

doi:10.19306/j.cnki.2095-8110.2017.04.013

基于正交基变换的旁瓣对消算法研究

谢斌斌¹, 王晓宇¹, 姚懿玲²

(1. 西安导航技术研究所, 西安 710068; 2. 驻航天 210 所军代室, 西安 710068)

摘要:针对广义旁瓣对消算法中阻塞矩阵难以构造的问题,提出了一种基于正交基变换的广义旁瓣对消算法。该算法在任意布阵形式下都可以方便地计算出阻塞矩阵,可以大大提高算法适应性。该方法易于在硬件上实现,通过正交基变换数据预处理,可以使波束指向期望方向,通过旁瓣对消算法实现对干扰的抑制。最后,通过理论推导并结合计算机仿真验证了该方法的有效性。

关键词:正交基;旁瓣对消;阻塞矩阵;抗干扰

中图分类号:TN973

文献标志码:A

文章编号:2095-8110(2017)04-0087-05

Research on Sidelobe Cancellation Algorithm Based on Orthogonal Transformation

XIE Bin-bin¹, WANG Xiao-yu¹, YAO Yi-ling²

(1. Xi'an Navigation Technology Research Institute, Xi'an 710068, China;

2. Military Representative Office in Aerospace 210 Research Institute, Xi'an 710068, China)

Abstract: In order to solve the problem of constructing block matrix in generalized sidelobe cancellation algorithm, a generalized sidelobe cancellation method based on orthogonal transform algorithm is proposed. The algorithm can easily calculate the block matrix in any form of an array and the adaptability can be greatly improved. The method is easy to implement on hardware and can make the beam pointing to the desired direction by orthogonal transform of data preprocessing. Finally, through theoretical analysis and computer simulation, the effectiveness of this method is verified.

Key words: Orthogonal basis; Sidelobe cancellation; Block matrix; Anti-jamming

0 引言

近年来我国北斗卫星导航系统(BeiDou Navigation Satellite System, BDS)得到不断完善,其提供定位导航服务的精度不断提高,北斗卫星导航已得到广泛的应用。

北斗卫星信号因传输距离远、卫星发射功率等条件的限制,到达地面的信号强度非常微弱^[1],其要低于噪声 20~30dB 左右,极易受到有意无意的干扰,影响导航设备的正常定位。通常提高导航设

备定位能力的方法是使用抗干扰天线。

抗干扰手段包括空域抗干扰^[2]、时域/频域抗干扰^[3]、空时联合抗干扰^[4]。最常用且最易硬件实现的方法为空域自适应调零算法^[5],该算法可以对干扰进行较好的抑制,但设计中没有考虑期望信号,因此期望信号可能会被抑制;旁瓣对消算法^[6-7],易于实现,能形成指向及干扰零陷,但构造阻塞矩阵是该算法实现的难点^[6];时域/频域抗干扰算法,需对信号延时或傅立叶变换(FFT),计算量大,且不兼顾期望信号;时空联合调零算法的性能比自适应调零算法有明显的

收稿日期:2017-03-23;修订日期:2017-05-03

作者简介:谢斌斌(1986-),男,工程师,主要从事阵列信号处理、卫星导航抗干扰、FPGA 算法设计研究。

E-mail: xiebb.0627.stu@163.com

改善,但其同样没有考虑期望信号。

抗干扰自适应波束形成作为阵列信号处理的一个重要组成部分,已经得到深入的研究^[6-7]。最小方差无失真响应(Minimum Variance Distortionless Response, MVDR)波束形成算法^[8]是典型代表。MVDR算法在知道期望信号导向矢量后可以形成很好的波束指向并对干扰进行抑制,其可抑制的干扰源的个数一般为 $M-1$ (M 为阵元数)^[9]。但MVDR算法需要计算相关矩阵及矩阵求逆,计算量非常大,不易在FPGA上实现;文献^[10]推导了MVDR算法的迭代实现,该迭代算法不用计算矩阵求逆,大大减小了计算量,可应用于硬件实现,但其计算过程过于复杂。广义旁瓣对消算法^[11-14]是另一种实现波束指向及干扰零陷的方法。在合理构造阻塞矩阵的情况下,该算法可以进一步降低算法的计算量。本文提出基于正交基变换的广义旁瓣对消算法,该算法用正交基方法构造阻塞矩阵,将数据投影到相互正交的空间,再进行抗干扰处理,可以实现波束指向及干扰零陷。

