

基于 DTTB 照射源的无源雷达直达波干扰抑制

吴海洲 陶然 单涛
(北京理工大学电子工程系 北京 100081)

摘 要: 该文根据 DTTB 照射源雷达各通道的特点, 采用空域滤波方法来抑制直达波干扰。回波通道采用自适应波束形成与宽零陷结合的方法。参考通道采用改进的通用旁瓣对消结构以消除期望信号的影响, 同时实现了宽零陷。基于 DTTB 信号的仿真结果表明, 该文提出的空域滤波方法是有效的。

关键词: 无源雷达; 空域滤波; 直达波干扰; 宽零陷; 数字电视地面广播

中图分类号: TN958.97

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)09-2033-06

Direct-path Interference Suppression for Passive Radar Based on DTTB Illuminator

Wu Hai-zhou Tao Ran Shan Tao

(Department of Electronic engineering, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

Abstract: According to the character of Passive Radar based on DTTB illuminator, spatial filtering is used to suppress the direct-path interference. The adaptive beamforming algorithms combined with broad null are adopted in echo receiving channel. To reference channel, the improved structure of general sidelobe canceller to realize the adaptive beamformer is used, simultaneity which is combined with the broad null algorithm. The simulations based on the DTTB signal show applying the proposed method has better the performance of target detection.

Key words: Passive radar; Spatial filtering; Direct-path interference; Broad null; Digital Television Terrestrial Broadcasting(DTTB)

1 引言

无源雷达是利用非合作的辐射源发出的信号(如 GPS 信号^[1]、FM 广播信号^[2]等)作为探测信号, 从接收的目标反射回波信号中提取目标的方位、速度等参数的设备。由于其优越的“四抗”性能, 一直以来受到雷达界的高度重视。因此世界上许多国家投入了大量的人力、物力和财力进行研究, 其中以美国的洛克希得·马丁公司的“SILENT SENTRY(沉默哨兵)”为代表^[3]。随着数字信号的兴起, DAB^[4]、DVB^[5]信号作为机会照射源的无源雷达逐渐成为热门。2006 年中国也推出了自己的数字电视标准——DTTB(Digital Television Terrestrial Broadcasting)^[6], 因此以 DTTB 信号为照射源的无源雷达系统的研制也逐渐提上日程。但是由于 DTTB 信号的特殊信号形式和其采用的单频网结构, 使得直达波干扰抑制仍然是一个问题。

直达波干扰抑制是无源雷达的首要问题。人们已经提出很多针对直达波干扰抑制的方法^[7,8], 这些

方法均是从时域对消角度考虑回波接收通道的直达波干扰抑制。但是由于 DTTB 单频网的特点, 直达波干扰及多径干扰更多, 情况更复杂, 使得以此作为照射源的无源雷达的直达波干扰抑制更困难, 需从空、时域等多方面考虑抑制方法。

另外, 人们多是考虑抑制回波接收通道的直达波干扰, 却较少关注直达波获取通道(即参考通道)的影响, 原因可能是认为直达波信号强, 信噪比高。其实在无源雷达系统中, 直达波主要起两个作用: 第一是作为参考信号用于对消回波接收通道的直达波干扰; 第二是作为参考信号与目标回波信号做相关检测。可见, 直达波信号对雷达系统性能也有重要影响, 它不仅要求信噪比高, 更需要“纯度”高——即要抑制多径干扰。

本文即是从空域滤波角度考虑以 DTTB 信号为照射源的无源雷达系统中回波接收通道与参考通道的直达波干扰抑制。结构安排如下: 第 2 节简述 DTTB 辐射源雷达系统结构与特点; 第 3 节分别分析回波接收通道、参考通道的特点及空域滤波任务, 并采用合适的空域滤波算法以抑制直达波干扰; 第 4、5 节部分为仿真验证和结论。

