



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 114422303 B

(45) 授权公告日 2023.08.15

(21) 申请号 202111637545.X

(22) 申请日 2021.12.29

(65) 同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 114422303 A

(43) 申请公布日 2022.04.29

(73) 专利权人 哈尔滨工程大学

地址 150001 黑龙江省哈尔滨市南岗区南通大街145号哈尔滨工程大学科技处知识产权办公室

(72) 发明人 张文旭 代雪飞 陆满君 郑雨轩

万昊 赵小琪 吴振南 富云宵
王亚洁

(51) Int. Cl.

H04L 25/02 (2006.01)

H04L 27/26 (2006.01)

(56) 对比文件

CN 105137410 A, 2015.12.09

CN 111781574 A, 2020.10.16

CN 112986924 A, 2021.06.18

US 2004178951 A1, 2004.09.16

郑雨轩等. 基于OFDM的雷达通信一体化信号. 制导与引信. 2021, 第42卷(第2期), 全文.

审查员 程曦

权利要求书2页 说明书6页 附图7页

(54) 发明名称

雷达通信共享信号的距离-速度联合快速估计方法

(57) 摘要

本发明公开了一种雷达通信共享信号的距离-速度联合快速估计方法,步骤一:接收雷达通信共享信号的回波信号并进行下变频处理,消除共享信号循环前缀,然后对信号进行采样处理,将模拟信号转化为数字信号;步骤二:消除信号内通信数据:将通信数据化成通信数据矩阵,用通信数据矩阵的逆矩阵乘以信号表达式,消除信号内通信数据;步骤三:对步骤二得到的信号进行加权系数时频域平滑解相干处理;步骤四:采用ESPRIT算法对回波信号进行参数粗估计,得到粗估计目标的速度和距离;步骤五:采用MUSIC算法对回波信号进行参数精估计,得到目标距离和速度。本发明兼顾估计精度和运算的实时性,具有更好解相干性能,能够适用于低信噪比条件下。



1. 一种雷达通信共享信号的距离-速度联合快速估计方法,其特征在于,包括以下步骤:

步骤一:雷达接收端接收到OFDM雷达通信共享信号的回波信号,对回波信号进行下变频处理,消除OFDM雷达通信共享信号的循环前缀,然后对信号进行采样处理,将模拟信号转化为数字信号;

步骤二:消除信号内的通信数据:将通信数据化成通信数据矩阵,用通信数据矩阵的逆矩阵乘以信号的表达式,来消除信号内的通信数据;

步骤三:对步骤二得到的信号进行加权系数时频域平滑解相干处理;

步骤四:采用ESPRIT算法对回波信号进行参数粗估计,得到粗估计的目标的速度和距离;

步骤五:采用MUSIC算法对回波信号进行参数精估计,得到目标的距离和速度;

步骤三所述对步骤二得到的信号进行加权系数时频域平滑解相干处理包括:

步骤3.1:将第p个脉冲内的第n个子脉冲按照时间顺序排列, $p \in \{0, 1, \dots, N_p - 1\}$, $n \in \{0, 1, \dots, N_s - 1\}$, N_p 为回波信号脉冲个数, N_s 为每个脉冲包含子脉冲个数,然后在频域上进行划分子组,每个子组含q个子脉冲, $q \leq N_c$, N_c 为每个子脉冲包含子载波个数,子组个数为 $N_c - q + 1$ 个,然后所有子脉冲沿着频域进行滑动;

步骤3.2:构造时频域子组:第n个子脉冲的第k个时频域子组为 $\mathbf{b}_k(n) = [y_{n,0,k} \ y_{n,0,k+1} \ \dots \ y_{n,0,k+q} \ y_{n,1,k} \ \dots \ y_{n,N_p-1,k+q}]^T$, $y_{n,p,m}$ 为第n个子脉冲,第p个脉冲,第m个子载波的经过通信数据处理后的回波信号, $m \in \{0, 1, \dots, N_c - 1\}$,子组元素为 $H = q \cdot N_p$ 个;

步骤3.3:利用时频域子组构造时频域矩阵:将所有时频域子组排列成矩阵形式 \mathbf{B}_k , $\mathbf{B}_k = [\mathbf{b}_k(0) \ \mathbf{b}_k(1) \ \dots \ \mathbf{b}_k(N_s - 1)]$;

