

恒定束宽波束形成器的设计和仿真研究¹

王惠刚 张保嵩 马远良

(西北工业大学航海工程学院声学所 西安 710072)

摘要 宽带恒定束宽波束形成器是基阵信号处理中的难点。本文提出一种基于均匀一致性旁瓣级的设计方法,在求出宽带信号实现恒定束宽所需的频率响应后,通过一组 FIR 滤波器来拟合该频率响应。该方法不仅能用于一般的等间隔直线阵,而且当阵元存在指向性且位置不精确时,也能较好地实现恒定束宽。计算机仿真表明了该方法的可行性。

关键词 波束形成, 恒定束宽, FIR 滤波器

中图分类号 TN911.7

1 引言

在阵列信号处理中,为了提高系统的空间处理增益,并估计信号源的方位,常需要利用信号和噪声在空间的分布特性来检测信号和估计参数。波束形成器是基阵中常用的一种空间处理结构,它可用来确定目标方位、抑制强干扰信号并增强对弱信号的接收。已有的波束形成器主要集中在窄带上,有许多成熟的设计方法,如 Chebyshev 权系数^[1]、Taylor 二项展开式等,但讨论宽带阵设计的文章不多。随着信号处理的研究方向逐步由窄频带向宽频带过渡,宽带恒定束宽形成器也逐渐成为一重要的研究方向。

一种宽带波束形成方法是利用快速傅氏变换 (FFT) 和快速傅氏反变换 (IFFT),把频带分成多个子带,在每个子带上使用窄带波束形成技术来实现束宽恒定。这种方法的缺点是权系数为复数,所需的存储单元和计算量较大,不能得到连续的输出,而且容易丢失信号的瞬态信息。另一种常用的方法是根据要求设计各个阵元的位置,对每个阵元的输出进行滤波就能实现恒定束宽^[2]。这种方法可用时域的滤波来实现,而且适于硬件实现,但要求基阵长度较长、阵元个数较多。本文所介绍的方法可对等间隔直线阵在时域内实现恒定束宽,对阵元的输出经过一组 FIR 滤波后求和,形成恒定束宽输出。该方法的优点是在参数改变时只须改变滤波器的系数,而且在阵元存在指向性和位置误差时,该方法也能较好地达到恒定束宽要求。

2 恒定束宽波束形成器的设计

具有 Chebyshev 权系数的窄带波束形成器,可获得均匀一致性旁瓣级,但波束的主瓣宽度随信号频率的增加而变窄。保持基阵间隔和信号的频率不变,当旁瓣级降低时,主瓣宽度会增加,因而可通过调节不同频率的旁瓣级来实现恒定束宽。下面用理论分析来说明 -3dB 宽度和信号波长、旁瓣级在 Chebyshev 权时的关系。

设阵元间距为 d , 阵元个数为 $2N + 1$, $M = 2N$, 主旁瓣比为 β , 用 Chebyshev 加权时,基阵在方向的输出为

$$T_M(Z) = (1/2)[(Z + \sqrt{Z^2 - 1})^M + (Z - \sqrt{Z^2 - 1})^M]. \quad (1)$$

其中 $Z = Z_0 \cdot \cos(x)$, $Z_0 = \cosh[1/M \cdot \cosh^{-1}(\beta)]$, $x = \pi \cdot d/\lambda \cdot \sin(\theta)$, λ 为信号波长。

¹ 1998-06-01 收到, 1999-01-02 定稿

利用 (1) 式, 可求出 -3dB 带宽、旁瓣级和波长的近似表达式。当束宽很窄时, 利用一些近似式可得出相应的表达式。

令 $\cos(u) = 1 - u^2/2$; $\cosh(v) = 1 + v^2/2$; $\cosh^{-1}(r) = \ln(r) - 1/(4 \cdot r^2)$; 同时令 $l = M \cdot d$ 为阵长, 则

$$\sin(\theta_{-3\text{dB}}/2) \approx (\lambda/(\pi \cdot l)) \sqrt{(3/4) \cdot \ln^2(2) + \ln 2 \cdot \ln \beta + \ln \beta / (2\beta^2)}. \quad (2)$$

当 $\theta_{-3\text{dB}}$ 很小时, 可近似为

$$\theta_{-3\text{dB}} \approx [0.6366/(l/\lambda)] \sqrt{0.360 + 0.693 \cdot \ln \beta + \ln \beta / (2\beta^2)}. \quad (3)$$

