

# 大规模全空域相控阵上的抗干扰算法研究

王子楠<sup>1</sup>, 吴海洲<sup>2</sup>, 陈金勇<sup>1</sup>, 李同<sup>1</sup>

(1. 中国电子科技集团公司 第 54 研究所, 石家庄 050081;

2. 中国星网网络系统研究院有限公司, 北京 100029)

**摘要:** 针对大规模全空域相控阵覆盖距离远、阵元数目多、易受外部环境干扰等特点, 设计了一种空时自适应处理抗干扰算法; 通过结合 GSC 降维结构和子阵级 STAP 方法, 在保证抗干扰性能的同时提高了自由度, 减少了大规模相控阵抗干扰处理的算力要求; 通过使用 Householder 变换方法构建阻塞矩阵进一步减少了计算量; 在椭球面相控阵上进行抗宽带干扰仿真, 结果表示在未加入 GSC 结构之前, 对于干扰信号均能形成凹口; 加入基于 Householder 变换的 GSC 结构后可在保持抗干扰性能的同时使构建阻塞矩阵的计算量降低了一个量级, 达到了可实时实现的水平。

**关键词:** 抗干扰; 空时自适应; 广义旁瓣相消; Householder 变换; 大规模全空域相控阵

## Research on Anti-interference Algorithm for Large-Scale Full-Airspace Phased Array

WANG Zinan<sup>1</sup>, WU Haizhou<sup>2</sup>, CHEN Jingyong<sup>1</sup>, LI Tong<sup>1</sup>

(1. The 54th Research Institution of CETC, Shijiazhuang 050081, China;

2. China Satellite Network Application Co., Ltd., Beijing 100029, China)

**Abstract:** Large-scale all-airspace phased array has the characteristics of long coverage distance, multiple array elements, and susceptibility to external environmental interference. To address the above issues, a space-time adaptive processing anti-interference algorithm is designed. By combining the general sidelobe canceller (GSC) dimension reduction structure and the sub-array level space time adaptive processing STAP method, it increases the degree of freedom and reduces the computing power requirements of large-scale phased array anti-interference processing while ensuring anti-interference performance. The Householder transform method is used to build a blocking matrix and to further reduce the computational cost. Anti-broadband interference simulation is carried out on the ellipsoidal phased array, the results show that notches can be formed for the interference signal before the GSC structure is added. After adding the GSC structure based on the Householder transform, it reduces the computational complexity of constructing the blocking matrix by an order of magnitude while maintaining anti-interference performance, reaching the level of real-time implementation.

**Keywords:** anti-interference; space-time adaptive; generalized sidelobe nulling; Householder transformation; large-scale full-airspace phased array

## 0 引言

基于阵列信号处理的空域抗干扰技术已经被广泛应用于卫星导航、雷达、无线通信及水下声纳等多个领

域, 但主要针对一维阵和平面阵。大规模全空域相控阵已有投入使用的案例, 但是在抗干扰算法的应用方面却少有研究, 并且在实际的全空域相控阵应用场合中, 全空域相控阵在接收全空域卫星信号的同时, 各种形式的

收稿日期: 2024-11-11; 修回日期: 2024-12-12。

作者简介: 王子楠(1999-), 男, 硕士。

通讯作者: 陈金勇(1970-), 男, 研究员, 博士生导师。

引用格式: 王子楠, 吴海洲, 陈金勇, 等. 大规模全空域相控阵上的抗干扰算法研究[J]. 计算机测量与控制, 2025, 33(1): 131-138.

来自各个方向的有源和无源干扰也通过接收天线的主瓣或副瓣进入相控阵信号处理系统,严重影响相控阵系统的测控性能。现有抗干扰方法计算量大,且大多只针对小规模平面阵,针对大规模阵列、共形阵列的文献少之又少。

文献 [1] 研究了各种干扰对信号接收机的影响,并将自适应阵列处理技术应用于导航系统的抗干扰中。传统的自适应阵列处理算法对窄带干扰信号具有较好的抑制效果,但随着干扰技术的发展,如何对宽带干扰进行有效抑制成为一个重点和难点,因为宽带信号本身除含有方位信息外还具有复杂的频率成分,仅在一个空间维度上的自由度无法实现有效抑制。对宽带干扰信号的抑制常采用空域和时域联合处理的方式,空域信息用于区分期望信号和干扰信号的入射角度,时域部分增加的自由度用于宽带干扰的抑制。

空时自适应处理算法就是一种可以同时同时对空间维度和时间维度进行约束的方法,该方法对干扰和噪声具有很强的抑制能力。文献 [2] 首次较为完整地论述了空时自适应处理在抗干扰 GPS 接收机中的应用。空时自适应处理技术在近年来得到广泛发展,但大多是基于机载和舰载预警雷达抑制杂波提出的<sup>[3-5]</sup>,使用此种方法进行干扰抑制的研究很少。并且这些年来提出的各种空时自适应处理算法,大多针对窄带干扰信号且是直接应用于阵元级的波束形成,这对于小型线阵和面阵来说是可行的。但现在为了解决大规模星座测控问题,相控阵朝着大规模全空域阵列方向发展的,阵元数量动辄上千。在这种大型阵列中,对上千个阵元接收信号全部进行空时二位处理是不现实的,空时自适应处理技术本就增加了时间维度的信号处理,在这样的情况下,相控阵系统将面对几何倍数增加的计算量。可想而知,这样硬件成本将会成倍增加到一个不可能实现的地步。为了算法能更好地应用到大规模全空域阵列上,必须减少信号处理器的维数,同时还要满足相控阵波束自适应形成的要求,这就需要采用部分自适应技术。部分自适应技术大多应用在大规模相控阵上,包括降维和降秩两种方式。降秩处理是通过将剩余自由度转化为约束自由度来实现的,主要的实现方法有正交投影法<sup>[6]</sup>、直接主分量法<sup>[7]</sup>和降秩共轭梯度法<sup>[8]</sup>等;降维处理一般可由子阵级处理来实现,从自适应处理器的输入数据上降低阵列处理的维度。还有一种降维处理的方式为广域旁瓣相消(GSC)结构。

