

基于频谱幅度起伏特性的微弱信号检测方法研究

马启明^① 王宣银^① 杜栓平^②

^①(浙江大学流体传动与控制国家重点实验室 杭州 310027)

^②(杭州应用声学研究所声纳技术国防科技重点实验室 杭州 310012)

摘要: 该文将非线性后置处理思想引入至最小方差无失真响应(MVDR)的空间能量谱计算中,并给出其实现方法,即最终空间能量谱通过将各窄带阵列输出结果取倒数并求和得到,它不需要阵列噪声和目标信号的任何先验信息,只要阵列噪声的频谱在频段间的幅度起伏大于目标信号的频谱幅度起伏,该方法就能取得较常规处理方法更好的信号检测性能。根据最优信号检测理论,初步验证了非线性后置处理方法的性能,并利用仿真和实际数据进一步检验了其有效性,分析结果表明:非线性后置处理方法的处理增益较常规方法提高约3.5dB-4dB。

关键词: 微弱信号检测; 最小方差无失真响应; 非线性后置处理

中图分类号: TN911.23

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)11-2642-04

Research of the Method for the Weak Signal Detection Based on the Amplitude Fluctuation Property of the Frequency Spectrum

Ma Qi-ming^① Wang Xuan-yin^① Du Shuan-ping^②

^①(State Key Laboratory of Fluid Power Transmission and Control, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

^②(Hangzhou Applied Acoustics Research Institute, Hangzhou 310012, China)

Abstract: Application of the non-linear post-processing method in improving the weak signal detection performance of the broadband Minimum Variance Distortionless Response (MVDR) is researched fully. The final spatial energy spectrum can be obtained by summing the reciprocal of the output power of every narrowband frequency bin. There is no need for the method proposed in this paper to know any prior information about the array noise and the target signal. The processing gain by this method compared to the general broadband MVDR can be obtained as long as the amplitude fluctuation of the array noise frequency spectrum is severer than that of the target signal. Based on the optimal signal detection theory, a method for analyzing the performance of the non-linear post-processing is also brought forward. Simulation and real data are used to validate the effectiveness of the non-linear post-processing method. Analysis results show that 3.5dB-6dB processing gain compared to the general broadband MVDR can be reached with the proposed method.

Key words: Weak signal detection; Minimum Variance Distortionless Response (MVDR); Non-linear post-processing

1 引言

现阶段声纳的信号检测工作大多依赖波束形成,对于具有固定阵形和阵元位置的舷侧阵,较好的波束形成算法是最小方差无失真响应^[1](MVDR),影响其检测能力的主要因素是舷侧阵自噪声,包括平台振动噪声、流噪声以及螺旋桨辐射噪声等。其中尤以平台振动噪声的影响最为严重。目前有关MVDR算法的文献讨论更多的是其稳健性问题^[2-5],而对于如何提高其信号检测能力则很少论及,实际上,对于本文将要研究的平台振动噪声影响下的舷侧阵弱信号检测问题,采用文献^[2-5]给出的稳健自适应波束形成算法并不能提高其检测能力;表面上看,利用自适应噪声抵消技术(ANC)对声纳基阵接收信号进行预降噪处理是一种提高检测能力

的有效途径^[6, 7],但由于振动噪声产生机理和传播信道的复杂性,使得ANC所必需的参考噪声难以获得,导致其降噪性能有限;文献^[8]给出的Eckart后置处理滤波器为提高宽带MVDR的检测能力提供了一种可行思路,但由于其频段加权系数的确定需要信号和噪声频谱的精确信息,在实际中很难应用;Wagstaff利用信号和噪声的频谱幅度在快拍(时间历程)间的起伏特性差异^[9, 10],给出一种基于幅度起伏滤波器的非线性后置处理方法,该方法对于频谱幅度起伏较小的窄带信号具有较好的信号检测能力,但当信号和噪声都为宽带不确定性信号,且各窄带频谱幅度起伏特性差异不能保证时,其处理增益将会下降。