从上式可以看出, 波长 λ 和主旁瓣比 β 是一非线性关系, 若要保持束宽恒定, 可通过调节不同频率的主旁瓣比来实现束宽恒定, 或者对不同频率的信号采用不同的阵长。而基阵一旦确定就不能改变, 因而整个宽带恒定束宽波束形成器可通过下列方法设计: 把宽带分成多个子带, 用牛顿法求出每个子带内实现恒定束宽所需的主旁瓣比, 根据 (4) 式可求出对应的权系数:

$$\begin{aligned} W_0 &= \frac{2}{2N+1} \left[\beta + 2 \sum_{s=1}^N T_{2N} \left(Z_0 \cdot \cos \frac{s \cdot \pi}{2N+1} \right) \right], \\ W_m &= \frac{2}{2N+1} \left[\beta + 2 \sum_{s=1}^N T_{2N} \left(Z_0 \cdot \cos \frac{s \cdot \pi}{2N+1} \right) \cos \frac{2s \cdot \pi \cdot m}{2N+1} \right], \end{aligned} \quad (4)$$

其中 $m = 1, 2, 3, \dots, N$ 。

3 均匀一致性旁瓣的自适应设计方法

上面所得出的 Chebyshev 权只适用于等间隔直线阵, 且阵元是各向同性的情形, 当阵元位置存在偏差或者阵元具有一定的指向性时, 就不能获取旁瓣一致性特性, 同样基于上述方法的恒定束宽就不能准确实现, 因而有必要寻找一种能自适应抵消这种误差并获得一致性旁瓣的窄带波束形成方法。

1984 年, 文献 [3] 提出了一种设计方向性图的最佳化方法——凹槽噪声场法。该方法通过计算机仿真产生一凹槽噪声场, 使对称轴对准所期望的方向, 凹槽的宽度等于主波束的宽度。把接收基阵放入这个噪声场中, 约束期望方向的输出为 1, 使基阵的输出最小, 这时所获得的权系数就能形成给定期望方向、给定宽度的主波束, 并使旁瓣的输出最小。该方法适用于阵元位置存在偏差或阵元彼此具有不同指向性的情况, 但输出旁瓣级不一定具有均匀一致性。Olen 和 Compton 在 1990 年提出了一种自适应阵处理的数值方法 [4], 该方法相对于凹槽噪声场方法而言, 在均匀噪声场的旁瓣区域内添加一些带有方向性的噪声, 通过调节这些噪声的强度来实现均匀一致性旁瓣级。当阵元存在指向性或阵元位置存在一定的偏差时, 该方法仍然适用。

综合以上两种方法的特点, 可得出设计均匀一致性旁瓣级的方法。对频率为 ω_0 的复信号, 设 $f_j(\theta)$ 表示第 j 个阵元的指向性, d_j 表示第 j 个阵元到第 $j-1$ 个阵元的距离 (以波长为单位), 则基阵的方向向量表示为

$$U = [f_1(\theta), f_2(\theta) \cdot e^{-j\phi_2(\theta)}, \dots, f_N(\theta) \cdot e^{-j\phi_N(\theta)}]^T, \quad (5)$$

其中 $\phi_j(\theta) = 2\pi \cdot \left[\sum_{k=1}^{j-1} d_k \right] \cdot \sin(\theta)$, 相应的功率输出因子为 $b(\theta) = |W^T \cdot U|^2$ 。

如果令 θ_L, θ_R 分别表示主波束的左、右零点所对应的角度, 则相应的主瓣区域为 $\theta_L \leq \theta \leq \theta_R$, 其它为旁瓣区。在自适应阵处理中, 根据外界施加的信号来自动调整权系数, 使阵列的输出信号干扰噪声比 (SINR) 最大。为了在某方向上获得所需的旁瓣级, 需在该方向上施加一干扰信号, 干扰信号的幅度可由阵列的输出和该方向的期望值来自适应调节。

假定基阵接收的信号除了期望信号以外, 还包含干扰信号和噪声, 最大化阵列的输出信号干扰噪声比 (SINR), 可获得相应的最佳权

$$W = \mu \cdot \varphi_u^{-1} \cdot U_d^* \quad (6)$$

其中 φ_u 是干扰信号和噪声的协方差矩阵, U_d 是期望信号的方向向量, μ 是调整因子, 为一常量, $*$ 定义为复共轭。设一个来自 θ_i 方向的干扰信号为 $S_i(t) = A_i \cdot e^{j(\omega_n \cdot t)} \cdot U_i$, 各阵元的噪声信号互不相关且功率为 δ^2 , 则协方差矩阵可表示为

$$\varphi_u = \delta^2 \cdot I + A_i^2 \cdot U_i^* \cdot U_i^T \quad (7)$$

其中 T 表示转置, I 表示单位阵。相应的干扰噪声比定义为 $\text{INR}_i = A_i^2 / \delta^2$, 这时的最佳权 θ_i 在方向形成一个零点, 使得来自 θ_i 方向的干扰输出最小。