空时自适应处理算法还支持相控阵系统对多种类型干扰的抑制。算法上多采用 PI<sup>[9]</sup>或 LCMV<sup>[10]</sup>等,但是二者的求解都涉及计算协方差矩阵的逆这一复杂流程。

相对于传统的自适应处理算法,空时自适应处理虽然增加了时域处理的能力,但是也增加了计算量,计算复杂度可达空域和时域维度乘积的立方级。大规模全空域共形阵本就由大基数的阵元组成,时域处理的增加更会造成计算量的指数级增长。计算的复杂会导致实时计算的不可实现,进而影响抗干扰性能。为了避免大规模矩阵的求逆运算,可将广域旁瓣相消的方法应用在 STAP 中,提高系统抗干扰处理实时性。文献 [11] 提出了广域旁瓣相消器,是一种应用广泛的波束形成技术,是 LCMV 的等效实现结构,并且结构中的阻塞矩阵在一定程度上能够降低维数,减少运算量。

## 1 相控阵建模

### 1.1 相控阵模型参数

参考在美国应用的网格球顶相控阵天线站(GD-PAA, geodesic dome phased array antenna)<sup>[12-13]</sup>,采用球面共形阵列和多平面拼阵结合的方法,即使用可以组装成半椭球体的平面子阵构成天线阵列模型,该模型包含 134 个子阵面,分 8 层,从上到下每层分别含有 29、28、25、21、16、10、4、1 个子阵。

在此椭球面共形相控阵中,每个子阵含有 9 个小阵元,小阵元呈正方形均匀排列,单个阵元及安装间隙之和的长度为 0.05 m,即小子阵形状为边长 0.15 m 的正方形,子阵之间的间隔取 0.01 m,根据椭球几何关系,正方形子阵的 4 个顶点均内接于光滑的半椭球体内,沿 Y 轴方向作投影后,最外侧小子阵的顶点内接于光滑的半椭球形内,椭球的长轴为 1.1 m,短轴为 1 m,其仿真结果如图 1 和图 2 所示。

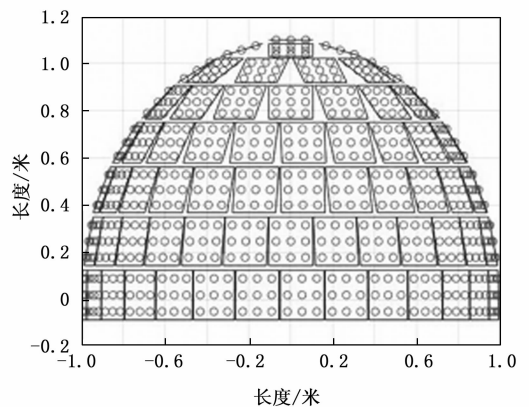


图 1 主视图

在设计相控阵时直接将阵元划分成合理的子阵是一种有效的部分自适应处理方法。在进行信号处理时把每一个子阵当作一个接收通道,在子阵级进行自适应波束形成,即每个子阵代替了传统波束形成中阵元的位置。

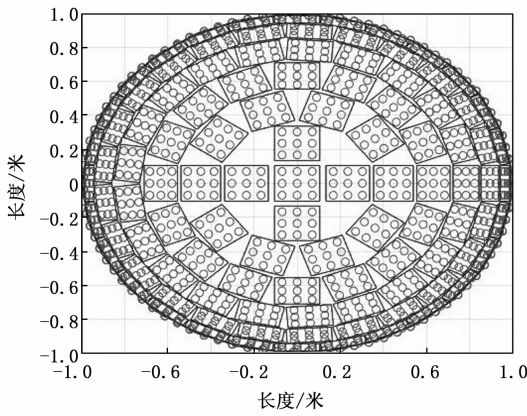


图 2 俯视图

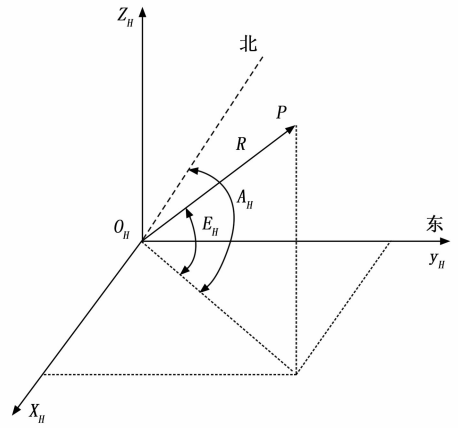


图 3 地平坐标系

这样做减少了运算量、提高了实时性、使抗干扰算法的应用和硬件实现更加简单, 而且有可能逼近完全最优处理性能。但这样做是有缺点的, 划分子阵会导致栅瓣出现的周期变短, 划分的子阵越大, 在进行阵元级到子阵级的信号处理时, 栅瓣出现的周期就越短。栅瓣的多次出现会破坏子阵主波束形状或提高旁瓣高度, 严重影响相控阵性能。所以在设计相控阵结构时应考虑子阵中的阵元数量以及与中心阵元的距离。本文所使用的矩形子阵级结构中, 将九个小阵元进行正方形均匀排列, 每个阵元与中心阵元的距离都很小, 最大程度消除了栅瓣的影响。

### 1.2 坐标系转换

共形相控阵地平坐标系  $O_H - x_H y_H z_H$  以相控阵底部椭圆形的圆心为原点, 基本面为坐标原点处的大地水平面,  $x_H$  为基本面内由原点指南为正,  $y_H$  轴指向东,  $z_H$  轴垂直于基本面,  $x_H$  轴与  $y_H$  轴,  $z_H$  轴构成右手笛卡尔坐标系<sup>[14]</sup>。在本篇论文中, 定义仰角  $E_H$  为目标在与原点连线和  $x_H - y_H$  面的夹角, 方位角为  $-x_H$  方向与目标在  $x_H - y_H$  面上的投影点与原点的连线形成的夹角, 地平坐标系如图 3 所示。

