

# 基于自适应捕获算法的数字多波束抗干扰系统的应用

安浩平<sup>1</sup>, 张伟<sup>1</sup>, 李剑凯<sup>2\*</sup>, 梁楠<sup>1</sup>

1. 河南省科学院应用物理研究所有限公司, 河南省物联网感知技术与系统重点实验室, 郑州 450008

2. 北京航天云星智能技术有限公司, 北京 100094

**摘要** 针对宽带多星多波束应用现状和场景, 提出了数字多波束抗干扰捕获算法和高稳健性接收机整机设计实现方法。该方法基于卫星接收机, 以惯导提供的航向、俯仰角和横滚角为条件, 确定单约束的导向矢量, 推导出空时自适应处理结构的数字多波束改进型捕获算法。仿真实验表明, 改进后的算法实现了多波束数据的合理应用, 能够稳定载波相位, 增强空间增益, 提高空域分辨率。

**关键词** 空时自适应; 波束形成; 多波束; 导向矢量; 稳健性

卫星导航系统可为地面、海洋、空间的导航接收机提供导航信号。然而, 由于电磁杂波的存在和卫星信号较低的到达功率, 导航接收机易受空间环境干扰。因此, 接收机的抗干扰能力直接影响导航精度和准确度, 抗干扰技术作为中国国防军工、航天探索等重要领域的关键技术之一, 具有重要的战略发展意义。

自适应数字波束形成 (adaptive digital beamforming) 是一种基于环境因素自主控制方向图的技术。该技术可对环境因素做出反应, 使波束主瓣指向期望信号方向, 从而使得接收信噪比达到最优。

1972年, Frost<sup>[1]</sup>提出了用于空间中杂波抑制的空-时二维自适应处理 (STAP) 结构。Brennan 等<sup>[2-3]</sup>基于雷达系统将 STAP 结构应用于消除干扰、杂波及多径信号干扰。Lin 等<sup>[4]</sup>将 STAP 应用于北斗信号的抗干扰上, 取得了良好结果。近年来, 基于 STAP 结构的数字多波束算法成为研究热点, 该算法优于空间滤波器, 可以稳定载波相位, 增强卫星来向增益<sup>[5-6]</sup>, 提高抗干扰能力和抗干扰稳健性<sup>[7-9]</sup>。上述自适应数字波束形成和空时自适应滤波结构在提高抗干扰处理能力和接收信号信噪比增强上均存在改进空间。Xu 等<sup>[10]</sup>提出了一种宽带波束到

收稿日期: 2022-05-07; 修回日期: 2022-07-10

基金项目: 河南省科技攻关项目 (212102210570)

作者简介: 安浩平, 助理研究员, 研究方向为微电子技术, 电子信箱: hoaping@163.com; 李剑凯 (通信作者), 高级工程师, 研究方向为高精度算法, 电子信箱: KG08\_13@163.com

引用格式: 安浩平, 张伟, 李剑凯, 等. 基于自适应捕获算法的数字多波束抗干扰系统的应用[J]. 科技导报, 2022, 40(17): 120-128; doi:

10.3981/j.issn.1000-7857.2022.17.011

达方向误差处理方案以增强接收机抗干扰能力。Xu 等<sup>[11]</sup>提出了一种利用频率分集阵列来优化 STAP、提高信号跟踪准确性的方法。上述方法对单波束处理可以取得较好效果,但是对多波束处理效果较差,无法满足抗干扰性要求。

基于此,本研究提出一种以惯导信息为辅助的数字多波束抗干扰技术,根据惯导设备提供的相对航向、俯仰角和横滚角,系统设计数字多波束抗干扰接收机实现方法;并进一步基于空时自适应处理结构实现单约束数字多波束技术,以上述惯导信息作为导航卫星入射方向计算补充条件,推导设计相应的多波束捕获策略算法。

## 1 数字多波束实现原理

### 1.1 空时滤波器结构

空时滤波器结构是数字波束形成的基础滤波结构,其空时自适应滤波技术是提高卫星导航接收机抗干扰能力的主要方法。该方法中,空时滤波器通过同时联合处理多元天线阵(空域)与多个相参脉冲(时域),将一维的空域滤波推广到时间与空间的二维域中,从而将干扰和目标有效地分离出来实现滤波。

在一个采用四阵元均匀圆阵的空时滤波器结构中, $M$ 个相同的全向阵元以均匀圆阵分布,阵列的圆心位于原点,半径为 $R = \lambda/2$ , $\lambda$ 为载波信号的波长。对空间远场平行波方程进行仿真,可得 $s(t)$ 的空域导向矢量为

$$\mathbf{S}_s = \left[ e^{j\xi \cos(\varphi - r_1)}, e^{j\xi \cos(\varphi - r_2)}, \dots, e^{j\xi \cos(\varphi - r_m)} \right]^T \quad (1)$$