2008-10-06 收到, 2009-03-12 改回

国家自然科学基金(60232010)和国家部委预研项目(A2220060039)资助课题

2 基于 DTTB 照射源的无源雷达系统

由于 DTTB 发射的是连续波信号, 为了实现目标检测必须采用相干处理技术, 即在接收系统中至少要设置两个通道: 回波接收通道和参考通道, 分别用来接收目标的回波信号和直达波参考信号, 以便进行相干处理, 在体制上属于双、多基地雷达体制, 图 1 给出了 DTTB 照射源的无源雷达示意图, 其中回波接收和参考均由多个通道组成。

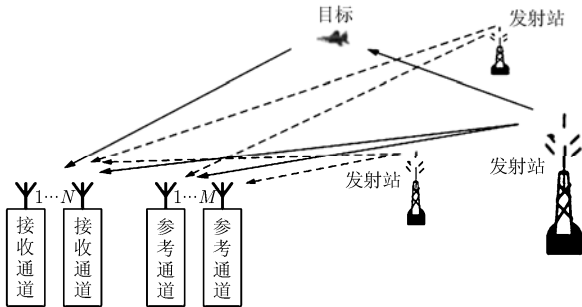


图 1 DTTB 照射源无源雷达示意图

DTTB 由多个发射站共同组成数字电视单频网^[6]。单频网中所有发射机都在同一时刻采用同一频率, 同时传送同一 DTTB 信号的同一个比特。这种技术能有效利用频谱资源、降低每一部发射机的发射功率、提高覆盖率和可靠性。但是在无源雷达系统中将带来单频网干扰问题: 区域内不同位置的同频发射台的信号经过不同路径到达无源雷达的接收天线, 会造成直达波及多径干扰。此问题是必须考虑和解决的, 否则会降低所设计雷达的系统性能, 甚至使其根本无法工作。

在无源雷达中, 干扰主要是直达波干扰及分布式多径干扰。而干扰的来波方向可事先通过 DOA 估计^[9,10]获得。图 2 示出了 DTTB 辐射源雷达的系统结构, 可以看出空域滤波在整个信号处理流程中所处的地位。

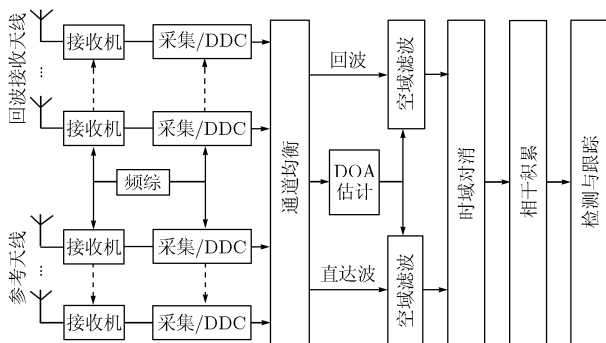


图 2 DTTB 辐射源雷达系统结构

3 波束形成算法

3.1 回波接收通道

3.1.1 回波接收通道特点及空域滤波任务 直达波及多径干扰是无源雷达回波接收通道首要解决的问题。而对于以 DTTB 信号为照射源的无源雷达来说, 由于 DTTB 单频网的特点, 直达波及多径干扰情况更复杂。该通道的特点是: 期望信号很弱, 比直达波干扰弱 70 dB 以上。对于回波接收通道, 需要抑制的干扰有: (1) J 个发射站的直达波干扰(假设某地 DTTB 网由 J 个发射站组成), 这也是最强的干扰; (2) 由于地面或建筑物散射引起的分布式干扰; (3) 未知的多径干扰; (4) 其他干扰, 需要对探测区域进行扫描。

3.1.2 回波接收通道空域滤波算法 由于经过干扰波达方向估计, 已知 J 个最强的直达波干扰方向(即发射站方向)。因此采用线性约束最小方差(LCMV)算法时对这 J 个方向增加约束, 以增强干扰抑制能力。故约束可写为

$$\begin{cases} \min & \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} \\ \text{s.t.} & \mathbf{C}^H \mathbf{w} = \mathbf{f} \end{cases} \quad (1)$$