子阵视线坐标系, 顾名思义是用来定义波束指向相对于各个子阵平面的方向信息。该坐标系原点位于所选子阵的中心, 基准平面为子阵平面,  $z_v$  轴与子阵法线方向重合,  $x_v$  轴、 $y_v$  轴平行于子阵平面,  $x_v$  轴位于椭球面与其过  $O_v$  剖线的交线的切线方向,  $y_v$  轴位于椭球面与其过  $O_v$  横截面的交线的切线方向, 3 个坐标轴符合右手定则, 如图 4 所示。

在地平坐标系中, 可以定义任意方向的单位向量为  $\vec{x}_H n_{x_H} + \vec{y}_H n_{y_H} + \vec{z}_H n_{z_H}$ ,  $\vec{x}_H, \vec{y}_H, \vec{z}_H$  分别代表  $x_H, y_H, z_H$  轴的方向向量,  $(n_{x_H}, n_{y_H}, n_{z_H})$  为该方向向量的方向余弦。地平坐标系  $O_H - x_H y_H z_H$  与子阵  $(N, M)$  的视线坐标系  $O_v - x_v y_v z_v$  的对应关系如图 4 所示。通过椭球面共形相

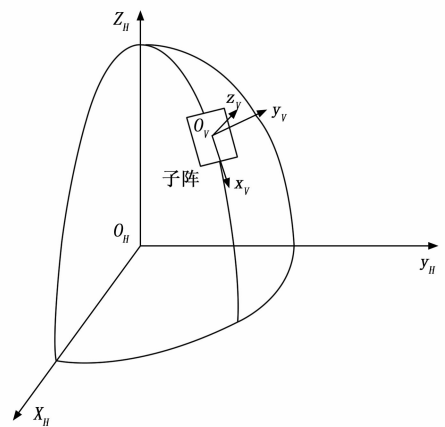


图 4 子阵视线坐标系

控阵仿真计算出子阵  $(N, M)$  的视线坐标系  $x_v$  轴与水平面  $z_H = 0$  的夹角, 定义为  $\theta_{NM}$ ,  $x_v$  轴在水平面投影与  $x_H$  轴的夹角, 定义为  $\varphi_{NM}$ 。由地平坐标系到子阵视线坐标系的转换关系如下式:

$$\begin{bmatrix} x_v \\ y_v \\ z_v \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} x_H - x_0 \\ y_H - y_0 \\ z_H - z_0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中:  $A$  为坐标旋转矩阵, 该矩阵为:

$$A = \begin{bmatrix} n_{x_H}(x_v) & n_{y_H}(x_v) & n_{z_H}(x_v) \\ n_{x_H}(y_v) & n_{y_H}(y_v) & n_{z_H}(y_v) \\ n_{x_H}(z_v) & n_{y_H}(z_v) & n_{z_H}(z_v) \end{bmatrix} \quad (2)$$

转化为子阵视线极坐标系为:

$$\begin{bmatrix} r \\ \theta_0 \\ \varphi_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(x_v^2 + y_v^2 + z_v^2)^{1/2} \\ \sin^{-1}(z_v/r) \\ \tan^{-1}(y_v/x_v) \end{bmatrix} \quad (3)$$

子阵级空时自适应处理涉及阵元级到子阵级的坐标转换, 在共形阵面作用判决中发挥重要作用。

### 1.3 共形阵面作用判决

对于本文中提到的椭球面共形阵来说，波束指向不同，发挥作用的阵元也会随之发生变化，阵列导向矢量应在没有发挥作用的阵元处置零。根据文献 [15] 中描述的方法，为了保证在进行波束扫描时无遮挡，本文所采用的作用阵元判决方法步骤如下：

- 1) 确定来波信号的方向；
- 2) 根据上一小节中的左边转换公式得到子阵视线级坐标系中的方位角  $\varphi_0$  与俯仰角  $\theta_0$ ；
- 3) 子阵为平面阵，设定最大扫描角  $\theta_{\max}$  为  $60^\circ$ 。当  $\theta_{\max} \leq \theta_0$  时，阵元起作用，反之则阵元增益置零。

模拟来波方向在地平极坐标系中的方位角为  $30^\circ$ ，俯仰角为  $30^\circ$ ，子阵的作用判决效果如图 5 所示，深色部分为起作用的阵元。

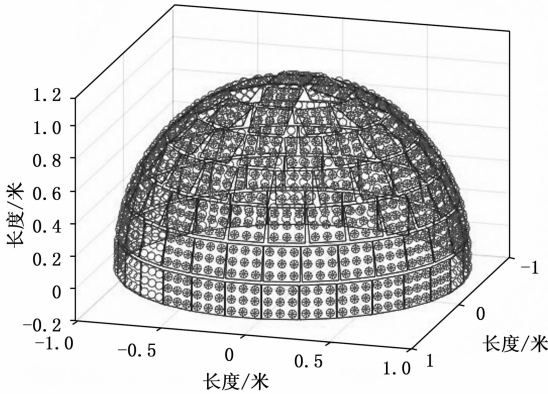


图 5 作用判决图

## 2 子阵级空时自适应处理

理想情况下，阵元级数字波束形成能够最大化发挥出空间信号处理的灵活性，可以在各方向上提供任意小于阵元数量的多波束和波束形状。但是在实际的大规模相控阵使用情景下要实现任意多个波束在任意方向上的扫描并不常见，并且阵元级数字波束形成需要在每个阵元后连接数字接收机，对这些接收机接收到的数据进行处理需要海量的计算资源，并且也增加了物理结构的负担。所以，在大规模相控阵上，阵元级数字波束形成是不太现实的，于是子阵级数字波束形成成为了一种解决方案，在子阵内采用移相控制，子阵间进行时延补偿。

子阵级空时自适应处理中，特别是复杂共形矩阵的数字自适应波束形成过程中阵列误差难以避免。在这样的情况下，直接对子阵输出进行加权处理并不是一个明智的选择。虽然直接子阵加权结构广泛应用于子阵级数字波束形成，但其只对简单阵列能够保持有效的干扰抑制。在实际应用场景中，复杂相控阵的阵列误差会严重

