

doi:10.11918/j.issn.0367-6234.2016.11.016

联合 DOA 估计与主波束形成的干扰抑制方法

刘海涛¹, 刘亚洲¹, 张学军²

(1. 中国民航大学 天津市智能信号与图像处理重点实验室, 天津 300300; 2. 北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100191)

摘 要: 为克服测距仪(DME)发射的高强度脉冲信号干扰 L 频段数字航空通信系统 1(L-DACS1)OFDM 接收机的问题,提出联合 DOA 估计与主波束形成的干扰抑制方法. 首先接收机通过波达方向矩阵算法估计接收信号来向;然后基于信号来向通过线性约束最小方差波束形成算法提取各个方向信号;随后通过频域功率与时域功率比较算法分辨各来向信号的类型;最后输出 OFDM 直射径信号. 仿真结果表明:该方法可显著克服 DME 与 OFDM 散射径信号干扰,提高 L-DACS1 系统链路传输的可靠性.

关键词: 正交频分复用; 测距仪脉冲干扰; 均匀圆阵; 波达方向估计; 线性约束最小方差

中图分类号: TN929.5 **文献标志码:** A **文章编号:** 0367-6234(2016)11-0103-06

Interference mitigation method based on joint DOA estimation and main beam forming

LIU Haitao¹, LIU Yazhou¹, ZHANG Xuejun²

(1.Tianjin Key Lab for Advanced Signal Processing, Civil Aviation University of China, Tianjin 300300, China;

2. College of Electronic and Information Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China)

Abstract: To mitigate the deleterious influence of Distance Measure Equipment (DME) interference on Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) receiver of L-band Digital Aeronautical Communications System1 (L-DACS1) operating as an inlay system, a new interference suppression method is proposed based on joint DOA estimation and main beamforming. Firstly, DOA matrix algorithm is used to estimate the DOA of the received signals. Secondly, with the DOA information, Linearly Constrained Minimum Variance (LCMV) beamforming algorithm is utilized to extract the signals in all directions. Finally, frequency-domain power comparison and time-domain power comparison method is proposed to distinguish the received signals and output the direct line-of-sight (LOS) path OFDM signal. Computer simulation results indicate that the proposed method can effectively overcome DME impulse interference and OFDM scattering signal and improve the reliability of the L-DACS1 system.

Keywords: orthogonal frequency division multiplexing; distance measure equipment pulse interference; uniform circular array; DOA estimation; linearly constrained minimum variance

L 频段数字航空通信系统 1(L-DACS1)是民航未来沿陆地航路部署的空-地蜂窝移动通信系统,主要为陆地航路、终端区及机场的航空器提供空中交通管制、航空公司运营管理数据通信服务,是民航未来航空移动通信系统的主要技术手段之一^[1]. 依据国际民航组织的规划,L-DACS1 系统将以内嵌的方式部署在 L 频段测距仪(DME)的波道间,占用传输带宽 500KHz^[2-3]. 由于 DME 与 OFDM 信号频谱存在部分交叠,且 DME 系统发射功率较高,不可避

免产生 DME 信号干扰 L-DACS1 系统 OFDM 接收机的问题^[4-5],因此开展 OFDM 接收机 DME 干扰抑制的研究具有重要意义.

目前,L-DACS1 系统 DME 干扰抑制的研究主要集中在单天线干扰消除及阵列天线干扰抑制两个方面. 在单天线干扰消除方面,文献[6-7]利用 DME 干扰信号在时域呈现脉冲干扰的特点,提出脉冲熄灭干扰抑制法,该方法主要缺点:在时变信道环境下,脉冲熄灭门限的精确设置非常困难. 为解决脉冲熄灭导致 OFDM 信号产生子载波间干扰(ICI)的问题,文献[8-10]提出脉冲熄灭 ICI 干扰补偿方法,该方法主要缺点:ICI 干扰补偿法要求精确知晓各个子信道的衰落信息,而在干扰环境下 OFDM 接收机各个子信道衰落信息的精确获得本身就非常困

收稿日期: 2015-04-01

基金项目: 国家自然科学基金(U1233117, 61271404)

作者简介: 刘海涛(1966—),男,教授,硕士生导师;

