

基于多时隙联合的平面阵相位和差测角算法

袁泉

中国电子科技集团有限公司电子科学研究院 北京 100041

摘要: 平面阵单脉冲测角是目前一种应用广泛的角度估计技术。其测角性能依赖于较好的幅相校准作为前提。当和差通道引入的相位误差较大时,会导致测角误差骤增,甚至产生测角极性上的错误。为解决这一问题,本文提出了一种基于多时隙联合的测角算法。该算法首先对由天线波束指向变化而产生的和差通道相位畸变进行动态校正,使得和差通道相差保持为 90° 。在此基础上通过连续多时隙测角策略来得到正确的偏角方向。仿真结果表明该测角算法可以在天线和差通道未经过幅相校准的情况下获得正确的方位俯仰偏角结果。

关键词: 单脉冲测角; 幅相校准; 和差通道; 多时隙测角; 方位俯仰偏角

作者简介: 袁泉 (1991-), 男, 汉, 黑龙江省哈尔滨市, 博士, 工程师, 研究方向: 数字信号处理,

0 引言

平面阵和差测角算法是一种基于阵列信号处理的经典测向技术,其核心思想通过构建和波束(Σ)与差波束(Δ)的幅度或相位比较来实现高精度角度估计。该算法最早源于雷达单脉冲测角技术^[1],后逐步扩展至通信、电子对抗等领域。传统单脉冲测角依赖于天线方向图的和差调制,而平面阵的应用进一步提升了二维测角能力(如方位角和俯仰角联合估计)。

在平面阵列中,和差波束通常通过子阵划分或加权网络实现。

和差测角技术依赖于良好的通道幅相校准,在未达到良好校准(如快速部署、环境扰动或硬件老化)情况下,其性能会严重退化。针对非理想校准条件下的测角问题,研究者提出了多种改进方法,主要包括自校准算法、鲁棒自适应波束形成、稀疏重构和深度学习辅助校正等几种主要方法。文献^[2]提出基于最大似然估计(MLE)的联合校准方法,在少量校正源条件下优化阵列误差模型。文献^[3]提出利用稀疏信号恢复理论,将阵列误差建模为低秩矩阵,通过凸优化实现盲校准。

文献^[4]针对平面阵互耦问题,提出基于子空间旋转的校正算法,适用于大规模阵列。文献^[5]基于最差情况优化(Worst-Case Optimization),在误差边界内保证波束形成鲁棒性。文献^[6]将和差波束与鲁棒自适应结合,在低信噪比下仍保持高测角精度。

近年来,深度学习也为解决此问题提供了新思路。文献^[7]采用CNN直接从含误差的阵列数据中预测DOA,绕过传统校准步骤。文献^[8]提出生成对抗网络(GAN)模拟阵列误差分布,增强训练数据多样性。但以上方法的校准过程计算复杂度都比较高,同时深度学习技术还依赖于大量的训练样本。不同于以上方法,本文提出了一种较为简单的应对非理想校准的和差测角算法。该算法首先通过简单的相位比较与相位补偿将和差通道的相位差补偿至理想情况下的相位差,但可能存在相位模糊的问题。基于此,又提出了一种联合多时隙测角的策略。通过多个时隙的测角结果联合判断方位俯仰角偏差的极性,解决相位模糊的问题。最后通过仿真验证了算法的正确性。

1 信号模型与算法原理

(1) 信号模型

本文采用的测角信号是线性调频信号，其复数形式为：

$$s(t) = e^{j2\pi(f_0 t + \frac{1}{2}\mu t^2)}, \quad |t| \leq \frac{T}{2} \quad (1)$$

其中 T 为信号持续时间（脉冲宽度）， f_0 为起始频率， μ 为调频率。经过 AWGN 信道后的接收信号为

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (2)$$

对于一个平面相控阵，和差信号通过图 1 的方式进行实现。阵面被均等的分为 ABCD 四个子阵。每个子阵形成的子波束与阵面指向完全相同。通过馈线网络与和差器实现通道信号的矢量相加，形成和差波束。

