

二维子阵级 ADBF 及方向图控制方法研究

胡 航 邓新红

(哈尔滨工业大学电子与信息技术研究院 哈尔滨 150001)

摘 要: 该文研究二维子阵级 ADBF 方法。提出了适用于平面相控阵的子阵级 ADBF 的信号模型。给出了由一维阵元级 ADBF 推广得到的常规的二维子阵级 ADBF。引入了基于子空间投影的二维子阵级 ADBF 方法,可在无干扰时得到理想的静态方向图,从而解决了自适应与非自适应工作模式之间的转换问题;而在有干扰时可有效地对干扰进行抑制,与常规方法相比,明显改善了旁瓣电平。仿真结果证明了所提出方法的有效性。

关键词: 子阵级相控阵; 二维 ADBF; 方向图控制; 子空间投影; 旁瓣抑制

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)04-0881-04

Study on the Two-Dimensional ADBF at Subarray Level and Pattern Control Method

Hu Hang Deng Xin-hong

(School of Electronics and Information Technology, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract: The two-dimensional ADBF method at subarray level is studied. The signal model of ADBF at subarray level is presented which is suitable for plane phased array. The conventional two-dimensional ADBF at subarray level is given which is generalized by one-dimensional ADBF at element level. The two-dimensional ADBF at subarray level based on subspace projection is introduced, and the desired quiescent pattern can be achieved in the absence of jammer, so the conversion problem between adaptive and non-adaptive work modes is resolved, while in the presence of jammer, the jammer is suppressed effectively, and the sidelobe level is improved markedly compared with the conventional method. Simulation results indicate the validity of the introduced methods.

Key words: Phased array at subarray level; Two-dimensional ADBF; Pattern control; Subspace projection; Sidelobe suppression

1 引言

对自适应数字波束形成 (Adaptive Digital BeamForming, ADBF) 的研究进行了三十余年, 并已提出了很多有效的方法, 但这些方法多是基于阵元级的方法。ADBF 在相控阵雷达中具有重要应用, 它提供了电子反干扰的能力, 有源相控阵雷达许多优势的体现在很大程度上依赖于 ADBF。在多功能相控阵雷达中, 常常包含成千上万个阵元, 因而通常需要采用子阵结构, 只能得到子阵的数字化输出。为此需要采用子阵级的 ADBF; 在这种 ADBF 中, 通常阵元级的幅度锥削加权用于抑制和方向图的旁瓣, 而子阵级上的加权用于进行自适应。

国外对子阵级 ADBF 进行了一些研究, 但大多集中在单一的 DBF 技术上, 如自适应干扰抑制^[1]。然而, 在系统中, ADBF 不应被看作是一个孤立的部分; 当利用它来进行干扰抑制时, 还应支持其它一些功能, 此时某些问题必须要被考虑。

例如, 在子阵输出进行最优波束形成将破坏所希望的和

方向图, 并导致旁瓣电平显著增加; 在没有干扰(仅存在热噪声)的情况下, 这种情况尤为严重。我们希望, 在没有干扰时, 自适应方向图应与静态方向图相同; 而存在干扰时, 在抑制干扰的同时, 自适应方向图相对于静态方向图的旁瓣电平损失应尽可能小。

静态方向图控制问题对于应用了 ADBF 的雷达系统很重要。国内外对具有方向图控制性能的子阵级 ADBF 的研究非常少。文献[2]提出了一种对子阵输出进行归一化的抑制旁瓣思想, 但未对该方法进行深入分析, 且没有对和波束的 ADBF 问题进行讨论。文献[3]提出了一种 SSP(SubSpace Projection, 子空间投影)方法和 MOD(Mismatched Optimum Detector, 失配最佳检测)方法, 可在没有干扰的情况下得到静态方向图; 但该文献主要讨论的是方向图控制, 而不是子阵级 ADBF 问题, 并只考虑了线阵的情况。