张学军(1971—),男,教授,博士生导师

通信作者: 刘海涛,htliu@cauc.edu.cn

难. 在阵列天线在航空移动通信应用方面, 文献 [11] 提出在无人机平台中搭载移动基站为偏远地区提供移动通信服务的构想, 文献 [12-14] 构建了机载实验系统验证了在无人机平台使用阵列天线进行大容量空-地数据通信的可行性. 另外, 在基于阵列天线的 L-DACS1 系统 OFDM 接收机 DME 干扰抑制方面, 文献 [15] 提出利用正交投影算法消除高强度 DME 干扰, 然后采用盲波束形成方法提取 OFDM 直射径信号的方法, 该方法存在不足: 当测距仪干扰较小时, 正交投影干扰抑制性能较差. 在正交投影消除脉冲干扰方法基础上, 文献 [16] 进一步提出利用 CLEAN 算法估计 OFDM 直射径信号来向的方法, 并通过常规波束形成算法提取 OFDM 直射径信号, 该方法主要不足: 当接收 OFDM 信号功率较低且数据快拍较少时, 提出方法的 DOA 估计性能较差.

针对高强度测距仪信号干扰 L-DACS1 系统 OFDM 接收机的问题, 本文提出联合 DOA 估计与主波束形成的干扰抑制方法. 首先接收机利用 DME 与 OFDM 信号空域来向的差异, 通过波达方向矩阵法获取各来向信号的 DOA; 然后利用各个来向信号的 DOA 信息通过线性约束最小方差 (LCMV) 波束形成算法确定各来向信号波束形成的权值, 并利用波束形成权值对接收信号进行波束形成以分离出各

个来向信号; 最后利用 OFDM 与 DME 信号时频特征的差异, 通过频域功率与时域功率比较算法获得 OFDM 直射径信号. 仿真结果显示: 提出的方法可有效抑制 DME 及 OFDM 散射径信号干扰, 提高链路传输的可靠性.

1 系统模型

1.1 联合 DOA 估计与主波束形成的 OFDM 接收机

图 1 为联合 DOA 估计与主波束形成的 OFDM 接收机原理框图. 接收机均匀圆阵输出信号通过 A/D 转换为数字基带信号, 数字基带信号通过波达方向估计器估计各个来向信号的 DOA 信息. 随后阵列接收信号及 DOA 信息同时送入主波束形成器, 主波束形成器通过线性约束最小方差算法 (LCMV) 计算各来向信号的波束形成权值, 然后通过波束形成提取各个来向信号. 提取的各个来向信号同时送入信号分类器, 在信号分类器中通过频域功率与时域功率比较算法分辨 DME 及 OFDM 信号, 并输出 OFDM 直射径信号. 信号分类器输出的 OFDM 直射径信号经多普勒频偏估计与补偿后移除循环前缀 (CP), 送入 FFT 转换器变换为频域信号. 频域信号经频域下采样后送入信道估计及均衡器完成信道均衡, 均衡器输出信号经解调器、解交织器后送入信道译码器恢复出原始发送比特序列估值.

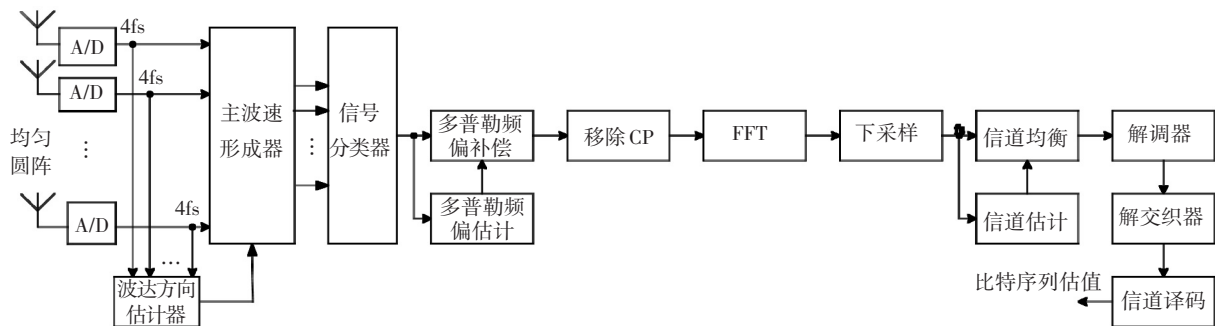


图 1 联合 DOA 估计与主波束形成的 OFDM 接收机原理

Fig.1 OFDM receiver based on joint DOA estimation and main beam forming

1.2 DOA 估计算法

为解决相干信号环境下均匀圆阵二维 DOA 估计问题, 采用文献 [17] 提出的波达方向矩阵法解决相干信源的二维 DOA 估计问题. 接收机使用上下平行双均匀圆阵 (如图 2 所示), 上下间隔 $d = \lambda/2$, 上下子阵的阵元位置一一对应, 每个子阵的阵元数均为 M , 圆半径均为 R , 信号波长为 λ .