影响相控阵的抗干扰性能。一种简单而有效的策略是引入带有辅助通道的波束形成结构，这种结构对于阵列误差具有一定的鲁棒性，在阵列误差存在的情况下仍能保持抗干扰性能。

子阵级空时自适应处理必将成为大规模共形相控阵天线抑制各种窄带、宽带干扰的重要技术手段。本文即对空时自适应处理在大规模共形相控阵上的应用做出了仿真，探讨其抗干扰性能以及可实现性。

### 2.1 宽带信号子阵级数字波束形成

在第一节所述的仿真模型基础上进行数字波束形成仿真，将地平坐标系的原点作为参考点，将每个子阵的中心阵元作为每个子阵的相位中心点。设存在远场宽带信号，载波频率  $f_0$  取 2.2 GHz，采样频率  $f_s$  取 500 MHz，采样点  $i$  取 1 024 个。在地平坐标系中的俯仰角为  $\theta$ ，方位角为  $\varphi$ ，在子阵视线坐标系中的俯仰角为  $\theta_0$ ，方位角为  $\varphi_0$ 。来波信号用宽带调频信号表示为：

$$s(i) = s(t) |_{t=i/f_s} = \begin{cases} \sin\left[2\pi\left(f_i + \frac{f_h - f_l}{2T}t\right)t\right] & , 0 \leq t \leq T \\ 0 & , \text{其他} \end{cases} \quad (4)$$

线性调频率为  $K_a = (f_h - f_l)/T$ ， $f_h$  和  $f_l$  为信号的上下边界频率，分别取 200 MHz 和 -200 MHz， $a(t)$  为信号的幅度。

模拟各阵元接收到的宽带信号，需要计算信号入射到各阵元较入射到参考点的时间差  $\tau_n(\theta, \varphi)$ ， $n = 1, 2, \dots, N$ ， $N$  为阵元数量。

首先，需要计算阵面上第  $n$  个阵元与地平坐标系原点的距离差  $\Delta d_n$ 。当扫描方向为  $(\theta, \varphi)$  时：

$$\Delta d_n(\theta, \varphi) = x_n \cos\theta \cos\varphi + y_n \cos\theta \sin\varphi + z_n \sin\theta \quad (5)$$

然后根据各阵元距离差  $\Delta d_n(\theta, \varphi)$  计算时间差  $\tau_n(\theta, \varphi)$ ，结合宽带信号表达式即可得到各阵元接收到的信号  $x_{\text{ele}}(i)$ 。

导向矢量  $a_{(\theta, \varphi)}$  为：

$$a_{(\theta, \varphi)} = [1 \quad e^{2\pi j/\lambda \Delta d_1} \quad \dots \quad e^{2\pi j/\lambda \Delta d_N}]^T \quad (6)$$

下面要根据各个阵元在子阵视线坐标系里的单元方向图函数及在地平坐标系中的坐标计算出各个阵元的相位补偿系数，然后再对各阵元输出进行加权求和。

当波束指向为  $(\theta_p, \varphi_p)$  时，应该提供给第  $n$  个天线单元的相位补偿系数为：

$$\Delta\varphi_{pn} = \frac{2\pi}{\lambda} (x_n \cos\theta_p \cos\varphi_p + y_n \cos\theta_p \sin\varphi_p + z_n \sin\theta_p) \quad (7)$$

权矢量  $\mathbf{W}_{(\theta_p, \varphi_p)}$  为：

$$\mathbf{W}_{(\theta_s, \varphi_s)} = [a_{p1} \quad a_{p2} e^{-j\Delta\varphi_s} \quad \dots \quad a_{pm} e^{-j\Delta\varphi_s}]^T \quad (8)$$

各阵元输出经过加权求和之后, 子阵输出干扰加噪声为:

$$x_{\text{sub}}(i) = \mathbf{T}^H x_{\text{ele}}(i) = \sum_M^{m=1} x_{\text{sub}_{-s_m}}(n) + x_{\text{sub}_{-n}}(n) \quad (9)$$

其中:  $\mathbf{T}$  为子阵转换矩阵, 令:

$$\Phi_0 = \text{diag}[\mathbf{W}_{(\theta_s, \varphi_s)}] \quad (10)$$

$$\mathbf{W} = \text{diag}(\omega_n)_{n=0,1,\dots,N-1} \quad (11)$$

其中:  $\omega_n$  为相控阵阵元级加权系数, 令  $T_0$  为  $N \times L$  的子阵形成矩阵, 在其第  $l$  ( $0 \leq l \leq L-1$ ) 列的 1 206 个元素中, 将阵元相应属于子阵的序号相对应的元素值置 1。则  $T$  可表示为:

$$\mathbf{T} = \Phi_0 \mathbf{W} T_0 \quad (12)$$

子阵级 STAP 中, 每个子阵输出接有时延补偿单元, 仿真使用时间延迟线进行整数时延补偿, 使用基于 Farrow 结构的分数时延滤波器进行分数时延补偿<sup>[16]</sup>。也就是消除  $\tau_n(\theta, \varphi)$  的影响。

### 2.2 子阵级 STAP

设每个子阵输出信号接有  $K-1$  个延迟抽头,  $L$  个子阵的所有延迟抽头的输出构成  $KL \times 1$  维向量, 将其作为子阵级 STAP 的输入, 可表示为:

$$x_{\text{sub}}^{(\text{ST})}(n) = [x_{\text{sub}}(n)^T, \dots, x_{\text{sub}}(n - (K-1))^T]^T \quad (13)$$

设  $\omega_{kl}$  为第  $l$  个子阵的第  $k$  个延迟单元的自适应权值, 则所有子阵中相当于所有延迟单元的权值构成向量:

$$\omega^{(\text{ST})} = [(\omega_0)^T, \dots, (\omega_k)^T, \dots, (\omega_{K-1})^T]^T \quad (14)$$