式中, $\varphi$ 为方位角, $\varphi \in [0, 2\pi]$ ;  $\xi = (2\pi R \sin \theta)/\lambda$ ;  $j$ 为时空滤波器的复数参数,用于干扰数; $\theta$ 为俯仰角, $\theta \in [0, \pi/2]$ ;  $r_m = 2\pi(m-1)/M$ ,  $m = 1, 2, \dots, M$ 。

在空时滤波器结构中,对各路阵元采样数据进行 $N$ 阶的有限冲击响应(FIR)滤波。设 $\omega_i$ 为时间归一化频率,则时域矢量可表示为

$$\mathbf{S}_i = \left[ 1, e^{j\omega_i}, e^{2j\omega_i}, \dots, e^{j(N-1)\omega_i} \right]^T \quad (2)$$

根据式(1)、式(2),由时域矢量和空域矢量的克罗内克积(Kronecker product)可得空时二维导向

矢量 $\mathbf{a}$

$$\mathbf{a} = \mathbf{S}_s \otimes \mathbf{S}_i \quad (3)$$

波束形成系数为向量 $\mathbf{w}$

$$\mathbf{w} = \left[ w_{11}, w_{12}, \dots, w_{1N}, w_{21}, w_{22}, \dots, w_{2N}, \dots, w_{M1}, w_{M2}, \dots, w_{MN} \right]^T \quad (4)$$

若存在 $D$ 个远场宽带信号 $s_i(t)$ ,  $i = 1, 2, \dots, D$ ,则接收到信号的整个均匀圆阵阵列可表示为

$$\mathbf{X}(t) = \sum_{i=1}^D \mathbf{S}_i s_i(t) + \mathbf{N}(t) \quad (5)$$

式中, $\mathbf{S}_i$ 为入射方向为 $(\theta_i, \varphi_i)$ 远场平行波 $s_i(t)$ 的空时二维导向矢量; $\mathbf{N}(t)$ 为阵列的高斯白噪声,可表示为

$$\mathbf{N}(t) = \left[ n_1(t), n_2(t), \dots, n_m(t) \right]^T \quad (6)$$

式中, $n_m(t)$ 为第 $m$ 元通道的热噪声, $m = 1, 2, \dots, M$ 。

假设多线性约束最小方差(linearly constrained minimum variance, LCMV)处理器<sup>[3]</sup>具有 $K$ 个约束,第 $k$ 个约束为平面波,以 $(\theta_k, \varphi_k)$ 入射到阵面时, $\mathbf{a}^H$ 为空时二维导向矢量 $\mathbf{a}$ 的共轭转置, $b_k$ 为对第 $k$ 个导向矢量约束常数,则第 $k$ 个约束方程为

$$\mathbf{a}_k^H \mathbf{w} = b_k, k = 1, 2, \dots, K \quad (7)$$

基于此, $K$ 个线性约束的最小方差(LCMV)优化方程为

$$\begin{aligned} \min E \left\{ |y(n)|^2 \right\} &= \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} \\ \text{s.t. } \mathbf{C}^H \mathbf{w} &= \mathbf{b} \\ \mathbf{C} &= \left[ \mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \dots, \mathbf{a}_K \right] \\ \mathbf{b} &= \left[ b_1, b_2, \dots, b_K \right]^T \end{aligned} \quad (8)$$

式中, $E$ 为期望; $\mathbf{C}$ 为约束矩阵; $\mathbf{b}$ 为输出响应矢量。

阵元数目一定情况下,多个约束条件使优化问题的可行域减小,因此该约束优化问题的最优解对干扰特征(数目、功率和来向)敏感。各卫星信号到达接收机的功率相同,根据式(8)可知,最优权矢量使各卫星的输出信干噪比都相等。但对于用户接收机的跟踪通道来说,除了期望卫星信号之外的卫星信号也是干扰和噪声的组成成分,即多址干扰。因此,由于多址干扰的存在,非期望卫星信号对期望卫星信号是不利的, $\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{X}\mathbf{X}^H]$ 为接收到信

号的协方差矩阵。则多约束最小方差处理器的解可利用拉格朗日乘法推导得出

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{C} (\mathbf{C}^H \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{C})^{-1} \mathbf{b} \quad (9)$$

## 1.2 数字多波束约束方法

根据波束控制中的约束条件,数字多波束的控制技术分为多约束多波束技术和单约束多波束技术。

### 1.2.1 多约束数字多波束技术

跟踪视野内  $K$  个卫星的各通道输出信干噪比越大,接收机跟踪效果则越好。约束技术的目的是多颗卫星的输出恒定条件下通过约束使输出能量最小,从而使约束的多颗卫星信干噪比保持在较大。并行  $K$  个线性约束的优化问题为

$$\begin{aligned} \min \quad & \mathbf{w}^H \mathbf{R}_x \mathbf{w} \\ \text{s.t.} \quad & \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta_k) = 1 \\ & k = 1, 2, \dots, K \end{aligned} \quad (10)$$

式中,  $\mathbf{R}_x$  为数字多波束技术下接受数据的协方差矩阵;  $\mathbf{a}(\theta_k)$  为第  $k$  颗卫星的方向导向矢量的约束向量。

