

控制与决策

Control and Decision

基于OFDM符号特征的干扰抑制与盲波束形成方法

王磊, 李广雪, 李冬霞, 刘海涛

引用本文:

王磊, 李广雪, 李冬霞, 等. 基于OFDM符号特征的干扰抑制与盲波束形成方法[J]. *控制与决策*, 2020, 35(6): 1397–1402.

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2018.1199>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

脉冲噪声下基于循环相关熵的PSK信号码速率估计

Symbol rate estimation of PSK signals based on cyclic correntropy in impulsive noise

控制与决策. 2020, 35(3): 735–739 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2018.0480>

带有执行器饱和的变时滞Markovian跳变系统的DOBC控制

Disturbance–observer–based control for Markovian jump systems with time–varying delay and actuator saturation

控制与决策. 2019, 34(9): 1857–1866 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2018.0123>

基于核正交流形角不相似度的非线性动态过程监测方法

Kernel orthogonal manifold angle based dissimilarity for nonlinear dynamic process monitoring

控制与决策. 2018, 33(6): 1141–1146 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2017.0425>

基于平均内积和相关判决函数的DSSS信号伪码序列盲估计

Blind estimation of DSSS pseudo–random sequence based on average inner product and correlative decision function

控制与决策. 2018, 33(12): 2289–2294 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2017.0711>

一种改进的被动雷达直达干扰抑制方案

An improved interference cancellation scheme for passive radar

控制与决策. 2018, 33(10): 1915–1920 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2017.0681>

基于 OFDM 符号特征的干扰抑制与盲波束形成方法

王 磊[†], 李广雪, 李冬霞, 刘海涛

(中国民航大学 智能信号与图像处理天津市重点实验室, 天津 300300)

摘要: 为了抑制 L 波段数字航空通信系统 1 正交频分复用接收机中的测距机脉冲干扰信号的影响, 提出基于正交频分复用符号特征的盲波束形成方法. 阵列天线接收的数据首先经正交投影抑制测距机干扰, 然后根据正交频分复用符号中循环前缀的延迟重复特征, 将波束形成的权值求解问题转化为瑞利商的最大化问题, 通过对延迟协方差矩阵的特征值分解获得阵列天线的波束形成权矢量, 不需要预先知道期望信号的来向信息. 仿真结果表明: 所提出方法能够将波束主瓣对准期望信号来向, 同时在干扰信号来向上形成深零陷, 从而提高阵列输出端信噪比. 所提出方法在低信噪比环境下波束形成性能优于内积最大化方法, 随着信噪比增大, 两种方法波束形成的性能逐渐接近.

关键词: L 波段数字航空通信系统 1; 测距机; 脉冲干扰; 盲波束形成; 循环前缀; 正交频分复用

中图分类号: TP391; TN973

文献标志码: A

Interference suppression and blind beamforming based on OFDM symbol characteristic

WANG Lei[†], LI Guang-xue, LI Dong-xia, LIU Hai-tao

(Tianjin Key Laboratory for Advanced Signal Processing, Civil Aviation University of China, Tianjin 300300, China)

Abstract: In order to suppress the distance measuring equipment (DME) impulse interference in the orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) receiver of the L-band digital aviation communication system type 1 (L-DACS1), a blind beamforming method based on the OFDM symbol characteristics is proposed. The data received from the array antenna is firstly orthogonal projected to suppress the DME interference. Then, the interference-free data is used for beamforming. The weight of the beamforming is obtained by maximizing the Rayleigh quotient, using the delay repetition characteristics of the cyclic prefix for OFDM symbols, and no prior information, such as the direction of the desired OFDM signal, is required. Simulation results show that the proposed method can obtain a robust beam pattern, with the main lobe pointing to the direction of the OFDM signal. As a result, the signal-to-noise ratio (SNR) of the array output has been improved significantly. In addition, compared with the inner product maximization method, the proposed method performs better in low SNR environment. With the increase of the SNR, the performance difference between the two methods gradually decreases.

Keywords: L-band digital aeronautical communication system 1; distance measuring equipment; impulse interference; blind beamforming; cyclic prefix; OFDM

0 引 言

正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)是一种利用多载波调制的特殊频分复用技术,该技术可有效克服高速数据传输带来的频率选择性衰落.相对于一般单载波通信系统,OFDM通信系统具有频谱利用效率高、传输容量大、抗多径衰落、适合高速数据传输等优点.基于这些特点,作为民航未来宽带航空数据链系统之一的L频段数字航空通信系统1(L-band digital aeronautical

communication system 1, L-DACS1)便采用了多载波 OFDM 传输体制^[1-3].