目前对应用于雷达系统的 ADBF 的研究基本是针对线阵进行的, 而实际的相控阵雷达很多采用平面阵结构; 在平面阵中应用 ADBF 对于提高系统性能具有重要意义。

本文研究具有方向图控制性能的二维子阵级 ADBF。首先针对平面相控阵, 建立了一种子阵级 ADBF 的信号模

型, 该模型适用于重叠和非重叠子阵的情况。然后, 将基于线阵的阵元级 ADBF 方法(以 LCMV 方法为例)推广到子阵级的平面阵, 得到了常规的二维子阵级 ADBF。本文简称其为常规方法, 这是一种最优波束形成器。接下来给出了基于 SSP 的二维子阵级 ADBF, 然后是仿真结果及分析, 最后得出结论。

2 信号模型

设平面相控阵由 $N_1 \times N_2$ 个全向阵元组成, 各阵元放置在 xy 平面的矩形网格上, x 方向和 y 方向的阵元间距均为 d , 第 1 个阵元位于坐标原点上。设 x 方向上第 n_1 ($n_1 = 0, \dots, N_1 - 1$) 个阵元上的幅度加权为 $w_{x_{n_1}}$, y 方向上第 n_2 ($n_2 = 0, \dots, N_2 - 1$) 个阵元上的幅度加权为 $w_{y_{n_2}}$ 。将阵列划分为 $L_1 \times L_2$ 个子阵, 可以是非重叠子阵或重叠子阵。用 θ 表示俯仰角, φ 表示方位角, 设 (θ_0, φ_0) 表示期待信号的来波方向。有 K 个互不相关的窄带干扰入射, 其中第 k ($k = 1, \dots, K$) 个干扰源的入射方向为 (θ_k, φ_k) 。用 $\mathbf{s}(t) = [s_1(t), \dots, s_k(t), \dots, s_K(t)]^T$ 表示第 1 个阵元接收到的干扰的复包络, $\mathbf{n}(t) = [n_0(t), \dots, n_{N_1 N_2 - 1}(t)]^T$ 是阵元上与干扰不相关的加性高斯白噪声, 且每个阵元接收到的噪声功率均为 σ_n^2 。

设 $U(\theta, \varphi) = \sin \theta \sin \varphi$, $V(\theta, \varphi) = \sin \theta \cos \varphi$, 且令

$$\begin{aligned} \beta_{n_1}(\theta, \varphi) = & \exp(j2\pi d n_1 V(\theta, \varphi) / \lambda) [1, \dots, \\ & \cdot \exp(j2\pi d n_2 U(\theta, \varphi) / \lambda), \dots, \\ & \cdot \exp(j2\pi d (N_2 - 1) U(\theta, \varphi) / \lambda)]^T \end{aligned} \quad (1)$$

则方向为 (θ, φ) 的导向向量为^[5]

$$\mathbf{a}(\theta, \varphi) = [\beta_{n_1}(\theta, \varphi), \dots, \beta_{n_1}(\theta, \varphi), \dots, \beta_{N_1 - 1}(\theta, \varphi)]^T \quad (2)$$

设

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1, \varphi_1), \dots, \mathbf{a}(\theta_k, \varphi_k), \dots, \mathbf{a}(\theta_K, \varphi_K)] \quad (3)$$

则阵元输出的干扰加噪声为

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (4)$$

令

$$\begin{aligned} \varphi_{n_1}(\theta_0, \varphi_0) = & \text{diag}[\exp(j2\pi d n_1 V(\theta_0, \varphi_0) / \lambda) \\ & \cdot \exp(j2\pi d n_2 U(\theta_0, \varphi_0) / \lambda)]_{n_2=0, \dots, N_2 - 1} \end{aligned}$$

则可用

$$\Phi = \text{diag}[\varphi_{n_1}(\theta_0, \varphi_0)]_{n_1=0, \dots, N_1 - 1} \quad (5)$$