1 信号模型

一个远场窄带期望信号和 k 个远场窄带干扰信号入射到一个 M 阵元的圆阵。阵列分布及信号入射示意图如图1所示。

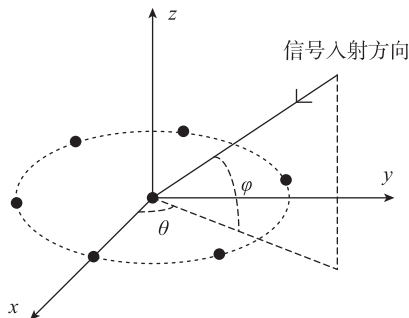


图1 阵列分布及信号入射示意图

Fig. 1 Array distribution and signal incidence

假设期望信号和干扰信号不相关,其中 $k+1 < M$,圆阵半径取半波长,阵元均匀分布在圆周上,参考阵元在圆心,则阵列接收信号可以表示为

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}\mathbf{S}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (1)$$

其中: $\mathbf{A} = [\mathbf{a}_0, \mathbf{a}_1, \dots, \mathbf{a}_k]$, $\mathbf{a}_i = [1, e^{j2\pi R \cos(\varphi_i) \cos(\theta_i) / \lambda}, \dots, e^{j2\pi R \cos(\varphi_i) \cos(\theta_i - 2\pi(M-2)) / (M-2)\lambda}]^H$, ($i = 0, \dots, k$), H 表示共轭转置, $\mathbf{S}(t) = [s_0(t), s_1(t), \dots, s_k(t)]$, $s_0(t)$ 为期望信号, $s_i(t)$, ($i = 1, \dots, k$) 为干扰信号,

$\mathbf{n}(t)$ 为零均值高斯白噪声。

对快拍数据进行加权求和,得到波束形成器的输出为

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) \quad (2)$$

定义阵列信号自相关矩阵

$$\mathbf{R} = E\{\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)\} \quad (3)$$

其中: σ^2 为噪声功率, σ_i^2 ($i = 0, 1, \dots, k$) 为期望信号和干扰信号功率。因为信号自相关矩阵不易求得,一般用估计自相关矩阵 $\hat{\mathbf{R}}$ 代替

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \mathbf{x}(i)\mathbf{x}^H(i) \quad (4)$$

其中, N 为采样快拍数。

2 算法描述

2.1 广义旁瓣对消算法

广义旁瓣对消算法已在雷达、通信、卫星导航等领域^[7]广泛应用,广义旁瓣对消算法的实现原理框图如图2所示。

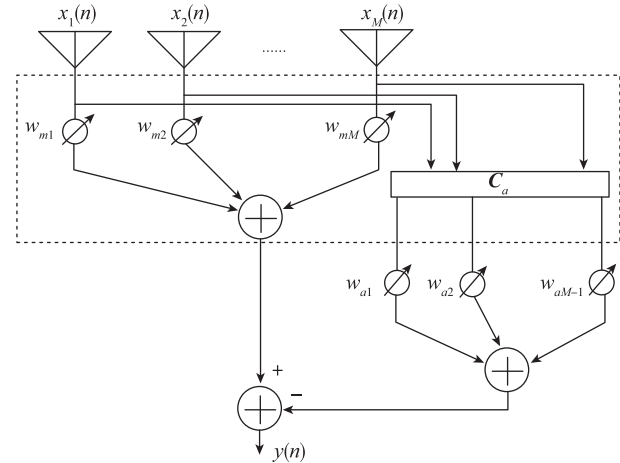


图2 广义旁瓣对消原理框图

Fig. 2 The generalized sidelobe canceller principle diagram

使用最小均方误差准则可以得到广义旁瓣对消算法中的辅助通道的最优加权向量^[15]为

$$\mathbf{w}_{\text{aopt}} = (\mathbf{C}_a \mathbf{R} \mathbf{C}_a^H)^{-1} \mathbf{C}_a \mathbf{R} \mathbf{w}_m \quad (5)$$