通过在一个波束中同时约束多颗卫星来减少波束数目。由于零深数目+约束数目=阵元数目-1,在阵元数目一定情况下,多个约束条件使优化问题的可行域减小,因此该约束优化问题的最优解对干扰特征敏感,干扰特征包括数目、功率和来向。如果每个卫星信号对接收机的功率相同,根据式(10),最优权向量可使每个卫星的输出信干噪比相等。然而对于用户接收机的跟踪信道,存在期望卫星信号和噪音干扰信号构成的多址干扰,这会对跟踪效果构成不利因素。

多约束数字多波束技术综合考虑了波束数目和每个波束中同时输出的卫星信号数目的影响,降低了约束波束的数目。相应地,接收机实现码相位、多普勒、波束的三维捕获难度降低,接收机的复杂度也同时得以降低。但多约束方法也存在负面影响,在多个约束条件下,系统的抗干扰性能会同时下降。

### 1.2.2 单约束数字多波束技术

单约束数字多波束技术仅对期望卫星的波达方向信息进行约束。在空域处理空时多维域的情

况下,使用空间自适应处理天线阵列,此时输出信号为

$$y(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{X}(t) \quad (11)$$

式中,  $\mathbf{X}(t) = \sum P_i \mathbf{a}(\theta_i(t)) + \sum I_j(t) + \mathbf{n}(t)$ ;  $P_i$  为第  $i$  颗卫星信号功率;  $\mathbf{a}(\theta_i(t))$  为该卫星的导向矢量;  $I_j(t)$  为第  $j$  个干扰;  $\mathbf{n}(t)$  为热噪声。

以第  $k$  颗卫星为例,单波束的抗干扰权值可由如下的优化问题得到

$$\begin{aligned} \min_w \quad & \mathbf{w}^H [\mathbf{R}_x - P_k \mathbf{a}(\theta_k) \mathbf{a}^H(\theta_k)] \mathbf{w} \\ \text{s.t.} \quad & \mathbf{w}^H [P_k \mathbf{a}(\theta_k) \mathbf{a}^H(\theta_k)] \mathbf{w} = 1 \end{aligned} \quad (12)$$

式中,  $\mathbf{a}(\theta_k)$  为第  $k$  颗卫星的导向矢量。

忽略约束中的常数影响,优化问题可简化为

$$\begin{aligned} \min_w \quad & \mathbf{w}^H \mathbf{R}_x \mathbf{w} \\ \text{s.t.} \quad & \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta_k) = 1 \end{aligned} \quad (13)$$

该约束优化问题通常被称为最小方差无失真(MVDR)波束形成。指定卫星的输出信干噪比(SINR)为

$$\text{SINR}_{\text{Single},k} = \frac{P_k}{\mathbf{w}_{\text{Single}}^H \mathbf{R}_x \mathbf{w}_{\text{Single}} - P_k} \quad (14)$$

式中,  $\mathbf{w}_{\text{Single}}$  为确保对第  $k$  颗卫星接收性能最好的权矢量。

视野里其余卫星的输出信干噪比分别为

$$\text{SINR}_{\text{Single},l} = \frac{P_l \left| \mathbf{a}^H(\theta_l) \mathbf{w}_{\text{Single}} \right|^2}{\mathbf{w}_{\text{Single}}^H \mathbf{R}_x \mathbf{w}_{\text{Single}} - P_l \left| \mathbf{a}^H(\theta_l) \mathbf{w}_{\text{Single}} \right|^2} \quad (15)$$

式中,  $l = 1, 2, \dots, n + 1$ 。

单约束数字多波束技术通过对视野内的卫星分别进行单约束波束控制,获得多颗卫星的多波束。这种约束方式的优点在于保证了波束零点自由度,同时在仅有一个约束的情况下,其抗干扰性能仍有较大提高。

## 1.3 波束指向信息计算

以图1为例,在CGS2000坐标系下,载体位置为  $P_u$ ,卫星位置为  $P_{sv}$ 。载体到卫星位置之间形成的矢量为  $P_u P_{sv}$ 。  $P_u P_{sv}$  在载体站心坐标系中由指向北方的坐标轴N、指向东方的坐标轴E和指向垂

直上方的坐标轴U所形成的平面上的投影点为 $P_{\perp}$ 。N-E平面等价于以载体为切点相对地球的切平面。矢量 $P_{\perp}P_u$ 和N坐标轴的夹角称为方位角,以 $\beta$ 表示,其正方向为逆时针方向。矢量 $P_uP_{sv}$ 和切平面之间的夹角称为俯仰角,以 $\alpha$ 表示。