子阵级 STAP 结构的输出为:

$$y^{(\text{ST})}(n) = (\omega^{(\text{ST})})^H x_{\text{sub}}^{(\text{ST})}(n) \quad (15)$$

对于接受带宽内的频率  $f$ , 构成了  $K$  维时间导向向量:

$$a^{(T)}(f) = [1, \dots, a_k(f), \dots, a_{K-1}(f)] \quad (16)$$

其中:  $a_k(f) = \exp(j2\pi fk)$ 。则子阵级空时转换矩阵为:

$$\mathbf{T}^{(\text{ST})} = (a^{(T)}(f))^H \otimes \mathbf{T}^H \quad (17)$$

由于子阵级空时转换矩阵可得子阵级空间导向向量:

$$a_{\text{sub}}^{(S)}(f, \theta) = \mathbf{T}^H a_{\text{ele}}^{(S)}(f, \theta) \quad (18)$$

再与时间导向向量进行 Kronecker 积可得子阵级空间导向向量:

$$a_{\text{sub}}^{(\text{ST})}(f, \theta) = [a^{(T)}(f)]^H \otimes a_{\text{sub}}^{(S)}(f, \theta) = \mathbf{T}^{(\text{ST})} a_{\text{ele}}^{(S)}(f, \theta) \quad (19)$$

## 3 基于 Householder 变换的广义旁瓣相消器

### 3.1 GSC 结构

广义旁瓣相消器的基本结构如图 6 所示, 通过构建

上下两条信号处理路径来形成静态方向图和自适应处理通道, 从而使算法更加简单灵活。其中上方路径称为主通道, 各子阵输出经过静态权重变换后得到参考信号  $d_0(k)$ , 包含期望信号、干扰和噪声; 下方路径称为辅助通道, 输入信号首先进入构建的阻塞矩阵  $\mathbf{B}_0$  中, 该矩阵为期望信号向量  $w_0$  的零空间, 即  $\mathbf{B}_0 = \text{null}(w_0)$ , 其作用是完全阻隔期望信号, 仅保留干扰和噪声信号, 然后根据相应的最优阵列处理准则进行自适应滤波。接下来对上下支路进行抵销处理, 即可得到纯净的期望信号。其中, 下支路自适应权矢量的求解是一个通过改变对应的权值最小化输出功率的大小的过程。在此过程中重中之重是阻塞矩阵  $\mathbf{B}_0$  的构建, 有多种方法来构建阻塞矩阵, 但唯一准则是希望能够尽可能干净地滤除辅助通道输入信号中的期望信号。

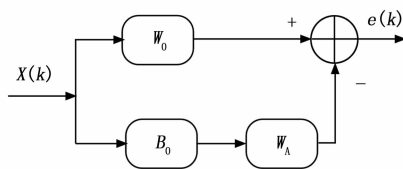


图 6 GSC 结构

根据线性约束最小方差准则, 最优自适应滤波器应该符合以下条件:

$$\begin{cases} \min_w \mathbf{W}_{\text{opt}}^H \mathbf{R} \mathbf{W}_{\text{opt}} \\ s. t \mathbf{W}_{\text{opt}}^H \mathbf{a}_{\text{sub}}^{(\text{ST})}(f, \theta_0) = 1 \end{cases} \quad (20)$$

其中:  $\mathbf{W}_{\text{opt}}$  为最优权矢量,  $\mathbf{R}$  为输入信号的协方差矩阵,  $\mathbf{a}_{\text{sub}}^{(\text{ST})}(f, \theta_0)$  为卫星信号的空时导向矢量。利用拉格朗日乘子法, 对式 (20) 求解, 得出最优权矢量表达式为:

$$\mathbf{W}_{\text{opt}} = \mu \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}_{\text{sub}}^{(\text{ST})}(f, \theta_0) \quad (21)$$

首先对  $\mathbf{R}$  进行特征值分解:

$$\mathbf{R}^{\text{EVD}} = \sum_{i=1}^G \lambda_i v_i v_i^H + \sigma_n^2 \sum_{i=G+1}^{MNP} v_i v_i^H \quad (22)$$

其中:  $G$  为相控阵数字波束形成时接收信号中存在的干扰信号数目,  $MNP$  为空时处理所需要的总维数,  $\lambda_i$  ( $i = 1, 2, G$ ) 为干扰特征值,  $\sigma_n^2$  为信号加噪声特征值,  $v_i$  为特征向量。由此可得  $\mathbf{R}$  的逆矩阵的推导公式如下:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}^{-1} &= \sum_{i=1}^G \frac{1}{\lambda_i} v_i v_i^H + \frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{i=G+1}^{MNP} v_i v_i^H = \\ &= \sum_{i=1}^G \frac{1}{\lambda_i} v_i v_i^H + \frac{1}{\sigma_n^2} [I - \sum_{i=1}^G v_i v_i^H] = \\ &= \frac{1}{\sigma_n^2} [I - \sum_{i=1}^G \frac{\lambda_i - \sigma_n^2}{\lambda_i} v_i v_i^H] \end{aligned} \quad (23)$$

将其代入式 (21) 中可得:

$$W_{opt} = \mu' [\alpha_{sub}^{(ST)}(f, \theta_0) - \sum_{i=1}^G \bar{w}_i \eta_i v_i] \quad (24)$$

结合 GSC 结构图可知主通道输出 ( $w_0$  为静态权矢量):

$$d_0(k) = w_0^H x(k) \quad (25)$$

辅助通道中, 阻塞矩阵  $B_0$  用于滤除下支路的期望信号, 这样下支路输出仅包含干扰信号和噪声, 为下一步的对消做准备。其输出为:

$$X_0(k) = B_0 X(k) \quad (26)$$

$$R_{X_0} = E[X_0(k) X_0^H(k)] = B_0 R_X B_0^H \quad (27)$$

$$r_{X_0 d_0} = E[X_0(k) d_0^*(k)] = B_0 R_X w_0 \quad (28)$$

由维纳滤波原理可得, 下支路的自适应权矢量为:

$$w_A = R_{X_0}^{-1} r_{X_0 d_0} \quad (29)$$

主通道和辅助通道的输出信号进行抵消, 去除了主通道中的干扰和噪声, 留下期望信号。在这种对消结构下, 阻塞矩阵  $B_0$  应该尽可能完全地阻塞掉期望信号, 这样一来辅助通道输出只有干扰信号, 其域主通道中的干扰成分越为相似的成分对消越彻底, 对消后的输出信号就更接近期望信号。因此阻塞矩阵理想情况下应满足:

$$B_0 A_0 = 0 \quad (30)$$

因此, 广义旁瓣对消器的权矢量可以写作:

$$w_{GSC} = w_0 - w_A = w_0 - R_{X_0}^{-1} r_{X_0 d_0} \quad (31)$$

总结基于 GSC 结构的宽带 STAP 算法步骤如下:

- 1) 根据子阵输出信号在各个延迟单元后的输出的协方差矩阵  $R$ ;
- 2) 计算主通道输出  $d_0(k)$ ;
- 3) 求解辅助通道的阻塞矩阵  $B_0$  (不同算法, 阻塞矩阵的构造方式不同, 在下一小节进行描述);
- 4) 求经过阻塞矩阵后的信号  $X_0(k)$ ;
- 5) 计算  $X_0(k)$  的协方差矩阵  $R_{X_0}$  与  $d_0(k)$  的互相关矩阵  $r_{X_0 d_0}$ ;
- 6) 根据式 (29), 计算辅助通道自适应权矢量  $w_A$ ;
- 7) 根据公式 (31), 计算 GSC 最优权矢量  $w_{GSC}$ ;
- 8) 波束形成, 画出方向图。

### 3.2 常见的阻塞矩阵结构

阻塞矩阵的构造在广义旁瓣对消中非常重要。一个合适的阻塞矩阵应该可以使期望信号的阻塞剩余尽可能小。常见的阻塞矩阵构建方法包括二项式对消器<sup>[17]</sup>和奇异值 (SVD) 分解<sup>[18-19]</sup>等。下支路阻塞矩阵输出信号的协方差矩阵为:

$$R_{X_0} = Q_B R_X Q_B^H = Q_B (\sigma_s^2 a_c a_c^H + R_j + \sigma_n^2 I) Q_B^H = Q_B R_X Q_B^H + \sigma_n^2 Q_B Q_B^H \quad (32)$$

式中,  $\sigma_n^2$  为噪声功率,  $R_j$  为干扰的协方差矩阵。可以

看出, 阻塞矩阵输出仅包括干扰和噪声。传统的基于二项式对消器的数据阻塞矩阵利用均匀等距线阵 (ULA) 各阵元之间在均匀相位差这一性质, 构造为:

$$Q_B = \begin{bmatrix} 1 & -e^{-j2\pi d/\lambda \sin(\theta)} & 0 & \dots \\ 0 & 1 & -e^{-j2\pi d/\lambda \sin(\theta)} & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \dots \\ & 0 & 0 & 0 \\ & \dots & 0 & 0 \\ & \vdots & \vdots & \vdots \\ -e^{-j2\pi d/\lambda \sin(\theta)} & 0 & 0 & \\ & 0 & 1 & -e^{-j2\pi d/\lambda \sin(\theta)} \end{bmatrix} \quad (33)$$

利用该阻塞矩阵同样有  $Q_B a(\theta) = 0$ , 但对阻塞矩阵做自相关, 显然  $Q_B Q_B^H \neq I$ , 阻塞输出噪声在阵元间产生相关性, 因此可以将阻塞矩阵输出的噪声看作是非高斯白噪声,  $R_n = \sigma_n^2 Q_B Q_B^H$ 。此外, 另一种构建方法是奇异值分解, 该阻塞矩阵列与列之间正交, 即  $Q_B Q_B^H = I$ , 但运算量较大。

### 3.3 基于 Householder 变换构建的阻塞矩阵

同二项式对消法和奇异值分解法相比, 利用 Householder 变换来构建阻塞矩阵, 由于 Householder 变换本身具有正交归一化特点, 利用 Householder 变换构建的阻塞矩阵, 其相关矩阵也是单位阵, 阻塞后输出噪声在空间上同样是不相关的白噪声<sup>[20]</sup>。在计算量方面, 基于 Householder 变换的阻塞矩阵构建仅需  $M^2 + M$  次乘法, 低于基于 SVD 的阻塞矩阵的运算复杂度  $O(M^3)$ 。

信号阻塞矩阵需且仅须与信号方向子阵级宽带空时导向向量  $a_{sub}^{(ST)}(f, \theta_0)$  正交, 即:

$$\begin{cases} M^H \cdot a_{sub}^{(ST)}(f, \theta_0) = 0 \\ a_{sub}^{(ST)}(f, \theta_0)^H \cdot M = 0 \end{cases} \quad (34)$$

下面通过 Householder 变换来得到空时情况下的  $M$ 。令:

$$e_1 = [1, 0, \dots, 0]_{KL \times 1}^T \quad (35)$$

其中:  $L$  为子阵通道数,  $K$  为每个子阵通道的 STAP 抽头延迟数。

$$\omega = \frac{a_{sub}^{(ST)}(\theta_0) - \|a_{sub}^{(ST)}(\theta_0)\|_2 e_1}{\|a_{sub}^{(ST)}(\theta_0) - \|a_{sub}^{(ST)}(\theta_0)\|_2 e_1\|_2} \quad (36)$$

这里  $\|\cdot\|_2$  表示 2-范数。则 Householder 变换矩阵为:

$$H^{(ST)} = I - 2\omega \cdot \omega^T \quad (37)$$

矩阵  $H^{(ST)}$  的第一列列向量为  $a_{sub}^{(ST)}(f, \theta_0)$ , 剩下的  $KL-1$  列均与  $a_{sub}^{(ST)}(f, \theta_0)$  正交。则可得阻塞矩

阵为:

$$\mathbf{M} = \mathbf{H}^{(ST)} \cdot \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 1 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & 1 & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 1 \end{bmatrix}_{KL \times (KL-1)} \quad (38)$$