由于 L 波段频谱资源紧张,国际民航组织建议将 L-DACS1 系统的频谱内嵌在陆基导航系统测距机(distance measuring equipment, DME)的波道间隔内,并且两者的频谱还存在部分交叠.由于 DME 信号是大功率的脉冲信号,对 L-DACS1 系统而言,通频带内的 DME 信号即为脉冲式干扰信号,不可避免地会影响 L-DACS1 系统的链路性能,导致其误码率增

收稿日期: 2018-09-05; 修回日期: 2019-05-07.

基金项目: 国家自然科学基金民航联合基金项目(U1633108, U1733120); 中央高校基本科研业务费专项基金项目(3122017012).

[†]通讯作者. E-mail: wanglei@cauc.edu.cn.

大^[4-6].

为保障复杂通信环境下OFDM系统链路传输的可靠性,学者们根据DME信号和OFDM信号在时域、频域、空域等的特性差异,提出了各种消除或抑制DME干扰影响的算法,如文献[7-10]的脉冲消隐和脉冲限幅方法、利用脉冲特性重构DME信号的脉冲重构类方法^[11-14]、利用DME信号和OFDM信号的到达角(direction of arrival, DOA)不同进行空域滤波的自适应阵列天线干扰抑制方法^[15-17]等. 以上几类方法中,脉冲消隐和脉冲限幅方法实现简单,但是在抑制DME干扰的同时也会抑制甚至损失部分OFDM信号,还会造成OFDM系统的子载波间干扰^[18-20]. 随着天线阵元的小型化和信号处理技术的发展,基于空域滤波方法的干扰抑制技术受到越来越多的关注. 文献[15]首先利用波达方向矩阵法估计出所有信号来向(OFDM信号和DME干扰),然后根据LCMV算法在所有估计出来的方向上进行波束形成,最后在信号分离器中根据OFDM信号和DME干扰的特点将二者区分开. 文献[16]通过正交投影抑制DME强干扰,利用CLEAN算法估计信号来向,在估计出的OFDM信号来向上进行波束形成. 文献[17]基于内积最大化准则(以下简称内积最大化方法)进行波束形成,当输入信噪比低于0 dB时波束形成性能下降,信噪比继续降低,该方法在OFDM信号来向上将不能形成稳定的主瓣.

本文提出的基于OFDM符号循环前缀延迟重复特性的盲波束形成方法受输入信噪比影响较小,在低信噪比时仍然能够将主瓣对准期望信号来向. 相对于文献[15-16]的方法,本文提出的干扰抑制和波束形成方法不需要估计干扰信号和期望信号的来向,无需阵列流型信息,并且在低信噪比环境下也能够得到稳定指向的主波束,有效提高了输出端信噪比.

1 抗干扰接收机信号模型

首先建立L-DACS1接收系统信号模型^[15,17]. 设机载接收天线为由 M 个阵元组成的均匀线阵(uniform linear array, ULA). 1个L-DACS1信号和 N 个DME干扰信号均来自不同方向,且同时入射到该均匀线阵上,其中L-DACS1信号的来向为 θ_s ,干扰信号的来向为 $\theta_{j_1}, \theta_{j_2}, \dots, \theta_{j_N}$,在第 n 个快拍时,阵列的输出可以表示为

$$\mathbf{x}(n) = \mathbf{A}_s \mathbf{s}(n) + \mathbf{A}_j \mathbf{j}(n) + \mathbf{v}_n, \quad n = 0, 1, \dots \quad (1)$$

其中: $\mathbf{s}(n)$ 为接收的L-DACS1信号,其导向矢量为 \mathbf{A}_s ; $\mathbf{j}(n) = [j_1(n), j_2(n), \dots, j_N(n)]$ 为 N 个干扰信号,对应的导向矢量为 $\mathbf{A}_j = [\mathbf{a}(\theta_{j_1}), \mathbf{a}(\theta_{j_2}), \dots,$

$\mathbf{a}(\theta_{j_N})]^T$; \mathbf{v}_n 为均匀线阵上接收到的高斯白噪声.

本文提出的L-DACS1系统接收机框图如图1所示.

