

低轨卫星通信系统波束成形算法

王海旺^{1,2,3}, 黄晨光^{1,2,3}, 邹 诚^{1,2,3}, 邵丰伟^{1,2}, 常家超¹, 李国通^{1,2,3}

(1.中国科学院微小卫星创新研究院, 上海 201203;

2.中国科学院大学, 北京 100049;

3.上海科技大学, 上海 201210)

摘要: 宽带卫星互联网的迅速发展使得卫星通信进入新纪元, 大规模低轨卫星星座的建立使得频谱资源逐渐饱和, 频率使用的高度重合导致各个卫星通信系统间存在严重的干扰问题。卫星载荷通常使用相控阵天线进行通信, 通过收发端波束成形来降低系统干扰。在接收端采用自适应波束成形算法, 通过自适应调零来抑制干扰; 在发送端采用低旁瓣波束成形算法, 通过对旁瓣施加特定的约束压低旁瓣电平来降低干扰。针对地面接收端和卫星发送端分别分析3种抗干扰波束成形算法, 为降低卫星通信系统的干扰问题提供波束层面的方法。

关键词: 低轨卫星; 智能天线; 自适应波束成形; 低旁瓣波束成形

中图分类号: TP393

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.2096-8930.2022015

Beamforming Algorithm of LEO Satellite Communication System

WANG Haiwang^{1,2,3}, HUANG Chenguang^{1,2,3}, ZOU Cheng^{1,2,3}, SHAO Fengwei^{1,2}, CHANG Jiachao¹, LI Guotong^{1,2,3}

1. Innovation Academy for Microsatellites of Chinese Academy of Sciences, Shanghai 201203, China

2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China

3. ShanghaiTech University, Shanghai 201210, China

Abstract: The rapid development of broadband satellite internet has brought satellite communication into a new era. The establishment of large-scale low-orbit satellite constellations has gradually saturated spectrum resources, and the high overlap in frequency use has led to serious interference problems between satellite communication systems. Satellite payloads typically communicate using phased-array antennas, which reduce interference by beamforming at the receiving and transmitting ends. The adaptive beamforming algorithm was used at the receiving end to suppressed interference by adaptive zeroing; The low sidelobe beamforming algorithm was used at the transmitting end, which reduced the interference by imposing specific constraints on the sidelobes to suppressed the sidelobe level. Three anti-jamming beamforming algorithms were introduced for the ground receiving end and the satellite sending end respectively, which provided a beam-level method for reduced the interference between satellite communication systems.

Keywords: LEO satellite, smart antenna, adaptive beamforming, low sidelobe beamforming

0 引言

近年来, 地面通信技术迅速迭代, 5G移动通信技术促使万物互联逐步走向万物智联。作为地面通信系统的有效补充, 宽带卫星互联网极大地推动了卫星通信技术

的发展与应用^[1]。得益于低轨 (Low Earth Orbit, LEO) 卫星轨道高度低、传输时延短、空间路径损耗小、发射成本低等优势, 以Starlink、OneWeb、Kuiper等为代表的大规模低轨卫星星座迅速崛起, 多颗LEO卫星与地面网

络融合组网可为地面终端和空间用户提供宽带互联网接入服务^[2]。卫星通信主要使用C、X、Ku、Ka、Q和V等频段进行通信^[3]，受限于空间业务可用的频率资源和轨道资源，低轨卫星星座和对地静止卫星轨道（Geostationary Satellite Orbit, GSO）卫星的工作频率将高度重叠，LEO卫星将对同频段上GSO卫星和其他LEO卫星产生潜在的有害干扰^[4-5]。宽带低轨卫星通信系统存在的潜在干扰根据干扰来源可以分为以下3种类型：GSO卫星系统对LEO卫星系统的干扰、LEO卫星系统对GSO卫星系统的干扰以及LEO卫星系统内部的干扰^[6-8]。对于每种类型的干扰，又可以分为上行链路间的干扰和下行链路间的干扰^[9]。根据LEO卫星、GSO卫星及其地面终端的空间分布，上述3类干扰可以表示为如图1所示的干扰场景。

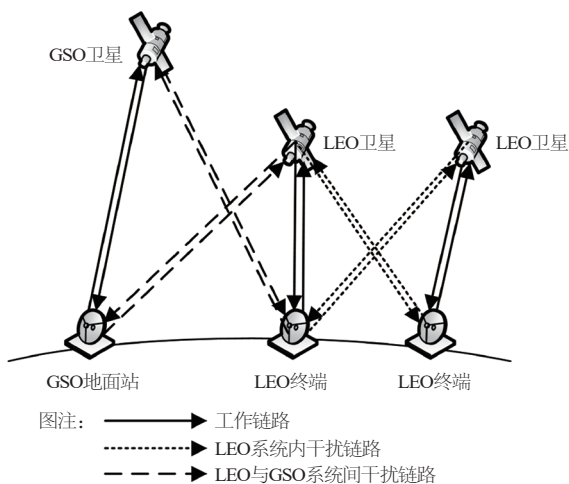


图1 低轨卫星通信系统的干扰场景

根据国际电信联盟（International Telecommunication Union, ITU）发布的《无线电规则》^[10]第22条，LEO卫星在工作时不能对GSO卫星系统的卫星固定业务、卫星广播业务造成不可接受的干扰。同时，各个LEO卫星之间在同频段工作时也不能互相干扰。卫星通信系统的干扰问题主要是天线辐射方向图的旁瓣特性造成的。以下行链路为例，各个卫星在进行通信时，其主瓣对准期望终端的同时旁瓣将不可避免地指向其他终端，对其造成有害干扰，需要采用相关策略进行干扰规避。

天线作为卫星载荷中的关键部分，其辐射方向图的增益、分辨率、旁瓣电平等特性将直接影响卫星通信的性能与质量。经过长期的演进与发展，LEO卫星采用的天线逐渐由传统机械天线向大规模相控阵天线转变^[11]，利用相控阵天线波束灵活扫描、瞬时切换的特性进行通信^[12]。从波束层面分析，产生干扰主要有两方面的原因：一方面是