为此,本文综合利用文献^[8]和文献^[9, 10]的思想,根据信号和噪声的频谱幅度在频段间的起伏特性差异,将非线性后置处理思想引入至宽带MVDR最终空间能量谱的计算中,

并给出其实现方法。利用最优信号检测理论初步验证非线性后置处理方法的性能。在此假设噪声的频谱幅度在工作频段内起伏较大，而信号的频谱幅度起伏则相对平缓。这一假设对于某些类型声纳具有通用性。为叙述问题的方便，将采用平均或求和方法和非线性后置处理方法计算最终空间能量谱的宽带 MVDR 分别表示为 C_MVDR 和 MVDR_NL。

2 MVDR 的基本原理及宽带 MVDR 的实现方法

窄带 MVDR 的数学思想可以表示为^[1, 11]

$$\min_{\mathbf{w}(\theta, f)} \mathbf{w}^H(\theta, f) \mathbf{R}_X(f) \mathbf{w}(\theta, f), \text{ s.t. } \mathbf{w}^H(\theta, f) \mathbf{a}(\theta, f) = 1 \quad (1)$$

式中 $\mathbf{w}(\theta, f)$ 表示复权值； $\mathbf{a}(\theta, f)$ 表示导向向量； $\mathbf{R}_X(f)$ 为阵列协方差矩阵； $(\cdot)^H$ 表示共轭转置。则 θ 方向，第 f^{th} 频段的输出功率为

$$P(\theta, f) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta, f) \mathbf{R}_X^{-1}(f) \mathbf{a}(\theta, f)} \quad (2)$$

将 $P(\theta, f)$ 在频段间进行平均或求和运算即可得到宽带信号的最终空间能量谱：

$$P(\theta) = \sum_{f \in [f_l, f_u]} P(\theta, f) \quad (3)$$

式中 f_u 和 f_l 分别表示宽带 MVDR 处理频段的上下限。

3 非线性后置处理方法的提出

3.1 非线性后置处理方法的实现

文献[8]利用频段加权的方式计算最终空间能量谱，并根据信噪比(SNR)最大准则给出最优频段加权系数的理论表达式，但它需要信号和噪声频谱的精确信息，在实际中很难应用。

Wagstaff 利用信号和噪声的频谱幅度在快拍间(时间历程)的起伏特性差异，给出了一种基于幅度起伏滤波器的后置处理方法^[9, 10]。该方法对于频谱幅度在快拍间起伏较小的窄带信号具有较好的检测性能，但当信号和噪声都为宽带不确定性信号，且各窄带频谱幅度在快拍间的起伏特性差异不能保证时，其处理增益将会降低。

为此，本文综合利用文献[8]和文献[9,10]的思想，根据信号和噪声的频谱幅度在频段间的起伏特性差异，给出一种对宽带 MVDR 窄带结果进行非线性后置处理的方法，即

$$P_{n,l}(\theta) = \sum_{f \in [f_l, f_u]} g[P(\theta, f)] \quad (4)$$

式中 $g(\cdot)$ 表示非线性函数。当噪声频谱幅度在频段间起伏较大，而信号频谱幅度起伏较为平缓时，根据 Wagstaff 提出的幅度起伏滤波器原理，可将非线性函数取为

$$g(x) = 1/x \quad (5)$$

这样，最终空间能量谱即可利用式(6)计算：

$$P_{n,l}(\theta) = \sum_{f \in [f_l, f_u]} 1/P(\theta, f) \quad (6)$$

$P_{n,l}(\theta)$ 将在目标到来方向 θ_l 上出现极小值。

3.2 非线性后置处理方法的性能分析

被动声纳信号检测问题可简单表示为二元假设检验问

题，即

$$\left. \begin{aligned} H_0: \mathbf{X}_l(f) &= \mathbf{W}_l(f), \quad l = 1, \dots, N_s \\ H_1: \mathbf{X}_l(f) &= \mathbf{a}(\theta, f) S_l(f) + \mathbf{W}_l(f), \quad l = 1, \dots, N_s \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