考虑以子阵 1 的圆心为参考点, 则子阵 1 中第 m 个阵元坐标为 $(x_m, y_m, 0)$, 第 m 个阵元的输出信号为

$$x_m(t) = \sum_{i=1}^I s_i(t) e^{-j \frac{2R\pi}{\lambda} \sin(\varphi_i) \cos(\theta_i - \frac{2m\pi}{M})} + n_{1m}(t),$$

$$m = 0, 1, \dots, M-1.$$

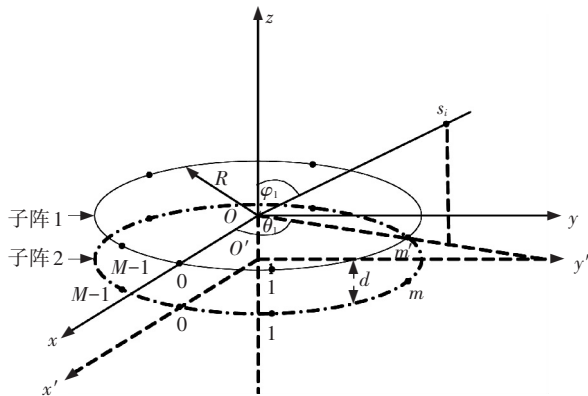


图 2 双均匀圆阵结构图

Fig.2 Structure of double uniform circular array

式中: $s_i(t)$ 代表阵列天线接收的第 i 个信号源, $\{\theta_i, \varphi_i\}$ 代表第 i 个信号源的方位角和俯仰角, $n_{1m}(t)$ 代表信道输入的窄带高斯白噪声, I 代表阵列接收信号源总数. 类似的, 子阵 2 上坐标为 $(x_m, y_m, -d)$ 的阵元输出信号为

$$\hat{\varphi}_i = \arccos\left[\frac{\lambda}{2\pi d} \cdot \text{Arg}(\eta_i)\right], i = 1, 2, \dots, I$$

$$\hat{\theta}_i = \frac{1}{M} \sum_{j=0}^{M-1} \left[\frac{j2\pi}{M} + \arccos\left(\frac{\lambda}{2\pi R} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2\pi d} \cdot \text{Arg}(\eta_i)\right)^2}} \cdot \text{Arg}(\varepsilon_i(j)) \right) \right], i = 1, 2, \dots, I.$$

式中: R 代表按照文献[17]中方法构造的空域平滑波达方向矩阵, η_i 和 ε_i 分别代表 R 的特征值和对应特征矢量, $\varepsilon_i(j)$ 代表 ε_i 中的第 j 个元素, $\text{Arg}(\cdot)$ 代表幅角主值运算.

1.3 主波束形成算法

图 3 给出了主波束形成器框图. 主波束形成器由 I 个并行的线性约束最小方差 (LCMV) 波束形成器组成. 假设阵列接收信号为 $V(n)$, 则第 i 个线性约束最小方差波束形成器输出信号为

$$x_i(n) = \mathbf{w}_i^H \cdot V(n), i = 1, 2, \dots, I.$$

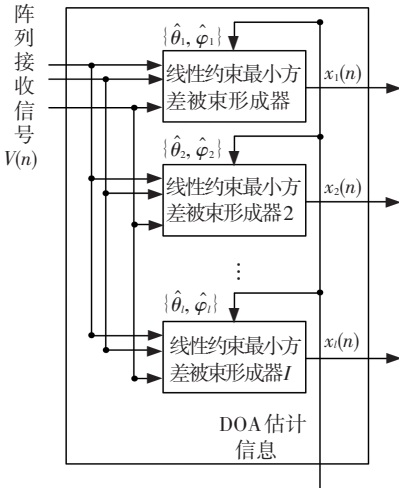


图 3 主波束形成器

Fig.3 Main beamforming

其中, I 代表阵列天线接收 OFDM 信号及测距仪信号源总数, $\mathbf{w}_i$ 代表第 i 个来向信号波束形成权值^[19]:

$$\mathbf{w}_i = \mathbf{R}_v^{-1} \mathbf{C}_i (\mathbf{C}_i^H \mathbf{R}_v^{-1} \mathbf{C}_i)^{-1} \mathbf{f}, i = 1, 2, \dots, I.$$

