

均匀圆阵的二次加权自适应零点处理

何明浩¹, 胡林华², 唐志凯²

(1. 清华大学自动化系, 北京 100084; 2. 空军雷达学院微波工程系, 湖北武汉 430010)

摘 要: 本文从分析均匀圆阵的空间方向性出发, 提出了基于最大方向系数约束条件和最大信噪比准则的自适应零点形成的二次加权方法; 应用该方法研究了均匀圆阵的一维自适应零点形成问题, 通过计算机仿真实验验证了该方法的正确性。

关键词: 均匀圆阵; 主瓣约束; 二次加权; 自适应零点

中图分类号: TN957 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2003) 02-0235-03

Dually Weighted Adaptive Zero Processing for Uniform Circular Array

HE Ming-hao¹, HU Lin-hua², TANG Zhi-kai²

(1. Automation Department of Tsinghua University, Beijing 100084, China;

2. Microwave Engineering Department of Air Force Radar Academy, Wuhan, Hubei 430010, China)

Abstract: By analyzing the pattern of the uniform circular array (UCA), a dually weighted adaptive antenna zero processing method is put forward in this paper, based upon the rules of the maximum directivity and the maximum signal-to-noise ratio. The question of one dimension adaptive zero forming is discussed with the method in the case of UCA, and the correctness of the method is proved through computer simulation.

Key words: uniform circular array; constraint of the main lobe; dually weighted; adaptive antenna zero

1 引言

在波达方向估计方法中, 有些方法需要做数据预处理^[1,2]. 其中, 去除干扰是数据预处理的一个很重要的方面. 自适应零点预处理将给波达方向估计带来以下几方面的好处^[3]: 一是提高了阵列在非零点的分辨能力, 二是降低了 DOA 估计的维数, 使 DOA 估计的运算量降低, 三是获得空间任意设置的 k 个零点, 可用于抑制空间的干扰. 但是, 直接从自适应准则 (最大信噪比准则和最小协方差准则) 出发的零点形成技术, 在接收波束形成时会导致信号方向不一定正处在阵列主瓣的最大值方向, 造成信号功率损失. 六十年代, Capon 等人研究了主瓣约束自适应零点形成技术. 本文从天线阵列的最大方向系数约束条件出发, 结合最大信噪比准则或最小协方差准则研究天线阵列接收波束的形成, 提出了二次加权波束形成方法.

2 信号模型及其方向性函数

考虑单圈圆形阵列, 设圆形阵列半径为 r , 阵元数为 N , 阵元为各向同性的全向单元, 等角间距排列. 设有一已知入射方向为 (θ_0, ϕ_0) 的需要信号 $s_0(t)$ 和 $D-1$ 个未知方向的干扰信号 $s_k(t)$ ($k=1, 2, \dots, D-1$) 入射到阵列上. 其波束形成暂只考虑其对俯仰角 (一维) 的变化, 则阵列的输出可写为

$$X(t) = s_0(t) a(\theta_0) + AS(t) + N(t) \quad (1)$$

式中:

$$X(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t)]^T$$

$$S(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_{D-1}(t)]^T$$

$$N(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_N(t)]^T$$

$$A = [a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_{D-1})]$$

$$a(\theta) = \begin{bmatrix} \exp(-jkr \sin \theta \cos(\phi - \phi_1)) \\ \exp(-jkr \sin \theta \cos(\phi - \phi_2)) \\ \dots\dots\dots \\ \exp(-jkr \sin \theta \cos(\phi - \phi_N)) \end{bmatrix}$$

$a(\theta)$ 为方向矢量, ϕ_i

$$= (i-1) \frac{2\pi}{N}, i=1, 2$$

\dots, N 为阵元在阵列所在平面的坐标位置, 如图 1 所示; $k = 2\pi/\lambda$ 为波数; $n_i(t)$ ($i=1, 2, \dots, N$) 为阵列中第 i 个阵元上的均值为零方差为

σ^2 的加性空域白噪声; A 为阵列的方向矩阵.