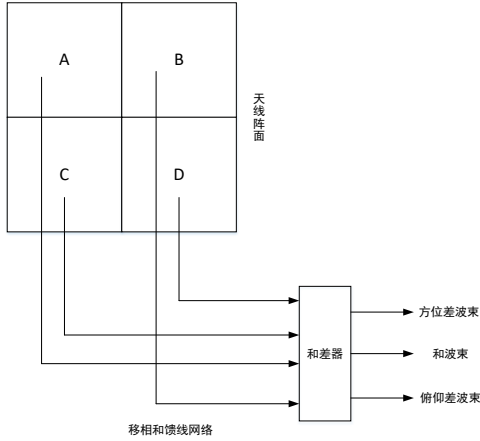


图 1 和差波束形成

定义坐标系 XOY 平面为天线阵面所在平面。并按图 2 所示对方位角 φ 俯仰角 θ 进行定义。

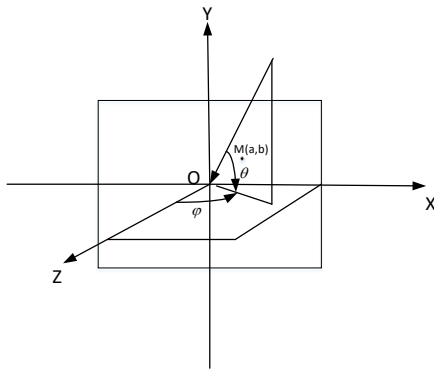


图 2 天线正面坐标系

0 为阵面中心，设阵面上任意一点 M 的坐标为

(a, b) ，在远场假设条件下，目标方向来波在该点与阵面中心的空间波程差为

$$\Delta\phi = \frac{2\pi a}{\lambda} \cos\theta \sin\varphi + \frac{2\pi b}{\lambda} \sin\theta \quad (3)$$

天线通过移相器在空间指定方向上形成波束。设 θ_0 和 φ_0 分别表示天线波束指向的俯仰角和方位角。则此时 M 点移相器产生的相位差为

$$\Delta\phi = \frac{2\pi a}{\lambda} \cos\theta_0 \sin\varphi_0 + \frac{2\pi b}{\lambda} \sin\theta_0 \quad (4)$$

由此可以得到当波束指向为 (θ, φ) 时，四个子阵的天线方向图为，

$$P_{LU}(\theta, \varphi) = \exp(-j \frac{2\pi L_x}{\lambda} \delta u_k) \exp(j \frac{2\pi L_y}{\lambda} \delta v_k) P_0 \quad (5)$$

$$P_{LD}(\theta, \varphi) = \exp(-j \frac{2\pi L_x}{\lambda} \delta u_k) \exp(-j \frac{2\pi L_y}{\lambda} \delta v_k) P_0 \quad (6)$$

$$P_{RU}(\theta, \varphi) = \exp(j \frac{2\pi L_x}{\lambda} \delta u_k) \exp(j \frac{2\pi L_y}{\lambda} \delta v_k) P_0 \quad (7)$$

$$P_{RD}(\theta, \varphi) = \exp(j \frac{2\pi L_x}{\lambda} \delta u_k) \exp(-j \frac{2\pi L_y}{\lambda} \delta v_k) P_0 \quad (8)$$

其中 $\delta u_k = \cos\theta_k \sin\varphi_k - \cos\theta \sin\varphi$ ，

$\delta v_k = \sin\theta_k - \sin\theta$ ， P_0 为各象限方向图公因子。

根据和差波束的形成原理，和波束、方位差波束，俯仰差波束表示为：

$$\begin{aligned} P_{\Sigma}(\theta, \varphi) &= P_{LU}(\theta, \varphi) + P_{LD}(\theta, \varphi) + P_{RU}(\theta, \varphi) + P_{RD}(\theta, \varphi) \\ &= 4\cos(\frac{2\pi}{\lambda} L_x \delta u_k) \cos(\frac{2\pi}{\lambda} L_y \delta v_k) P_0 \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} P_X(\theta, \varphi) &= P_{RU}(\theta, \varphi) + P_{RD}(\theta, \varphi) - P_{LU}(\theta, \varphi) - P_{LD}(\theta, \varphi) \\ &= 4j \sin(\frac{2\pi}{\lambda} L_x \delta u_k) \cos(\frac{2\pi}{\lambda} L_y \delta v_k) P_0 \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} P_Y(\theta, \varphi) &= P_{LU}(\theta, \varphi) - P_{LD}(\theta, \varphi) + P_{RU}(\theta, \varphi) - P_{RD}(\theta, \varphi) \\ &= 4j \cos(\frac{2\pi}{\lambda} L_x \delta u_k) \sin(\frac{2\pi}{\lambda} L_y \delta v_k) P_0 \end{aligned} \quad (11)$$