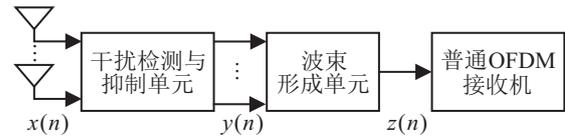


图1 联合干扰抑制和波束形成的OFDM接收机

联合干扰抑制和波束形成的OFDM接收机包括4部分,按照信号接收和处理流程依次为天线阵单元、干扰检测与抑制单元、波束形成单元和普通的OFDM接收机. 天线阵单元包括 M 个OFDM接收天线和 M 个接收通道,L-DACS1信号经过放大、滤波、下变频和A/D变换后得到 M 个通道的数字基带信号 $\mathbf{x}(n)$. 在干扰检测与抑制单元中取其中任意一个通道的接收信号进行干扰检测,如果存在DME干扰,则对阵列接收数据 $\mathbf{x}(n)$ 进行干扰抑制,得到无干扰的数据 $\mathbf{y}(n)$,然后将 $\mathbf{y}(n)$ 送入波束形成器进行盲波束成形;如果没有检测到干扰,则阵列接收数据 $\mathbf{x}(n)$ 跳过干扰抑制单元并进入后面的波束形成单元进行波束成形. 最后,波束形成之后的单通道数据 $z(n)$ 被送入普通的OFDM接收机,完成OFDM信号的解调和数据比特恢复.

2 干扰检测与抑制

由 M 个阵元构成的接收阵列中,取其中一个通道的信号进行干扰检测,当接收信号电平大于预设的阈值时,判定为接收信号中存在强干扰,此时阵列接收信号送入干扰抑制模块进行干扰抑制;反之则表示接收信号中没有干扰信号,或者L-DACS1上行链路的OFDM信号和干扰电平相当,此时跳过干扰抑制模块,直接进行盲波束形成.

在强干扰情形下,考虑到L-DACS1信号、DME干扰信号和噪声三者彼此不相关,阵列接收信号的协方差矩阵可表示为

$$\mathbf{R}_{xx} = E\{\mathbf{x}\mathbf{x}^H\} = \mathbf{R}_s + \mathbf{R}_j + \mathbf{R}_v. \quad (2)$$

其中: \mathbf{R}_s 、 \mathbf{R}_j 和 \mathbf{R}_v 分别表示L-DACS1信号、DME干扰信号和噪声的协方差矩阵. 矩阵 \mathbf{R}_{xx} 为Hermitian阵,可以分解为

$$\mathbf{R}_{xx} = \sum_{m=1}^M \lambda_m \mathbf{e}_m \mathbf{e}_m^H = \sum_{m=1}^N \lambda_m \mathbf{e}_m \mathbf{e}_m^H + \sum_{m=N+1}^M \lambda_m \mathbf{e}_m \mathbf{e}_m^H. \quad (3)$$

其中: $\lambda_m (m = 1, 2, \dots, M, \lambda_1 > \lambda_2 > \dots > \lambda_M)$ 为 \mathbf{R}_{xx} 的 M 个特征值. 由于L-DACS1信号的功率电平

远低于DME脉冲干扰,式(3)中 N 个大特征值对应的特征矢量张成干扰子空间 $\mathbf{U}_J, \mathbf{U}_J = [\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \dots, \mathbf{e}_N]$; 剩余 $M - N$ 个特征值 $\lambda_m (m = N + 1, N + 2, \dots, M)$ 对应的特征矢量张成信号与噪声子空间. 当干扰子空间确定后, 信号与噪声子空间可由干扰子空间的正交投影得到, 即

$$\mathbf{U}_J^\perp = \mathbf{I} - \mathbf{U}_J(\mathbf{U}_J^H \mathbf{U}_J)^{-1} \mathbf{U}_J^H. \quad (4)$$

将阵列接收数据 $\mathbf{x}(n)$ 向 \mathbf{U}_J^\perp 投影后, 干扰就被抑制了, 得到的无干扰数据 $\mathbf{y}(n)$ 可表示为

$$\mathbf{y}(n) = \mathbf{U}_J^\perp \mathbf{x}_n, \quad (5)$$

经正交投影后的 $\mathbf{y}(n)$ 再送入波束形成单元进行波束形成.