这样, 阵列的方向性函数可表示为:

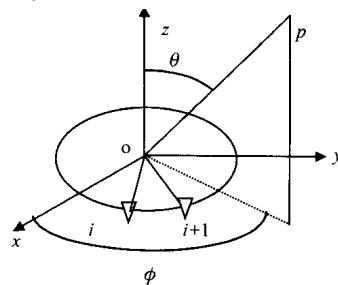


图 1 阵列单元位置

$$F(\theta) = \sum_i w_i a_i(\theta) \quad (2)$$

w_i 为对阵列第 i 个阵元输出的加权函数. 写成矩阵形式为:

$$F(\theta) = W^T a(\theta) \quad (3)$$

式中 W 为加权矩阵.

3 主瓣约束自适应零点的最佳权矢量

由阵列天线理论知: 当信号来波在 θ_0 方向时, 要使阵列方向图的最大方向指向 θ_0 方向, 阵列的加权函数由以下条件确定^[4]:

$$D = \frac{4}{\pi} \frac{F(\theta_0) F^*(\theta_0)}{\int_{-\pi/2}^{\pi/2} F(\theta) F^*(\theta) \sin \theta d\theta} \quad (4)$$

当 $\theta = \theta_0$ 时, 阵列的方向系数最大(方向性函数归一时, $D_{\max} = 1$). 直接由以上条件求解其加权函数有一定困难, 它需要求解第一类贝塞尔积分. 为此, 我们以阵列在最大方向的方向矢量 $a(\theta_0)$ 及其共轭转置构造一个并矢方阵 A_0 , 则方阵 A_0 的各元素的表达式为:

$$a_{mn} = \exp(jk r_{mn} \cos(\phi_0 - \phi_{mn}) \sin \theta_0)$$

其中:

$$r_{mn} = 2r \sin\left(\frac{\phi_m - \phi_n}{2}\right)$$

$$\phi_{mn} = \arctg\left(\frac{\sin \phi_m - \sin \phi_n}{\cos \phi_m - \cos \phi_n}\right)$$

定义方阵 B , 其矩阵元素由下式确定:

$$b_{mn} = \frac{1}{4} \exp[-jk r_{mn} \cos(\phi - \phi_{mn}) \sin \theta] \sin \theta d\phi$$

则以上方向系数表达式(4)可写成以下的矩阵形式:

$$D = \frac{W A_0 W^H}{W B W^H} \quad (5)$$

当 $\phi_i = (i-1)\frac{2\pi}{N}$, $i = 1, 2, \dots, N$ 时, $r_{mn} = 2r \sin\left(\frac{\phi_m - \phi_n}{N}\right)$, 则方阵 A_0 和方阵 B 的各元素可表示为:

$$a_{mn} = \begin{cases} \exp[-jk r_{mn} \cos(\phi_0 - \phi_{mn}) \sin \theta_0], & m \neq n \\ 1, & m = n \end{cases}$$

$$b_{mn} = \begin{cases} \frac{\sin k r_{mn}}{k r_{mn}}, & m \neq n \\ 1, & m = n \end{cases}$$

则在 θ_0 方向上方向系数最大的约束条件为

$$D_{\max} = a^H(\theta_0) B^{-1} a(\theta_0) \quad (6)$$

由此, 在方向系数最大约束条件下阵列的最佳加权矢量为:

$$W_{opt} = B^{-1} a(\theta_0) \quad (7)$$

以该最佳加权矢量的各元素构造一对角方阵 W , 则阵列的输出可写为:

$$X(t) = s_0(t) W a(\theta_0) + W A S(t) + N(t) \quad (8)$$

按照阵列天线理论, 当阵列天线作为发射天线时, 采用对角方阵 W 对阵列单元的加权实质上是改变阵列各单元的馈电电流的振幅和相位, 使天线阵列的主瓣正好对准所需方向, 从而使辐射能量相对集中; 而由天线的互易原理知, 当天线阵列作