式中, \mathbf{w}_{aopt} 为辅助通路的最优加权值, \mathbf{C}_a 为阻塞矩阵为 $M \times (M-1)$ 维矩阵, \mathbf{R} 为信号自相关矩阵, \mathbf{w}_m 为波束指向方向。

阵列最优加权为

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \mathbf{w}_m - \mathbf{C}_a \mathbf{w}_{\text{aopt}} \quad (6)$$

广义旁瓣对消可以在 \mathbf{w}_m 方向上形成波束,同时在干扰方向上形成零陷,而现有的一些算法主要

针对特殊阵列进行阻塞矩阵 C_a 设计,通用性的 C_a 的设计是该算法实现的难点。

2.2 广义旁瓣对消算法阻塞矩阵设计

阻塞矩阵的作用为使辅助通道处理后的信号中不包含期望方向上信号,只包含干扰信号。因此,阻塞矩阵和期望方向向量正交,根据正交性准则设计阻塞矩阵如下:

实施步骤为:

1)构建包含指向的 M 维方阵 B 。

根据阵列的阵元个数 M 、分布形式及期望指向得到期望方向的阵列流型为

$$\mathbf{a} = [a_1, a_2, \dots, a_M]^T \quad (7)$$

其中, \mathbf{a} 为期望方向阵列流型, a_i ($i=1, 2, \dots, M$)表示信号入射到阵列各距离差引起的相位差。

以 \mathbf{a} 为矩阵 B 的第一列,其他 $M-1$ 列为线性不相关的列向量,构建 $M \times M$ 矩阵 B ,其中简单而方便的线性不相关的列向量可选为基向量。

2)计算正交基矩阵。

将矩阵 B 按列划分为 $\mathbf{b}_1, \mathbf{b}_2, \dots, \mathbf{b}_M$ 线性无关向量组。

为便于计算,令 $\boldsymbol{\beta}_1 = \mathbf{b}_1, \boldsymbol{\beta}_2 = \mathbf{b}_2 + k \boldsymbol{\beta}_1$, k 为第二列向量正交化因子。为使得 $(\boldsymbol{\beta}_2, \boldsymbol{\beta}_1) = 0$, (\cdot, \cdot) 表示内积,即

$$(\mathbf{b}_2 + k \boldsymbol{\beta}_1, \boldsymbol{\beta}_1) = (\mathbf{b}_2, \boldsymbol{\beta}_1) + k(\boldsymbol{\beta}_1, \boldsymbol{\beta}_1) = 0 \quad (8)$$

k 为

$$k = -\frac{(\mathbf{b}_2, \boldsymbol{\beta}_1)}{(\boldsymbol{\beta}_1, \boldsymbol{\beta}_1)} \quad (9)$$

则

$$\boldsymbol{\beta}_2 = \mathbf{b}_2 - \frac{(\mathbf{b}_2, \boldsymbol{\beta}_1)}{(\boldsymbol{\beta}_1, \boldsymbol{\beta}_1)} \boldsymbol{\beta}_1 \quad (10)$$

令 $\boldsymbol{\beta}_3 = \mathbf{b}_3 + k_1 \boldsymbol{\beta}_1 + k_2 \boldsymbol{\beta}_2$, 同样, k_1, k_2 为第三列向量正交化因子。为使 $(\boldsymbol{\beta}_3, \boldsymbol{\beta}_1) = 0, (\boldsymbol{\beta}_3, \boldsymbol{\beta}_2) = 0$, 则可以得到:

$$k_1 = -\frac{(\mathbf{b}_3, \boldsymbol{\beta}_1)}{(\boldsymbol{\beta}_1, \boldsymbol{\beta}_1)}, k_2 = -\frac{(\mathbf{b}_3, \boldsymbol{\beta}_2)}{(\boldsymbol{\beta}_2, \boldsymbol{\beta}_2)} \quad (11)$$

