉宁窗, 方位分选采用切比雪夫加权, 则距离/速度/方位分选引起的最大系统损失、平均系统损失分别为:

$$L_{r \max} = -11.42 \text{dB}, L_{rav} = -01.47 \text{dB} \\ L_{v \max} = -11.42 \text{dB}, L_{vav} = -01.47 \text{dB} \\ L_{H \max} = -3 \text{dB}, L_{Hav} = -01.94 \text{dB} \quad (13)$$

通常目标的距离 r 、速度 v 、方位 H 是未知的, 一种合理的假设是认为它们在各分辨单元内均匀分布且相互独立, 则目标回波信号经过上述距离/速度/方位分选后, 积累的系统损失为:

$$L = L_r + L_v + L_H = g_r(r) + g_v(v) + g_H(H) \quad (14)$$

式中 $L_r = g_r(r), L_v = g_v(v), L_H(H)$ 分别是距离、速度、方位分选产生的系统损失 (dB). 由式 (13)、(14) 可得积累的系统损失最大值、平均值分别为:

$$L_{\max} = -5.84 \text{dB}, L_{av} = -1.88 \text{dB}$$

若第一门限比第二门限低 5.84dB, 可保证无系统损失时能通过第二门限的目标都能通过第一门限, 但这可能存在许多虚警造成信号处理机饱和. 显然第一门限与第二门限差 + 的合理取值应满足 $-51.84 \text{dB} < + < -11.88 \text{dB}$, 下面通过对一个分辨单元上系统损失曲线进行拟合, 理论分析第一门限的设置.

由图 3、4 可见, 距离/速度/方位分选引起的系统损失在归一化分辨单元 $[0, 1]$ 上是对称的, 尽管严格地讲, 不同指向的波束宽度不同, 但对相邻 3dB 交叉的两个波束而言, 上述特性近似存在. 为了便于曲线拟合以简化下面理论分析, 我们假设按各自分辨单元分别归一化的独立随机变量 r, v, H 均服从 $[-0.5, 0.5]$ 上均匀分布. 由图 1 得汉宁窗、切比雪夫窗在 $[-0.5, 0.5]$ 上的近似主瓣特性曲线, 则距离、速度、方位分选产生的系统损失表达式分别为:

$$\begin{cases} L_r = g_r(r) = -5.7r^2, & r \sim U[-0.5, 0.5] \\ L_v = g_v(v) = -5.7v^2, & v \sim U[-0.5, 0.5] \\ L_H = g_H(H) = -5.7H^2, & H \sim U[-0.5, 0.5] \end{cases} \quad (15)$$

由随机变量函数的概率密度函数公式得 $L_r = g_r(r), L_v = g_v(v), L_H = g_H(H)$ 的概率密度函数分别为:

$$\begin{cases} f_{L_r}(L_r) = \frac{1}{\sqrt{-5.7L_r}}, & -1.42 \leq L_r < 0 \\ f_{L_v}(L_v) = \frac{1}{\sqrt{-5.7L_v}}, & -1.42 \leq L_v < 0 \\ f_{L_H}(L_H) = \frac{1}{\sqrt{-5.7L_H}}, & -3 \leq L_H < 0 \end{cases} \quad (16)$$

由于距离 r 、速度 v 、方位 H 是相互独立的, 其函数 $L_r = g_r(r), L_v = g_v(v), L_H = g_H(H)$ 也是相互独立的, 而独立随机变量之和的概率密度函数等于各随机变量概率密度函数的卷积, 由式 (14)、(16) 可计算得总的系统损失 L 的概率密度函数 $f(L)$ 、概率分布函数曲线 $F(L)$ 如图 5 所示.

由图 5(b) 可见, 若取 $+ = -31.5 \text{dB}$ 则可保证无系统损失时能通过第二门限的目标可以 90% 地通过第一门限. 第一门限比第二门限 ($P_{fa2} = 10^{-6}$) 下降 31.5dB 后, 相应的虚警概率会增大. 假设噪声服从高斯分布, 则虚警概率与检测门限关系为^[3]:

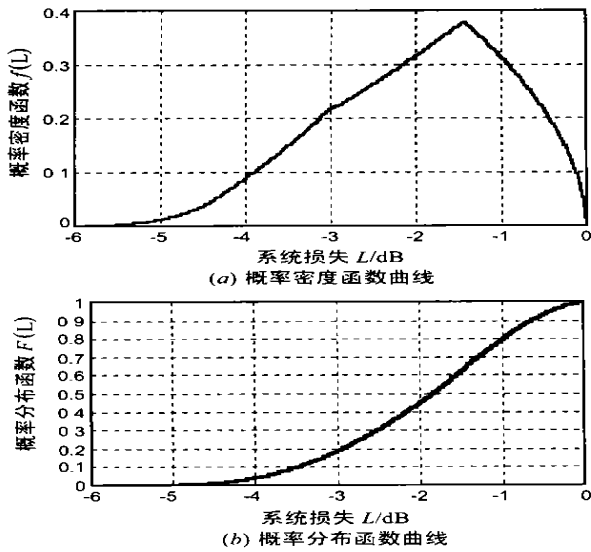


图 5 累积系统损失的概率密度函数和概率分布函数

$$P_{fa} = \exp\left(-\frac{V_T^2}{2R^2}\right)$$

因此检测门限下降 31.5 dB, 即 $V_{T1}^2 = 0.14467 V_{T2}^2$ 后相应的虚警率变为:

$$P_{fa1} = \left(P_{fa2}\right)^{0.4467} = 2 \times 10^{-3}$$

实际系统中可以采取插值与双门限检测相结合的方案, 如在距离分选时采用插值 (这对脉冲截断的线性调频信号 LFMP CW 而言非常适合^[4]), 这样再采取双门限检测方案可以选择更高些的第一门限以降低第一次检测的虚警率。

4 结论

由于目标参数未知, 在对目标回波进行距离/速度/方位分选时会产生系统损失, 尽管为抑制旁瓣一般要进行加窗处理, 这样会导致分辨率降低, 系统损失有所减小, 但距离/速度

/方位三维分选产生的系统损失累积后仍会严重影响雷达的检测性能. 本文定量分析各级分选的系统损失, 并提出了插值处理和双门限检测两种方案以减小其对信号检测的影响。

参考文献:

- [1] 林茂庸, 柯有安. 雷达信号理论[M]. 北京: 国防工业出版社, 1981. 128-133.
- [2] 孙晓兵, 保铮. 中频信号采样与正交相干检波[J]. 系统工程与电子技术, 1993, 15(5): 1-9.
- [3] 丁鹭飞, 耿富录. 雷达原理[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1995. 129.
- [4] KHAN R H et al. Target detection and tracking with a high frequency ground wave radar[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 1994, 19(4): 540-548.

作者简介:



谢俊好 男, 1972年6月生于湖北省洪湖市, 博士, 现为哈尔滨工业大学电子与通信工程系副教授, 中国电子学会高级会员, IEEE 会员, 已在国内外发表学术论文近 20 篇, 主要研究方向: 高分辨谱估计、阵列信号处理和微弱信号检测与处理等。



熊卫明 男, 1980年3月生于湖北省利川市, 研究生, 感兴趣的方向为阵列信号处理、自适应信号处理。