步骤3.4:计算前向时频域平滑协方差矩阵:第k个时频域子组的协方差矩阵公式为 $\mathbf{R}_k = E\{\mathbf{B}_k(n)\mathbf{B}_k^H(n)\}$,前向时频域平滑协方差矩阵为: $\mathbf{R}^f = \frac{1}{N_c - p + 1} \sum_{k=1}^{N_c - p + 1} \mathbf{R}_k$;

步骤3.5:计算加权系数矩阵:通过前向时频域平滑协方差矩阵得到前后向时频域平滑协方差矩阵,前后向时频域平滑协方差矩阵为: $\mathbf{R}^{fb} = \frac{1}{2}(\mathbf{R}^f + \mathbf{R}^b)$,式中: \mathbf{R}^f 和 \mathbf{R}^b 互为共轭倒数阵;取前后向时频域平滑协方差矩阵的伪逆矩阵为加权系数矩阵,加权系数矩阵为: $\mathbf{W} = (\mathbf{R}^{fb})^+$, $(\cdot)^+$ 为伪逆矩阵符号;

步骤3.6:得到信号协方差矩阵:将加权系数矩阵再次进行时频域平滑运算,得到回波信号协方差矩阵: $\mathbf{R}^{TF} = \sum_{i=1}^H \sum_{j=1}^H \mathbf{R}_{ij} w_{ij}$,其中, \mathbf{R}_{ij} 为 \mathbf{R}_i 和 \mathbf{R}_j 的互相关矩阵, w_{ij} 为矩阵 \mathbf{W} 的第i行第j列的元素。

2. 根据权利要求1所述的一种雷达通信共享信号的距离-速度联合快速估计方法,其特征在于:步骤四所述采用ESPRIT算法对回波信号进行参数粗估计包括:

步骤4.1:将回波信号的协方差矩阵进行特征值分解, $\mathbf{R}^{TF} = \mathbf{E} \Lambda \mathbf{E}^H$,其中: Λ 为特征值的对角阵, \mathbf{E} 为信号和噪声的子空间, $(\cdot)^H$ 为共轭转置矩阵;将矩阵 Λ 的特征值按照从大到小

来排列,矩阵E取前C列构成信号子空间矩阵 $\hat{\mathbf{E}}$, $\hat{\mathbf{E}}$ 为 $H \times C$ 矩阵,矩阵E剩余 $H-C$ 列构成噪声子空间矩阵;对信号子空间矩阵进行拆分: $\hat{\mathbf{E}} = \zeta_{v,R} \gamma$,其中: γ 为 $C \times C$ 的可逆矩阵;

步骤4.2:构造辅助矩阵组,分别为 $A_{v_1}, A_{v_2}, A_{R_1}, A_{R_2}$,其中 $A_{v_1} = I_q \otimes [I_{N_p-1} \ 0]$,
 $A_{v_2} = I_q \otimes [0 \ I_{N_p-1}]$,
 $A_{R_1} = [I_{q-1} \ 0] \otimes I_{N_p}$,
 $A_{R_2} = [0 \ I_{q-1}] \otimes I_{N_p}$, I_M 表示 $M \times M$ 的单位阵;

步骤4.3:利用辅助矩阵组构造新的速度距离矩阵组,速度矩阵 $1C_{v_1} = A_{v_1} \zeta_{v,R}$,速度矩阵 $2C_{v_2} = A_{v_2} \zeta_{v,R}$,距离矩阵 $1C_{R_1} = A_{R_1} \zeta_{v,R}$,距离矩阵 $2C_{R_2} = A_{R_2} \zeta_{v,R}$;将可逆矩阵 γ 乘以新的速度距离矩阵组中,可以得到速度阵 F_{v_1}, F_{v_2} 和距离阵 F_{R_1}, F_{R_2} ,即 $F_{v_1} = C_{v_1} \gamma$, $F_{v_2} = C_{v_2} \gamma$, $F_{R_1} = C_{R_1} \gamma$, $F_{R_2} = C_{R_2} \gamma$;

步骤4.4:对矩阵 $F_{v_1}^+ F_{v_2}$ 和矩阵 $F_{R_1}^+ F_{R_2}$ 进行对角化处理,得到目标的速度和距离。

3.根据权利要求1所述的一种雷达通信共享信号的距离-速度联合快速估计方法,其特征在于:步骤五所述采用MUSIC算法对回波信号进行参数精估计包括:

步骤5.1:利用步骤四粗估计的目标的速度和距离结果划定一个求解空间;

步骤5.2:将回波信号的协方差矩阵再次进行特征分解: $\mathbf{R}^{IF} = \mathbf{E}_s \mathbf{A}_s \mathbf{E}_s^H + \mathbf{E}_n \mathbf{A}_n \mathbf{E}_n^H$,式中: \mathbf{E}_s 为信号子空间, \mathbf{E}_n 为噪声子空间;

步骤5.3:利用MUSIC算法的速度距离估计函数 $P(v, R)$ 来计算目标的距离和速度,将估计函数 $P(v, R)$ 的谱峰搜索范围限定在求解空间内,搜索到的谱峰为目标的距离和速度。

4.根据权利要求3所述的一种雷达通信共享信号的距离-速度联合快速估计方法,其特征在于:所述求解空间具体为:距离的求解空间为 $(R_i - R_{res}, R_i + R_{res})$,速度的求解空间为 $(v_i - v_{res}, v_i + v_{res})$, R_i 和 v_i 为ESPRIT算法粗估计计算出的第 i 个探测目标的距离和速度, R_{res} 为雷达的距离分辨力, $R_{res} = \frac{c}{2B}$, B 为信号带宽; v_{res} 为雷达的速度分辨力, $v_{res} = \frac{c}{2f_c T_s N_p}$, T_s 为每个子脉冲周期, f_c 为载波中心频率。

雷达通信共享信号的距离-速度联合快速估计方法

技术领域

[0001] 本发明属于信号处理以及雷达接收机领域,涉及一种雷达通信共享信号的距离-速度联合快速估计方法,特别是一种基于正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing,OFDM)的雷达通信共享信号的距离-速度联合快速估计方法。

背景技术

[0002] 雷达通信共享系统有着广阔的应用前景,通过同一套硬件平台同时实现雷达和通信功能,将各电子设备进行合理的整合,取代过去机械式的叠加,能够充分实现各设备的优势互补,有效的提高平台性能。OFDM雷达通信共享信号具有通信速率大,频带利用率高,抗截获性能好等优点,是目标研究的热门方向。在多种应用场景下,对于雷达接收端的处理的实时性要求较高,而且往往需要探测多个目标,因此雷达通信共享系统的处理方法既要能满足在多目标情况下的估计精度,又能做到快速估计,否则无法应用于实时性要求较高的应用领域。

[0003] 根据现有文献检索,刘永军等在《电子与信息学报》(2016,Vol.38,No.2,pp.425-433)发表的“一种超分辨OFDM雷达通信一体化设计方法”中,提出了一种基于OFDM雷达通信一体化信号的距离速度估计方法,该方法采用基于时间平滑解相干处理算法以及采用OFDM雷达通信共享信号的多信号分类联合算法(Multiple Signal Classification Algorithm,MUSIC)算法进行参数估计,实现了雷达通信共享信号对多目标的距离速度估计,但是该解相干算法只能应用于高信噪比条件下,不适用于低信噪比条件下,而且该距离速度估计方法的实时性较差。专利《OFDM雷达通信一体化固定平台系统的信号处理方法》(申请号:CN201811218839.7)提出了基于固定平台的OFDM雷达通信一体化信号的处理方法,其在雷达接收端采用脉冲压缩来进行参数估计,脉冲压缩方法对于OFDM雷达通信共享信号存在估计性能较差,而且该方法未考虑多目标下回波信号的相干性问题,也未对一体化信号的快速估计方面展开研究。专利《基于四维天线阵的射频隐身雷达通信一体化系统及方法》(申请号:CN 202011500317.3)提出了一种基于四维天线情况下的雷达通信一体化信号产生和处理方法,但是该方法主要针对雷达通信共享信号的隐身性能方面进行优化,未对一体化信号的快速估计方面展开研究;专利《雷达通信一体化系统、信道估计方法、设备及存储介质》(申请号:CN202010459029.1)提出了一种雷达通信一体化系统、信道估计方法,能够采用卷积神经网络降低信道估计对时频资源的占用,而且该方法未考虑多目标下回波信号的相干性问题,也未对一体化信号的快速估计方面展开研究。