于是

$$\boldsymbol{\beta}_3 = \mathbf{b}_3 - \frac{(\mathbf{b}_3, \boldsymbol{\beta}_1)}{(\boldsymbol{\beta}_1, \boldsymbol{\beta}_1)} \boldsymbol{\beta}_1 - \frac{(\mathbf{b}_3, \boldsymbol{\beta}_2)}{(\boldsymbol{\beta}_2, \boldsymbol{\beta}_2)} \boldsymbol{\beta}_2 \quad (12)$$

不失一般性,其他第 i 列向量的施密特正交化向量可表示为

$$\boldsymbol{\beta}_i = \mathbf{b}_i - \frac{(\mathbf{b}_i, \boldsymbol{\beta}_1)}{(\boldsymbol{\beta}_1, \boldsymbol{\beta}_1)} \boldsymbol{\beta}_1 - \frac{(\mathbf{b}_i, \boldsymbol{\beta}_2)}{(\boldsymbol{\beta}_2, \boldsymbol{\beta}_2)} \boldsymbol{\beta}_2 - \dots - \frac{(\mathbf{b}_i, \boldsymbol{\beta}_{i-1})}{(\boldsymbol{\beta}_{i-1}, \boldsymbol{\beta}_{i-1})} \boldsymbol{\beta}_{i-1} \quad (i=1, 2, \dots, M) \quad (13)$$

再令

$$\boldsymbol{\gamma}_i = \frac{1}{\|\boldsymbol{\beta}_i\|} \boldsymbol{\beta}_i \quad (i=1, 2, \dots, N) \quad (14)$$

则 $\boldsymbol{\gamma}_1, \boldsymbol{\gamma}_2, \dots, \boldsymbol{\gamma}_N$ 是一组与 $\mathbf{b}_1, \mathbf{b}_2, \dots, \mathbf{b}_N$ 等价的标准正交向量组。

以矩阵 B 的第一列作为波束指向向量,即 $\mathbf{w}_m = \mathbf{b}_1$,该向量指向期望方向;以 B 的后 $M-1$ 列为阻塞矩阵,即 $C_a = B(:, 2:M)$ 。

3)数字信号的正交基预处理。

图3中,数字预处理主要完成通道幅相校正,使各幅相通道特性一致;正交基预处理是将第二步计算的正交基矩阵按列划分,各列分别对各天线接收的数字信号进行加权处理,因正交基矩阵为方阵,经过正交基预处理的输出信号仍然是 M 路,阵列自由度不变,经过正交基预处理后的信号将送至抗干扰处理。

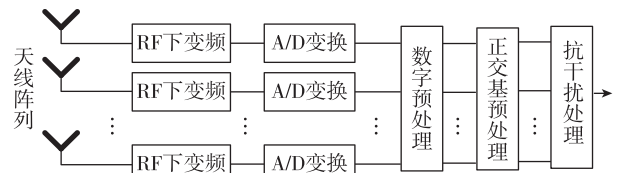


图3 正交基变换旁瓣对消算法处理框图

Fig. 3 Block diagram of sidelobe cancellation algorithm based on orthogonal transformation

4)数据抗干扰处理。

以 $\boldsymbol{\gamma}_1$ 加权的波束输出作为主通道,其他路波束输出为辅助通道,做自适应干扰对消处理。因为主路信号为波束指向输出信号,该指向方向的信号强度得到增强,其他通路加权和主路加权正交,其他路不包含主路的指向方向的信号,因而经过抗干扰处理,天线指向上的信号能更好地保留下来,从而提高整体天线的抗干扰能力,可通过迭代算法实现。