自适应阵对干扰信号的响应不仅依赖于干扰信号的个数, 也依赖于干扰信号的强度。通过调整信号的强度使旁瓣级达到所给定的值, 在旁瓣区域内实现均匀一致性旁瓣级。设期望的旁瓣级为

$$d(\theta_{im}, k) = 1/10^{[D(\theta_{im})/20]}, \quad \theta_{im} \text{ 在旁瓣区内.}$$

其中 $D(\theta)$ 是相应的分贝形式。若干扰信号源的个数为 L , 那么第 $k+1$ 次迭代的干扰噪声比调整如下

$$\text{INR}_{im}(k+1) = \begin{cases} 0, & \theta_L \leq \theta \leq \theta_R; \\ \max[0, \Gamma_{im}(k)], & \text{其他;} \end{cases} \quad (8)$$

其中 $\Gamma_{im}(k) = \text{INR}_{im}(k) + K \cdot [b(\theta_{im}, k) - d(\theta_{im}, k)]$, K 是增益常数。(8) 式表明, 在主瓣内不添加干扰信号, 在旁瓣区域内, 如果某方向的实际响应低于期望响应, 在该方向上也不添加干扰信号。

在多个干扰源时, (7) 式的迭代式变为

$$\varphi_u = \delta^2 \cdot [I + \sum_{m=1}^L \text{INR}_{im}(k+1) \cdot U_{im}^* \cdot U_{im}^T], \quad (9)$$

代入 (6) 式进行迭代, 直到 W 不变或旁瓣级满足期望值时停止, 此时所获得的权为最佳权, 它能使基阵的干扰输出功率最小。

4 宽带恒定束宽波束形成器的实现

为了借助窄带波束形成器的优点, 把宽带信号分成多个子带, 不同子带的中心频率所对应的权系数依照窄带波束形成方法进行迭代求出, 所要求的旁瓣级由 (2) 或 (3) 式求出。为了在时域内实现恒定束宽, 可通过一组 FIR 滤波器对基阵的输出进行滤波, 因而设计恒定束宽就转化为对 FIR 滤波器的设计。恒定束宽波束形成器的数字实现框图如图 1 所示。

由于不同的频率的输出波束对应不同的权系数(一般为复数), 可把这些权系数作为滤波器在该频率点的响应, 包括幅频响应和相频响应, 根据所需的频率响应来设计 FIR 滤波器。FIR 滤波器的设计方法很多, 有最小二乘法 and 自适应方法等, 但在这里, 由于不需要拟合通带范围外的频率响应, 因而使用自适应方法比其它方法更具有优越性, 可以用较短的长度和适当的代价函数来最好地逼近频率响应。自适应方法的另一个显著的优点是: 当采用数字实现时, 时延量化所产生的误差可以通过设计滤波器的相频响应给予抵消。图 2 是设计滤波器的框图。

假设滤波器的频率响应已知为 $H(\omega)e^{j\phi_m}$, 那么可用自适应方法来拟合滤波器的权系数。设伪滤波器和自适应滤波器的输入为

$$x(t) = \sum_{i=1}^N \cos(2\pi f_i t), \quad (10)$$

其中把信号的频率范围分为 N 段, f_i 为第 i 个频率成分。此时伪滤波器的输出响应为

$$d(t) = \sum_{i=1}^N H(\omega_i) \cos(\omega_i t + \phi(\omega_i)), \quad (11)$$

根据 LMS 迭代规则, 可调整自适应滤波器的权系数使误差输出最小, 具体分析参见文献 [6]。

实际上, 滤波器是通过控制各阵元的频率响应来实现恒定束宽的。频率越高, 在基阵两端的响应就越小, 而下限频率应在所有的阵元上都有响应。由于不同的波长实现束宽恒定所需的阵长也应是变化的, 而基阵的实际尺寸不会发生改变, 只有通过滤波器来改变基阵对不同频率的等效阵长。频率越高, 等效阵长越短, 因而离基阵中心越远的阵元对该频率的幅度响应越小。所设计的滤波器应满足上面的条件。