3 盲波束形成算法

L-DACS1 系统前向链路 data/CC 帧由 54 个 OFDM 符号组成, 其中前 2 个 OFDM 符号是同步符号, 利用同步符号机载接收机可以完成符号定时同步; 随后的 52 个 OFDM 符号承载高层的调制符号. 图 2 所示为 data/CC 帧结构中一个 OFDM 符号示意图, 灰色部分表示 OFDM 符号的循环前缀(cyclic prefix, CP). 假设一个完整的 OFDM 符号经 AD 采样后得到 N_s 个样点, 其中 CP 采样后得到 N_g 个样点, 除 CP 外剩余部分采样得到 N_u 个样点, 则有 $N_s = N_u + N_g$. 设 $s(n)$ 表示 CP 的第 n 个采样值, $n = 1, 2, \dots, N_g$, 在同一个 OFDM 符号内, 将 $s(n)$ 延迟 N_u 个采样点后得到 $s(N_u + n)$, 由于 OFDM 符号中 CP 的延迟重复特性, 可得 $s(n) = s(N_u + n)$.

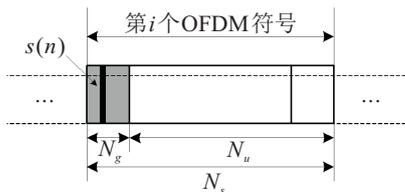


图 2 OFDM 符号

如第 2 节所述, 干扰抑制后得到的无干扰数据为 $\mathbf{y}(n)$, 设此时已经完成了 OFDM 的符号同步, 有

$$\mathbf{y}(n) = \mathbf{A}_s \mathbf{s}_n + \mathbf{w}_n, \quad n = 0, 1, \dots \quad (6)$$

设盲波束形成器的权矢量为 $\boldsymbol{\omega}$, 经波束形成后的单通道数据可写为 $\mathbf{z}(n) = \boldsymbol{\omega}^H \mathbf{y}(n)$, 将其延迟 N_u 个采样点后为 $\mathbf{z}(N_u + n) = \boldsymbol{\omega}^H \mathbf{y}(N_u + n)$. 对 $\mathbf{z}(n)$ 和 $\mathbf{z}(N_u + n)$ 求数学期望可得

$$\begin{aligned} E\{\mathbf{z}(n)\mathbf{z}^H(N_u + n)\} &= \\ E\{\boldsymbol{\omega}^H \mathbf{y}(n)\mathbf{y}^H(N_u + n)\boldsymbol{\omega}\} &= \\ \boldsymbol{\omega}^H E\{\mathbf{y}(n)\mathbf{y}^H(N_u + n)\}\boldsymbol{\omega} &= \boldsymbol{\omega}^H \mathbf{R}_{yy} \boldsymbol{\omega}, \quad (7) \end{aligned}$$

其中 \mathbf{R}_{yy} 为阵列延迟协方差矩阵. 将式(6)代入(7), 可得

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\omega}^H \mathbf{R}_{yy} \boldsymbol{\omega} &= \\ \boldsymbol{\omega}^H E\{[\mathbf{A}_s \mathbf{s}(n) + \mathbf{w}(n)] \times \\ [\mathbf{A}_s \mathbf{s}(N_u + n) + \mathbf{w}(N_u + n)]^H\} \boldsymbol{\omega} &= \\ \boldsymbol{\omega}^H \mathbf{R}_{ss} \boldsymbol{\omega} + \boldsymbol{\omega}^H \mathbf{R}_{ww} \boldsymbol{\omega}. \quad (8) \end{aligned}$$

其中: \mathbf{R}_{ss} 和 \mathbf{R}_{ww} 分别为信号和噪声的延迟协方差矩阵, 且有

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{ss} &= E\{[\mathbf{A}_s \mathbf{s}(n)][\mathbf{A}_s \mathbf{s}(N_u + n)]^H\} = \\ E\{[\mathbf{A}_s \mathbf{s}(n)][\mathbf{A}_s \mathbf{s}(n)]^H\}, \quad (9) \end{aligned}$$

$$\mathbf{R}_{ww} = E\{\mathbf{w}(n)\mathbf{w}^H(N_u + n)\}. \quad (10)$$

由于噪声不满足延迟重复特性, $\mathbf{w}(n)$ 与 $\mathbf{w}(N_u + n)$ 统计独立, 理论上

$$\begin{aligned} E\{\mathbf{w}(n)\mathbf{w}^H(N_u + n)\} &= \\ E\{\mathbf{w}(n)\}E\{\mathbf{w}^H(N_u + n)\} &= 0. \end{aligned}$$