从图1可以看出, $P_uP_{sv}$ 的单位矢量即是从用

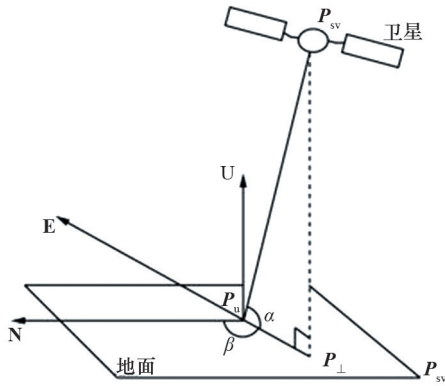


图1 卫星和载体位置示意

户到卫星的方向余弦矢量,在卫星系统的东北天坐标系(ENU)中,令第*i*颗卫星的方向余弦矢量为 $Z_{ENU}$ ,根据俯仰角和方位角的定义,方向余弦矢量可表示为

$$Z_{ENU} = [-\sin\beta\cos\alpha, \cos\beta\cos\alpha, \sin\alpha] \quad (16)$$

如果计算出方向余弦矢量在地心地固坐标系(ECEF)中的表示 $Z_{ECEF}$ ,将其转换到ENU中,即为 $Z_{ENU} = R_e Z_{ECEF}$ ,其中, $R_e$ 为从ECEF到ENU的旋转矩阵。

假定式(16)得到的结果可以表示为 $[\kappa_e, \kappa_n, \kappa_u]$ ,联立 $Z_{ENU}$ 可知

$$\text{俯仰角} \quad \alpha = \tan^{-1}\left(\frac{\kappa_u}{\sqrt{\kappa_e^2 + \kappa_n^2}}\right) \quad (17)$$

$$\text{方位角} \quad \beta = \tan^{-1}\left(-\frac{\kappa_e}{\kappa_n}\right) \quad (18)$$

根据惯导提供的载体在ENU坐标系中的方位角和俯仰角,可计算出卫星信号在载体天线口面的相对方位角和俯仰角信息,该信息即是抗干扰所需的卫星信号入射方向信息。

### 1.4 多波束捕获技术

图2为多波束选择方法的总体结构。其中,多波束数字中频信号为前端空时自适应抗干扰滤波器产生的12个数字多波束输入信号。导航信号捕获采集模块、12个导航信号跟踪通道(主通道)、12个导航信号跟踪通道(副通道1)、12个导航信号跟踪通道(副通道2)分别配置有1个波束选择模块;导航信号捕获模块与导航信号跟踪通道相互之间没有接口,其输出都指向导航信号捕获跟踪控制模块,并根据导航信号捕获跟踪控制模块的指令工作。

系统的工作过程如下。将前端空时自适应滤波器产生的12个波束接入到波束选择模块。使用导航信号捕获模块在各个波束中搜索待捕获的卫星信号,并完成快速捕获。导航信号跟踪模块对捕获到的信号进行跟踪。如果同一个信号出现在多个波束中,使用主通道和2个副通道的冗余结构分别独立跟踪多个波束中的信号,通过比较3个通道(主通道和2个副通道)的信噪比选择信号质量最好的信号参与定位解算,整个多波束选择过程在导航信号捕获跟踪控制模块的控制下完成。

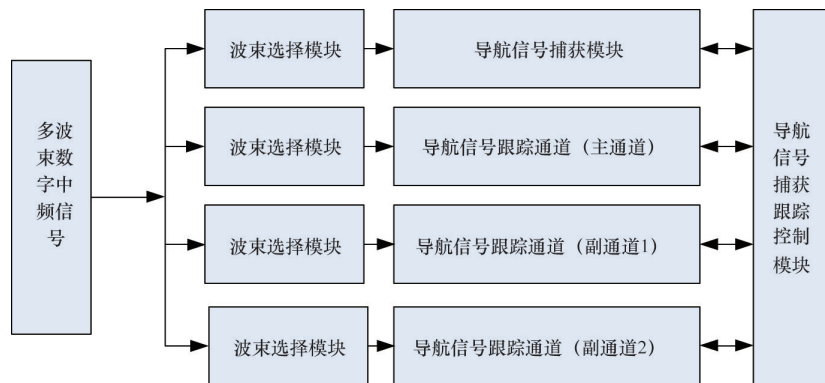


图2 多波束选择方法原理

导航信号捕获模块在捕获一颗卫星时,依次对各个波束进行搜索,信号搜索步骤如图3上半部分虚线框所示。首先确定要捕获的卫星,然后开始在各个波束中顺序搜索,如果能够完成信号跟踪,则当前卫星捕获完成,否则继续下一个波束,直到搜索完所有的波束,此时当前卫星搜索完成,继续下一个卫星搜索。

在完成捕获之后,对每一个卫星使用具有主通道、副通道1和副通道2这3个完全独立通道的3通道模式进行信号跟踪,步骤如图3所示。当主通

道处于跟踪状态时,导航信号捕获跟踪控制模块开始控制2个副通道分别在其他波束使用相同的码相位和多普勒信息继续捕获相同的卫星,如果也完成了捕获,则比较主通道、副通道1和副通道2这三者之间的信干噪比,如果主通道的信干噪比高于2个副通道,则2个副通道放弃当前波束的跟踪,并继续分别在其他波束中搜索。如果副通道的信干噪比高于主通道,则将此副通道作为主通道,原主通道作为副通道,继续在其他波束中搜索。