式中 H_0 表示只有噪声； H_1 表示存在信号； $\mathbf{X}_l(f)$ 表示第 l^{th} 快拍的阵列信号； $\mathbf{W}_l(f) = [W_{1l}(f), \dots, W_{Ml}(f)]^T$ 和 $S_l(f)$ 分别表示噪声和信号； N_s 表示用于协方差矩阵估计的快拍数量。在此假设噪声和信号(时域)均服从高斯分布(阵列噪声为空间白噪声)，其功率谱密度分别为 $\sigma_w^2(f)$ 和 $\sigma_s^2(f)$ 。根据波束形成基本原理和概率统计理论， $P(\theta, f)$ 近似服从高斯分布^[12, 13]。在 H_1 假设条件下， $P(\theta, f)$ 的均值和方差可分别表示为

$$E[P(\theta, f)|H_1] = C[M\sigma_s^2(f) + \sigma_w^2(f)] \quad (8)$$

$$\text{Var}[P(\theta, f)|H_1] = C^2[M\sigma_s^2(f) + \sigma_w^2(f)]^2/N_s \quad (9)$$

同理可得 H_0 假设条件下 $P(\theta, f)$ 的均值和方差：

$$E[P(\theta, f)|H_0] = C\sigma_w^2(f) \quad (10)$$

$$\text{Var}[P(\theta, f)|H_0] = C^2\sigma_w^4(f)/N_s \quad (11)$$

式中 $C = N_s/[M(N_s - M + 1)]$ 。根据中心极限定理，且由于 $E[P(\theta, f)|H_i]$ 和 $\text{Var}[P(\theta, f)|H_i]$, $i = 0, 1$ 满足一定的关系，利用式(4)或式(6)得到的 $P_{n,l}(\theta_i)$ 近似服从高斯分布，其均值和方差由 $g[P(\theta, f)]$, $f \in [f_l, f_u]$ 的均值和方差决定。在此令 $x_f = P(\theta, f)$ ，并设其概率密度函数为 $p(x_f)$ ，则 $g(x_f)$ 的均值和方差为

$$E\{g[P(\theta, f)]\} = E[g(x_f)] = \int g(x_f)p(x_f)dx_f \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \text{Var}\{g[P(\theta, f)]\} &= \text{Var}\{g(x_f)\} \\ &= \int [g(x_f)]^2 p(x_f)dx_f - \{E[g(x_f)]\}^2 \end{aligned} \quad (13)$$

这样， $P_{n,l}(\theta_i)$ 在 H_0 和 H_1 两种假设条件下的均值和方差为

$$E[P_{n,l}(\theta_i)|H_i] = \sum_{f \in [f_l, f_u]} E\{g[P(\theta, f)]|H_i\}, \quad i = 0, 1 \quad (14)$$

$$\text{Var}[P_{n,l}(\theta_i)|H_i] = \sum_{f \in [f_l, f_u]} \text{Var}\{g[P(\theta, f)]|H_i\}, \quad i = 0, 1 \quad (15)$$

则 $P_{n,l}(\theta_i)$ 的检测概率 P_d 与虚警概率 P_{fa} 的关系可表示为^[14]

$$P_d = Q \left\{ \frac{Q^{-1}(P_{fa})}{\sqrt{\text{Var}[P_{n,l}(\theta_i)|H_1]}/\sqrt{\text{Var}[P_{n,l}(\theta_i)|H_0]}} - \frac{E[P_{n,l}(\theta_i)|H_1] - E[P_{n,l}(\theta_i)|H_0]}{\sqrt{\text{Var}[P_{n,l}(\theta_i)|H_1]}} \right\} \quad (16)$$

式中 $Q(\cdot)$ 表示标准正态概率密度函数的右尾概率， $Q^{-1}(\cdot)$ 表示 $Q(\cdot)$ 的逆函数。

下面，根据式(16)，利用数值仿真的方法分析 MVDR_NL 的信号检测性能。为使噪声和信号的频谱幅度起伏特性满足本文假设条件，令其频谱在工作频段内都随着频率的增加而下降，且噪声频谱的下降速度更快。在此假设噪声的频谱下降速度(d_w)为-5dB/oct—10dB/oct，而信号的频谱下降速度(d_s)分别为 0dB/oct, -2dB/oct, -4dB/oct 以及 -6dB/oct。将 $g(x) = 1/x$ 代入式(12)和式(13)，利用式(8)–