然而, 实际工程中由于采样快拍数有限, 式(10)通常不为零. 在此设 $\mathbf{R}_{ww} = \sigma^2 \mathbf{I}$ (σ^2 为接近 0 的常数, \mathbf{I} 为单位阵). 为了将波束主瓣指向 OFDM 信号, 定义如下代价函数:

$$\begin{aligned} \max_{\boldsymbol{\omega}} \frac{\boldsymbol{\omega}^H \mathbf{R}_{ss} \boldsymbol{\omega}}{\boldsymbol{\omega}^H \mathbf{R}_{ww} \boldsymbol{\omega}} &= \max_{\boldsymbol{\omega}} \frac{\boldsymbol{\omega}^H \mathbf{R}_{yy} \boldsymbol{\omega} - \boldsymbol{\omega}^H \mathbf{R}_{ww} \boldsymbol{\omega}}{\boldsymbol{\omega}^H \mathbf{R}_{ww} \boldsymbol{\omega}} = \\ \max_{\boldsymbol{\omega}} \left(\frac{\boldsymbol{\omega}^H \mathbf{R}_{yy} \boldsymbol{\omega}}{\boldsymbol{\omega}^H \mathbf{R}_{ww} \boldsymbol{\omega}} - 1 \right). \quad (11) \end{aligned}$$

式(11)的最大化问题等价于如下 Rayleigh 商最大化:

$$\begin{aligned} \max R(\boldsymbol{\omega}) &= \max_{\boldsymbol{\omega}} \frac{\boldsymbol{\omega}^H \mathbf{R}_{yy} \boldsymbol{\omega}}{\boldsymbol{\omega}^H \mathbf{R}_{ww} \boldsymbol{\omega}} = \\ \max_{\boldsymbol{\omega}} \frac{\boldsymbol{\omega}^H \mathbf{R}_{yy} \boldsymbol{\omega}}{\sigma^2 \boldsymbol{\omega}^H \boldsymbol{\omega}}. \quad (12) \end{aligned}$$

易知, 满足使式(12)最大的权矢量即为阵列延迟协方差矩阵 \mathbf{R}_{yy} 最大特征值所对应的特征矢量.

4 仿真与结果分析

根据 L-DACS1 系统相关技术规范, 在仿真环境下构建了 L-DACS1 系统前向链路 OFDM 数字基带信号. 为了能够充分抑制干扰, 仿真时采用 4 倍过采样, 设置 L-DACS1 系统 OFDM 信号的调制方式为 QPSK, DME 脉冲干扰出现频率为 3 600 脉冲对 / s, 干扰载波偏置设为 500 kHz.

仿真中采用均匀线阵, 阵元数目 $M = 7$, 阵元间隔为接收信号的半波长. 设 L-DACS1 信号来向为 $\theta_s = 0^\circ$, 一个 DME 脉冲干扰来向为 $\theta_j = 40^\circ$, 阵列中的噪声为高斯白噪声.

首先考虑机载 L-DACS1 接收机处于强干扰的情况, 设置信噪比为 SNR = 5 dB, 信干比为 SIR =

-20 dB. 采用本文方法干扰抑制和波束形成后得到的阵列方向图和信号时域波形如图3和图4所示.

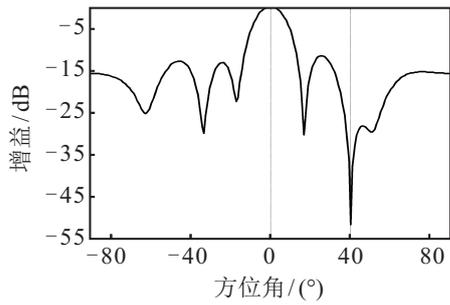
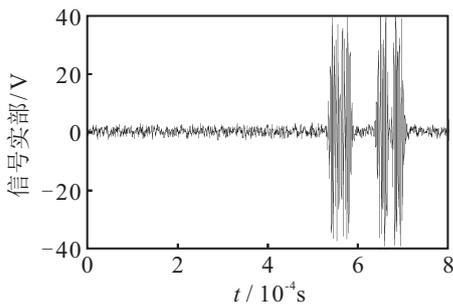
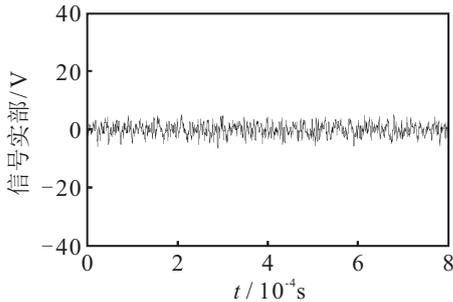