表示移相器的作用。设 $\mathbf{W}_{n_1} = \text{diag}(w_{x_{n_1}} w_{y_{n_2}})_{n_2=0, \dots, N_2 - 1}$, 则

$$\mathbf{W} = \text{diag}(\mathbf{W}_{n_1})_{n_1=0, \dots, N_1 - 1} \quad (6)$$

表示幅度加权的作用。

设 \mathbf{T}_x 为 x 方向的 $N_1 \times L_1$ 维的子阵形成矩阵, 在其第 l ($l = 0, \dots, L_1 - 1$) 列的所有元素中, 只有与第 l 个子阵的阵元序号相对应的元素值为 1, 其余均为 0 (在非重叠子阵的情况下, \mathbf{T}_x 的列向量相互正交)。类似地, 设 \mathbf{T}_y 为 y 方向的 $N_2 \times L_2$ 维的子阵形成矩阵。用 \mathbf{T}_0 表示阵列的子阵形成矩阵, 则有

$$\mathbf{T}_0 = \mathbf{T}_x \otimes \mathbf{T}_y \quad (7)$$

式中 \otimes 表示克罗内可积。

子阵转换矩阵 \mathbf{T} 可表示为

$$\mathbf{T} = \Phi \mathbf{W} \mathbf{T}_0 \quad (8)$$

则子阵输出的干扰加噪声为

$$\mathbf{x}_{\text{sub}}(t) = \mathbf{T}^H \mathbf{x}(t) \quad (9)$$

其协方差矩阵为

$$\mathbf{R}_{\text{sub}} = E[\mathbf{x}_{\text{sub}}(t) \mathbf{x}_{\text{sub}}^H(t)] = \mathbf{T}^H \mathbf{R} \mathbf{T} \quad (10)$$

式中 $\mathbf{R} = E[\mathbf{x}(t) \mathbf{x}(t)^H]$ 。

3 常规的二维子阵级 ADBF

下面给出由一维阵元级的 LCMV 波束形成方法^[4]推广得到的常规的二维子阵级 ADBF。令

$$\begin{aligned} \mathbf{a}(\theta_0, \varphi_0) = & [-[\Phi]_{0,0}, \dots, -[\Phi]_{n_1 \times n_2, n_1 \times n_2}, \dots, -[\Phi]_{N_1 \times N_2 - 1, N_1 \times N_2 - 1}]^T \quad (11) \end{aligned}$$

其中 $[\Phi]_{n_1 \times n_2, n_1 \times n_2}$ 表示矩阵 Φ 中的第 $n_1 \times n_2$ 行第 $n_1 \times n_2$ 列元素, 则期待信号方向(设阵列波束指向与期待信号方向相同)的导向向量为

$$\mathbf{a}_{\text{sub}}(\theta_0, \varphi_0) = \mathbf{T}^H \mathbf{a}(\theta_0, \varphi_0) \quad (12)$$

则常规的二维子阵级 LCMV 的自适应权向量为

$$\mathbf{w}_{2D_CM} = \mu (\mathbf{R}_{\text{sub}})^{-1} \mathbf{a}_{\text{sub}}(\theta_0, \varphi_0) \quad (13)$$

其中 μ 为一非零常数。

4 基于 SSP 的二维子阵级 ADBF

为进行方向图控制, 考虑基于 SSP^[3]的二维子阵级 ADBF。其基本思想为: (1)构造一个静态控制向量, 用于在无干扰时得到静态方向图。(2)构造一个 L 维空间, 并求出其两个子空间: 不存在干扰时破坏了静态方向图的子空间和对静态方向图不产生影响的子空间。(3)为进行方向图控制, 将破坏静态方向图的那个子空间舍弃; (4)对 \mathbf{R}_{sub} 进行变换, 得到一个新的 $(L-2) \times (L-2)$ 维的干扰加噪声的协方差矩阵, 并在对静态方向图不产生影响的子空间内进行自适应滤波, 以得到对干扰的抑制能力。

具体实现过程如下:

(1)构造静态控制向量 \mathbf{q} , 它是一个各元素均为 1 的 L 维列向量。

(2)求出与 \mathbf{q} 正交的子空间 \mathbf{V}_\perp , 即满足

$$\mathbf{V}_\perp^H \mathbf{q} = \mathbf{0} \quad (14)$$

令 $\mathbf{R}_{\text{sub}}^{(0)}$ 表示无干扰时的 \mathbf{R}_{sub} (上标⁽⁰⁾表示无干扰的情况), 并定义

$$\mathbf{R}_{\text{sub_Vq}} = \mathbf{V}_\perp^H \mathbf{R}_{\text{sub}}^{(0)} \mathbf{q} \quad (15)$$

