

宽带信号的角度谱恢复方法研究

宋志杰

(中国海洋大学信息科学与工程学院, 山东青岛 266071)

摘要: 本文利用栅瓣随频率漂移的特性和峰值分布的统计特性, 构造了一种栅瓣滤波器. 利用该栅瓣滤波器对宽频带束输出滤波可以滤除栅瓣的影响. 等间隔线阵的实验数据处理结果表明, 在阵元间距是波长 0.8~1.3 倍相应的频段范围内, 得到了较好的滤波效果.

关键词: 频率恢复; 栅瓣抑制; 波达方向估计

中图分类号: TN95 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2005) 07-1227-03

Research on the Method of Spatial Azimuth Spectrum Retrieval of Wide-Band Signals

SONG Zhir-jie

(College of information science and eng., Ocean University of China, Qingdao, Shandong 266071, China)

Abstract: A type of grating lobe filter is designed based on the azimuth shift character of grating lobe as the change of frequency and statistical character of peak in time frequency domain. Filtering to traditional wide band beam output can suppress the effects of grating lobe on arrays validly using this filter. The better experimental results are obtained in the bandwidth corresponding to $d/\lambda = 0.8 \sim 1.3$ on a equally sparse line array.

Key words: frequency retrieval; grating lobe suppression; estimation of DOA

1 引言

在噪声相关半径 $r_{th} \sim d$ (d 为阵元间距) 的情况下, 为提高阵列输出信噪比, 已有多种抑制相关噪声干扰的方法, 如 MV-DR^[1,2]、IBF^[3] 等. 另一种可以选择的方法是加大阵元间距, 就可以降低相关噪声的干扰. 但当 $d > \lambda_0/2$ 时, 由于空间采样率低于 Nyquist 频率, 将产生混叠(在角度谱估计中主要体现为栅瓣). 从带有混叠的阵列输出中恢复出真实信号, 称作频率恢复问题(Frequency Retrieval Problem, FRP).

关于 FRP, 已有许多文献报道^[4-10]. 相关研究主要集中在阵列结构和混叠辨识算法两个方面. 前者通过设计阵列结构来抵消栅瓣 GLS^[4,5]; 后者先对栅瓣进行辨识, 再利用某种算法抑制栅瓣的影响^[6-10]. 后一方面的工作, 主要集中在窄带信号的恢复上. 处理宽带信号时, 计算量很大, 难以满足实时处理的要求.

在实际应用方面, 文献[11]在高强度超声聚焦(HIFU)中利用宽频带信号源有效提高了主瓣和栅瓣的强度比.

本文从栅瓣随频率变化的规律入手, 根据真实信号与栅瓣在时频域及空频域的差异, 设计一种栅瓣滤波器, 以滤除栅瓣的影响, 恢复出真实信号的角度谱 DOA.

2 栅瓣对宽带信号角度谱估计的影响

声阵接收到的远场宽频带信号可以通过 FFT 分解为窄带信号来处理. 以相邻阵元间隔为 d 、阵元数为 N 的等间隔线

阵为例(图1), 在入射信号为平面波的条件下, 对于给定的窄带 i , 接收阵列束输出为

$$\underline{x}(f_i, \theta_m) = A(\underline{a}(f_i, \theta_m)) [\underline{s}(f_i) + \underline{n}(f_i)] \quad (1)$$

式中下划线表示该量为矢量,

$\underline{x}(f_i, \theta_m) = [X(f_i, \theta_1),$

$\dots, x(f_i, \theta_M)]^T$, $\underline{s}(f_i)$ 和 \underline{n}

(f_i) 分别为各阵元接收的信号和加性噪声;

$\underline{a}(f_i, \theta_m)$ 为方向矢量, $A(\underline{a}(f_i, \theta_m))$

$= [\underline{a}(f_i, \theta_1), \underline{a}(f_i, \theta_2), \dots,$

$\underline{a}(f_i, \theta_M)]^T$, 对于间距为 d

的均匀离散线阵,

$$\underline{a}(f_i, \theta_m) = [1, \exp(-jk_d \cos \theta_m), \dots, \exp(\exp(-jk_d(N-1) \cos \theta_m))]^T \quad (2)$$

其中 θ_m 为扫描方位, $k_i = 2\pi f_i / c$, c 为波速, T 表示转置; M 为扫描波束总数.

通常, 阵列输出矢量是带宽内各窄带输出的平均, 即

$$\underline{X}(\theta_m) = \frac{1}{G_1} \sum_{i=1}^I \underline{x}(f_i, \theta_m) \quad (3)$$

式中 I 为带宽内容带数, G_1 为归一化因子.