5 设计实例

下面通过计算机仿真来说明该方法的可行性。对一阵元间隔为 0.25m、阵元个数 $N=11$ 的直线阵, 要求在信号频率为 5kHz ~ 10kHz 的带宽范围内实现恒定束宽, 主瓣的 -3dB 带宽为 6° , 采样频率为 40kHz。分别在上述条件下对窄带波束形成器和宽带波束形成器的输出波束进行比较, 如图 3 和图 4。图 3 是旁瓣级为 -30dB 时不同频率信号的窄带输出波束, 图 4 是根据本文所提出的方法对宽带信号中各个窄带频率所形成的波束。

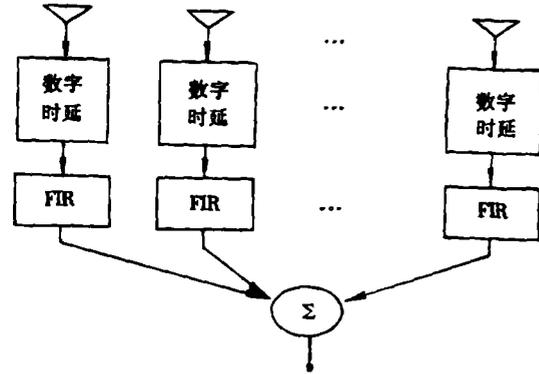


图 1 恒定束宽波束形成器的数字实现

图 2 是设计滤波器的框图。

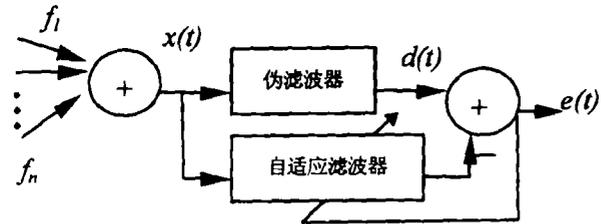


图 2 自适应设计滤波器原理图

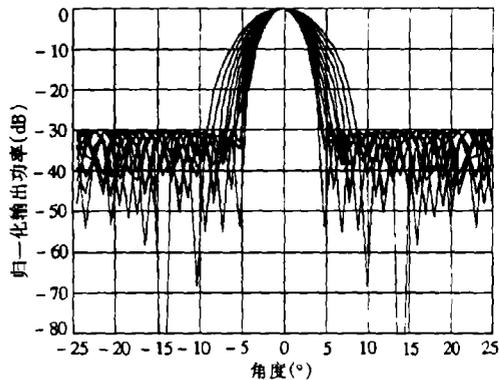


图 3 窄带波束形成器主瓣随频率的变化

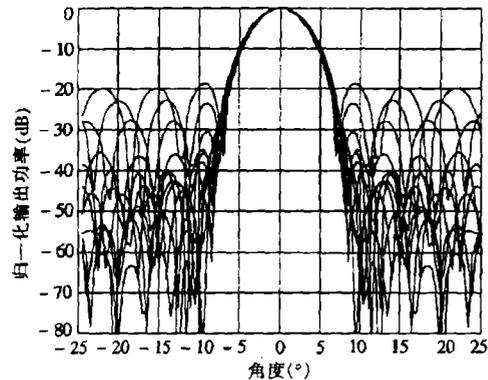


图 4 所形成的恒定束宽波束

由图 4 可以看出, 不同频率对应的主瓣宽度基本保持不变, 而且旁瓣级都保持良好的 consistency。当主波束方向不是对准零度方向, 而是其它方向, 同样也可迭代出相应的滤波器系数, 如图 5。

图 6 是六个阵元的滤波器的幅频响应, 响应较高的曲线对应于靠近中心较近的阵元。从图中可以看出, 随着频率的升高, 基阵由中心到两端对频率的响应也随之降低, 这正好符合波长与其等效阵长成正比的关系。

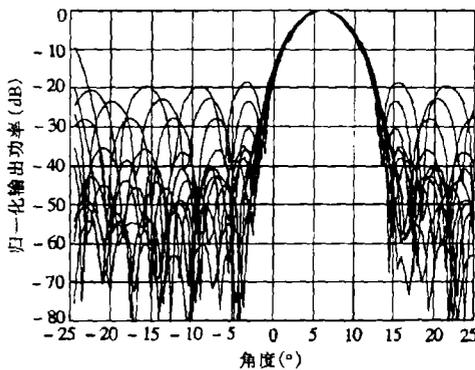
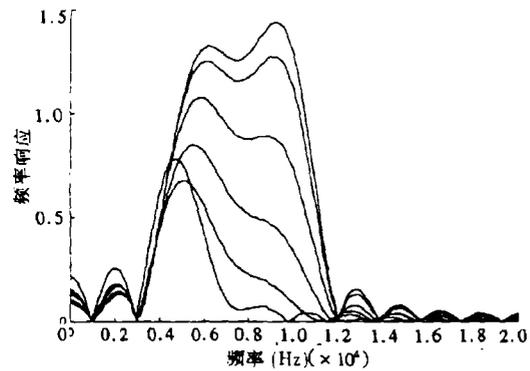
图 5 对准方向为 6° 时的波束