3 算法仿真

采用7元圆阵列,圆周半径为半波,阵元均匀分布在圆周上,一个干扰信号和一个期望信号,干扰功率为 -60dBm ,干扰入射方向为 $(60^\circ, 145^\circ)$;期望信号功率为 -130dBm ,入射方向为 $(30^\circ, 60^\circ)$;噪声为高斯白噪声,噪声功率为 -100dBm ,信号频率为 1268MHz ,信号带宽为 20MHz ,接收到信号经过下变频在中频处理。波束指向期望信号方向,分别仿真直接使用MVDR算法和正交基抗干扰算法的波

束指向效果及抗干扰性能。采样快拍为 2048, 正交基抗干扰使用 LMS 迭代算法, 迭代步长 $\mu = 1000$ 。仿真结果如图 4~图 6 所示。

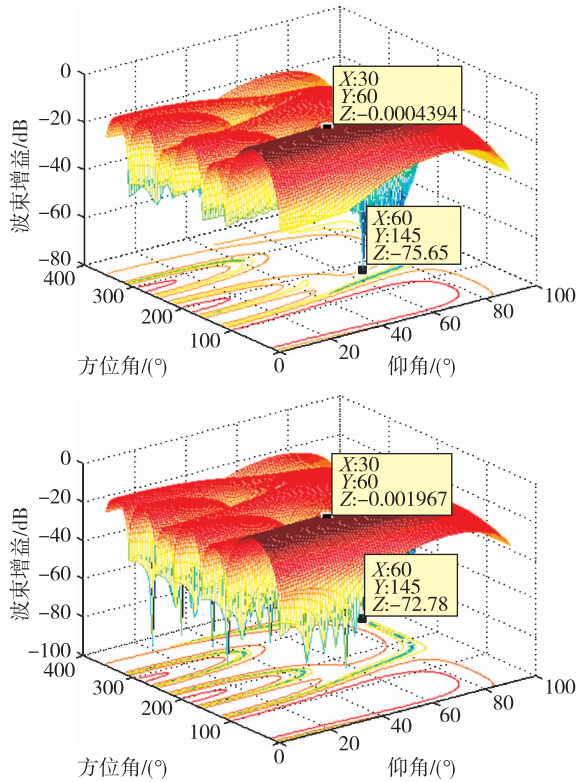


图 4 MVDR 波束形成及正交基波束形成方向图

Fig. 4 MVDR beam forming and orthogonal transformation beam forming pattern

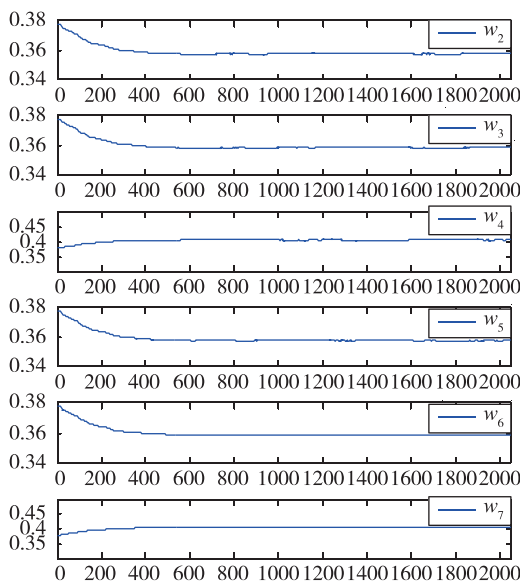


图 5 正交基抗干扰迭代权值

Fig. 5 Iterative weights of orthogonal basis

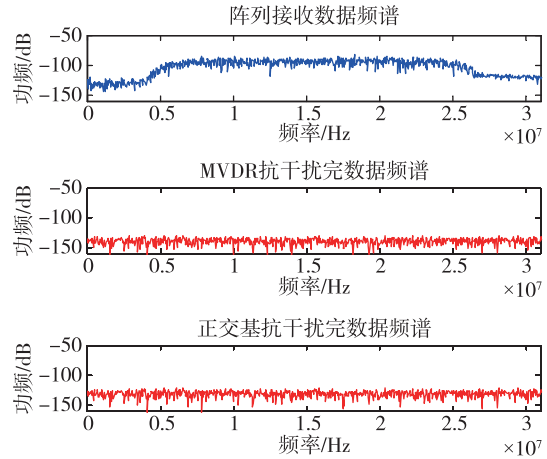


图 6 MVDR 及正交基抗干扰输出数据频谱

Fig. 6 MVDR and orthogonal transformation anti interference output spectrum

图 4 中 MVDR 波束形成算法和正交基波束形成算法都在期望方向上形成指向, 在干扰方向上形成零陷。正交基波束形成在干扰方向的零陷略低于 MVDR 波束的干扰零陷, 可将该方向上的干扰信号抑制在噪声以下。

图 5 所示为正交基波束形成的权值, 权值在 400 点附近已经收敛, 且权值稳定。图 6 所示为抗干扰完成后 MVDR 波束及正交基波束输出信号频谱, 比较可以看到通过抗干扰处理带内的干扰信号已经被抑制掉, 输出为噪声频谱。

4 总结

本文基于正交基变换, 寻找到广义旁瓣对消算法中阻塞矩阵的构造方法。该算法在任意布阵形式下都可方便地计算出阻塞矩阵, 可以大大提高算法适应性。通过比较该方法和 MVDR 算法的性能, 正交基波束形成算法可通过迭代算法来计算波束权值, 实现在期望方向形成指向, 同时在干扰方向形成零陷的目的。该方法可迭代完成, 易于在硬件上实现。

参考文献

[1] 邵显奎, 刘党辉, 林建华, 等. 弱导航信号捕获技术仿真分析[J]. 数字通信世界, 2013, 31(2): 20-24.
 [2] Djigan V I. Adaptive signal processing in multi-beam arrays [C]//2011 6th International Conference on Design & Technology of Integrated Systems in Nanoscale Era, 2011: 51-54.