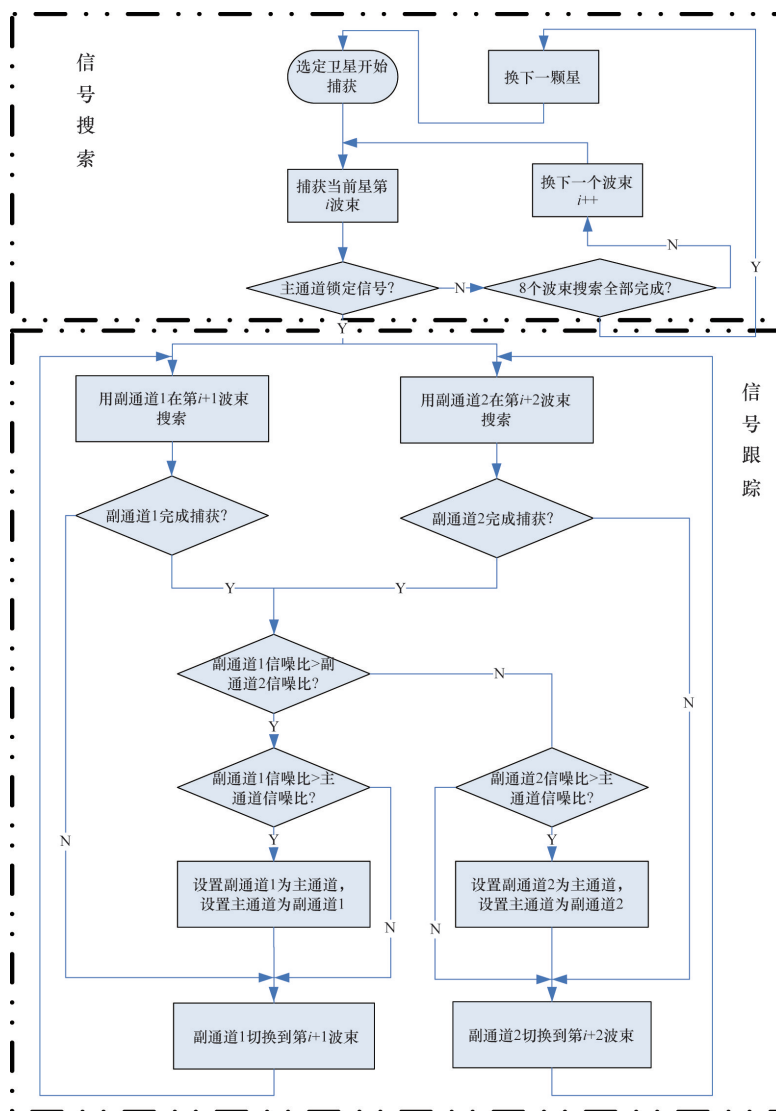


图3 数字波束选择方法流程

## 2 仿真分析

仿真环境下,干扰由矢量信号源辐射多个不同方向产生,干扰形式为窄带连续波、扫频连续波、脉冲、噪声调频、BPSK等压制式干扰任意7种,干信比设为75 dB,干扰信号的功率从噪声水平到最大干扰功率可步进调整。

### 2.1 单干扰分析

表1显示了单个干扰中卫星与干扰角的相关参数。干扰方向上,方位角与俯仰角分别为120°、45°,SNR为卫星信号与噪声功率比,后指卫星信号强度,INR=85 dB。

表1 单干扰时卫星及干扰角度相关参数

卫星编号	方位角 / (°)	俯仰角 / (°)	SNR / dB	码延迟 / ms	多普勒频移 / kHz
卫星1	250	20	-20	300	2.5
卫星2	30	70	-20	400	3.5
卫星3	80	35	-20	100	-4.5
卫星4	150	40	-20	50	4.5
卫星5	10	10	-20	500	-2.5
卫星6	340	60	-20	200	-0.5
卫星7	300	65	-20	120	1.5
卫星8	200	80	-20	800	0.5
卫星9	135	15	-20	100	1.5
卫星10	220	55	-20	400	-1.5
卫星11	330	65	-20	600	3.5
卫星12	310	35	-20	700	0.5

波束1方向图如图4所示,其中色度表示零陷深度,从仿真结果可知,多个波束均在干扰入射方向形成了很深的零点,且在波束指向上获得了较高的增益,能在有效抑制干扰的同时增强卫星信号。

### 2.2 多干扰分析

多干扰仿真中,导航卫星信干噪比为-20 dB,设置7个干信比为75 dB的干扰信号,进行抗干扰滤波处理。干扰角与卫星的相关参数如表2所示。

表2 干扰角与卫星相关参数

干扰编号	方位角 / (°)	俯仰角 / (°)	干扰形式
干扰1	120	45	白噪
干扰2	30	30	调相
干扰3	180	40	调频
干扰4	260	45	点频
干扰5	100	-5	点频
干扰6	180	-30	脉冲
干扰7	310	-30	点频