为接收天线时, 采用对角方阵 W 对阵列单元输出数据的加权实质上是改变阵列各单元输出信号的振幅和相位, 使接收信号能量相对集中, 同时使原来意义上的“均匀阵列”变为“非均匀阵列”. 由此, 采用方阵 W 加权后的“非均匀阵列”输出的协方差矩阵为:

$$R_{xx} = p_0^2 [W a(\theta_0) I [W a(\theta_0)]^H + R_{nn}]$$

其中: p_0^2 为需要信号功率, R_{nn} 为干扰协方差

$$R_{nn} = R_{ss} + \sigma^2 I$$

$$R_{ss} = [W A] E[S(t) S^H(t)] [W A]^H$$

将阵列输出 $X(t)$ 用 $W X(t)$ 代替, 可推出考虑最大方向系数加权后的阵列基于最大信号干扰比准则的自适应零点的最佳加权矢量为^[5]

$$W_{opt} = \mu (R_{nn}^{-1})^* a^*(\theta_0)$$

此时, 阵列的方向性函数可表示为

$$F(\theta) = W_{opt}^T a(\theta) = \mu a^H(\theta_0) R_{nn}^{-1} a(\theta)$$

以上各式中, μ 为常数, 上标“ $*$ ”表示共轭, 上标“ H ”表示共轭转置, 上标“ T ”表示转置, “ -1 ”表示矩阵求逆运算.

4 计算机仿真实验

在本文的计算机仿真实验中主要考虑阵列方向性函数对俯仰角的变化. 模拟中假设阵列的阵元数为 18, 阵列半径为 1.5, 阵列对来波的采样的一次快拍数为 256, $\text{SNR} = 10\text{dB}$. 实验中, 我们比较了采用阵列最大方向系数约束加权后再采用最大信噪比准则进行二次加权形成零点的波束图和直接采用最大信噪比准则进行一次加权的波束图.

(1) 图 2, 图 3 分别表示采用最大方向系数加权后再采用最大信噪比准则进行二次加权后形成的波束图和直接采用最大信噪比准则一次加权形成的波束图. 信号来波位于 40° 方向, 两干扰信号分别位于 30° 方向和 50° 方向. 由图可见, 在这种条件下, 二次加权和一次加权所形成的波束图没有太大差别, 它们都在干扰方向形成零点, 在信号来波方向形成主瓣, 但采用二次加权方法所形成的波束图的主瓣明显比采用一次加权方法所形成的波束图的主瓣要窄, 即采用二次加权后, 阵列输出信号的能量更集中.

(2) 当来波信号和干扰信号靠得很近时, 如当来波信号位于 40° 方向, 而两个干扰信号一个位于 30° 方向, 一个位于 42° 方向, 则采用二次加权方法所形成的波束图明显优于采用一次加权方法所形成的波束图. 虽然两图在干扰方向都形成零点, 但一次加权形成的波束主瓣偏离信号来波, 而二次加权形成的波束主瓣保持指向来波方向. 如图 4, 图 5 所示.

(3) 当两个干扰信号都与有用信号来波靠得很近时, 则二次加权方法表现出更大的优越性. 如信号来波位于 40° 方向, 干扰信号位于 38° 和 42° 方向, 一次加权方法形成的波束, 其主瓣已不再指向信号来波方向, 指向信号来波的波束已变成副瓣, 这样, 信号功率损失将很大; 而采用二次加权方法形成的波束, 其主瓣始终指向信号来波方向, 信号功率损失较小. 如图 6, 图 7 所示. 以上各图中坐标横轴为 θ , 纵轴为方向性函数的归一化值.