 [3] Kadlec P, Stumpf M, Raida Z. Adaptive beam

- forming in time-domain [C]//2011 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA). 2011; 299-302.
- [4] 聂俊伟, 牟卫华, 葛锐, 等. GNSS空时最大SINR天线阵抗干扰算法机理分析[J]. 信号处理, 2011, 27(7):1030-1033.
- [5] 党明杰. 自适应调零天线技术在组合导航抗干扰中的应用[J]. 全球定位系统, 2008, 33(3):32-36.
- [6] 龚耀寰. 自适应滤波-时域自适应滤波和智能天线[M]. 北京: 电子工业出版社, 2003.
- [7] 王永良, 丁前军, 李荣锋. 自适应阵列处理[M]. 北京: 清华大学出版社, 2009.
- [8] Cox H, Zeskind R M, Owen M. Robust adaptive beamforming [J]. IEEE Transactions on Acoustics Speech and Signal Processing, 1987, 35(10):1365-1376.
- [9] 谢斌斌, 时露, 李立萍. 正交模约束的稳健波束形成算法[J]. 电子与信息学报, 2011, 33(9):2045-2049.
- [10] 张骅. MVDR波束抗干扰算法研究与迭代实现[J]. 电子测量技术, 2013, 36(9):37-40.
- [11] Wang X, Xie J, He Z, et al. A robust generalized sidelobe canceller via steering vector estimation [J]. EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, 2016, 2016(1):59.
- [12] Li J, Chen X, Wang Y, et al. Eigenspace-based generalized sidelobe canceler beamforming applied to medical ultrasound imaging [J]. Sensors, 2016, 16(8):1192.
- [13] Xie Y, Yin L, Liu Z, et al. A novel variable-length meander-line-coil EMAT for side lobe suppression [J]. IEEE Sensors Journal, 2016, 16(16):6279-6287.
- [14] 何子述, 夏威. 现代数字信号处理及其应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2009.