地面终端接收信号时，波束主瓣对准期望信号的同时旁瓣接收到了其他卫星发送的干扰信号，高电平旁瓣将导致接收到的干扰信号功率过大；另一方面是发送端LEO卫星波束的旁瓣电平过高，使得GSO地面站或其他LEO地面终端接收到的干扰信号功率过大。为了从波束层面解决卫星通信存在的潜在干扰，近年来很多智能天线算法相继提出，经典的智能天线算法有最小均方（Least Mean Square, LMS）算法、递归最小二乘（Recursive Least Square, RLS）算法和采样矩阵求逆（Sample Matrix Inversion, SMI）算法。参考文献[13]针对LMS算法收敛速度慢的问题提出一种可变步长的LMS（VSS-LMS）算法，该算法可以自适应更新步长，加快算法收敛速度。参考文献[14]提出一种具有可变混合参数的NLMS组合算法，在保证系统鲁棒性的同时提升算法的收敛速度。参考文献[15]将RLS算法和LMS算法结合起来，提出一种递归LMS（RLMS）算法，以增加算法复杂度来换取算法输出信噪比的性能。参考文献[16]提出一种高效并行的RLMS算法，在降低RLMS算法复杂度的同时提升输出信噪比。参考文献[17]基于深度学习提出一种深度卷积神经网络的波束成形算法，通过大量训练可以满足快速响应。参考文献[18]基于机器学习提出一种利用线性核方法的波束成形算法，在小样本的训练数据下算法仍具有较好的性能。上述大多数自适应算法本质上是对LMS、RLS、SMI算法的改进，基于机器学习和深度学习的算法需要大量的训练数据，在卫星上难以实现。

本文针对宽带低轨卫星系统存在的干扰问题，分别从地面接收端和卫星发送端的波束层面进行分析。地面接收端的自适应波束成形算法的研究相对成熟，本文选取3种经典的自适应波束成形算法，对其性能进行分析；在卫星发送端，考虑施加旁瓣约束来压低旁瓣电平从而降低本星波束对其他卫星地面终端的干扰，分析3种低旁瓣波束成形算法，并进行性能对比，为降低卫星通信系统的干扰问题提供了波束层面的方法。

1 阵列信号模型

在地面接收端，可将LEO卫星与GSO卫星发送的信号视为远场平面波信号。假设地面接收端采用 M 元均匀分布的线性阵列接收信号，每个天线单元均为全向天线，阵元间距 d 取信号波长的一半。以LEO卫星的地面终端为例，假设其接收到LEO卫星的信号为 $s_0(t)$ ，接收到来自GSO卫星和其他LEO卫星的信号为 $s_p(t)$ （其中， $p=1,2,\dots,P-1$ ），如图2所示。

对于LEO卫星地面终端接收到的 P 个信号，信号 $s_0(t)$ 为期望信号，对应的入射方向为 θ_0 ；其余信号均为干扰信

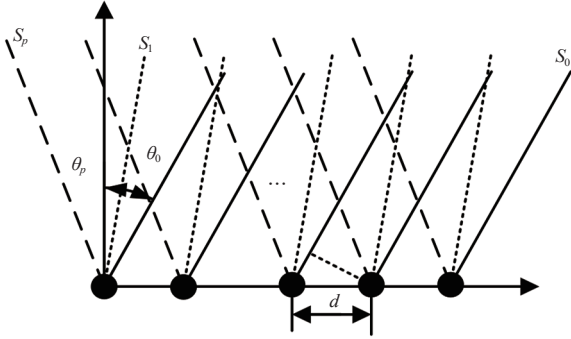


图2 阵列接收信号模型

号, 对应的入射角度为 θ_p (其中, $p=1,2,\dots,P-1$)。假设所有接收信号均互不相关, 噪声信号为加性零均值高斯白噪声, 在某一时刻阵列接收的数据 $\mathbf{x}(t)$ 将由以下3部分组成

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{x}_s(t) + \mathbf{x}_i(t) + \mathbf{n}(t) \quad (1)$$

$$\mathbf{x}_s(t) = s_0(t)\mathbf{a}(\theta_0) \quad (2)$$

$$\mathbf{x}_i(t) = \sum_{p=1}^{P-1} s_p(t)\mathbf{a}(\theta_p) \quad (3)$$

其中, $\mathbf{x}_s(t)$ 为阵列接收到的期望信号, $\mathbf{x}_i(t)$ 为阵列接收到的所有干扰信号的叠加, $\mathbf{n}(t)$ 为加性零均值高斯白噪声。 $\mathbf{a}(\theta) = [1, e^{-j2\pi d \sin(\theta)/\lambda}, \dots, e^{-j2\pi(M-1)d \sin(\theta)/\lambda}]^T$ 为信号的导向矢量, λ 为信号波长, 各个阵元接收到的信号经过波束成形加权求和最终输出信号为

$$y(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta_0) s_0 + \sum_{p=1}^{P-1} s_p(t) \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta_p) + \mathbf{w}^H \mathbf{n} \quad (4)$$

其中, $\mathbf{w} = [w_0, w_1, \dots, w_{M-1}]^T$ 为阵列的复加权矢量, $(\cdot)^H$ 表示共轭转置。

波束成形在接收端以信干噪比来衡量算法的性能, 信干噪比可表示为

$$\text{SINR} = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{a}_0 P_s \mathbf{a}_0^H \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_i \mathbf{w} + \sigma_n \mathbf{w}^H \mathbf{w}} \quad (5)$$