式中: $\mathbf{R}_v$ 代表接收信号协方差矩阵; $\mathbf{f} = [1 \ 0 \ \dots \ 0]^T$; $\mathbf{C}_i$ 代表约束矩阵, 满足

$$\mathbf{C}_i = [\mathbf{a}_i(\hat{\theta}_i, \hat{\varphi}_i) \ \mathbf{C}_{i-1}]$$

式中: $(\hat{\theta}_i, \hat{\varphi}_i)$ 代表通过波达方向矩阵算法估计获得信号到达角, $\mathbf{a}_i(\hat{\theta}_i, \hat{\varphi}_i)$ 代表信号对应导向矢量, $\mathbf{C}_{i-1}$ 代表除 $\mathbf{a}_i(\hat{\theta}_i, \hat{\varphi}_i)$ 外由剩余 $I - 1$ 个信号导向矢

$$y_m(t) = \sum_{i=1}^I s_i(t) e^{-j\frac{2R\pi}{\lambda} \sin(\varphi_i) \cos(\theta_i - \frac{2m\pi}{M}) + j\frac{2\pi}{\lambda} d \cos(\varphi_i)} + n_{2m}(t),$$

$$m = 0, 1, \dots, M - 1.$$

利用文献[17]的 DOA 方法计算信号俯仰角和方向角得

量构成的矩阵.

1.4 信号分类算法

图 4 给出接收机信号分类器的原理框图. 信号分类器由频域功率比较器和时域功率比较器两个单元组成. 其中, 频域功率比较器用于分辨 DME 与 OFDM 信号, 时域功率比较器用于分辨 OFDM 直射径与散射径信号.

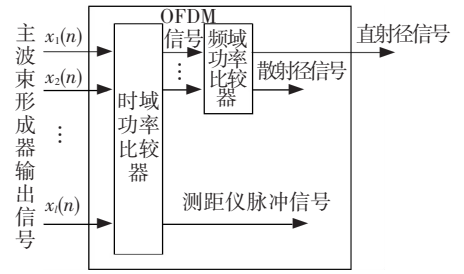


图 4 信号分类器

Fig.4 Signal classification

1.2.1 频域功率比较器

根据 OFDM 及 DME 信号的频域特征^[4], OFDM 信号的能量主要集中于 $[-250 \text{ kHz} \sim +250 \text{ kHz}]$, 测距仪信号的能量主要位于 $\pm 250 \text{ kHz}$ 处, 因此可通过比较接收信号在频域 $\pm 250 \text{ kHz}$ 及直流子信道附近平均功率的方法来分辨接收信号的类型.

假设接收机已建立定时同步, 主波束形成器输出信号 $x_i(n)$ 在移除循环前缀后通过 FFT 转换为频域信号 $X_i(k)$. 定义参量 $\bar{P}_{i,0}$:

$$\bar{P}_{i,0} = \frac{1}{J} \sum_{k=-J/2, k \neq 0}^{J/2} |X_i(n_0 + k)|^2, i = 1, 2, \dots, I. \quad (1)$$

式中: n_0 代表直流子信道的位置索引, $\bar{P}_{i,0}$ 代表第 i 路信号 $x_i(n)$ 在直流子信道附近 J 个子信道的平均功率 (J 取正偶数). 同理, 定义参量 $\bar{P}_{i,250}$:

$$\bar{P}_{i,250} = \frac{1}{J} \sum_{k=0}^{J-1} |X_i(n_1 + k)|^2, i = 1, 2, \dots, I. \quad (2)$$

式中: n_1 代表 250 kHz 处子信道的位置索引, $\bar{P}_{i,250}$ 代表 250 kHz 处子信道右侧 J 个子信道的平均功率.

同理,定义参量 $\bar{P}_{i,-250}$:

$$\bar{P}_{i,-250} = \frac{1}{J} \sum_{k=0}^{J-1} |X_i(n_2 - k)|^2, i = 1, 2, \dots, I.$$

(3)

式中: n_2 代表 -250 kHz 处子信道的位置索引, $\bar{P}_{i,-250}$ 代表 -250 kHz 处子信道左侧 J 个子信道的平均功率.