图3 归一化阵列方向图



(a) 算法处理前

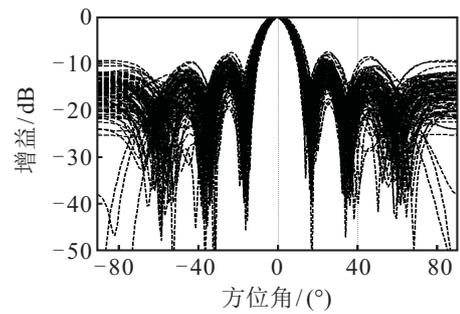


(b) 算法处理后

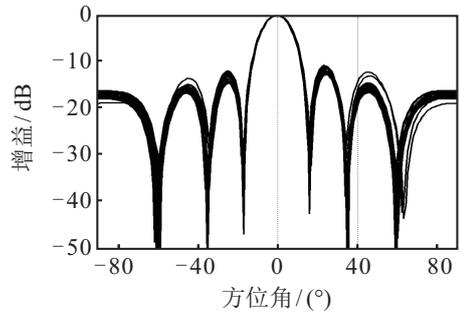
图4 算法处理前后信号的时域波形

由图3可见,本文方法在OFDM信号来向上形成了主波束,同时在DME干扰来向处形成了约50 dB深的零陷. 算法处理前,由图4(a)时域波形可以看出明显的强脉冲干扰. 图4(b)给出了采用本文方法处理后的时域波形,可以看到脉冲干扰被抑制了,且效果比较理想. 当DME脉冲干扰和OFDM信号电平相当或没有DME干扰时,如果仍然采用子空间投影,则有可能造成误判,致使在OFDM信号来向上形成零陷,造成信噪比急剧下降. 为了避免这一点,本文的干扰检测模块只检测强干扰,如果干扰强度不大,则跳过干扰抑制模块直接进行波束形成. 以下仿真将验证非强干扰条件下本文方法的波束形成性能. 设置SIR = 0 dB,图5和图6分别给出了当SNR = 5 dB和SNR = 0时文献[17]和本文方法的100次Monte Carlo仿真结果.

图5(a)和图6(a)为内积最大化方法的波束图,图5(b)和图6(b)为本文方法的波束图. 由图5和图6对

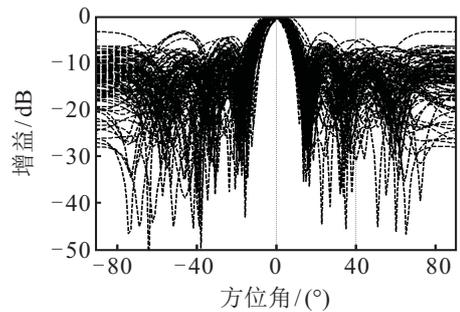


(a) 内积最大化方法

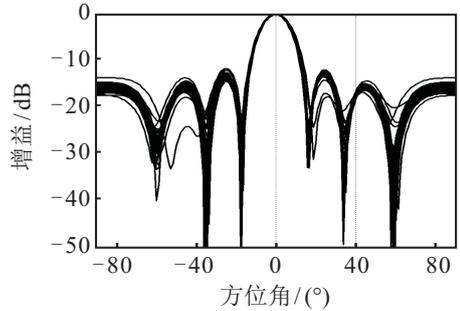


(b) 本文方法

图5 盲波束形成波束图(SNR = 5 dB)



(a) 内积最大化方法



(b) 本文方法

图6 盲波束形成波束图(SNR = 0 dB)

比可知,两种方法在OFDM信号来向上都可以得到主波束,相比于内积最大化方法,本文方法得到的波束图更稳健,主瓣指向更准确. 当信噪比继续下降时,内积最大化方法波束形成能力也会下降,甚至不能在信号来向上形成主波束. 图7给出了当信噪比下降至SNR = -5 dB时两种方法得到的波束图(100次Monte Carlo仿真),本文方法的波束图旁瓣轨迹变粗,但主瓣方向依然稳定地指向信号来向,而内积最大化方法的波束图已经开始发散,导致在信号来向上没有形成稳定的主波束.