式中, \mathbf{w} 为加权系数, \mathbf{R}_{xx} 为采样协方差矩阵, $\mathbf{C} = [\mathbf{a}(\theta_0) \ \mathbf{a}(\theta_1) \ \dots \ \mathbf{a}(\theta_J)]$, $\mathbf{f} = [1 \ 0 \ \dots \ 0]$, 其中 $\mathbf{a}(\theta_0)$ 为期望信号方向导向矢量, $\mathbf{a}(\theta_1), \dots, \mathbf{a}(\theta_J)$ 为已知的 J 个直达波干扰方向导向矢量, 式中上标“H”表示矩阵或矢量的共轭转置。解式(1)得到

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{C} (\mathbf{C}^H \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{C})^{-1} \mathbf{f} \quad (2)$$

由于发射信号经大地或高大建筑物散射, 会造成分布式多径干扰。因此对这种干扰需要在某个方向区域产生零陷以抑制干扰, 即所谓的宽零陷^[11]。

波束宽零陷的物理意义就是能将某一区间的干扰信号抑制到某一所希望的强度以下, 因此宽零陷的波束合成问题用数学形式描述如下:

$$\min (\mathbf{w} - \mathbf{w}_0)^H (\mathbf{w} - \mathbf{w}_0) \quad (3a)$$

$$\text{s.t.} \quad \mathbf{w}^H \mathbf{Q} \mathbf{w} \leq \xi \quad (3b)$$

式中, \mathbf{w}_0 是常规的波束系数, 比如道夫-切比雪夫加权。 ξ 是零陷深度。 \mathbf{Q} 是一个 $M \times M$ 维 Hermitian 矩阵, 由式(4)给出。

$$\mathbf{Q} = \sum_{k=1}^K \int_{\theta_k - \Delta\theta_k/2}^{\theta_k + \Delta\theta_k/2} \mathbf{a}(\theta) \mathbf{a}^H(\theta) d\theta \quad (4)$$

式中, θ_k 是干扰方向, $\Delta\theta_k$ 是在干扰方向 θ_k 处形成的零陷宽度, $k = 1, 2, \dots, K$, K 是需要形成的宽零陷个数。对 \mathbf{Q} 做特征分解得到

$$\mathbf{Q} = \sum_{i=1}^M \lambda_i \mathbf{E}_i \mathbf{E}_i^H \quad (5)$$

式中, λ_i , \mathbf{E}_i ($i = 1, 2, \dots, M$) 分别为 \mathbf{Q} 的特征值与对应的特征矢量, 并假定 $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_M$ 。将式(5)代入式(3b)得

$$\mathbf{w}^H \mathbf{Q} \mathbf{w} = \mathbf{w}^H \left(\sum_{i=1}^M \lambda_i \mathbf{E}_i \mathbf{E}_i^H \right) \mathbf{w} = \sum_{i=1}^M \lambda_i |\mathbf{w}^H \mathbf{E}_i|^2 \leq \xi \quad (6)$$

若令

$$\mathbf{w}^H \mathbf{E}_i = 0, \quad i = 1, 2, \dots, M_0 \quad (7a)$$

即

$$\mathbf{w}^H \mathbf{D} = 0 \quad (7b)$$

式中, $\mathbf{D} = [\mathbf{E}_1 \ \mathbf{E}_2 \ \dots \ \mathbf{E}_{M_0}]$ 。

则

$$\mathbf{w}^H \mathbf{Q} \mathbf{w} = \sum_{i=M_0+1}^M \lambda_i |\mathbf{w}^H \mathbf{E}_i|^2 \quad (8)$$

根据柯西-施瓦茨不等式,

$$\mathbf{w}^H \mathbf{Q} \mathbf{w} < \left(\sum_{i=M_0+1}^M \lambda_i \right) \|\mathbf{w}\|^2 \quad (9)$$