以式(1)~(3)定义的参量为基础,给出频域功率比较器判定准则:如果 $\bar{P}_{i,0} > \bar{P}_{i,250}$ 同时 $\bar{P}_{i,0} > \bar{P}_{i,-250}$, 则待检测信号 $x_i(n)$ 被判定为 OFDM 信号; 如果 $\bar{P}_{i,250} > \bar{P}_{i,0}$ 或 $\bar{P}_{i,-250} > \bar{P}_{i,0}$, 则待检测信号 $x_i(n)$ 被判定为 DME 信号.

表 1 L-DACS1 系统仿真环境
Tab.1 Simulation environment of L-DACS1 system

发射机参数	参数(值)	信道参数	参数(值)	接收机参数	参数(值)
传输带宽/kHz	498.05	信道类型	多径频率选择性衰落信道	阵列类型	均匀圆阵
FFT 长度	64	信道赖斯因子/dB	10	阵元数目	16
信道编码	RS+卷积编码	测距仪干扰源数目	1,2	波达方向估计器	波达方向矩阵法
调制方式	QPSK	干扰载波偏置/kHz	+500、-500	主波束形成器	线性约束最小方差波束形成
子载波间隔/Hz	9765.625	信干比(SIR)/dB	-3、-10	信号分类器	频域、时域功率比较法
有效子载波数	50			多普勒频偏补偿	理想补偿
循环前缀长度/ μ s	17.6			信道估计	频域 LS 估计
OFDM 符号周期/ μ s	120			信道均衡	迫零均衡
有效 OFDM 符号长度/ μ s	102.4				

2.2 DOA 估计性能

图 5 给出不同信源的 DOA 估计性能,横坐标代表方位角(度),纵坐标代表俯仰角(度). 仿真实验中, OFDM 直射径来向($60^\circ, 50^\circ$), 散射径来向($140^\circ, 40^\circ$), 信噪比 SNR=10 dB; DME 信号 1 来向($100^\circ, 10^\circ$), 信干比 SIR=-3 dB, 载波偏置+500 KHz; DME 信号 2 来向($200^\circ, 30^\circ$), 信干比 SIR=-10 dB, 载波偏置-500 KHz. 由图 5 可观测到:1) OFDM 直射径与 DME 信号来向的估计值与预设值完全一致;2) OFDM 散射径来向的估计值与预设值存在微小的偏差.

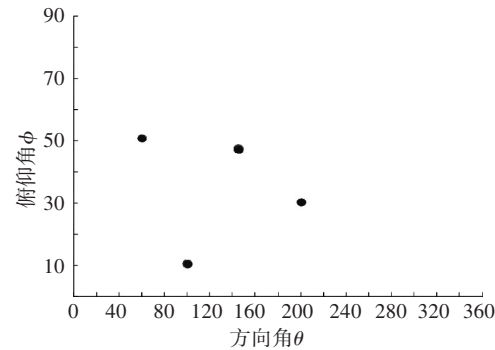


图 5 DOA 估计性能(SNR=10 dB,SIR= -3/-10 dB,赖斯因子=10 dB,200 次仿真实验)

Fig.5 DOA estimation (SNR=10 db, SIR= -3/10 dB, rice factor= 10 dB, simulations for 200 times)

1.4.2 时域功率比较器

如果待检测信号被判定为 OFDM 信号,则还需要进一步判定待检测信号是 OFDM 直射径还是散射径信号. 由于航空移动信道呈现为赖斯信道^[18], 信道的赖斯因子取值为 15~20 dB,因此 OFDM 直射径信号功率远高于散射径,可直接通过比较各个 OFDM 信号的功率来分辨 OFDM 直射径.

2 数值仿真及分析

2.1 仿真环境设置

为验证联合 DOA 估计与主波束形成干扰抑制方法的正确性,按照 L-DACS1 系统技术规范^[3]设计实现 L-DACS1 系统阵列天线干扰抑制仿真系统,仿真参数如表 1 所示.