图 6 各阵元的幅频响应

当阵元存在指向性时, 波束输出的信号幅度受指向性的影响会发生衰减, 当指向性很尖锐时, 影响会很大。本文所提出的迭代方法中包含了阵元存在指向性的问题, 也可以获得一致性旁瓣。当阵元位置存在误差而且有指向性时, 同样我们也可获得良好的恒定束宽, 如图 7 所示。

当阵元的位置偏离较大, 这时基阵就不能作为等间隔直线阵来处理, 这时的波束, 特别是在旁瓣级要求很低时, 就不能获得均匀一致性旁瓣级, 只能获得最佳解。虽然基阵对各频率的响应在旁瓣区内不能保持一致, 但在主波束内近似得到了恒定束宽, 而且旁瓣级仍可控制在一定的数值以下, 因而该恒定束宽形成方法能很好地应用到实际阵列中去。

6 结 论

本文讨论了实现宽带恒定束宽波束形成器的意义, 并给出了在等间隔直线阵下, 实现恒定束宽时, 旁瓣级和频率的关系。通过把整个频带分成多个窄带, 采用窄带中已成熟的方法, 使不同频带的旁瓣级保持均匀一致性, 并给出了一种实现结构。在该结构中, 用自适应方法设计 FIR 滤波器来逼近所要求的频率响应。最后, 给出了一个设计实例, 计算机仿真结果表明该方法能较好地实现恒定束宽, 并使旁瓣级控制在一定的范围内, 因而也说明了该方法的可行性。

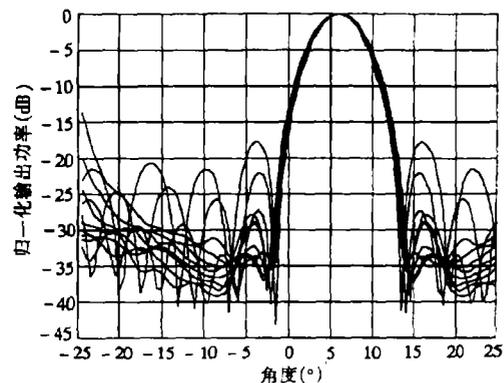


图 7 有指向性和阵元位置误差时的宽带波束

参 考 文 献

- [1] Stegen R J. Excitation coefficients and beamwidths of Tschebysheff arrays. Proc. IRE, 1953, 41: 1671-1674.
- [2] Ward D B, Kennedy R A. Theory and design of broadband sensor arrays with frequency invariant far-field beam pattern, J. Acoust. Soc. Amer., 1995, 97(2): 1023-1034.
- [3] 马远良. 任意给定形状传感器阵方向图的最佳化. 中国造船, 1984,(4): 78-84.
- [4] Olen C A, Compton R T. A numerical pattern synthesis algorithm for arrays. IEEE Trans. on AP, 1990, AP-38(10): 1666-1676.
- [5] 李贵斌. 声呐基阵设计原理, 北京: 海洋出版社, 1989, 205-290.
- [6] Widrow B. Sterns S D 著, 王永德, 龙宠惠译, 自适应信号处理, 成都: 四川大学出版社, 1989, 第九章.

DESIGN AND SIMULATION OF BEAMFORMER WITH CONSTANT BEAMWIDTH

Wang Huigang Zhang Baosong Ma Yuanliang

(Institute of Acoustic Engineering, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072)

Abstract Wideband beamforming with constant beamwidth is one of the key problems in array signal processing. In this paper, a method based on uniform sidelobe is given. And the frequency response needed to realize constant beamwidth for subband components of the signal is computed and filter with FIR filters. This method is suitable for uniform linear array, and is also effective when the element has its own pattern or when its location is inaccurate. Computer simulation shows the feasibility of this method.

Key words Beamforming, Constant beamwidth, FIR filter

王惠刚: 男, 1974 年生, 博士生, 研究兴趣为盲信号处理技术和阵列信号处理。
张保嵩: 男, 1971 年生, 博士生, 研究兴趣为阵列信号处理。
马远良: 男, 1938 年生, 教授、博士生导师, 研究领域为阵列信号处理、目标定位等。