当 $d > \lambda/2$ 时, 由于空间采样率低于 Nyquist 频率, 在(1)式的窄带输出中会有栅瓣出现. 文献[9]指出, 有两类栅瓣存在: 第一类(Trivial)出现在方向矢量重复自身的角度上, 即程

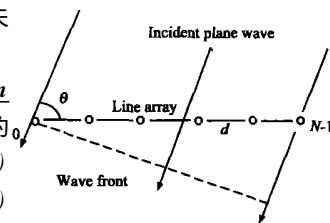


图1 接收声阵参数示意图

差相差波长整数倍的情况,

$$\underline{a}(f_i, \theta_g) = \underline{a}(f_i, \theta_k) \quad (4)$$

其中 θ_k 为真实源出现的方位, θ_g 为栅瓣出现的方位. 第二类 (Nontrivial) 由下式给出,

$$\underline{a}(f_i, \theta_g) = \sum_k v_k \underline{a}(f_i, \theta_k) \quad (5)$$

即第二类栅瓣出现在方向矢量为真实源方向矢量的线性组合相应的方向上.

从式(2)、(4)和(5)可以看出, 不论哪一类栅瓣, 其出现的方位都和窄带频率相关, 即随窄带频率的变化而产生方位的漂移. 而对于真实源, (1) 式中

$$\underline{s}(f_i) = [1, \exp(jk_d \cos \theta_k), \dots, \exp(jk_d(N-1) \cos \theta_k/c)]^T$$

$$\underline{A}(\underline{a}(f_i, \theta_k)) \underline{s}(f_i) = [N, N, \dots, N]^T, \underline{x}(f_i, \theta_k)$$

与窄带频率无关. 因此, 真实源的方位 (主瓣) 不随窄带频率变化.

图 2 给出在 $d = 4\lambda/3$ 情况下均匀离散线阵的窄带输出. 图 2 中显示有 6 个源出现, 但真实源方位只有两个, 位于 30° 和 90° . 随着频率的变化, 主瓣位置不变, 而栅瓣则产生漂移, 宽带输出相当于

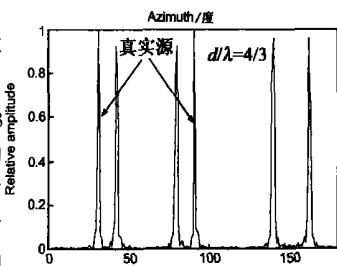


图 2 $d > \lambda/2$ 时栅瓣产生示意图

在频域取了平均, 因此, 式(3)对栅瓣有一定的抑制作用 (图 3). 这和文献 [11] 的结果一致. 但图 3 中还显示出栅瓣所在方位区域的背景有所提高或仍存在假信号源, 影响

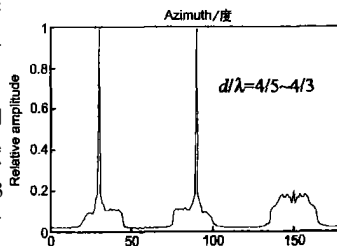


图 3 宽带信号混叠时产生背景干扰或虚假信号源

了该区域内信号的检测或产生虚警. 因此, 滤除栅瓣影响是必须的.

3 栅瓣滤波器设计

3.1 栅瓣滤波器

对于每个窄带的频率-方位图, 定义峰值函数为

$$F(f_i, \theta_m) = \begin{cases} 1, & x(f_i, \theta_m) > \max[x(f_i, \theta_{m-1}), x(f_i, \theta_{m+1})] \\ 0, & x(f_i, \theta_m) \leq \max[x(f_i, \theta_{m-1}), x(f_i, \theta_{m+1})] \end{cases} \quad (6)$$

式中 $i = 1, 2, \dots, I, m = 1, 2, \dots, M$.

式(6)的意义为把局部的高点定义为峰值, 峰值处函数取值为 1, 非峰值处则取值为 0. 在三种可能条件下 $F(f_i, \theta_m)$ 取值为 1, 即真实目标、栅瓣和随机噪声.

考虑在同一波束不同窄带上峰值的统计平均值 $\sum_{i=1}^I F(f_i, \theta_m)$. 在噪声存在的情况, 真实源方位不随频率变化, 峰值统计值较大; 栅瓣随频率变化, 峰值统计值较小, 但仍会高于随机噪声情况; 由于邻近的三个波束内只能出现一个峰值, 假定各窄带内噪声相互独立, 则在窄带数目足够的条件下随机噪