图 6 给出不同信源 DOA 估计的根均方误差曲线,横坐标代表信噪比(dB),纵坐标代表根均方误差值(度). 根均方误差值定义为

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N [(\hat{\theta}_{ij} - \theta_i)^2 + (\hat{\varphi}_{ij} - \varphi_i)^2]},$$

(θ_i, φ_i) 代表第 i 个信源到达角的预设值, $(\hat{\theta}_{ij}, \hat{\varphi}_{ij})$ 代表对第 i 个信源到达角的第 j 次估计值. 图 6 共包含 4 条曲线:标有“●”的曲线代表 OFDM 直射径 DOA 估计的根均方误差性能;标有“■”的曲线代表 OFDM 散射径 DOA 估计的根均方误差性能;标有“◆”的曲线代表测距仪信号 1(信干比=-3 dB,载波偏置+500 kHz)DOA 估计的根均方误差性能;标有“▼”的曲线代表测距仪信号 2(信干比=-10 dB,载波偏置-500 kHz)DOA 估计的根均方误差性能. 由图 6 观测到:1)DOA 估计的根均方误差随信噪比的增加而降低;2)相同信噪比下,DOA 估计的精度由高到低排列次序为测距仪信号 2、测距仪信号 1、OFDM 直射径、OFDM 散射径. 综合以上得到:DOA 估计精度主要由接收信号的强度决定,接收信号强度越大,DOA 估计精度越高,接收信号强度越小,DOA 估计精度越差. 在本研究问题中,由于 DME 干扰信号强度远高于 OFDM 信号,因此可保证精确估计 DME 干扰信号的来向.

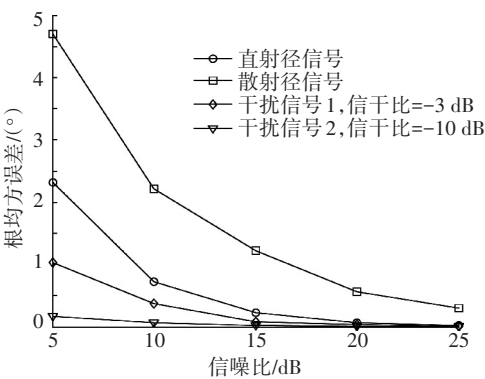


图 6 DOA 估计根均方误差曲线(赖斯因子=10 dB)

Fig.6 Root mean square error curve of DOA estimation (Rice factor = 10 dB)

2.3 LCMV 波束形成性能

图 7 和图 8 分别给出 LCMV 算法波束图,图 7 横坐标代表方位角,图 8 横坐标代表俯仰角,两图纵坐标均代表归一化波束增益(dB). 由图 7 与图 8 可观测到:阵列天线的波束在干扰信号 1 来向(100°, 10°)、干扰信号 2 来向(200°, 30°)及 OFDM 散射径来向(140°, 40°)形成零陷,零陷衰减达-300 dB,表明了提出方法可有效抑制 DME 及 OFDM 散射径信号的干扰.

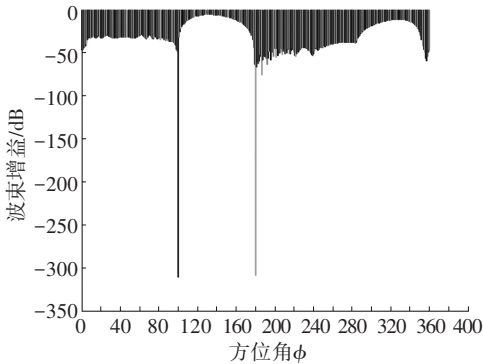


图 7 LCMV 算法在方位角上的波束图(SNR=10 dB, SIR=-3 dB/-10 dB,200 次蒙特卡罗实验)

Fig.7 LCMV beamforming on azimuth angle (SNR = 10 dB, SIR = -3 dB/-10 dB for Montacarlo test for 200 times)

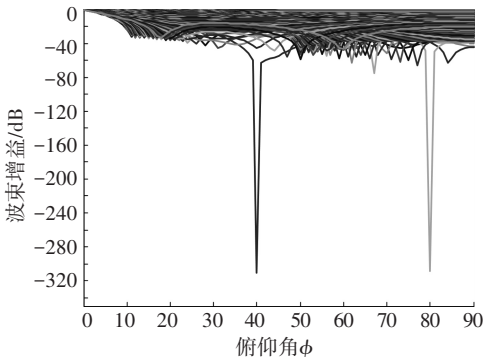


图 8 LCMV 算法在俯仰角上的波束图(SNR=10 dB, SIR=-3 dB/-10 dB,200 次蒙特卡罗实验)

Fig.8 LCMV beamforming on pitch angle(SNR = 10 dB, SIR = -3 dB/-10 dB.Montacarlo test for 200 times)

图 9 给出波束形成性能随 DOA 估计误差变化曲线,横坐标代表 DOA 估计误差(方向角误差+俯仰角误差),纵坐标代表波束形成输出信号(OFDM 直射径信号)信噪比. 由图 9 观测到:1)输出信噪比随 DOA 估计误差的增大可逐渐降低;2)理想 DOA 时,波束形成输出信噪比为 1 dB,对输入信噪比提升约 5 dB.