其中, P_s 为期望信号的功率, σ_n 为高斯白噪声功率, $\mathbf{a}_0 = \mathbf{a}(\theta_0)$ 为期望信号的导向矢量, $\mathbf{R}_i$ 为干扰信号的协方差矩阵, 表示为

$$\mathbf{R}_i = E\{\mathbf{x}_i(t)\mathbf{x}_i^H(t)\} \quad (6)$$

假设波束成形的过程是相关遍历的^[19], 可以用时间平均来代替统计平均, 则干扰信号的协方差矩阵可以表示为

$$\mathbf{R}_i = \frac{1}{K} \mathbf{x}_i \mathbf{x}_i^H \quad (7)$$

在LEO卫星发送端, 期望卫星发送波束的旁瓣电平尽可能低, 根据天线阵列的互易性, 可以采用同样的信号模型进行分析。在卫星发射端, $s_0(t)$ 为期望的发射信号, 为

了解可以综合求出低旁瓣波束方向图的阵列加权系数, 在旁瓣对应的角度人为构造一组发送信号 $s_p(t)$ (其中, $p=1,2,\dots,P-1$) 作为干扰信号, 从而在发送端可以用同样的模型来求解阵列的加权系数。

2 接收端自适应波束成形算法

在接收端, 为了降低干扰并提高通信系统容量普遍采用智能天线技术。其本质是一种依赖于自适应波束成形算法的空域滤波^[20-21], 通过波束成形使波束主瓣指向期望信号方向的同时零陷指向干扰信号方向来提高合成信号的信干噪比, 进而降低干扰。自适应波束成形结构框图如图3所示, 其中 $\mathbf{x}$ 为阵列接收到的信号, $\mathbf{w}$ 为阵列的权值矢量, $y[n]$ 为阵列合成后的输出信号, $d[n]$ 为参考信号, $e[n]$ 为合成信号与参考信号的误差。

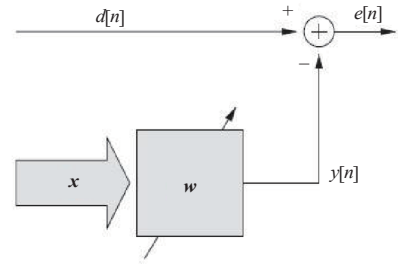


图3 自适应波束成形结构框图

智能天线中广泛使用的自适应波束成形算法有LMS、SMI、RLS等, 其经典的算法原理促进了智能天线算法的快速发展。下面将综述三大经典算法的原理, 并对其复杂度和性能进行分析。

2.1 LMS算法

最小均方算法对权值系数的计算基于均方误差 (MSE) 准则, 在阵列输出端依据参考信号 $d[n]$ 来计算输出信号的误差 $e[n]$, 通过设置梯度下降的步长, 利用瞬时梯度向量逐步修正权值矢量来最小化误差^[22-23]。

由均方误差准则构成的代价函数可以表示为

$$J = E\{e[n]e^*[n]\} \quad (8)$$

其中, $e[n] = d[n] - w[n]^H x[n]$, LMS算法用瞬时梯度矢量 $\nabla J[n]$ 连续校正加权矢量 $\mathbf{w}[n]$ 。

$$\mathbf{w}[n+1] = \mathbf{w}[n] - \mu \nabla J[n] \quad (9)$$

$$\nabla J[n] = \frac{\partial J[n]}{\partial \mathbf{w}} \quad (10)$$

其中, μ 是梯度下降的步长, 表示每次迭代中作用到梯度矢量的实常数。采用Wirtinger演算, 梯度矢量可以表示为

$$\nabla J[n] = \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}[n] - \mathbf{r} \quad (11)$$

$$\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{x}[n] \mathbf{x}^H[n] \quad (12)$$

$$\mathbf{r} = d[n]^* \mathbf{x}[n] \quad (13)$$

其中, $\mathbf{R}_{xx}$ 为协方差矩阵, $\mathbf{r}$ 为互相关矢量, 通过最速下降法进行求解, 最终的权值系数可以表示为

$$\mathbf{w}_{\text{LMS}}[n+1] = \mathbf{w}_{\text{LMS}}[n] + \mu e^*[n] \mathbf{x}[n] \quad (14)$$

2.2 SMI算法

采样矩阵求逆算法同样基于参考信号 $d[n]$, 以时间块的形式划分阵列接收数据, 从数据块中估计协方差矩阵和互相关矢量^[24,25]。式(12)和式(13)可以表示为

$$\hat{\mathbf{R}}_{xx} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbf{x}[n] \mathbf{x}^H[n] \quad (15)$$

$$\hat{\mathbf{r}} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbf{x}[n] d[n] \quad (16)$$

其中, N 为每个数据块的采样长度。SMI算法通过对接收信号的二阶统计信息进行估计, 直接求解协方差矩阵和互相关矢量, 最终解的形式与最佳维纳滤波解的形式一致

$$\mathbf{w}_{\text{SMI}} = \hat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1} \hat{\mathbf{r}} \quad (17)$$

2.3 RLS算法

递归最小二乘算法是依据最小二乘准则提出的^[26]。RLS算法采用滑动窗的形式对接收信号样本数据的统计信息进行更新估计, 以递归的方式直接求解 $\mathbf{R}_{xx}^{-1}$, 通过引入遗忘因子 β 来保证最近的误差信号被赋予较大的权重, 并且先前的误差以指数速率被“忘记”。 $\mathbf{R}_{xx}^{-1}$ 的更新可以表示为

$$\mathbf{R}_{xx}^{-1}[n] = \beta^{-1} (\mathbf{R}_{xx}^{-1}[n-1] - \mathbf{G}[n] \mathbf{x}^H[n] \mathbf{R}_{xx}^{-1}[n-1]) \quad (18)$$

$$\mathbf{G}[n] = \frac{\beta^{-1} \mathbf{R}_{xx}^{-1}[n-1] \mathbf{x}[n]}{1 + \beta^{-1} \mathbf{x}^H[n] \mathbf{R}_{xx}^{-1}[n-1] \mathbf{x}[n]} \quad (19)$$

其中, $\mathbf{G}[n]$ 为Kalman增益矢量。RLS算法按照时间块对权值系数进行迭代计算。权值系数的更新可以表示为

$$\mathbf{w}_{\text{RLS}}[n+1] = \mathbf{w}_{\text{RLS}}[n] + \mathbf{G}[n] \mathbf{x}[n] e^*[n] \quad (20)$$