声的峰值统计值应为. 显然, $\sum_{i=1}^I F(f_i, \theta_m)$ 对于栅瓣仍然有较好的响应. 为进一步压低栅瓣的影响, 构造栅瓣滤波器为:

$$\underline{H}(\theta_m) = \frac{1}{G_2} \sum_{i-j| > i_0} F(f_i, \theta_m) F(f_j, \theta_m) \quad (7)$$

subject to $\Delta \theta_g > \Delta \theta_m$

式中 $(i, j = 1, 2, \dots, I)$, $\Delta \theta_m$ 为相邻波束的方位差, i_0 为预先设定的窄带号数差, $\underline{H}(\theta_m) = [H(\theta_1), \dots, H(\theta_M)]^T$, G_2 为归一化因子. i_0 要取得足够大, 以使栅瓣在 i 号和 $i + i_0$ 号窄带间移动的角度 $\Delta \theta_g = |\theta_g(f_i) - \theta_g(f_{i+i_0})|$, 即 i 号和 $i + i_0$ 号窄带内的栅瓣不能在出现同一波束中. 这样就可确保栅瓣的峰值对式(7)右端的贡献为 0. i_0 可由式(7)的约束条件 $\Delta \theta_g > \Delta \theta_m$ 和式(4)确定.

利用 $\underline{H}(\theta_m)$ 对式(3)滤波, 得到阵输出为:

$$\underline{Y}(\theta_m) = \underline{H}(\theta_m)^{\text{To}} \underline{X}(\theta_m) \quad (8)$$

其中“ \circ ”表示两向量对应元素的乘积, 即 Hadamard 乘积.

用均匀随机数分别产生

32 阵元的 4096 点高斯白

噪声数据并作相应于 $\lambda =$

$(0.8 \sim 1.3)d$ 的带通滤波,

用 342 个单频正弦波

叠加出位于 127° 信号源的

宽带信号, 阵元输入信噪

比为 -6 分贝. 图 4 给出

了栅瓣滤波器 $H(\cdot)$ 的仿

真结果. 从仿真结果图 4

中可以看出: ①栅瓣区域 $H(\cdot)$ 有很低的输出响应, 一般低于

0.02. ②在目标两侧, $H(\theta_m)$ 的响应较无栅瓣区域要低. 这是由于主瓣两侧峰值数目减少引起的.

3.2 空心近邻信噪比

式(7)有效地抑制了栅瓣的影响. 但在栅瓣区域 $H(\theta_m)$ 响应的降低, 可能影响该区域内真实目标的检测. 为此, 我们进一步构造 $H(\theta_m)$ 的空心近邻平均为

$$\bar{H}(\theta_m) = \frac{1}{2M_0} \left\{ \left[\sum_{m-M_0}^{m+M_0} H(\theta_m) \right] - H(\theta_m) \right\} \quad (9)$$

式中 $2M_0$ 为参加近邻平均的波束数. $H(\theta_m)$ 的空心近邻信噪比为

$$\text{SNRH}(\theta_m) = \bar{H}(\theta_m) / H(\theta_m) \quad (10)$$

由此得到空间响应均衡的阵输出为

$$\underline{Z}(\theta_m) = \text{SNRH}(\theta_m)^{\text{To}} \underline{X}(\theta_m) \quad (11)$$

式(9)~(11)中, $m = M_0 + 1, \dots, M - M_0$,

$$\text{SNRH}(\theta_m) = [\text{SNRH}(\theta_1), \dots, \text{SNRH}(\theta_{M-M_0})]^T.$$

对于纯噪声, $\text{SNRH}(\theta_m)$ 响应的统计平均值为 1. 可以根据检测要求的不同来设置其阈值 H_{DT} , 即

$$\text{SNRH}_D(\theta_m) = \begin{cases} H(\theta_m) / \bar{H}(\theta_m), & \text{SNRH}(\theta_m) \geq H_{DT} \\ 0, & \text{SNRH}(\theta_m) < H_{DT} \end{cases} \quad (12)$$

从已经处理的数据结果看, 阈值一般设置在 $H_{DT} = 1.5$.

4 实验数据处理

利用本文给出的方法处理了 32 阵元等间隔线阵记录的实验数据, 处理频带宽度相应的阵元间距与波长比为 $d/\lambda = (0.8 \sim 1.3)$. 图 5(a) 给出了利用 (3) 式处理的时间-方位历程图, 其中有三个运动信号源, 起始时刻分别位于 68° 、 75° 和 90° ; 两条界面干扰位于 130° 和 163° . 自时刻 22 开始, 线阵载体开始转向, 三个信号源方位变化较大, 界面干扰增强, 界面的栅瓣区域(约在方位 $0^\circ \sim 60^\circ$ 间)变得明显, 信号淹没在栅瓣背景中. 图 5(b) 给出了时刻 30 的方位幅度图, 其中只能模糊分辨出一个信号源(约 70°)存在.