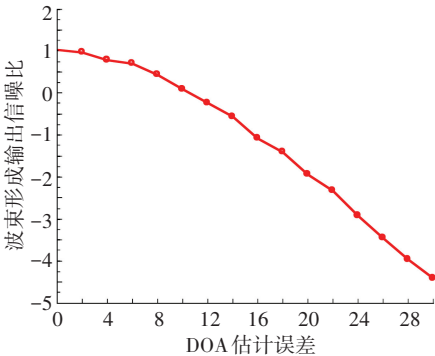


图 9 DOA 估计偏差对波束形成性能影响曲线(输入信噪比为-4 dB)

Fig.9 Beamforming performance based on the DOA estimation deviation (input SNR = -4 dB)

2.4 信号分类器差错性能

图 10 给出信号分类器判定差错概率的性能曲线,横坐标代表信噪比,纵坐标代表信号分类器判定 OFDM 直射径、OFDM 散射径及 DME 信号出现错误的概率. 由图 10 观测到:判定差错概率随输入信噪比的增加而快速降低,当输入信噪比为 6 dB 时,判定出现差错的概率为 1.0×10^{-4} . 考虑到典型情况下 OFDM 接收机输入信噪比高于 6 dB,因此提出的信号分类器能够准确分辨 OFDM 直射径、OFDM 散射径及 DME 信号.

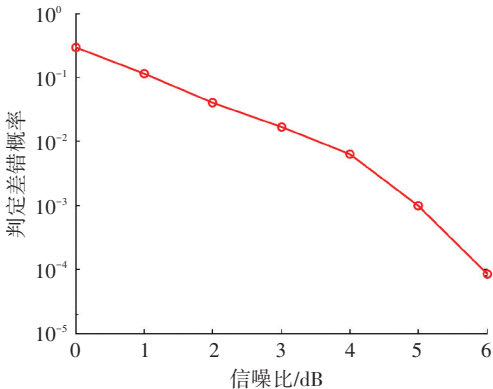


图 10 信号分类器差错概率性能(OFDM 直射径信号、散射径信号、单个 DME 信号、信干比=-10 dB)

Fig.10 Error probability performance of signal classification

2.5 系统比特差错性能

图 11 给出 OFDM 接收机比特差错性能曲线,横坐标代表信噪比(dB),纵坐标代表比特差错概率. 图 11 共包含 4 曲线:标有“◆”的曲线代表无干扰

信号时系统比特差错性能;标有“■”的曲线代表存在一个干扰信号时系统比特差错性能;“●”的曲线代表存在两个干扰信号时系统比特差错性能;标有“▼”的曲线代表按照文献[15]方法仿真得到的比特差错性能. 曲线比较表明:所提方法可完全克服 DME 干扰信号对 OFDM 接收机链路传输的影响,且性能优于文献[15]提出的方法.

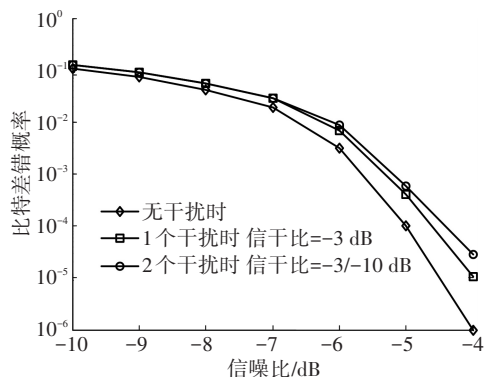


图 11 L-DACS1 系统比特差错性能

Fig.11 Bit error performance of L-DACS1 system

3 结 语

针对高强度测距仪脉冲信号干扰 L-DACS1 系统 OFDM 接收机问题,提出联合 DOA 估计与主波束形成的干扰抑制方法. 该方法首先利用 DME 与 OFDM 信号空域来向的差异,通过线性约束最小方差波束形成算法分离各个信号,随后借助 OFDM 与 DME 信号的时频特征的差异,分辨并输出 OFDM 直射径信号. 仿真研究表明:提出的方法可有效克服 DME 信号及 OFDM 散射径的干扰,提高接收机链路传输的可靠性.