2.4 自适应波束成形算法对比

本文取阵列大小为 $M=16$, 假设期望信号的入射角度为 0° , 有两个干扰信号, 入射角度为 $[-20^\circ, 25^\circ]$, 分别采用以上3种自适应算法进行波束成形。3种自适应算法的波束方向图如图4所示。同时分析LMS和RLS算法的均方误差随迭代次数的变化, 并与SMI算法的均方误差进行对比, 如图5所示。以阵列合成信号的输出信干噪比来衡量3种算法的性能, 如图6所示。

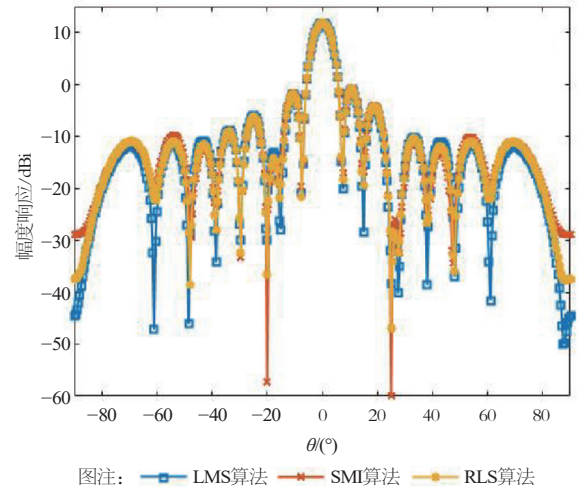


图4 3种自适应算法的波束方向图

从图4中可以看出采用LMS、SMI和RLS算法求解后的阵列加权系数都能使合成波束的主瓣对准期望信号的方向, 同时将波束零陷对准干扰信号的方向, 增大了信干噪比。这3种算法在主瓣的增益和波束宽度上表现几乎一致, 而SMI算法和RLS算法在零陷深度方面有更好的性能。

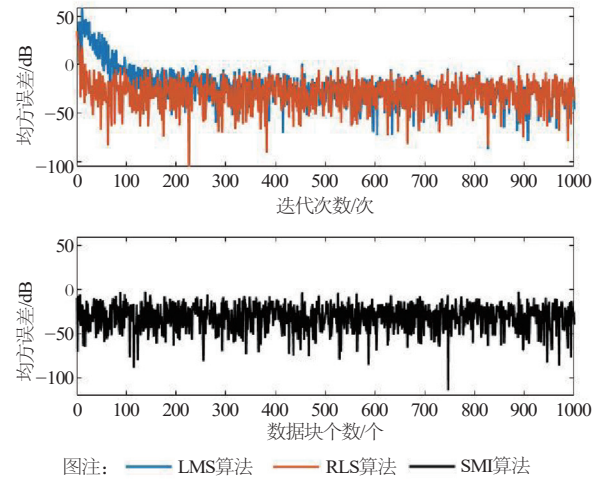


图5 3种自适应算法均方误差变化曲线

从图5中可以看出LMS算法收敛速度较慢, 需要大量的迭代次数才能得到比较好的收敛效果; RLS算法直接迭代求解协方差矩阵的逆, 收敛速度很快; SMI算法的MSE取决于数据块个数, 将其MSE曲线与LMS、RLS算法的MSE曲线对比, 发现最终LMS算法和RLS算法都将收敛到与SMI算法相近的性能, 即具有相同量级的均方误差。

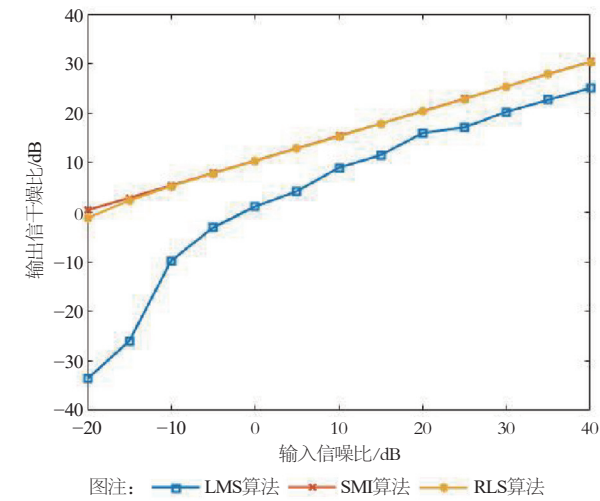


图6 输出信干噪比随输入信噪比的变化关系

图6为3种自适应算法输出信干噪比随输入信噪比的变化曲线。从图5可知3种算法在迭代约300次后逐渐收敛，本文取后300次迭代结果的平均值作为输出信干噪比。当输入信噪比较小时，SMI算法有相对较高的输出信干噪比，LMS算法性能最差；当输入信噪比增大时，RLS和SMI算法性能相当，两者均优于LMS算法。

最后对3种自适应波束成形算法的优缺点、时间复杂度和计算复杂度进行分析，总结为表1。

表1 3种自适应算法对比			
算法	LMS	SMI	RLS
优点	结构简单、稳定性好	信干噪比改善能力好	收敛速度快、信干噪比大
缺点	收敛速度慢、信干噪比小	计算量大、复杂度低	稳定性差、复杂度较高
时间复杂度	$O(M)$	$O(M^3)$	$O(M^2)$
乘法次数	$2M+1$	$M^3/2+M^2$	$3M^2+3M$
应用场景	雷达信号的跟踪	干扰源较少的场景	快速时变水声通信

3 发送端低旁瓣波束成形算法

对于卫星发射波束来说，为了减小系统内和系统间的干扰，期望波束的旁瓣电平尽可能低，同时为了保证通信速率，要求发射功率不能有太大的损失。工程上常用的低旁瓣算法是阵列Tapering算法，该算法对权值系数的求解无须基于具体信号，同一组权值系数可以满足各个波束指向下的低旁瓣需求。当期望信号的角度和带宽范围已知时，可以通过对旁瓣电平施加约束综合得出低旁瓣发射波束。