由于 λ_i , $i = M_0 + 1, \dots, M$ 为较小的特征值, 因此选择合适的 M_0 , 即可使得式(3b)满足。故式(3b)的约束等效为式(7b)。联立式(3a)与式(7b), 采用拉格朗日乘法可得到

$$f(\mathbf{w}) = (\mathbf{w} - \mathbf{w}_0)^H (\mathbf{w} - \mathbf{w}_0) - \mathbf{w}^H \mathbf{D} \lambda \quad (10)$$

式中, λ 为拉格朗日乘子。式(10)对 \mathbf{w}^H 求导, 得到

$$\mathbf{w} = \mathbf{w}_0 - \mathbf{D} \lambda \quad (11)$$

代入式(7b), 得到

$$(\mathbf{w}_0 - \mathbf{D} \lambda)^H \mathbf{D} = 0 \quad (12)$$

因此

$$\lambda = \mathbf{D}^H \mathbf{w}_0 \quad (13)$$

将式(13)代入式(11)即得到宽零陷加权矢量

$$\mathbf{w} = (\mathbf{I} - \mathbf{D} \mathbf{D}^H) \mathbf{w}_0 \quad (14)$$

由以上推导可见, M_0 为宽零陷所消耗的阵列自由度, 宽零陷深度由 $\sum_{i=M_0+1}^M \lambda_i |\mathbf{w}^H \mathbf{E}_i|^2$ 决定。因此宽零陷个数 (K) 越多, 零陷越宽 ($\Delta \theta_k$), 则 \mathbf{Q} 的秩越大, 要达到一定的零陷深度需要消耗的阵列自由度 (M_0) 就越多; 同样, 在一定零陷数与宽度情况下, 消耗的阵列自由度 (M_0) 越多, 零陷越深。

为了使 LCMV 准则下的自适应波束形成与宽零陷算法结合, 用式(2)中的 \mathbf{w}_{opt} 代替 \mathbf{w}_0 , 得到:

$$\begin{aligned} \mathbf{w} &= (\mathbf{I} - \mathbf{D} \mathbf{D}^H) \mathbf{w}_{\text{opt}} \\ &= (\mathbf{I} - \mathbf{D} \mathbf{D}^H) \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{C} (\mathbf{C}^H \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{C})^{-1} \mathbf{f} \end{aligned} \quad (15)$$

通过改变 \mathbf{C} 中导向矢量 $\mathbf{a}(\theta_0)$ 来控制波束指向, 以实现波束扫描。

3.2 参考通道

3.2.1 参考通道特点及空域滤波任务 对于参考通道, 是以某一个发射站的直达波信号为期望信号, 而把其他发射站的发射信号作为干扰, 因此该通道的特点是: 期望信号强, 也存在强的直达波干扰和分布式干扰。该通道需要抑制的干扰有: (1)其他发射站的直达波干扰, 这也是最强的干扰; (2)地面或高大建筑区散射引起的分布式干扰; (3)未知的多径干扰。可见, 参考通道需要抑制的干扰和回波接收通道基本相同, 但是不需要扫描。因为是以某一个发射站的信号为期望信号, 方位已通过波达方向估计得到。但是由于此时的期望信号较强, 直接采用式(15)会造成期望信号的衰减, 原因是: 式(2)隐含一个假定, 即是期望信号功率相对干扰信号来说很弱, 在接收数据协方差矩阵 \mathbf{R}_{xx} 中的影响可忽略不计(这也符合通常的雷达抗干扰环境, 因为目标回波通常很弱)。但是此时由于是把某个发射站的发射信号作为期望信号, 而把其他发射站的发射信号及所有多径作为干扰抑制。这时的期望信号功率强, 即它在 \mathbf{R}_{xx} 中的影响不可忽略, 将造成期望信号被作为干扰而抑制, 同时合成方向图旁瓣升高, 产生畸变。因此, 在 DTTB 辐射源雷达中要应用 LCMV 算法作空域滤波, 必须消除期望信号对 \mathbf{R}_{xx} 的“影响”。