图5所示为12个波束抗干扰之后的标准极化图。该图反映归一化的幅度比例,无物理量单位。仿真结果显示,在多干扰情况下,波束在干扰的入射方向可形成很深的零点,且在波束指向上获得了较高的增益,说明可有效抑制干扰并同时增强卫星信号。

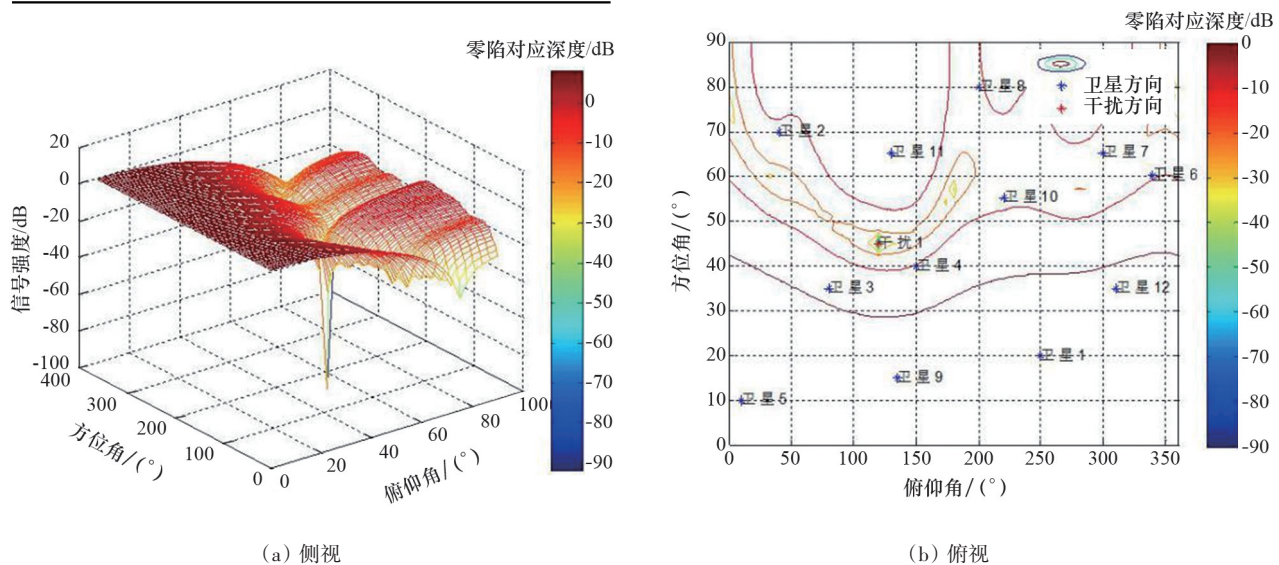


图4 抗干扰波束方向图

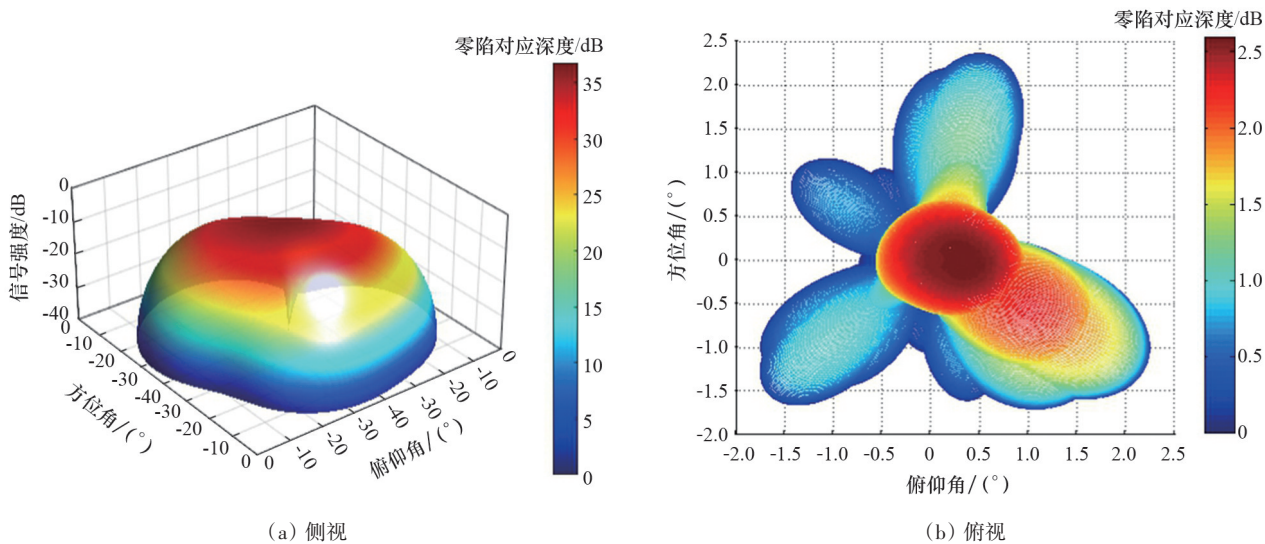


图5 极坐标下抗干扰波束分布

### 2.3 多波束性能分析

多波束抗干扰技术相对于单波束技术获得了较好的输出信干噪比,如图6所示,给出波束数目增加情况下,输出信干噪比的性能曲线。从仿真可以看出,单波束时干噪比波动较大,在数量为5时干噪比达到-35,当波束目标数目多于2时,干噪比随着波束数量的增加而提高2~10 dB,在计算量允许的环境下应选择尽可能多的波束数目,本设计方案中采用的是12波束。