3.1 阵列Tapering算法

阵列Tapering算法通过对每个阵元的激励幅度施加不同程度的加权系数来实现低旁瓣波束。一般常用的加权方式为窗函数加权，如Hanning窗、Hamming窗和Taylor窗等加权方式，边缘阵元激励幅度的减少使得原来合成旁瓣位置的增益减小，同时也使得主瓣的波束宽度展宽、增益下降。考虑到主瓣宽度和旁瓣电平之间的折中，DOLPH针对均匀线阵提供了一种较好的加权方式Dolph–Chebyshev(DC)加权^[27]，在同等旁瓣级约束条件下DC加权能获得更窄的主瓣宽度。

DC加权主要依据切比雪夫多项式的性质，切比雪夫多项式是式(21)的二阶微分方程的解

$$(1-x^2)\frac{d^2T_m}{dx^2}-x\frac{dT_m}{dx}+m^2T_m=0$$

(21)

令 $x=\cos u$ ，则式(21)可以简化为

$$\frac{d^2T_m}{du^2}+m^2T_m=0$$

(22)

从而可以求得第一类切比雪夫多项式

$$T_m(x)=\cos(mu)=\cos(\arccos x), -1\leq x\leq 1$$

(23)

根据式(23)可得切比雪夫多项式递推公式

$$T_{m+1}(x)=2xT_m(x)-T_{m-1}(x)$$

(24)

由式(23)和式(24)可以得多阶切比雪夫函数的曲线，如图7所示。

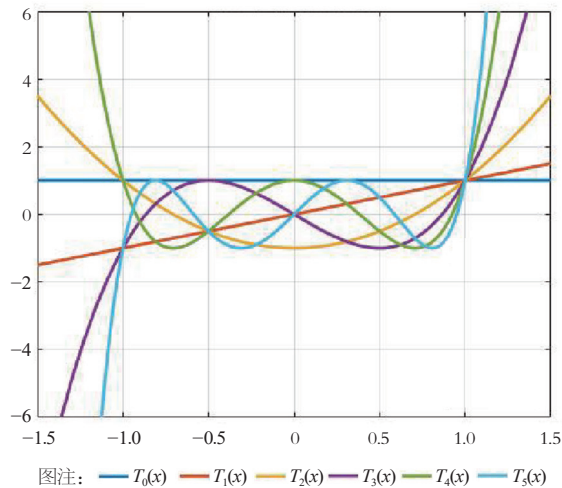


图7 多阶切比雪夫函数曲线

通过图7可以发现当切比雪夫函数在区间[-1,1]内是振荡函数，且所有零点均在这一区间，记 x_1 为此区间最靠近1的零点， x_2 为区间外某一点。DOLPH将切比雪夫函数展开成 $\cos u$ 的幂级数多项式，从而将阵列因子与切比雪夫函数对应起来，将 $x_1\leq x\leq x_2$ 区间内的切比雪夫函数作为

方向图的主瓣，将 $-1 \leq x \leq x_i$ 区间内的振荡函数作为方向图的副瓣，从而使方向图有等电平副瓣。

本文以16阵元均匀天线为例，对上述3种窗函数加权 and DC加权的波束方向图进行仿真，并与均匀加权的原始波束方向图进行对比，如图8所示。

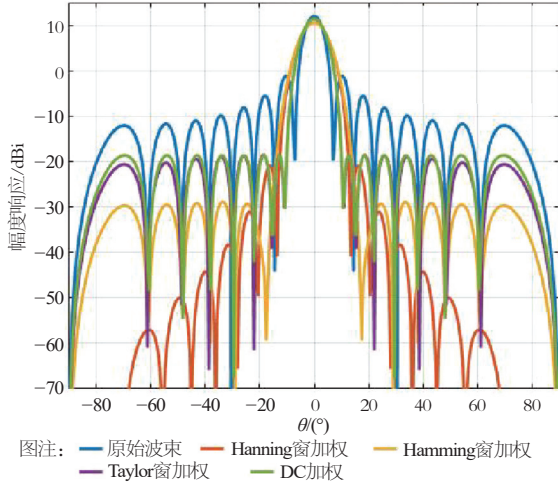


图8 不同加权方式下的波束方向图

从图8可以看出原始波束的旁瓣衰减缓慢，第一旁瓣相对主瓣的衰减只有13.4 dB左右；采用窗函数加权后旁瓣迅速衰减，旁瓣电平相对主瓣的衰减可以达到30 dB以上，但也同时造成主瓣展宽和增益下降的问题。其中DC加权权衡了主瓣性能损失和旁瓣电平，在同等旁瓣电平下主瓣波束宽度最小。

3.2 基于迭代求解的MVDR算法

以窗函数加权实现低旁瓣的方法大多只适用于均匀线性阵列，并且要求各阵元具有各向同性，当阵列结构发生变化时，窗函数等加权方式将不能很好地实现低旁瓣波束。波束旁瓣电平的压低是以牺牲主瓣增益为代价的，单纯考虑低旁瓣将导致波束性能大大损失，所以在设计低旁瓣波束时要结合实际业务需求。由于自适应波束成形算法可以使波束主瓣指向期望信号的同时将零陷对准干扰信号，所以考虑对旁瓣区域设置若干个虚拟干扰源，运用自适应波束成形算法实现低旁瓣^[28]波束。

传统MVDR算法^[29]通过对期望信号设置约束，保证期望信号无失真接收的同时最小化阵列输出功率。约束问题可表示为

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{w}} \quad & \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} \\ \text{s.t.} \quad & \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta_0) = 1 \end{aligned} \quad (25)$$

引入拉格朗日乘子矢量可求得该约束问题的解为

$$\mathbf{w}_{\text{MVDR}} = \frac{\mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}_0}{\mathbf{a}_0^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}_0} \quad (26)$$