参考文献

- [1] SCHELL M, EPPLE U, SHUTIN D, et al. L-DACS: future aeronautical communications for air-traffic management[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 25(5): 104-110.
- [2] NEJI N, LACERDA DE R, AZOULAY A, et al. Survey on the future aeronautical communication system and its development for continental communications[J]. IEEE Transactions Vehicular Technology, 2013, 62(1): 182-191.
- [3] SAJATOVIC M, HAINDL B, EHAMMER M, et al. L-DACS1 system definition proposal; deliverable D2[S]. Version 1.0. Brussels; Eurocontrol, 2009: 1-173.
- [4] EPPLE U, SCHELL M. Overview of legacy systems in L-band and its influence on the future aeronautical communication system LDACS1[J]. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 2014(29)2: 31-37.

- [5] EPPLE U, SCHELL M. Overview of interference situation and mitigation techniques for LDACS1[C]//2011 IEEE/AIAA 30th. Digital Avionics Systems Conference (DASC). Seattle, WA; IEEE, 2011: 4C5-1-4C5-12.
- [6] EPPLE U, HOFFMANN F, SCHELL M. Modeling DME interference impact on LDACS1[C]//IEEE. Integrated Communications, Navigation and Surveillance Conference (ICNS). Herndon, VA; IEEE, 2012: G7-1-G7-13.
- [7] EPPLE U, BRANDES S, GLIGOREVIC S, et al. Receiver optimization for L-DACS1[C]// IEEE/AIAA 28th Digital Avionics Systems Conference. Orlando, FL; IEEE, 2009: 4. B. 1-1-4. B. 1-12.
- [8] BRANDES S, EPPLE U, SCHELL M. Compensation of the impact of interference mitigation by pulse blanking in OFDM systems[C]// IEEE Global Telecommunications Conference. Honolulu, HI; IEEE, 2009: 1-6.
- [9] EPPLE U, SHUTIN D, SCHELL M. Mitigation of impulsive frequency-selective interference in OFDM based systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2012, 1(5): 484-487.
- [10] LI Q, ZHANG J, XIE J, et al. Iterative interference mitigation and channel estimation for LDACS1[C]// 2014 IEEE/AIAA 33rd Digital Avionics Systems Conference (DASC 2014). Colorado; IEEE, 2014: 3B2-1-3B2-11.
- [11] DOVIS F, SELLONE F. Smart antenna system design for airborne GSM base-stations[C]//2000 IEEE Proceedings of the Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop. Cambridge, MA; IEEE, 2000: pp. 429-433.
- [12] MONDIN M, DOVIS F, MULASSANO P. On the use of HALE platforms as GSM base stations[J]. IEEE Personal Communications, 2001, 8(2): 37-44.
- [13] AVAGNINA D, DOVIS F, GHIG LIONE A, et al. Wireless networks based on high-altitude platforms for the provision of integrated navigation/communication services[J]. IEEE Communications Magazine, 2002, 40(2): 119-125.
- [14] KARAPANTAZIS S, PAVLIDOU F. Broadband communications via high-altitude platforms: a survey[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2005, 7(1): 2-31.
- [15] 刘海涛, 刘亚洲, 成玮, 等. 联合正交投影与盲波束形成的干扰抑制方法[J]. 系统工程与电子技术, 2015, 37(8): 1180-1186.
- LIU H T, LIU Y Z, CHENG W, et al. Interference mitigation method based on subspace projection and blind adaptive beamforming[J]. Systems Engineering and Electronics, 2015, 37(8): 1180-1186.
- [16] 刘海涛, 刘亚洲, 张学军. 联合正交投影与 CLEAN 的测距仪脉冲干扰抑制方法[J]. 信号处理, 2015, 31(5): 536-543.
- LIU H T, LIU Y Z, ZHANG X J. DME impulse interference mitigation method based on subspace projection and CLEAN algorithm[J]. Journal of Signal Processing, 2015, 31(5): 536-543.
- [17] 毛维平, 李国林, 谢鑫. 均匀圆阵相干信源二维波达方向估计[J]. 系统工程与电子技术, 2013, 35(8): 1596-1601.
- MAO W P, LI G L, XIE X. 2D-DOA estimation of coherent signals based on uniform circular array[J]. Systems Engineering and Electronics, 2013, 35(8): 1596-1601.
- [18] HAAS E. Aeronautical channel modeling[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2002, 51(2): 254-264.