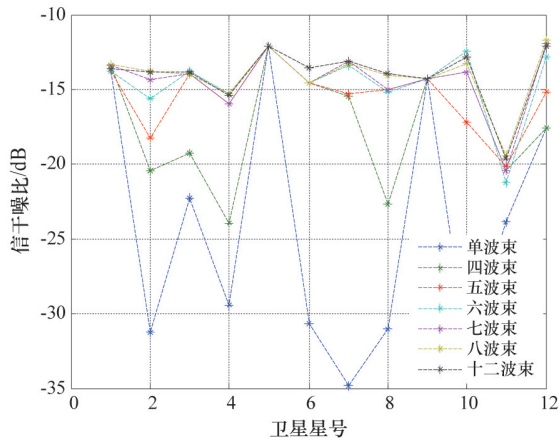


图6 不同抗干扰波束时平均输出信干噪比

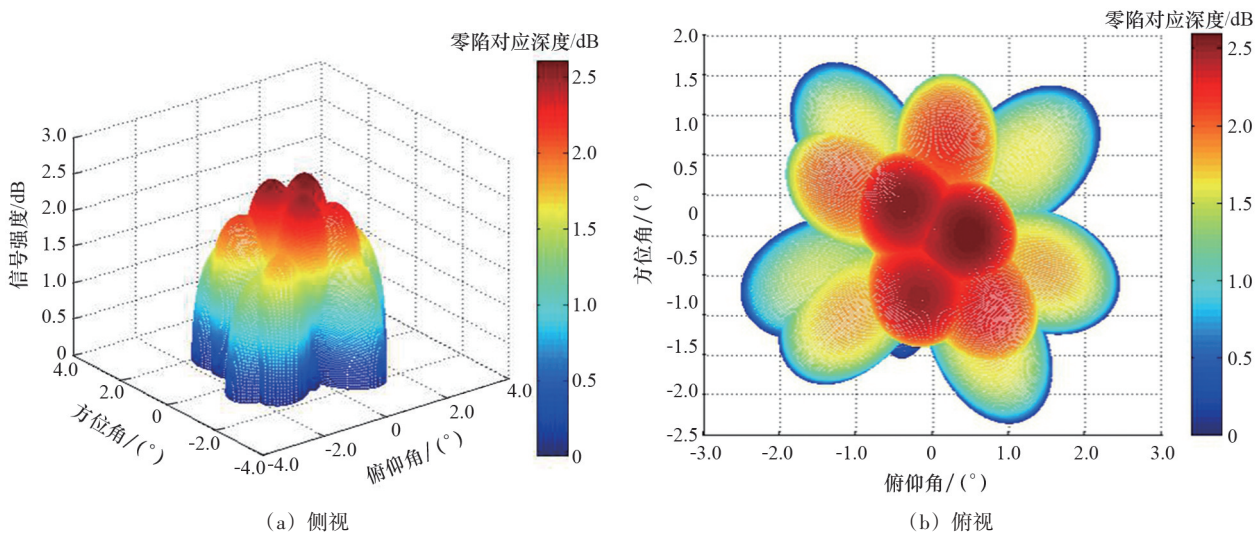


图7 无干扰时波束分布

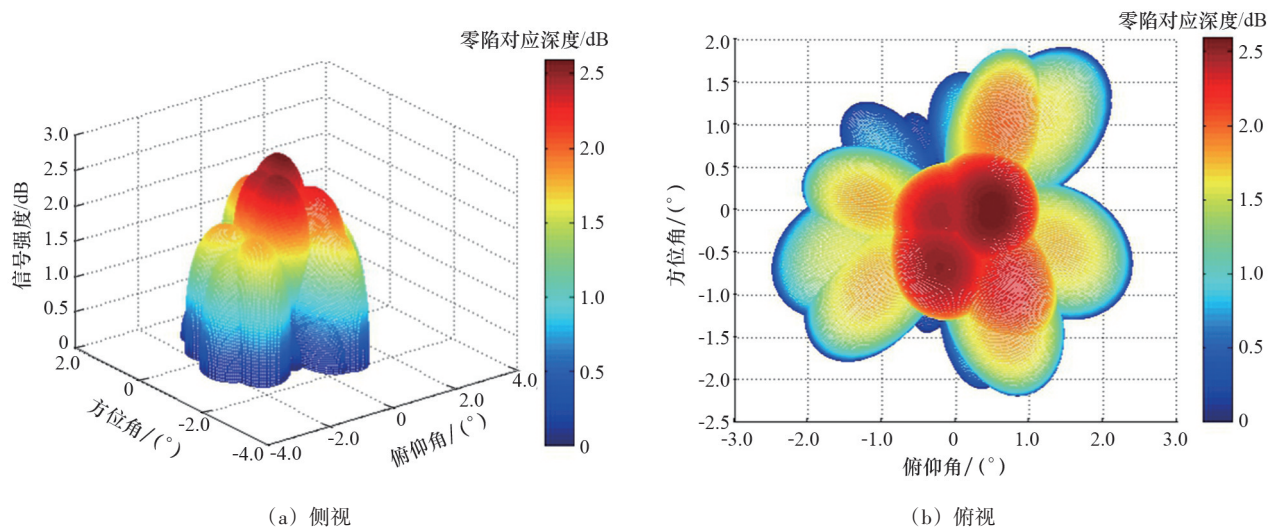


图8 抗干扰时波束分布

图8所示为存在(方向角=120°,俯仰角=45°)方向的单宽带干扰时,12个波束指向各个卫星方向的波束形状。从图7、图8可以看出,存在干扰时,各个波束在干扰方向形成零陷的同时,指向各个卫星方向,提高了接收的卫星信号增益。

### 3 结论

根据定位已知来向特点,借助惯导姿态支持应用,是未来数字多波束技术应用需要研究的方向。数字波束形成技术需要提前估计或者计算各个卫星来向,实际应用中存在局限性。基于空时自适应处理结构,提出了数字多波束形成技术,提高了卫星导航接收终端的抗干扰能力,通过仿真试验验证,得出以下结论:

- 1) 在卫星来波方向已知条件下,数字多波束形成技术可以形成该方向的增益,有效改善了实际应用环境中卫星信号失真情况;
- 2) 数字多波束形成技术可以有效抑制白噪声、调频、调相、点频、脉冲等多种干扰形式;
- 3) 波束数目越多对于可见星输出信干噪比改善越明显。

结果表明,本方法具有稳定载波相位,可增强空间增益,提高空域分辨率等优点,为下一步实现更高抗干扰能力和高精度定位应用提供了理论指

导,具备一定工程应用价值。

### 参考文献(References)

- [1] Frost O L. An algorithm for linearly constrained adaptive array processing[J]. Proceedings of the IEEE, 1972, 60(8): 926-935.
- [2] Reed I S, Mallett J D, Brennan L E. Rapid convergence rate in adaptive arrays[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1974, AES-10(6): 853-863.
- [3] Brennan L E, Reed L S. Theory of adaptive radar[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1973, AES-9(2): 237-252.
- [4] Lin Z, Ying M, Jicheng D. A STAP interference suppression technology based on subspace projection for BeiDou signal[C]//2016 IEEE International Conference on Information and Automation (ICIA). Piscataway: IEEE, 2016: 534-538.
- [5] 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.
- [6] Dogan M C, Mendel J M. Applications of cumulants to array processing. I. Aperture extension and array calibration [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1995, 43(5): 1200-1216.
- [7] 冯小平, 李鹏, 杨绍全. 通信对抗原理[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2009.

- [8] Guo Y, Wei Y, Xu R, et al. Fast-time STAP based on BSS for heterogeneous ionospheric clutter mitigation in HFSWR[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2020, 14(6): 927-934.