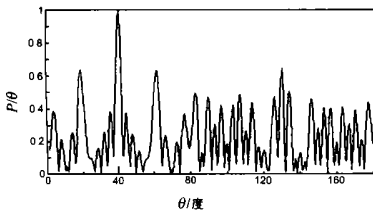


图 2 采用二次加权的波束图

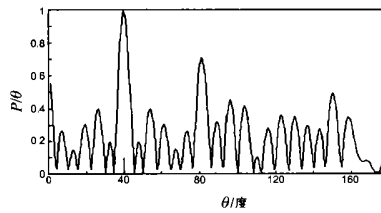


图 3 采用一次加权的波束图

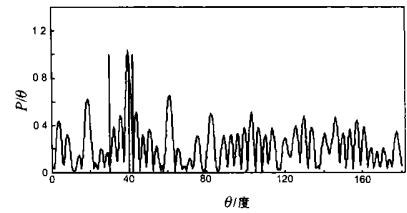


图 4 采用二次加权的波束图

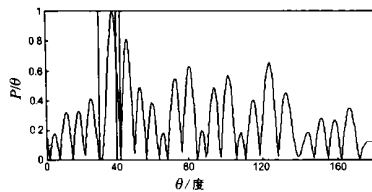


图 5 采用一次加权的波束图

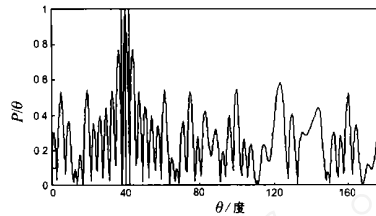


图 6 二次加权波束图

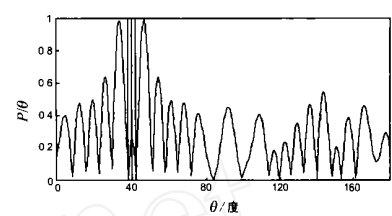


图 7 一次加权波束图

5 结束语

作为 DOA 估计的预处理方法,自适应零点形成技术已广泛使用.但如何提高预处理方法的性能和分辨能力一直是人们关注和研究的热点,本文利用最大信噪比准则结合阵列天线理论的最大方向系数的概念和条件,提出了二次加权波束形成的预处理方法,基本解决了当有用信号和干扰信号靠得很近时波束主瓣最大方向偏离有用信号方向的问题,同时,通过二次加权使接收波束主瓣变窄,进一步降低了 DOA 估计谱峰搜索的运算量,这是本文的突出特点.但是,由于增加了加权次数,使预处理难度和运算量均有所增加.

参考文献:

- [1] Padmini C U, et al. Circular array and estimation of direction of arrival of a broadband source[J]. Signal Processing, 1994, 37: 243 - 254.
- [2] Cadzow. A high resolution direction of arrival algorithm for narrow-band

coherent sources[J]. IEEE Trans, 1988, ASSP-36(7): 865 - 979.

- [3] 魏平. 高分辨阵列测向系统研究[D]. 成都:电子科技大学, 1996.
- [4] 翟孟云, 严育林. 阵列天线理论导引[M]. 北京:国防工业出版社, 1980.
- [5] 刘树德, 罗景青, 张剑云. 空间谱估计及其应用[M]. 合肥:中国科学技术大学出版社, 1997.

作者简介:

何明浩 男, 1963 年 9 月生于江苏江阴, 武汉空军雷达学院微波工程系主任, 教授, 现在清华大学自动化系模式识别与智能系统专业攻读博士学位, 主要研究领域有雷达和电子对抗系统、天线信号处理, 曾获军队级科技进步奖 7 项, 发表学术论文 40 余篇.

胡林华 男, 1962 年 12 月生于湖北武汉, 1990 年获武汉大学空间物理专业硕士学位, 现为武汉空军雷达学院微波工程系副教授, 主要研究领域有天线信号处理、目标的 RCS 特性和计算电磁场理论, 获军队级科技进步奖 1 项, 发表学术论文 20 余篇.