式(11),通过数值积分的方法计算 $P_{n,l}(\theta_l)$ 在两种假设条件下的均值和方差,并利用式(16)得到它在一定虚警概率($P_{fa}=0.002$)条件下的检测概率 $P_{d,nl}$ 。由于常规处理方法($g(x)=x$)是非线性后置处理方法的特例,它不涉及非线性函数的数值积分问题,因此,我们可以直接根据式(8)-式(11)以及式(14)-式(16),得到常规处理方法的检测概率 $P_{d,c}$ 。定义 $r = P_{d,nl}/P_{d,c}$,只要 $r > 1$,即可认为 MVDR_NL 较 C_MVDR 具有更优的信号检测能力。仿真结果如图 1 所示,其中 $M=20$, $N_s=53$,它们表示在一定虚警概率下, r 与阵列输入 SNR 之间的关系(几种具有不同频谱幅度起伏特性的噪声和信号的组合)。

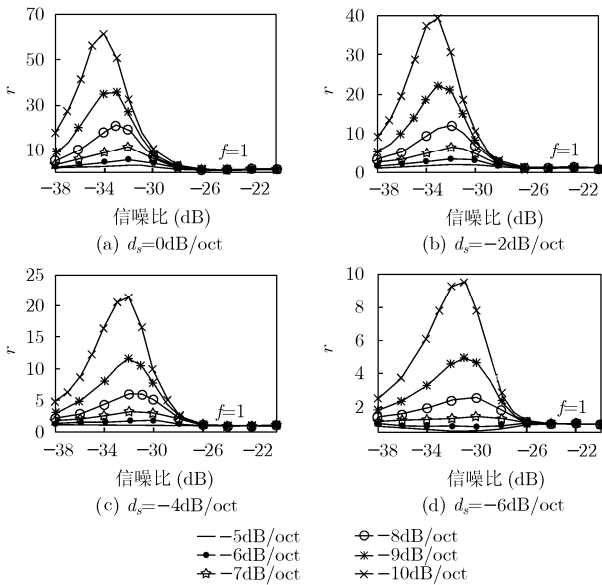


图1 MVDR_NL 与 C_MVDR 性能比较曲线

由图 1 可得结论: (1)在算法仿真的 SNR 范围内,当 $|d_s| < |d_w|$ 时, $r > 1$; (2)当 SNR 固定,且 $|d_s| < |d_w|$ 时, r 随着 $|d_s - d_w|$ 的增加而增加,即随着阵列噪声和目标信号频谱幅度起伏特性差别的增加,非线性后置处理的处理增益将变大。

4 仿真和实际数据分析

4.1 仿真数据分析

本节利用仿真数据验证 MVDR_NL 的信号检测性能。其中,阵列噪声和目标信号利用相互独立的高斯白噪声通过 FIR 滤波器产生,其频谱如图 2 所示。

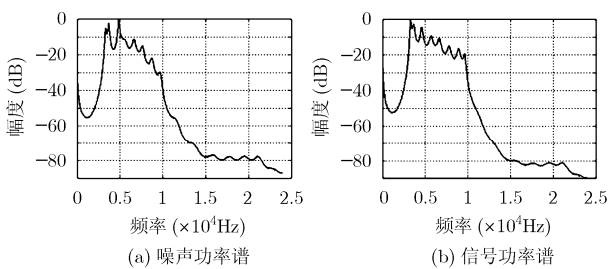


图2 噪声与信号的功率谱

仿真条件: 20 元均匀线阵; 阵元间距 0.067m; 处理频段 3-10kHz; 快拍数量 53; 快拍长度 2048 个采样点,单目标位于 60° , SNR 为 -27dB 和 -30dB 。仿真结果如图 2(a)-2(b) 所示,它们表示固定输入 SNR 的条件下,检测概率与虚警概率的关系曲线(ROC 曲线)。