- [9] Li Q, Liao B, Huang L, et al. A robust STAP method for airborne radar with array steering vector mismatch[J]. Signal Processing, 2016, 128: 198-203.
- [10] Xu Y G, Yin B J, Ma J Y, et al. High order noncircularity restoral diagonal loading robust adaptive beamforming: HNRDL[C]//IET International Radar Conference 2015. London: IET, 2015: 1-4.
- [11] Xu J W, Liao G S, Huang L, et al. Robust adaptive beamforming for fast-moving target detection with FDA-STAP radar[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2017, 65(4): 973-984.

## Application of digital beamforming anti-jamming system based on adaptive acquisition algorithm

AN Haoping<sup>1</sup>, ZHANG Wei<sup>1</sup>, LI Jiankai<sup>2\*</sup>, LIANG Nan<sup>1</sup>

1. Henan Academy of Sciences Institute of Applied Physics Co., Ltd., Henan Key Laboratory of Internet of Things Perception Technology and System, Zhengzhou 450008, China

2. Beijing Aerospace Cloudstar Intelligent Technology Co., Ltd., Beijing 100094, China

**Abstract** This paper presents a brief introduction to anti-jamming technology and the current status of multi-satellite and multi-beam application, and then proposes a new digital multi-beam anti-jamming receiver implementation method. This method uses inertial device data (heading, pitch angle, and roll angle) to determine the single-constrained steering vector and further derives a digital multi-beam improved acquisition algorithm with a space-time adaptive processing structure. Simulation result shows that the improved acquisition algorithm can fully utilize multi-beam data, stabilize carrier phase, and achieve stronger spatial gain and higher spatial resolution.

**Keywords** space-time adaptive processing; beamforming; multi-beam; steering vector; robustness ●



(责任编辑 刘志远)