则在不存在干扰时, \mathbf{V}_\perp 中与 $\mathbf{R}_{\text{sub_Vq}}$ 平行的子空间是导致静态方向图被破坏的主要因素。

(3)求出 \mathbf{V}_\perp 中与 $\mathbf{R}_{\text{sub_Vq}}$ 正交的子空间 \mathbf{W}_\perp , 即有

$$\mathbf{W}_\perp^H \mathbf{R}_{\text{sub_Vq}} = \mathbf{0} \quad (16)$$

令

$$\mathbf{T}_w = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{\text{sub_Vq}} & \mathbf{W}_\perp \end{bmatrix} \quad (17)$$

并设

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} \mathbf{q} & \mathbf{V}_\perp \mathbf{T}_w \end{bmatrix}$$

然后定义

$$\mathbf{R}_{\text{sub_SSP}} = \mathbf{M}^H \mathbf{R}_{\text{sub}} \mathbf{M} \quad (18)$$

利用一个降维的 $\mathbf{R}_{\text{sub_SSP}}$ 在 \mathbf{W}_\perp 内进行自适应干扰对消滤波处理, 其权值为

$$\mathbf{w}_{L-2} = \left[\left(\mathbf{R}_{\text{sub_SSP}} \right)_{(3:L) \times (3:L)} \right]^{-1} \left(\mathbf{R}_{\text{sub_SSP}} \right)_{(3:L) \times 1} \quad (19)$$

式中下标 $(3:L)$ 表示从 3 到 L 的所有行或列。

(4) 得出基于 SSP 的方法的自适应权向量 \mathbf{w}_{2D_SSP} 。构造一个矩阵 \mathbf{T}_{SSP} , 即

$$\mathbf{T}_{SSP} = \begin{bmatrix} \mathbf{q} & \mathbf{V}_\perp \mathbf{R}_{\text{sub_Vq}} & \mathbf{V}_\perp \mathbf{W}_\perp \end{bmatrix} \quad (20)$$

则有

$$\mathbf{w}_{2D_SSP} = \mathbf{T}_{SSP} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\mathbf{w}_{L-2} \end{bmatrix}^T \quad (21)$$

由式(18)得

$$\left(\mathbf{R}_{\text{sub_SSP}} \right)_{(3:L) \times 1} = \mathbf{W}_\perp^H \mathbf{V}_\perp^H \mathbf{R}_{\text{sub}} \mathbf{q} \quad (22)$$

在不存在干扰的情况下, 考虑式(16)和式(15), 有

$$\left(\mathbf{R}_{\text{sub_SSP}} \right)_{(3:L) \times 1}^{(0)} = \mathbf{W}_\perp^H \mathbf{R}_{\text{sub_Vq}} = \mathbf{0} \quad (23)$$

因此 $\mathbf{w}_{L-2}^{(0)} = \mathbf{0}$ 。由式(20)和式(21), 有

$$\mathbf{w}_{2D_SSP}^{(0)} = \mathbf{q} \quad (24)$$

此时权系数均为 1, 因而自适应方向图与静态方向图相同。

5 基于 MOD 的二维子阵级 ADBF

下面给出另一种方向图控制方法。我们将 MOD 方法^[3]推广到二维子阵级 ADBF 中。为此构造一个失配的导向向量, 使波束形成器检测这个失配目标, 从而在无干扰时得到静态方向图。这里, 失配的导向向量表示为

$$\mathbf{a}_{\text{sub_mis}}(\theta_0, \varphi_0) = \mathbf{R}_{\text{sub}}^{(0)} \mathbf{q} \quad (25)$$

由于 $\mathbf{R}^{(0)} = \text{diag}(\sigma_n^2)_{M \times M}$, 因此 $\mathbf{R}_{\text{sub}}^{(0)} = \sigma_n^2 \mathbf{T}^H \mathbf{T}$ 。

将式(25)代入式(13), 可得二维 MOD 的自适应权矢量为

$$\mathbf{w}_{2D_MOD} = \mu \left(\mathbf{R}_{\text{sub}} \right)^{-1} \mathbf{R}_{\text{sub}}^{(0)} \mathbf{q} \quad (26)$$