由图 3 可得结论: (1)对于本节的仿真条件,当虚警概率为 0.01 时, MVDR_NL 的检测概率在 -27dB 和 -30dB 两种输入 SNR 条件下分别为 0.994 和 0.628,而 C_MVDR 只有 0.232 和 0.038; (2)当阵列噪声的频谱在频段间的幅度起伏大于目标信号的频谱幅度起伏时, MVDR_NL 较 C_MVDR 具有更强的信号检测能力。

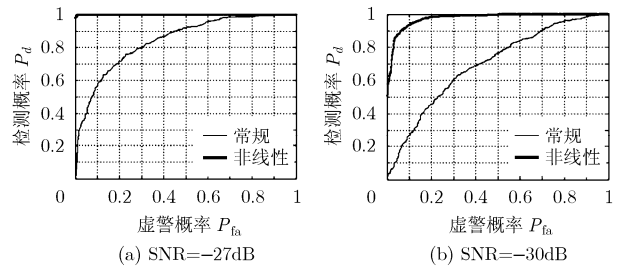


图3 仿真数据分析结果

4.2 实际数据分析

本节选用 06 年 10 月在浙江千岛湖得到的实验数据验证 MVDR_NL 的信号检测性能。目标信号采用实录舰船噪声,在距离基阵 1km 处发射,振动噪声通过 4 个独立激励器激励模拟壳体获得,为使所产生的振动噪声与实际声纳平台振动噪声具有相似的频谱和方位信息,需要调整激励信号的频谱以及激励器的位置。由于实验数据有限,无法给出如图 3 所示的 ROC 曲线,在此通过空间能量谱图定性的比较 MVDR_NL 和 C_MVDR 的信号检测性能,其中阵列输入 SNR 采用预先采集的纯振动噪声和纯目标信号按照一定的比例叠加得到,利用下式计算两种处理方法的阵列输出 SNR 以定量地比较其信号检测性能,即

$$r_{\text{snr}} = 10 \lg \left[\frac{P(\theta_0) - (\sum P(\theta_k) - P(\theta_0))/N_k}{(\sum P(\theta_k) - P(\theta_0))/N_k} \right] \quad (17)$$

式中 $P(\theta_0)$ 表示疑似目标方位的输出功率, $(\sum P(\theta_k) - P(\theta_0))/N_k$ 表示根据 θ_0 附近区域计算得到的噪声功率。仿真结果如图 4(a)-4(d)所示(其中 $P_{n,l}(\theta_l)$ 已做取倒数处理),目标位于 45° ,其它方向的峰值为干扰。

实际数据分析结果进一步验证了 MVDR_NL 的信号检测性能,从图 4(a)和 4(b)可以看出,在输入 SNR 分别为 -31dB 和 -32dB 的条件下,采用非线性后置处理方法得到的空间能量谱的最大响应位于目标到来方向(45°),而常规处理方法的空间能量谱的最大响应位于 76° 方向。由图 4(c)也可看出,在低输入信/干噪比条件,采用非线性后置处理方法得到的空间能量谱在目标方向的响应相对于其周围一定区域内的响应更大,为后续采用时间-历程图进行目标跟踪或

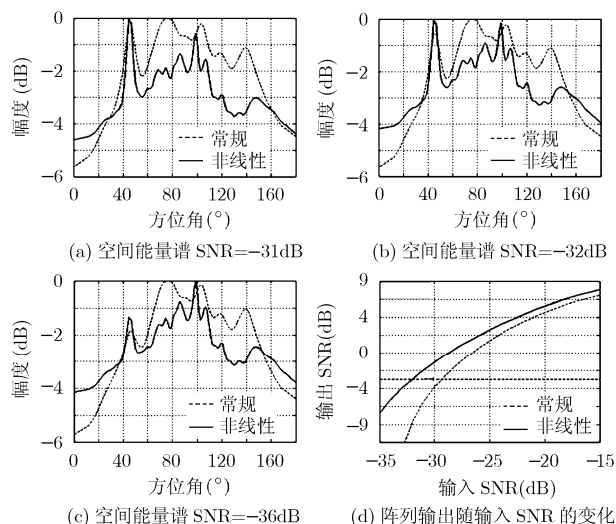


图 4 实际数据分析结果

进一步确认目标的存在提供了便利。如果以输出 SNR 为 -3dB 作为检测门限, 则 MVDR_NL 的最小可检测 SNR 较 C_MVDR 降低约 3.5dB – 4dB (注: 在计算输出 SNR 的过程中, 将 45° 方向附近的 3 个波束输出功率作为信号加噪声功率, 而将其它方位的波束输出功率作为噪声功率)。