### 4 仿真试验及分析

本节仿真在俯仰向进行方向图扫描, 时域抽头数  $K=5$ , 期望信号来波方向在地平坐标系中的方位角为  $0^\circ$ , 俯仰角为  $20^\circ$ 。添加三个宽带随机调相干扰方位角为  $0^\circ$  俯仰角分别为  $30^\circ$ 、 $50^\circ$ 、 $70^\circ$ , 功率为  $10^5 \text{ W}$ , 带宽为  $2 \times 10^7 \text{ Hz}$ 。

图 7 给出了基于子阵级 STAP 的仿真方向图, 可见此种抗干扰算法下可以在干扰方向有效形成凹口; 图 8 为方向图俯视图, 可以看到在干扰方向上等高线在灰度图上留下了明显的 3 条白色痕迹; 图 9 为频率为 0 处的切面图, 可以更明显地看到凹口情况。

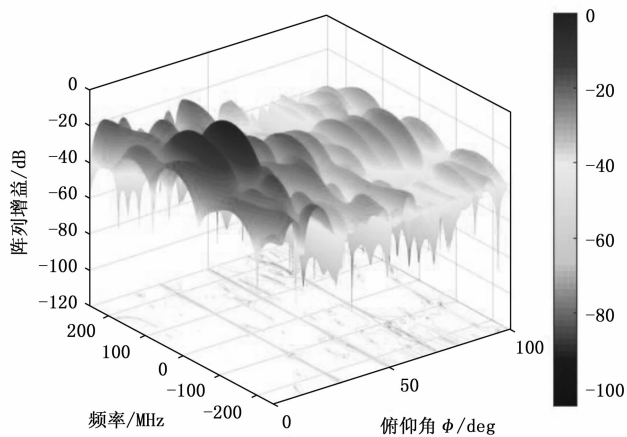


图 7 空时自适应处理干扰抑制方向图

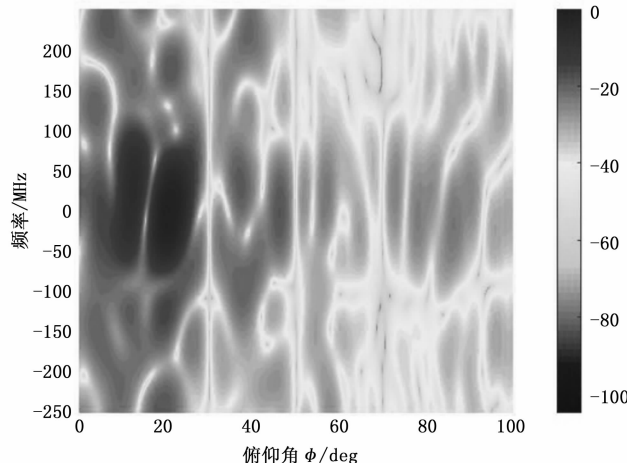


图 8 空时自适应处理干扰抑制俯视方向图

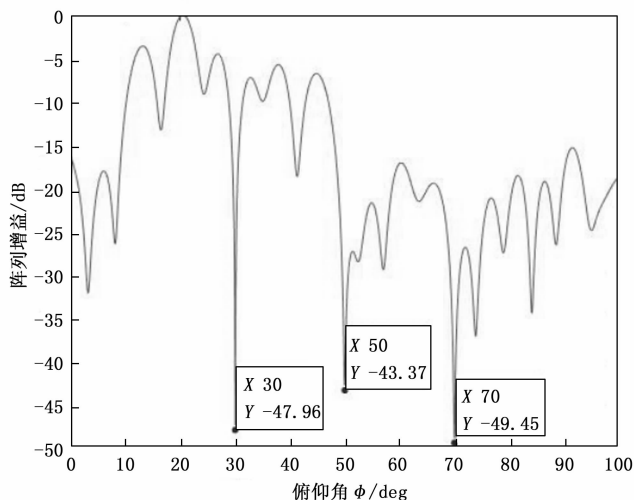


图 9 空时自适应处理干扰抑制切向方向图

图 10 给出了加入基于 Householder 变换方法的 GSC 结构之后的方向图, 与图 11 相比可以明显看出旁瓣有明显的下降; 图 11 为方向图俯视图仍然可以清楚地看到在干扰信号方向出现了明显的等高线痕迹; 图 12 为频率为 0 处的切面图, 与图 9 相比抗干扰性能得到了保留, 但减少了大量运算量。总体上, 相较于子阵级 STAP 方法, 此种方法降低了旁瓣, 保持了良好性能、主波束形状和指向的同时降低了运算量。

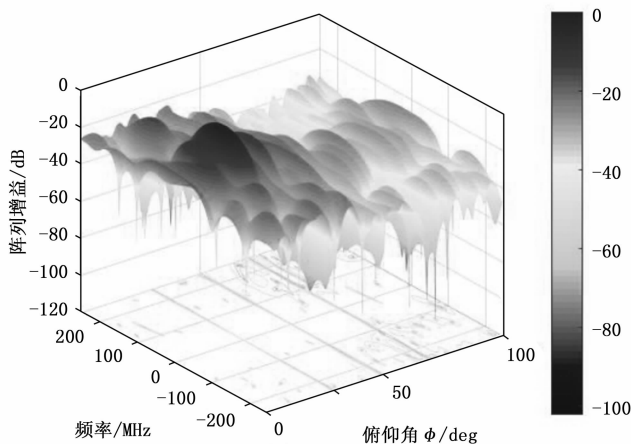


图 10 加入 GSC 结构的空时自适应处理方向图

在进行多次仿真的过程中, 偶尔会出现主瓣偏移的现象, 这主要是进入主旁瓣的宽带干扰信号引起的。这是本文所阐述方法的不足之处, 计划使用未参与波束形成的各子阵进行 DOA 估计等方法改进。