在没有干扰的情况下

$$\mathbf{w}_{2D_MOD}^{(0)} = \mu \left(\mathbf{R}_{\text{sub}}^{(0)} \right)^{-1} \mathbf{R}_{\text{sub}}^{(0)} \mathbf{q} = \mu \mathbf{q} \quad (27)$$

显然, 各加权系数均为 μ , 因而得到的自适应方向图与静态方向图相同。

6 仿真结果

6.1 阵列结构和仿真参数

设平面阵包含有 52×46 个阵元, $d = \lambda/2$ 。阵列被划分为 8×6 个非重叠子阵, 如图 1 所示。图中每个方块表示一个子阵, 方块内的数目表示子阵所包含的阵元个数。在 x 方向和 y 方向均采用 -40dB 泰勒加权, 设 $(\theta_0, \varphi_0) = (0^\circ, 0^\circ)$ 。

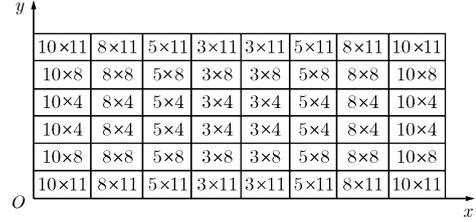


图 1 阵列的子阵划分

分别考虑存在一个旁瓣干扰和一个主瓣干扰的情况, 两个干扰的入射方向分别为 $(6.5^\circ, 0.8^\circ)$ 和 $(1^\circ, 1.5^\circ)$, 干噪比均为 35dB 。

6.2 无干扰时的方向图控制性能

设 $u = \sin \theta \cos \varphi$, $v = \sin \theta \sin \varphi$ 分别是方向为 (θ, φ) 的单位矢量在 x 方向和 y 方向的投影。图 2 给出了静态方向图及在无干扰情况下由常规方法, 基于 SSP 的方法和基于 MOD 的方法得到的以 (u, v) 为自变量的自适应方向图。可见, 与静态方向图相比, 常规方法的旁瓣电平大大提高; 而基于 SSP 的方法和基于 MOD 的方法的方向图与静态方向图相同。各方向图的旁瓣电平如表 1 所示; 由表 1 可见, 基于 SSP 的方法和基于 MOD 的方法的旁瓣抑制效果非常好, 与常规方法相比, 改善了 25.9dB 。

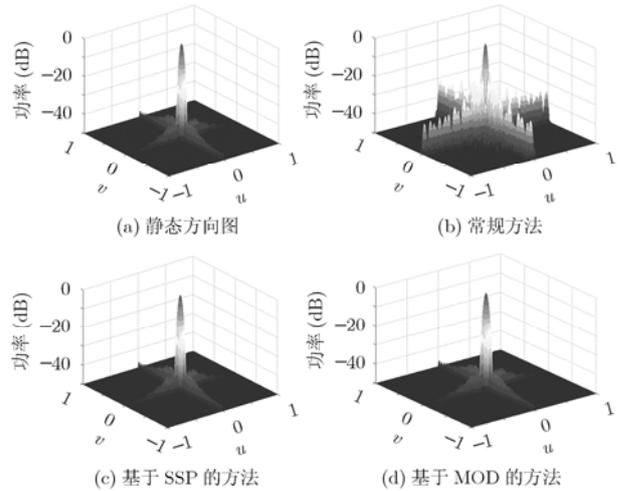


图 2 静态方向图和无干扰时的 3 种自适应方向图

表 1 不存在干扰时的旁瓣电平(dB)

	静态 方向图	常规 方法	基于 SSP 的方法	基于 MOD 的方法
旁瓣电平	-40.5	-14.6	-40.5	-40.5

6.3 存在干扰时的旁瓣抑制效果

图 3 给出了存在干扰的情况下, 由常规方法和基于 SSP 的方法得到的关于 (θ, φ) 的自适应方向图的切面图, 静态方向图的切面图也同时给出。其中, 图 3(a)和 3(b)分别是旁瓣

干扰和主瓣干扰时,在 $\varphi = 0.8^\circ$ 和 $\varphi = 1.5^\circ$ 时的切面图。由图3可见,基于SSP的方法在干扰方向均形成了自适应凹口。