图 6 分别给出了 (a) 由式 (7) 计算的滤波器的方位响应; (b) 利用 (8)~(12) 式处理的时间-方位历程图, (c) 时刻 30 的方位幅度图. 可以看出, 栅瓣区域的背景被明显压低, 淹没在栅瓣背景中的三个信号源凸现出来. 这表明, 在栅瓣区域利用栅瓣滤波器获得了明显的处理增益.

从图 6(c) 上看, 三个信号源清晰可见, 而在图 6(b) 的时间-方位历程图上, 信号源的航迹产生很多间断点, 这是由于线阵载体转向过快引起的.

5 结论

本文利用栅瓣随频率漂移的特性构造了一种栅瓣滤波器, 用来抑制栅瓣对宽带信号检测的干扰. 实验数据处理结果表明, 在阵元间距是波长 0.8~1.3 倍相应的频段范围内, 有效地抑制了获得了栅瓣的影响, 在栅瓣区域内获得了明显的处理增益.

当处理的信号频段更高时, 式 (7) 构造的滤波器效果可能变差. 利用三个或更多的窄带峰值分布相与再求和来构造栅

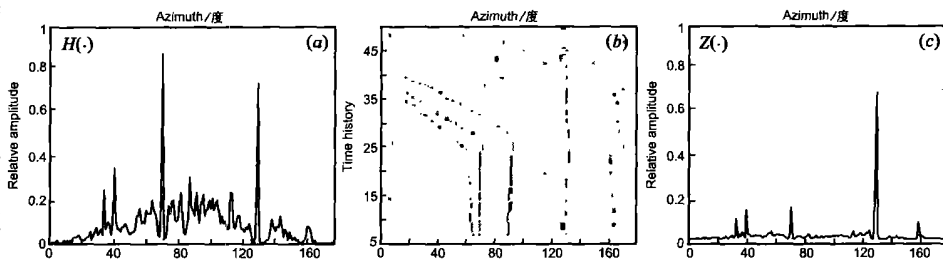


图 6 (a) 滤波器方位响应图 (b) 滤波后的时间-方位历程图 (c) 滤波后宽带方位幅度图

瓣滤波器, 对栅瓣的抑制效果进一步增强, 可能获得较好的效果. 这还需要进一步的工作来证实.

参考文献:

- [1] J Capon. High resolution frequency wave number spectrum analysis[J]. Proc of IEEE, 1969, 57(1): 1408-1418.
- [2] 郑兆宁, 向大威. 被动声纳信号检测与参数估计理论[M]. 北京: 科学出版社, 1980: 99-128.
- [3] Zhaoning Zheng, Dawei Xiang. Signal Detection and Parameter Estimation in Passive Sonar[M]. Beijing: Science Press, 1980: 99-128.
- [4] J H Wilson. Applications of inverse beamforming theory[J]. J Acoust Soc Am, 1995, 98(6): 3250-3261.
- [5] V Lefkaditis, A Manikas. Ambiguities in the harmonic retrieval problem using non uniform sampling[J]. Proc of IEEE Radar Sonar Navig, 2001, 148(6): 325-329.
- [6] Tomas Schm, Arto Lehto, Antti V. Raisanen. A high gain 58-GHz box-horn array antenna with suppressed grating lobes[J]. IEEE trans on antennas and propagation, 1999, 47(7): 1125-1130.
- [7] K C Tan, Z Goh. A detailed derivation of arrays free of higher rank ambiguities[J]. IEEE trans Signal Processing, 1996, 44(4): 880-887.
- [8] A Manikas, C Proukakis, V Lefkaditis. Investigative study of planar array ambiguities based on 'hyper helical' parameterization[J]. IEEE trans on signal processing, 1999, 47(6): 1532-1541.
- [9] I Dacos, A Manikas. Estimating the manifold parameters of one dimensional arrays of sensors[J]. J Frankl in Inst, Eng Appl Math, 1995, 332B(3): 307-332.
- [10] C Proukakis, A Manikas. Study of ambiguities of linear arrays[J]. Proc IEEE ICASSP, 1994, IV: 549-552.
- [11] A Manikas, C Proukakis. Modeling and estimation of ambiguities in linear Arrays[J]. IEEE Trans on signal and propagation, 1998, 46(8): 2166-2179.
- [12] Dupenloup F. Chapelen, et al. The use of broadband signals to reduce grating lobe effects in HIFU tissue ablation[J]. Proc IEEE Ultrasonics Symposium, 1994, 3(1-4): 1865-1868.

作者简介:

宋志杰 男, 1957 年 10 月生于黑龙江, 声学专业博士, 教授, 主要研究方向为声信号处理. E-mail: szj103@sina.com.