其中， $\mathbf{R}$ 是阵列合成信号的协方差矩阵。

传统的自适应旁瓣调零算法一般只对某个干扰点施加零陷，并不考虑波束旁瓣的整体包络。在这里假设波束主瓣范围为 Θ_{ML} ，旁瓣范围为 Θ_{SL} ，信号发射角度为 $\theta_0 \in \Theta_{\text{ML}}$ ，旁瓣对应的任意角度 $\theta_p \in \Theta_{\text{SL}}$ 。通过设置如下约束来限制旁瓣电平

$$|\mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta)| \leq \xi(\theta) \quad (27)$$

其中， $\xi(\theta)$ 为旁瓣电平对应的包络函数， $\mathbf{a}(\theta)$ 为阵列的导向矢量， $\mathbf{w}$ 为阵列的加权系数。式(25)所述的优化问题可以表示为

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{w}} \quad & \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} \\ \text{s.t.} \quad & |\mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta)| \leq \xi(\theta) \end{aligned} \quad (28)$$

这里对旁瓣范围设置虚拟干扰源，将协方差矩阵改进为如下形式

$$\mathbf{R} = \sum_{p=1}^{P-1} \sigma_p^2 \mathbf{a}_p \mathbf{a}_p^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (29)$$

其中， σ_n^2 是高斯白噪声功率， $\mathbf{a}_p = \mathbf{a}(\theta_p)$ 是第 p 个干扰源的导向矢量， σ_p^2 是第 p 个干扰源的功率。

对于式(28)所示的约束问题采用迭代求解的方式，假设阵列中的噪声功率 $\sigma_n^2 = 1$ ，在初始条件下设置各个干扰源的功率为0，记第 k 次迭代时第 p 个干扰源的功率为 $\sigma_p^2(k)$ ，第 k 次迭代后 θ_p 处的波束响应为 $B(\theta_p, k)$ ，每次迭代后对比期望幅值 $|\xi(\theta_p)|$ 与波束响应幅值 $|B(\theta_p, k)|$ 来更新干扰源的功率（干扰源的功率不能为负值）。干扰源的功率更新可以表示为

$$\sigma_p^2(k+1) = \max\{0, \sigma_p^2(k) + \rho[|B(\theta_p, k)| - \xi(\theta_p)]\} \quad (30)$$

其中， ρ 为迭代增益，是正的恒标量。

经过多次迭代求解直至协方差矩阵 $\mathbf{R}$ 收敛，然后根据式(26)采用MVDR算法求解阵列的加权系数，求得的加权系数可以使得发射波束的旁瓣电平始终不超过根据业务需求设置的包络曲线。

3.3 基于二阶锥规划的优化算法

传统MVDR算法进行波束合成时以期望信号无失真接收为约束，最小化阵列输出功率。为了满足低旁瓣的需求，可以在MVDR算法中加入旁瓣电平的约束条件，让旁瓣区域对应的波束响应幅值始终小于设定的包络约束。式(19)的优化问题及约束条件可以更改为如下形式

$$\begin{aligned} \min_w \quad & \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} \\ \text{s.t.} \quad & \begin{cases} \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta_0) = 1 \\ |\mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta_i)| \leq \xi(\theta_i), \theta_i \in \Theta_{\text{SL}} \end{cases} \end{aligned} \quad (31)$$

式(24)中, Θ_{SL} 为旁瓣范围, $\xi(\theta_i)$ 是角度为 θ_i 时设置的旁瓣最大增益。

对协方差矩阵进行Cholesky分解, 得到 $\mathbf{R} = \mathbf{V}^H \mathbf{V}$, 可以将式(24)的优化问题转化为二阶锥规划(SOCP)问题^[30], 如下

$$\begin{aligned} \min_w \quad & \|\mathbf{V} \mathbf{w}\| \\ \text{s.t.} \quad & \begin{cases} \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta_0) = 1 \\ |\mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta_i)| \leq \xi(\theta_i), \theta_i \in \Theta_{\text{SL}} \end{cases} \end{aligned} \quad (32)$$

对于式(25)所示的优化问题, 通常没有解析形式的解, 但可以使用SeDuMi和CVX等软件求得优化问题的有效解, 解得的权值系数同样能满足设定的旁瓣约束条件。

3.4 低旁瓣波束成形算法对比

为了降低LEO卫星对GSO地面站产生的干扰, 一般采用空间隔离的方式, 通过设置隔离角约束来降低干扰。本文根据SpaceX提交的资料^[31], 选取隔离角为 22° , 并根据ITU-R S.1528建议书^[32]中对LEO卫星发射波束的旁瓣电平提出的衰减要求, 拟合出一组包络函数 $\xi(\theta)$, 合成后波束的旁瓣必须在该包络以内, 离轴角 22° 的相对衰减要大于28.4 dBi。本文以主瓣增益、主瓣波束宽度、辐射功率以及离轴角 22° 以外最大旁瓣电平的相对衰减为指标来衡量低旁瓣算法的性能, 通过仿真分析对比3种算法的性能。

本文取阵列大小为 $M=16$, 均匀加权时每个阵元的归一化功率设为1 W, 假设期望信号的发射角度为 0° , 分别采用3种算法实现低旁瓣综合, 并与均匀加权的常规波束成形(CBF)进行对比。

图9为采用不同低旁瓣算法下的波束方向图, 可以看出原始波束的旁瓣衰减较缓, 在偏离主瓣 10° 以外的旁瓣电平仍然有较大的幅度响应, 超出了LEO卫星系统间干扰规避的门限包络值; 采用3种低旁瓣算法后均能将旁瓣电平限制在包络曲线下, 其中DC加权能使波束旁瓣有同样量级的衰减, 但主瓣展宽较多; 基于迭代求解的MVDR算法和基于SOCP的优化算法可以使波束旁瓣贴近包络曲线, 在偏离主瓣 20° 以内有更大的波束增益。

表2为采用3种低旁瓣算法与常规波束成形的仿真数据。可以看出常规波束成形的主瓣增益和发射功率最大, 波束宽度最小, 但在离轴角 22° 左右的衰减只有17.48 dBi; DC加权对主瓣增益造成的损失最大, 主瓣展宽的程度也最大, 但在离轴角 22° 附近最大旁瓣衰减可达