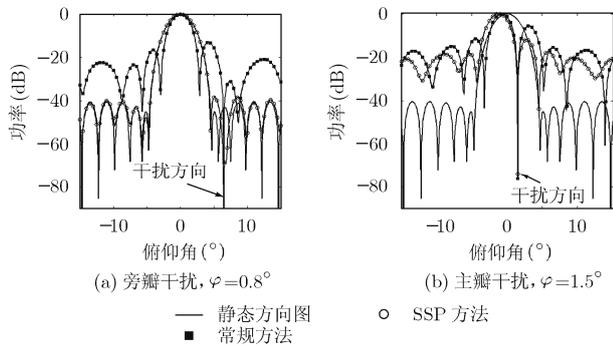


图3 存在干扰时的自适应方向图的方位面切面图

两个自适应方向图的旁瓣电平及基于SSP的方法的旁瓣电平改善值如表2所示。在旁瓣干扰时,基于SSP的方法的旁瓣电平为 -38.3dB ,与静态方向图十分接近;与常规方法相比,改善了 21.8dB 。在主瓣干扰时,基于SSP的方法的旁瓣电平改善了 8.3dB 。

表2 存在干扰时的旁瓣电平及改善值(dB)

	旁瓣干扰		主瓣干扰	
	旁瓣电平	改善值	旁瓣电平	改善值
常规方法	-16.5		-3.6	
基于SSP的方法	-38.3	21.8	-11.9	8.3

6.4 输出 SINR

考虑存在主瓣干扰的情况。图4给出了两种方法的输出SINR随俯仰角的变化关系(方位角为 1.5°)。其中,常规方法的SINR为 64.9dB ,而基于SSP的方法的SINR为 62.7dB ,基于MOD的方法为 63.2dB 。可见基于SSP和MOD的方

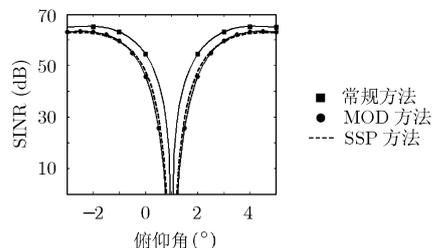


图4 输出 SINR

法具有一定的SINR损失,分别为 2.2dB 和 1.7dB ;其原因是该方法并不是最优波束形成器。

7 结束语

基于SSP和MOD的二维子阵级ADBF可对干扰进行有效的抑制。与常规方法相比,方法大大地改善旁瓣电平。基于SSP和MOD的方法具有良好的静态方向图控制能力,因而不必在自适应和非自适应工作方式之间进行转换;在不存在干扰时,自适应方式可自动地变为非自适应方式。

但这两种方法均为次最优方法,从而引入了一定的输出SINR损失。近一步的研究是在保持方向图控制性能的同时,如何降低SINR损失。

参考文献

- [1] Nickel U. Subarray configurations for interference suppression with phased array radar. Proc. International Conference on Radar, Paris, 1989: 82-86.
- [2] Nickel U. Subarray configurations for digital beamforming with low sidelobes and adaptive interference suppression. Proc. IEEE International Radar Conference, Alexandria, USA, May 1995: 714-719.
- [3] Lombardo P and Pastina D. Pattern control for adaptive antenna processing with overlapped sub-arrays. Proc. International Conference on Radar, Adelaide, Australia, Sept. 2003: 188-193.
- [4] Frost O L. An algorithm for linearly constrained adaptive array processing. Proc. IEEE, 1972, 60(8): 926-935.
- [5] Lombardo P and Pastina D. Quiescent pattern control in adaptive antenna processing at sub-array level. Proc. IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology, Boston, USA, Oct. 2003: 176-181.
- [6] 胡航等. 二维子阵级相控阵空间谱估计方法. 电子学报, 2007, 35(3): 415-419.
- [7] 胡航等. 基于近似理想方向图的子阵级超分辨测向方法. 电波科学学报, 2007, 22(4): 646-651.

胡航: 男, 1968年生, 在站博士后, 硕士生导师, 主要研究方向为阵列信号处理技术在相控阵雷达、电子侦察及电子反对抗中的应用。

邓新红: 女, 1981年生, 硕士生, 研究方向为阵列信号处理。