5 结束语

综合利用文献[8]和文献[9,10]的思想, 根据阵列噪声和目标信号的频谱在频段间的幅度起伏特性差异, 将非线性后置处理思想引入至宽带 MVDR 最终空间能量谱的计算中, 并给出实现方法, 其实现过程不需要阵列噪声和目标信号的任何先验信息, 只要阵列噪声的频谱在频段间的幅度起伏大于目标信号的频谱幅度起伏, 该方法就能取得较常规处理方法较好的信号检测性能。根据最优信号检测理论, 给出了一种有效分析非线性后置处理性能的方法, 并利用数值仿真初步验证了它的有效性。文末利用仿真和实际数据进一步检验了非线性处理方式的信号检测性能。

参考文献

[1] Manolakis D G, Ingle V K, and Kogon S M 著, 周正等译. 统计与自适应信号处理[M]. 北京: 电子工业出版社, 2003年5月: 591–630.

[2] Li J, Stoica P, and Wang Z S. On robust capon beamforming and diagonal loading [J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2003, 51(7): 1702–1715.

[3] Shahbazpanahi S, Gershman A B, and Luo Z Q. Robust adaptive beamforming for general-rank signal models [J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2003, 51(9): 2257–2269.

[4] Sergiy A V, Gershman A B, and Luo Z Q. Robust adaptive beamforming using worst-case performance optimization: a Solution to the signal mismatch problem [J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2003, 51(2): 313–324.

[5] Li J, Stoica P, and Wang Z S. Doubly constrained robust capon beamformer[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2004, 52(9): 2407–2420.

[6] 丛卫华. 自适应拖船噪声抵消技术研究[D]. [博士学位论文], 哈尔滨工程大学, 1999: 20–40.

Cong Wei-hua. Research on adaptive two-vessel noise cancellation technique. [Ph. D Dissertation], Harbin Engineering University, 1999: 20–40.

[7] Kim J and Poularikas A D. Comparison of two proposed methods in adaptive noise canceling [J]. Proc. IEEE, the 35th Southeastern Symposium. Morgantown, USA, 2003: 400–403.

[8] Mehta S K, Fay J, and Maciejewski P. A modified eckart post-beamformer filter for improved detection using broadband features [C]. Proc. ICASSP'96. Atlanta USA, 1996: 3045–3048.

[9] Wagstaff R A. The AWSUM filter: A 20-dB gain fluctuation-based processor[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 1997, 22(1): 110–118.

[10] Gardner S D and Wagstaff R A. DIET AWSUM: A fluctuation-based deconvolution technique for enhancing Signal-to-Noise Ratio and resolution[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 1997, 22(1): 119–127.

[11] Krim H and Viberg M. Two decades of array signal processing research [J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 1996, 13(4): 67–93.

[12] Richmond C D. Derived PDF of maximum likelihood signal estimator which employs an estimated noise covariance[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1996, 44(2): 305–315.

[13] Haug A J and Jacyna G M. Theory and analytical performance evaluation of generalized correlation beamformers[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2000, 25(3): 314–330.

[14] Kay S M 著. 罗鹏飞等译. 统计信号处理基础——估计与检测理论[M]. 北京: 电子工业出版社, 2003年8月: 501–519.

马启明: 男, 1978年生, 博士生, 研究方向为声纳阵列信号处理、微弱信号检测。

王宣银: 男, 1966年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为多自由度电液伺服控制、电子气动控制、智能机器与图像信息技术。

杜栓平: 男, 1970年生, 研究员, 中船重工第715研究所声纳技术国防科技重点实验室副主任, 研究方向为目标识别、微弱信号检测。