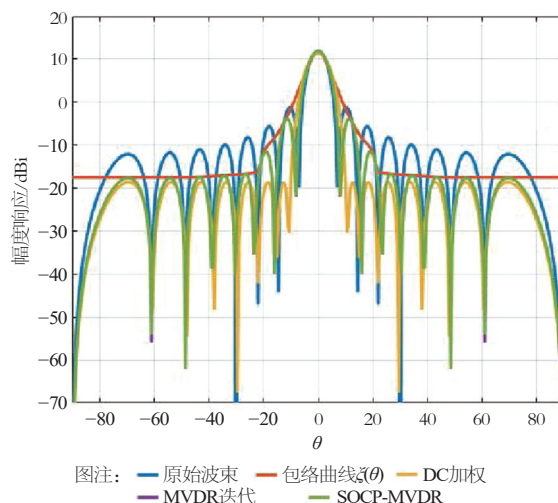


图9 不同低旁瓣算法下的波束方向图

表2 仿真数据

算法	主瓣增益/dBi	主瓣宽度	辐射功率/dBw	离轴角 22° 相对衰减/dBi
CBF	11.96	6.4°	12.04	17.48
DC加权	11.37	8.0°	8.99	29.99
MVDR迭代	11.84	7.0°	10.92	28.42
SOCP规划	11.84	7.0°	10.92	28.48

29.99 dBi, 然而冗余的旁瓣衰减要求阵列幅度有更大程度的锥削, 从而导致辐射功率大大减小; 基于迭代求解的MVDR算法和基于SOCP的优化算法有相同的波束性能, 主瓣增益和辐射功率相对原始波束都没有较大的损失, 在离轴角 22° 附近最大旁瓣衰减约为28.42 dBi, 主瓣展宽程度比DC加权小。辐射功率的降低将严重影响卫星通信的性能, 随着卫星载荷计算能力的提升, 迭代优化算法将替代Tapering算法。

4 结束语

本文针对当前低轨卫星通信系统存在的干扰问题, 针对地面接收端和卫星发射端分别介绍3种波束成形算法, 为降低干扰提供了一种思路。在地面接收端, 可以采用诸如LMS、SMI、RLS等自适应调零算法来降低干扰, 3种算法各有优缺点, 可根据实际场景选择合适的算法。在卫星发射端, 期望发射波束具有低旁瓣特性, 然而不能一味地追求低旁瓣, 低旁瓣通常根据实际系统需求来设计。本文以ITU-R S.1528建议书提供的一组工程参考值为例, 介绍了阵列Tapering算法、基于迭代求解的MVDR算法以及基于SOCP的优化算法, 为发射波束低旁瓣综合提供一种实现思路。

参考文献：

- [1] 郭庆. 低轨卫星通信技术与应用专题导读[J]. 中兴通讯技术, 2021, 27(5): 1.
GUO Q. Technologies and applications of low earth orbit satellite communication editorial[J]. ZTE Technology Journal, 2021, 27(5): 1.
- [2] 汪春霆, 翟立君, 徐晓帆. 天地一体化信息网络发展与展望[J]. 无线电通信技术, 2020, 46(5): 493-504.
WANG C T, ZHAI L J, XU X F. Development and prospects of space-terrestrial integrated information network[J]. Radio Communications Technology, 2020, 46(5): 493-504.
- [3] 兰峰, 彭召琦. 卫星频率轨位资源全球竞争态势与对策思考[J]. 天地一体化信息网络, 2021, 2(2): 75-81.
LAN F, PENG Z Q. The global competitive situation and strategy of space frequency and orbit resources[J]. Space-Integrated-Ground Information Networks, 2021, 2(2): 75-81.
- [4] DEL PORTILLO I, CAMERON B G, CRAWLEY E F. A technical comparison of three low earth orbit satellite constellation systems to provide global broadband[J]. Acta Astronautica, 2019, 159: 123-135.
- [5] 韩锐, 张磊, 刘珊杉. 典型低轨通信星座系统的确定性干扰分析[J]. 数字通信世界, 2020(9): 60-62.
HAN R, ZHANG L, LIU S S. Deterministic interference analysis of typical low-orbit communication constellation systems[J]. Digital Communication World, 2020(9): 60-62.
- [6] 柳敏, 王永兵, 杨丹丹. 低轨卫星通信系统干扰分析及策略研究[J]. 无线互联科技, 2021, 18(2): 3-5.
LIU M, WANG Y B, YANG D D. Interference analysis and strategy research of low earth orbit satellite communication system[J]. Wireless Internet Technology, 2021, 18(2): 3-5.
- [7] 代建中, 冯旭哲. 低轨卫星系统频谱干扰及其规避仿真与分析[J]. 信息技术, 2021, 45(2): 79-84, 91.
DAI J Z, FENG X Z. Simulation and analysis of spectrum interference and mitigation of LEO satellite system[J]. Information Technology, 2021, 45(2): 79-84, 91.
- [8] 韩锐, 石会鹏, 李伟, 等. 我国Ka频段卫星固定业务系统间干扰特性分析研究[J]. 电波科学学报, 2017, 32(5): 619-625.
HAN R, SHI H P, LI W, et al. Interference analysis of China's NGSO constellation system to GSO system with fixed-satellite service in Ka band[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2017, 32(5): 619-625.
- [9] 李伟, 严康, 耿静茹, 等. NGSO通信星座系统间同频干扰场景与建模研究[J]. 天地一体化信息网络, 2021, 2(1): 20-27.
LI W, YAN K, GENG J R, et al. Research on scenarios and modeling of co-frequency interference between NGSO communication constellation systems[J]. Space-Integrated-Ground Information Networks, 2021, 2(1): 20-27.
- [10] ITU Radio Communication (ITU-R). Radio regulations articles edition of 2012[S]. 2012.
- [11] 韩国栋, 杜彪, 陈如山. 卫星移动通信相控阵天线研究现状与技术展望[J]. 无线电通信技术, 2013, 39(4): 1-6.
HAN G D, DU B, CHEN R S. Research status and technical prospect of phased array antenna for satellite communication on the move[J]. Radio Communications Technology, 2013, 39(4): 1-6.
- [12] 朱杰, 赖新权. 基于相控阵的卫星“动中通”天线现状及展望[J]. 中国无线电, 2021(5): 46-48.
ZHU J, LAI X Q. Current situation and prospects of satellite "pass-in-moving" antenna based on phased array [J]. China Radio, 2021(5): 46-48.
- [13] JALAL B, YANG X P, LIU Q H, et al. Fast and robust variable-step-size LMS algorithm for adaptive beamforming[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2020, 19(7): 1206-1210.
- [14] ABUALHAYJA'A M, HUSSEIN M. Comparative study of adaptive beamforming algorithms for smart antenna applications[C]//Proceedings of 2020 International Conference on Communications, Signal Processing, and their Applications (ICCSPA). Piscataway: IEEE Press, 2021: 1-5.
- [15] SRAR J A, CHUNG K S. Performance of RLMS algorithm in adaptive array beam forming[C]//Proceedings of 2008 11th IEEE Singapore International Conference on Communication Systems. Piscataway: IEEE Press, 2008: 493-498.
- [16] AKKAD G, MANSOUR A, ELHASSAN B A, et al. Low complexity robust adaptive beamformer based on parallel RLMS and Kalman RLMS[C]//Proceedings of 2019 27th European Signal Processing Conference (EUSIPCO). Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-5.
- [17] BIANCO S, NAPOLETANO P, RAIMONDI A, et al. AESA adaptive beamforming using deep learning[C]//Proceedings of 2020 IEEE Radar Conference (RadarConf20). Piscataway: IEEE Press, 2020: 1-6.
- [18] ZHANG X J, XIE H, FENG D Z, et al. Fast and robust adaptive beamforming algorithms for large-scale arrays with small samples[J]. Signal Processing, 2021, 188.
- [19] GRAVAS I P, ZAHARIS Z D, YIOULTSIS T V, et al. Adaptive beamforming with sidelobe suppression by placing extra radiation pattern nulls[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2019, 67(6): 3853-3862.