3.2.2 参考通道空域滤波算法 为了消除期望信号在协方差矩阵中的影响, 采用通用旁瓣对消器^[12] (GSC)结构来实现自适应 LCMV 波束形成器。GSC 结构得到的 LCMV 波束形成器的最优权形式为

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \mathbf{w}_q - \mathbf{B} (\mathbf{B}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}_q \quad (16)$$

式中, \mathbf{w}_q 为主波束权矢量, \mathbf{B} 为阻塞矢量。为了得到低副瓣, 取 $\mathbf{w}_q = \mathbf{c} \cdot \mathbf{a}(\theta_0)$, 其中 \mathbf{c} 为切比雪夫加权系数(具有在一定主波束宽度下旁瓣最低的特点), $\mathbf{a}(\theta_0)$ 控制着主波束指向, \cdot 为点乘(即各个元素对应相乘)。关键在于阻塞矢量 \mathbf{B} 的求取, \mathbf{B} 须满足 $\mathbf{B}^H \mathbf{a}(\theta_0) = 0$, 即期望信号不能通过, 消除了期望信号在协方差矩阵中的影响。

为求解 \mathbf{B} , 采用以下步骤^[13]:

(1)对 \mathbf{R}_{xx} 特征分解, 得到信号子空间 \mathbf{U}_s 和噪声子空间 \mathbf{U}_n ;

(2)将 $\mathbf{a}(\theta_0)$ 对信号子空间投影得到 $\mathbf{a}_p(\theta_0)$:

$$\mathbf{a}_p(\theta_0) = \mathbf{U}_s (\mathbf{U}_s^H \mathbf{U}_s)^{-1} \mathbf{U}_s^H \mathbf{a}(\theta_0);$$

(3)令 $\mathbf{A} = [\mathbf{a}_p(\theta_0) \ \mathbf{U}_n]$, 得到投影子空间: $\mathbf{P}_\perp \mathbf{A} = \mathbf{A} (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H$;

(4)得到正交投影子空间 $\mathbf{P}_\perp \mathbf{A}^\perp = \mathbf{I} - \mathbf{P}_\perp \mathbf{A}$, \mathbf{B} 取为 $\mathbf{P}_\perp \mathbf{A}^\perp$ 的主特征矢量(最大特征值对应的特征矢量)。由于 \mathbf{B} 在正交投影子空间内, 故满足

$B^H a(\theta_0) = 0$ 。

将求得的 B 代入式(16), 即得到消除了期望信号影响的 LCMV 波束形成器的权矢量。为了抑制分布式干扰, 同样需要对得到的权矢量代入式(14), 得到最终加权矢量:

$$w = (I - DD^H)w_{opt} = (I - DD^H)w_q - (I - DD^H)B(B^H R_{xx} B)^{-1} B^H R_{xx} w_q \quad (17)$$

由式(17)得到的加权矢量有如下特点: (1)低副瓣; (2)抑制分布式干扰; (3)自适应抑制其他发射站的直达波干扰及多径干扰。

4 仿真

4.1 DTTB 信号产生

DTTB 发射信号由中国国家标准 GB 20600-2006^[6]定义为

$$s(t) = \exp(j2\pi F_c t) \times [h(t) \otimes \text{Frame}(t)] \quad (18)$$

式中, $s(t)$ 为射频发射信号; F_c 为载波频率(MHz); $h(t)$ 为平方根升余弦滤波器的脉冲成形函数; $\text{Frame}(t)$ 为组帧后的基带信号。