### 5 结束语

本文对大规模全空域相控阵的子阵级空时抗干扰算法进行了研究并仿真, 在宽带干扰方向形成了有效凹口, 证明了此种方法的可行性。国内对于大规模全空域

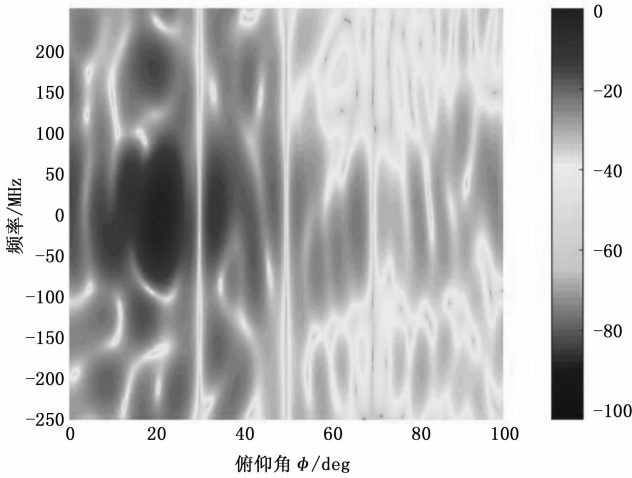


图 11 加入 GSC 结构的空时自适应处理俯视方向图

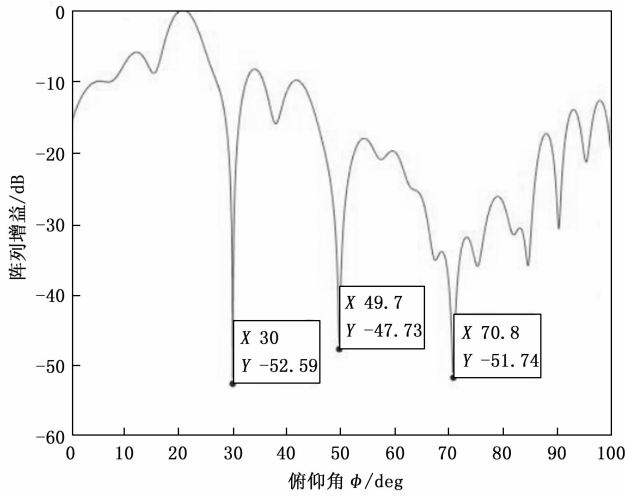


图 12 加入 GSC 结构的空时自适应处理切向方向图

相控阵抗干扰算法的研究较少，其特殊的结构给抗干扰算法提供了更多的可能。在本文基础上，之后的大规模全空域相控阵抗干扰算法研究可以考虑空时二维自适应辅助通道方法<sup>[21]</sup>，最大化波束域资源的利用效率，减轻相控阵硬件的压力。

参考文献：

[1] FANTE R L, VACARRO J J. Cancellation of jammers and jammer multipath in a GPS receiver [J]. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 1998, 13 (11): 25 - 28.

[2] FANTE R L, VACCARO J J. Wideband cancellation of interference in a GPS receive array [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2000, 36 (2): 549 - 564.

[3] 杨志成, 田步秋, 陈威, 等. 基于空时极化处理的机载雷达非平稳杂波抑制方法 [J]. 空天预警研究学报, 2024,

38 (4): 235 - 240.

[4] 陶源. 非均匀环境下机载雷达杂波抑制方法研究 [D]. 成都: 电子科技大学, 2024.

[5] 宋佳音. 舰载高频地波雷达海杂波抑制与目标方位估计研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2021.

[6] AGAEV R P, KHOMUTOV D K. On the properties of orthogonal projection method for reaching consensus [J]. Automation and Remote Control, 2023, 84 (5): 457 - 469.

[7] 张麟龙. 基于杂波结构的机载雷达空时自适应处理 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2018.

[8] 王妙, 方明. 一种秩基于降秩共轭梯度法的零陷加宽技术 [J]. 电子信息对抗技术, 2011, 26 (4): 14 - 16.

[9] 王雨, 林浩冬, 李成, 等. 基于 PI 算法的自适应天线阵仿真研究 [J]. 现代计算机, 2021 (2): 14 - 17.

[10] 张秀清, 安国臣, 王晓君. GNSS 抗干扰中 LCMV 算法研究及仿真 [J]. 河北工业科技, 2014 (3): 204 - 208.

[11] GRIFFITHS L J, JIM C W. An Alternative approach to linearly constrained adaptive beamforming [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1982, 30 (1): 27 - 34

[12] 武昭希, 吴涛, 吴海洲, 等. 基于 STK\_Matlab 的共形相控阵对卫星可见性分析 [J]. 计算机测量与控制, 2023, 31 (3): 287 - 293.

[13] HENDERSON M, DAVIS M B, HUISJEN M. GDPAA advanced technology demonstration overview and results [C] //2010 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology, 2010.

[14] 贾振国, 吴海洲, 洪锋, 等. 宽带阵列波束合成信号载波相位连续性分析 [J]. 无线电工程, 2020, 50 (1): 34 - 37.

[15] 李同. 宽带共形阵列数字波束形成技术研究 [D]. 北京: 中国电子科技集团公司电子科学研究院, 2022.

[16] 徐伟, 邹永显, 李鹏, 等. 宽带数字波束形成中的分数延时滤波器设计优化 [J]. 火控雷达技术, 2024, 53 (1): 61 - 66.

[17] 王纯, 董娟娟, 徐婷婷, 等. 二维几种常见阵型阵列的阻塞矩阵构建 [J]. 电子科技, 2013, 26 (3): 5 - 7.

[18] 冀文辉, 原娟娟, 秦琨, 等. 基于 Givens 变换的广义旁瓣相消器的设计 [J]. 无线电工程, 2021, 51 (8): 816 - 822.

[19] 张书瑞. 宽带数字阵列波束形成技术研究 [D]. 南京: 南京理工大学, 2019.

[20] 王纯. 卫星导航接收机自适应抗干扰方法研究 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2011.

[21] 史靖希, 谢磊, 何子述, 等. 共形阵广义旁瓣对消辅助通道优选 [J]. 电子科技大学学报, 2022, 51 (1): 39 - 44.