- [20] 付卫东, 谷深远. 智能天线的关键技术及在卫星通信中的应用[C]//卫星通信新业务新技术学术研讨会. [出版地不详, 出版社不详], 2005: 105-109.
- FU W D, GU S Y. The key technology of smart antenna and its application in satellite communication[C]//Symposium on New Service and New Technology of Satellite Communication. [S.l.:s.n.], 2005: 105-109.
- [21] BALANIS C A, IOANNIDES P I. Introduction to smart antennas[J]. Synthesis Lectures on Antennas, 2007, 2(1): 1-175.
- [22] HOSSAIN S, ISLAM M T, SERIKAWA S. Adaptive beamforming algorithms for smart antenna systems[C]//Proceedings of 2008 International Conference on Control, Automation and Systems. Piscataway: IEEE Press, 2008: 412-416.
- [23] SRAR J A, CHUNG K S, MANSOUR A. Adaptive array beamforming using a combined LMS-LMS algorithm[J]. 2010 IEEE Aerospace Conference, 2010: 1-10.
- [24] IMTIAJ S, MISRA I S, BISWAS R. A comparative study of beamforming techniques using LMS and SMI algorithms in smart antennas[C]//Proceedings of 2012 International Conference on Communications, Devices and Intelligent Systems (CODIS). Piscataway: IEEE Press, 2012: 246-249.
- [25] MUBEEN S, PRASAD A M, RANI A J. Smart antennas by using LMS and SMI algorithms reduces interference[C]//Proceedings of 2016 International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT). Piscataway: IEEE Press, 2016: 204-208.
- [26] MISHRA V, CHAITANYA G. Analysis of LMS, RLS and SMI algorithm on the basis of physical parameters for smart antenna[C]//Proceedings of 2014 Conference on IT in Business, Industry and Government (CSIBIG). Piscataway: IEEE Press, 2014: 1-4.
- [27] DOLPH C L. A current distribution for broadside arrays which optimizes the relationship between beam width and side-lobe level[J]. Proceedings of the IRE, 1946, 34(6): 335-348.
- [28] OLEN C A, COMPTON R T. A numerical pattern synthesis algorithm for arrays[J]. International Symposium on Antennas and Propagation Society, Merging Technologies for the 90'S, 1990(2): 828-831.
- [29] ZOLTOWSKI M D. On the performance analysis of the MVDR beamformer in the presence of correlated interference[J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1988,

36(6): 945-947.

- [30] ZHOU M, MA X F, SHEN P, et al. Weighted subspace-constrained adaptive beamforming for sidelobe control[J]. IEEE Communications Letters, 2019, 23(3): 458-461.
- [31] SpaceX. Application to launch and operate on a satellite space stationsfiling[EB].
- [32] ITU Radiocommunication (ITU-R). Satellite antenna radiation patterns for non-geostationary orbit satellite antennas operating in the fixed-satellite service below 30 GHz[S]. 2001.

[作者简介]



王海旺 (1997-), 男, 中国科学院微小卫星创新研究院硕士生, 主要研究方向为宽带数字相控阵。



黄晨光 (1997-), 男, 中国科学院微小卫星创新研究院硕士生, 主要研究方向为宽带多波束数字失真。



邹诚 (1995-), 男, 中国科学院微小卫星创新研究院博士生, 主要研究方向为低轨卫星通信系统干扰规避。



邵丰伟 (1992-), 男, 中国科学院微小卫星创新研究院高级工程师, 主要研究方向为低轨卫星通信系统载荷设计。



常家超 (1989-), 男, 中国科学院微小卫星创新研究院副研究员, 主要研究方向为卫星导航技术、低轨卫星通信技术。



李国通 (1970-), 男, 中国科学院微小卫星创新研究院研究员, 博士生导师, 主要研究方向为卫星导航和卫星通信。