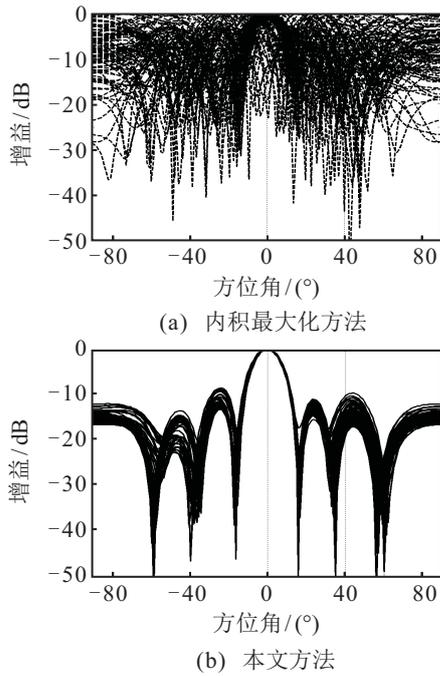


图7 盲波束形成波束图(SNR = -5 dB)

为了进一步评估本文方法波束形成的阵列增益对输出信噪比的影响情况,仿真了输出信干噪比SINR和输出信噪比SNR随输入信噪比(设置SIR = 0 dB,输入信噪比SNR从-6 dB逐渐增加到8 dB)的变化曲线,分别如图8和图9所示。

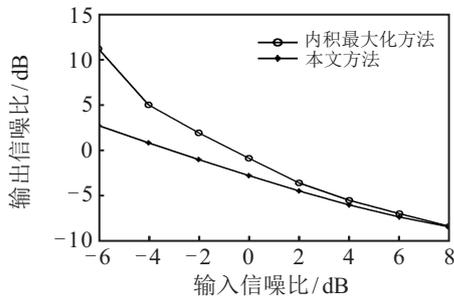


图8 输出SINR随着输入SNR的变化关系曲线

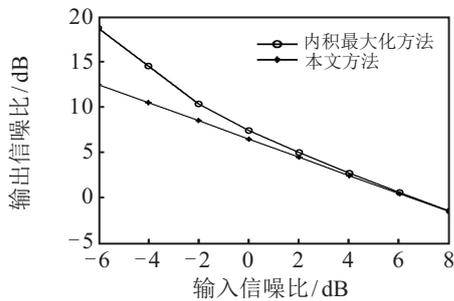


图9 输出SNR随着输入SNR的变化关系曲线

由图8和图9可见:1)两种方法的输出SINR和输出SNR均随着输入信噪比的增大而增大;2)输入信噪比SNR在-6 dB~0 dB之间时,本文方法波束形成对输出信干噪比SINR和输出信噪比SNR的提升程度明显优于内积最大化方法;3)输入信噪比大于0 dB时,两种方法对输出信干噪比SINR和输出信噪

比SNR的提升效果逐渐接近,随着输入信噪比的进一步增加,两种方法的性能基本一致.这是因为当输入信噪比较高时,两种方法都能够在信号来向上形成稳定的主波束,根据天线阵理论,此时主波束指向上可以得到约8 dB左右(当阵元个数为7时)的天线阵列增益。

5 结论

针对L-DACS1系统和民航DME系统的频谱部分重叠导致的干扰问题,本文提出了基于OFDM符号循环前缀延迟重复特性的干扰抑制和盲波束形成算法.当L-DACS1机载接收机处于强DME脉冲干扰环境下时,首先采用子空间正交投影来抑制DME干扰,得到无干扰数据后送入波束形成器进行波束形成;当所处环境中DME干扰电平不高或没有DME干扰时,直接进行盲波束形成,将天线方向图的主瓣对准OFDM信号来向,以提高输出信号的信噪比.与DME脉冲消隐和重构类算法相比,所提出方法不仅能抑制干扰,还能够充分利用阵列天线的优势提供一定的阵列增益,以此提高输出信干噪比.所提出方法不需要预知阵列流型,也不需要预先估计信号来向,是一种盲波束形成方法.且当输入信噪比SNR较低时,所提出方法仍然能够得到稳定的波束图,将主瓣方向对准信号来向.对比发现,所提出方法在低信噪比时性能优于内积最大化方法,随着输入信噪比SNR的增加,两种方法的性能逐渐接近。

参考文献(References)

- [1] Schnell M, Epple U, Shutin D, et al. L-DACS: Future aeronautical communications for air traffic management[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(5): 104-110.
- [2] Hosseinali Jamal, David W Matolak. FBMC and L-DACS performance for future air-to-ground communication systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(6): 5043-5055.
- [3] Neji N, Lacerda R D, Azoulay A, et al. Survey on the future aeronautical communication system and its development for continental communications[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2013, 62(1): 182-191.
- [4] Epple U, Schnell 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, Hchnell F, Schnell M. Modeling DME interference impact on LDACS1[C]. Proceedings of the Integrated Communications, Navigation and Surveillance