需要关注的是 $\text{Frame}(t)$, 由帧头和帧体组成。帧头由 PN 序列构成, 采用 I 路和 Q 路相同的 4QAM 调制。帧头有 3 种模式, 以模式 2 为例: 帧头采用 10 阶最大长度伪随机二进制序列截短而成, 帧头信号的长度为 595 个符号, 是长度为 1023 的 m 序列的前 595 个码片。帧体为输入数据经过帧体数据处理得到的结果, 包含 36 个符号的系统信息和 3744 个符号的数据, 共 3780 个符号。可见, 帧头导致了 DTTB 数据的周期性。

由于帧头的周期性, 导致 DTTB 信号的时频 2 维相关图出现副峰, 如图 3 所示。如果经过预处理^[5]: 对接收信号同步、帧头填零后, 将去掉非零时延处副峰(而零时延处峰显然不是目标, 对目标检测没有影响), 但是将有 13.6%(595/4375)的能量损失。DTTB 信号帧头填零后的 2 维相关图如图 4 所示。因此本文在做相干积累前都对参考信号预处理。

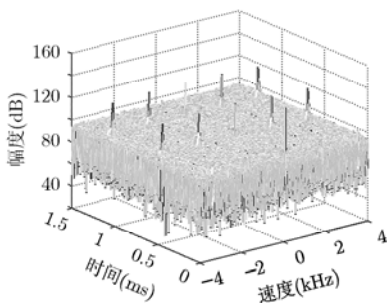


图3 DTTB 信号 2 维相关图

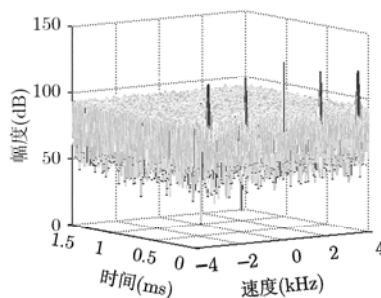


图4 预处理后 DTTB 信号 2 维相关图

4.2 回波接收通道仿真

设回波接收天线阵列由 40 个全向阵元组成等距线阵, 间距为半波长。某地区 DTTB 网由 3 个发射站组成, 以天线阵列轴线的法线方向为参考方向, 3 个发射站方位分别为 -30° , -40° , -60° , 直达波比噪声强 60 dB。在 30° 附近存在分布式干扰, 50° 方向存在多径干扰, 干噪比均为 20 dB。噪声为加性高斯白噪声, 并且噪声与信号或干扰间互不相关, 各阵元间噪声也互不相关。设信噪比为 -10 dB, 由式(15)得到的最优权的合成波束图如图 5 所示。图 5 中虚线、实线分别示出了期望信号方向(即主波束指向)在 -5° , 5° 时的合成波束图, 实现波束扫描。由图 5 可见, 在直达波干扰方向(-30° , -40° , -60°)、多径方向(50°)均形成了零陷, 而在分布式干扰方向(30°)附近形成了宽零陷以抑制分布式干扰。

4.3 参考通道仿真

设参考信号接收天线阵列由 30 个全向阵元组成等距线阵, 间距为半波长。以天线阵列轴线的法线方向为参考方向, 3 个发射站方位角分别为 0° , 20° 和 60° , 直达波比噪声强 60 dB, 另外在 -30° 方向存在分布式干扰, 在 -50° 方向存在多径干扰, 干噪比均为 20 dB。以方位角为 0° 的发射站的直达波信号为参考信号, 其它均视为干扰。取 w_q 为 30 dB 切比雪夫加权, 由式(17)得到最优权的合成波束图如图 6 所示。由图 6 可见, 在直达波干扰方向(20° 和 60°)、多径干扰方向(-50°)均形成了零陷, 而在分布式干扰方向(-30° 左右)形成了宽零陷以抑制分布式干扰。另外, 由图 6 可见合成波束图具有主瓣窄、旁瓣低的特点。

4.4 相干积累结果

为了更直观表示空域滤波效果, 对空域滤波前后回波信号及参考信号做相干积累^[5], 得到的时延-频移 2 维相关图如图 7, 图 8 所示, 而图 9, 图 10 分别为图 7, 图 8 的 2 维相关图的零频和目标频移截面。图 7 为未经空域滤波的目标回波信号与参考信号 2 维相关输出图, 此时目标不能检测, 而在低