结合式 2，三通道匹配滤波前的信号依次为

$$P_{\Sigma}(\theta, \varphi)r(t), \quad P_X(\theta, \varphi)r(t), \quad P_Y(\theta, \varphi)r(t)。$$

分别为子阵相位中心在方位方向以及俯仰方向上距离阵面中心的距离。

(2) 算法原理

测角算法全流程如图3所示。假设俯仰差通道、和通道以及方位差通道在匹配滤波前已经过了采样，下变频以及多普勒频偏的补偿。

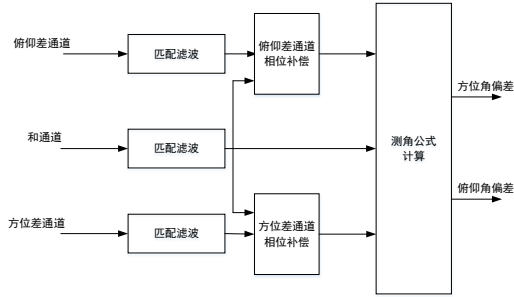


图3 单时隙内和差测角流程

设俯仰差通道、和通道以及方位差通道匹配滤波的峰值分别为 S_{ydiff} ， S_{sum} 以及 S_{xdiff} 。在理想幅相校准情况下，差通道匹配滤波的峰值与和通道峰值应当相差 $\pm \frac{\pi}{2}$ 。设未校准情况下，相差在 $\pm \frac{\pi}{2}$ 基础上额外引入 θ ，即实际相差为 $\pm \frac{\pi}{2} + \theta$ 。将差通道与和通道匹配滤波结果送入相位补偿模块，求额外引入的相差，然后补偿至差通道匹配滤波峰值。可以求得：

$$\theta_{xdiff} = \arctan\left(\frac{S_{xdiff}}{S_{sum}}\right) - \frac{\pi}{2} \quad (12)$$

$$\theta_{ydiff} = \arctan\left(\frac{S_{ydiff}}{S_{sum}}\right) - \frac{\pi}{2} \quad (13)$$

经过补偿后的俯仰差通道匹配滤波结果为 $S_{ydiff} e^{-j\theta_{ydiff}}$ 、方位差通道匹配滤波结果为 $S_{xdiff} e^{-j\theta_{xdiff}}$ 。此时差通道与和通道之间的相位差将达到 $\pm \frac{\pi}{2}$ 。将匹配滤波的峰值结果代入测角公式进行计算。依据前面的信号模型，相位和差测角的计算公式经推导如下，俯仰角偏差：

$$\theta_k - \theta = \frac{\lambda \arctan\left(\text{imag} \frac{S_{ydiff} e^{-j\theta_{ydiff}}}{S_{sum}}\right)}{2\pi L_y \cos \theta} \quad (14)$$

方位角偏差：

$$\varphi_k - \varphi = \frac{\lambda \arctan\left(\text{imag} \frac{S_{xdiff} e^{-j\theta_{xdiff}}}{S_{sum}}\right)}{2\pi L_x \cos \theta \cos \varphi} + \tan \theta \tan \varphi (\theta_k - \theta) \quad (15)$$

式中 λ 为信号波长， θ 和 φ 分别为当前波束的俯仰指向以及方位指向。

但补偿后的结果可能仍存在相位模糊问题，比如

补偿为相差 $\frac{\pi}{2}$ ，但实际相差 $-\frac{\pi}{2}$ 。这将导致最终测角结果极性相反。为解决这一问题，提出了多时隙联合判断极性的策略，具体策略如下图所示。