- Conference (ICNS). Piscataway: IEEE, 2012: G7(1-13).
- [6] Brandes S, Schnell M. Interference mitigation for the future aeronautical L-band communication system[C]. Proceedings of the 7th International Workshop on Multi-Carrier Systems & Solutions. Herrsching: Springer Verlag, 2009: 375-384.
- [7] Epple U, Schnell M. Overview of interference situation and mitigation techniques for L-DACS1[C]. Proceedings of the IEEE/AIAA 30th Digital Avionics Systems Conference(DASC). Piscataway: IEEE, 2011: 4C5(1-12).
- [8] Epple U, Shutin D, Schnell M. Mitigation of impulsive frequency-selective interference in OFDM based systems[J]. Wireless Communications Letters, 2012, 1(5): 484-487.
- [9] Martin H, Johannes B H. OFDM receiver structure for a subband-selective mitigation of time-variant interference[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(10): 8130-8144.
- [10] Luciano Musumeci, Jaron Samson, Fabio Dovic. Performance assessment of pulse blanking mitigation in presence of multiple DME/TACAN interference on global navigation satellite systems signals[J]. IET Radar Sonar & Navigation, 2014, 8(6): 647-657.
- [11] 刘海涛, 张智美, 成玮, 等. 联合压缩感知与干扰白化的脉冲干扰抑制方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(8): 1367-1373.
(Liu H T, Zhang Z M, Cheng W, et al. Impulse interference mitigation method based on joint compressed sensing and whitening of interference[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(8): 1367-1373.)
- [12] Li D Z, Wu Z J. DME interference mitigation for L-DACS1 based on system identification and sparse representation[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2016, 29(6): 1762-1773.
- [13] Muthalagu R, Vinod A P, Madhukumar A S. DME interference mitigation for L-DACS1 based on decision directed noise estimation[C]. Proceedings of the Integrated Communication, Navigation, and Surveillance Conference (ICNS 2015). Piscataway: IEEE, 2015: 1-10.
- [14] Khodr A Saaifan, Ahmed M Elshahed, Werner Henkel. Cancellation of distance measuring equipment interference for aeronautical communications[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2017, 53(6): 3104-3114.
- [15] 刘海涛, 刘亚洲, 张学军. 联合 DOA 估计与主波束形成的干扰抑制方法[J]. 哈尔滨工业大学学报, 2016, 48(11): 103-108.
(Liu H T, Liu Y Z, Zhang X J. Interference mitigation method based on joint DOA estimation and main beam forming[J]. Journal of Harbin Institute of Technology, 2016, 48(11): 103-108.)
- [16] 刘海涛, 刘亚洲, 张学军. 联合正交投影与 CLEAN 的测距仪干扰抑制方法[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] 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): 1880-1886.
(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): 1880-1886.)
- [18] Brandes S, Epple U, Schnell M. Compensation of the impact of interference mitigation by pulse blanking in OFDM systems[C]. Proceedings of IEEE Global Telecommunications Conference. Piscataway: IEEE, 2009: 1-6.
- [19] Li Q Y, Zhang J, Xie J D, et al. Iterative interference mitigation and channel estimation for L-DACS1[C]. Proceedings of 2014 IEEE/AIAA 33rd Digital Avionics Systems Conference (DASC 2014). Piscataway: IEEE, 2014: 3B2(1-11).
- [20] 王磊, 张慧敏, 丛婉, 等. 基于软符号重构的迭代子载波间干扰补偿方法[J]. 系统工程与电子技术, 2018, 40(1): 178-183.
(Wang L, Zhang H M, Cong W, et al. Iterative compensation method for ICI based on soft-symbols reconstruction[J]. Systems Engineering and Electronics, 2018, 40(1): 178-183.)

作者简介

王磊(1981—),女,副教授,博士,从事航空通信系统、阵列信号处理等研究, E-mail: wanglei@cauc.edu.cn;

李广雪(1994—),女,硕士生,从事航空通信的研究, E-mail: xjsg1997@163.com;

李冬霞(1971—),女,副教授,博士,从事航空移动通信、新航行系统等研究, E-mail: dxli@cauc.edu.cn;

刘海涛(1966—),男,教授,博士,从事航空移动通信、宽带移动通信等研究, E-mail: htliu@cauc.edu.cn.

(责任编辑: 郑晓蕾)