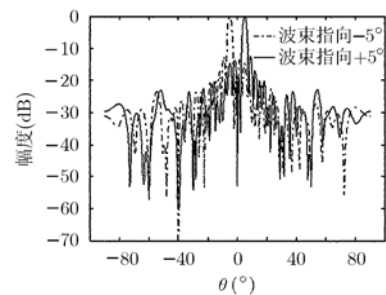


图5 回波接收通道合成波束图

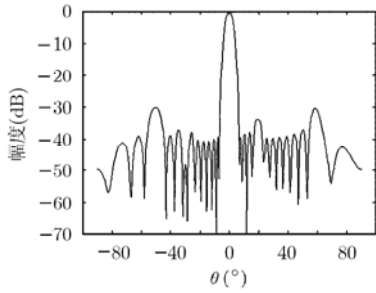


图6 参考通道合成波束图

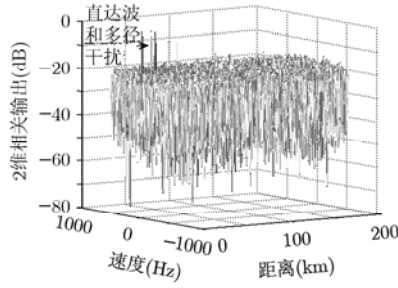


图7 空域滤波前2维相关输出

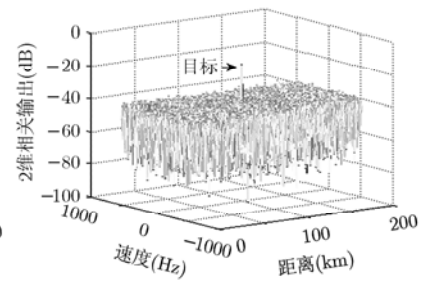


图8 空域滤波后2维相关输出

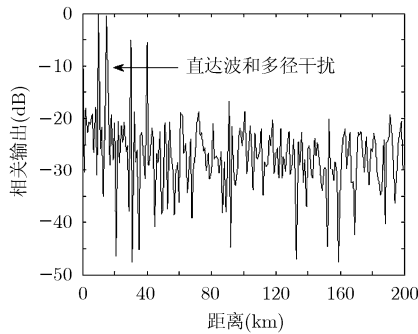


图9 空域滤波前相关器输出截面

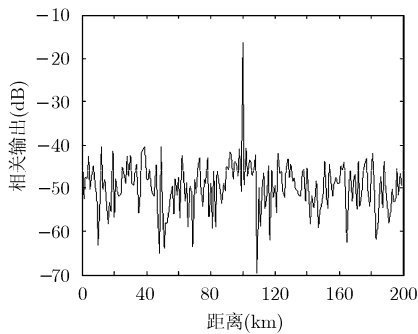


图10 空域滤波后相关器输出截面

时延和零多普勒频移处产生直达波干扰的峰值。图8为空间滤波后的2维相关图,此时直达波干扰得到抑制,出现了目标峰值。

5 结论

本文结合以 DTTB 信号为照射源的无源雷达的特点,采用空域滤波方法抑制直达波干扰。对于回波通道,空域滤波算法采用线性约束最小方差(LCMV)准则下的自适应波束形成与宽零陷相结合的算法:已知的最强直达波干扰采用直接置零的方法抑制,分布式干扰采用宽零陷方法抑制,并且自适应地抑制未知方向的干扰。对于参考通道,由于期望信号较强,LCMV波束形成器会产生对期望信号的衰减,同时使合成波束旁瓣升高,产生畸变。为了克服该影响,采用通用旁瓣对消器结构来实现