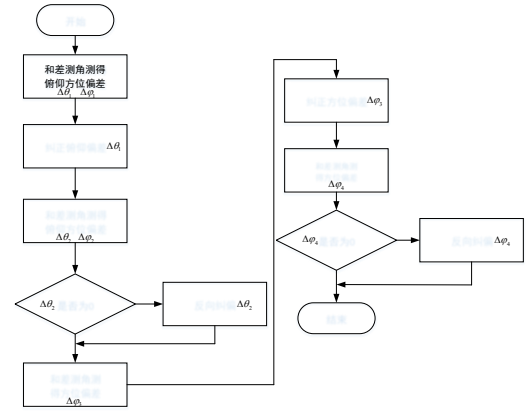


图4 联合多时隙极性判断

首先在第1个时隙，会得到某一极性下的俯仰

偏差 $\Delta\theta_1$ ，以及相对应的方位角偏差测量结果 $\Delta\varphi_1$ 。

保持方位不变，按照 $\Delta\theta_1$ 对俯仰方向指向进行纠正。在第2个时隙继续测角，若第1时隙俯仰纠正正确，

则第2时隙测角结果会得到俯仰偏差 $\Delta\theta_2$ 为0，测得

方位偏差 $\Delta\varphi_2$ 。按 $\Delta\varphi_2$ 纠正方位偏差。在第3时隙继续

测角，若测得 $\Delta\varphi_3$ 为0则说明此时波束已对准，若

$\Delta\varphi_3$ 不为0则 $\Delta\varphi_3$ 极性判断与实际相反。反向纠正

$\Delta\varphi_3$ ，此时波束应当对准。若第2时隙测得 $\Delta\theta_2$ 不为0，

则说明第1时隙纠正的极性与实际相反。则在第2时

隙方向基础上反向纠正 $\Delta\theta_2$ 。此时俯仰方向应当对准。

在第3时隙继续测角，得到方位偏差 $\Delta\varphi_3$ 。按照 $\Delta\varphi_3$

纠正指向，在第4时隙继续测量，可能在第4时隙方

位俯仰偏差均为0,说明此时波束对准。若 $\Delta\varphi_4$ 不为0,则说明第3时隙方位偏差极性与实际相反。此时方位上反向纠正 $\Delta\varphi_4$,波束应当是对准的。

2 仿真与测试结果

测角性能如图5所示。两次仿真分别在方位俯仰上引入了额外 60° 以及 40° 的额外相位偏移。可以看出由于在匹配滤波后加入了通道相位补偿,测角精度值几乎不受额外相偏的影响。通过多时隙联合测角的策略使得最终角度偏差的极性也能够判断正确。在不同的相位偏移下,测角误差均能够随着信噪比的提升而逐步提高,最终达到收敛。在理论上验证了测角算法的正确性。

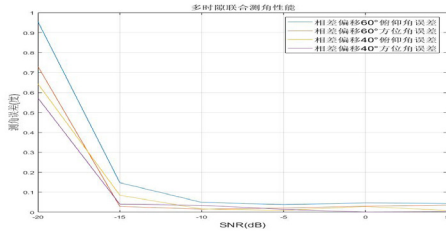


图5 多时隙联合测角性能

3 结论

本文提出了一种基于多时隙联合的平面阵单脉冲测角算法。该算法在原本的和差测角算法基础上在基带对和差通道的相位偏差进行了补偿,同时采取了联合多时隙测角的策略,通过多个时隙下多次测量角度偏差得到正确的角度偏差极性。最后通过理论仿真验证了,该算法可以在和差通道相位未校准的情况下依然实现正确测角。

参考文献

[1] SHERMAN S M. Monopulse principles and techniques[M]. Dedham: Artech House, 1962.

[2] FRIEDLANDER B, WEISS A J. Direction finding in the presence of mutual coupling[J].

IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1991, 39(3): 273-284.

[3] LI J, STOICA P, WANG Z S. On robust Capon beamforming and diagonal loading[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2003, 51(7): 1702-1715.

[4] WANG B H, WANG Y L, CHEN H. Robust adaptive beamforming for planar arrays with sensor position errors[C]// IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. 2015: 2469-2473.

[5] LIU Z M, HUANG Z T, ZHOU Y Y. An efficient maximum likelihood method for direction-of-arrival estimation via sparse Bayesian learning[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2012, 11(10): 1-12.

[6] YANG Z, XIE L H, ZHANG C S. Off-grid direction-of-arrival estimation using sparse Bayesian inference[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2013, 61(1): 38-43.

[7] ZHANG X D, LIU W, LANGLEY R J. Deep learning for DOA estimation with imperfect arrays[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2020, 68: 1556-1569.

[8] LIU Y, WAN Q, YANG W L. GAN-based array calibration for direction finding in non-ideal environments[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2021, 20: 1024-1028.