线性约束最小方差波束形成以消除期望信号的影响,同时该算法与宽零陷方法结合以抑制分布式干扰。基于 DTTB 信号的仿真结果表明,经过空域滤波后直达波干扰及多径干扰得到抑制,经相干积累过程能够检测出目标。

参考文献

- [1] 杨进佩,刘中,朱晓华.用于无源雷达的GPS卫星信号性能分析[J].电子与信息学报,2007,29(5):1083-1086.
Yang Jin-pei, Liu Zhong, and Zhu Xiao-hua. The performances analysis of GPS signals for passive radar [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2007, 29(5): 1083-1086.
- [2] Shan Tao, Tao Ran, Wang Yue, and Zhou Siyong. Study of detection performance of passive bistatic radars based on FM broadcast. *Journal of Systems Engineering and Electronics*, 2007, 18(1): 22-26.
- [3] 陈文英.“空防暗哨”一无源雷达[J].电子工程信息,2006,(3):9-13,38.
Chen Wen-ying. “Silent sentry”—Passive radar[J]. *Electronic Engineering Information*. 2006, (3): 9-13, 38.
- [4] Guner A, Temple M A, and Claypoole, Jr R L. Direct-path filtering of DAB waveform from PCL receiver target channel. *Electronics Letters*, 2003, 39(1): 118-119.
- [5] 高志文,陶然,单涛.DVB-T辐射源雷达信号模糊函数的副峰分析与抑制.电子学报,2008,36(3):505-509.
Gao Zhi-wen, Tao Ran, and Shan Tao. Side peaks analysis and suppression of DVB-T signal ambiguity function for passive radar. *Acta Electronica Sinica*, 2008, 36(3): 505-509.
- [6] GB(Chinese National standard) 20600-2006: Framing structure, channel coding and modulation for digital television terrestrial broadcasting system[S]. SAC (Standardization Administration of the People's Republic of China), Aug. 2006.
- [7] 朱家兵,洪一,陶亮,鲁加国.基于自适应分数延迟估计的FM广播辐射源雷达直达波对消[J].电子与信息学报,2007,29(7):1674-1677.
Zhu Jia-bing, Hong Yi, Tao Liang, and Lu Jia-guo. Direct-path cancellation to FM broadcast transmitter radar

- based on adaptive fractional delay estimation. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2007, 29(7): 1674-1677.
- [8] 王俊林, 张剑云. 外辐射源雷达系统中直达波的对消及仿真研究[J]. 现代防御技术, 2008, 36(1): 126-128, 133.
Wang Jun-lin and Zhang Jian-yun. Research on the direct signal cancellation and simulation based on noncooperative illuminator [J]. *Modern Defence Technology*, 2008, 36(1): 126-128, 133.
- [9] Schmidt R O. Multiple emitter location and signal parameter estimation[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1986, 34(3): 276-280.
- [10] Hassanien A, Shahbazpanahi S, and Gershman A B. A generalized capon estimator for localization of multiple spread sources[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2004, 52(1): 280-283.
- [11] Meng H E. Linear antenna array pattern synthesis with pre-scribed broad nulls[J]. *IEEE Transactions on Antenna Propagation*, 1990, 38(9): 1496-1498.
- [12] Van Veen B D. An analysis of several partially adaptive beamformer design[J]. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 1989, 37(2): 192-203.
- [13] 张涛麟, 廖桂生, 曾操, 薄保林. 基于广义旁瓣相消的新降维方法[J]. 雷达科学与技术, 2007, 5(3): 213-219.
Zhang Tao-lin, Liao Gui-sheng, Zeng Cao, and Bo Bao-lin. Dimension-reduction method based on GSC[J]. *Radar Science and Technology*, 2007, 5(3): 213-219.
- 吴海洲: 男, 1977年生, 博士生, 研究方向为阵列信号处理及在雷达中的应用.
- 陶然: 男, 1964年生, 教授, 研究方向为通信与信息系统、信息安全与对抗.
- 单涛: 男, 1969年生, 副教授, 研究方向为雷达信号处理.