[0004] 已有的文献表明,现有技术中针对OFDM雷达通信共享信号的距离-速度联合估计方法的低信噪比下的多目标识别以及实时性方面有待提高。OFDM雷达通信共享信号具有正交频分的多载波结构,与传统的单载波雷达信号有所区别,因此即使在非相干环境下,也存在不同目标回波信号相干度较大的问题。不同目标过高的相干度会造成雷达通信共享信号的估计精度下降,因此需要根据OFDM雷达通信共享信号设计设计出一种解相干算法来解决其不同目标回波信号相干度较大的问题。而且雷达通信共享信号具有通信数据,通信数据

会造成脉冲内以及脉冲与脉冲间的波形并非一致,增大了对于OFDM雷达通信共享信号处理的难度,因此雷达信号处理中常用的估计算法诸如旋转不变信号参数估计技术(Estimating the Signal Parameters via Rotational Invariance Technique, ESPRIT)、MUSIC等不能直接应用,需要重新设计新的估计算法来满足雷达通信共享信号的需求。

发明内容

[0005] 针对上述现有技术,本发明要解决的技术问题是提供一种基于OFDM的雷达通信共享信号的距离-速度联合快速估计方法,克服现有的基于OFDM雷达通信信号距离速度估计算法存在的低信噪比条件下多目标解相干性能较差以及距离速度估计算法存在的实时性较差的问题。

[0006] 为解决上述技术问题,本发明的一种雷达通信共享信号的距离-速度联合快速估计方法,包括以下步骤:

[0007] 步骤一:雷达接收端接收到OFDM雷达通信共享信号的回波信号,对回波信号进行下变频处理,消除OFDM雷达通信共享信号的循环前缀,然后对信号进行采样处理,将模拟信号转化为数字信号;

[0008] 步骤二:消除信号内的通信数据:将通信数据化成通信数据矩阵,用通信数据矩阵的逆矩阵乘以信号的表达式,来消除信号内的通信数据;

[0009] 步骤三:对步骤二得到的信号进行加权系数时频域平滑解相干处理;

[0010] 步骤四:采用ESPRIT算法对回波信号进行参数粗估计,得到粗估计的目标的速度和距离;

[0011] 步骤五:采用MUSIC算法对回波信号进行参数精估计,得到目标的距离和速度。

[0012] 进一步的,步骤三中对步骤二得到的信号进行加权系数时频域平滑解相干处理包括:

[0013] 步骤3.1:将第p个脉冲内的第n个子脉冲按照时间顺序排列, $p \in \{0, 1, \dots, N_p - 1\}$, $n \in \{0, 1, \dots, N_s - 1\}$, N_p 为回波信号脉冲个数, N_s 为每个脉冲包含子脉冲个数,然后在频域上进行划分子组,每个子组含q个子脉冲, $q \leq N_c$, N_c 为每个子脉冲包含子载波个数,子组个数为 $N_c - q + 1$ 个,然后所有子脉冲沿着频域进行滑动;

[0014] 步骤3.2:构造时频域子组:第n个子脉冲的第k个时频域子组为

$\mathbf{b}_k(n) = [y_{n,0,k} \ y_{n,0,k+1} \ \dots \ y_{n,0,k+q} \ y_{n,1,k} \ \dots \ y_{n,N_p-1,k+q}]^T$, $y_{n,p,m}$ 为第n个子脉冲,第p个脉冲,第m个子载波的经过通信数据处理后的回波信号, $m \in \{0, 1, \dots, N_c - 1\}$,子组元素为 $H = q \cdot N_p$ 个;

[0015] 步骤3.3:利用时频域子组构造时频域矩阵:将所有时频域子组排列成矩阵形式 $B_k, B_k = [b_k(0) \ b_k(1) \ \dots \ b_k(N_s - 1)]$;

[0016] 步骤3.4:计算前向时频域平滑协方差矩阵:第k个时频域子组的协方差矩阵公式

为 $\mathbf{R}_k = E\{\mathbf{B}_k(n)\mathbf{B}_k^H(n)\}$,前向时频域平滑协方差矩阵为: $\mathbf{R}^f = \frac{1}{N_c - p + 1} \sum_{k=1}^{N_c - p + 1} \mathbf{R}_k$;

[0017] 步骤3.5:计算加权系数矩阵:通过前向时频域平滑协方差矩阵得到前后向时频域

平滑协方差矩阵,前后向时频域平滑协方差矩阵为: $\mathbf{R}^{fb} = \frac{1}{2}(\mathbf{R}^f + \mathbf{R}^b)$, 式中: \mathbf{R}^f 和 \mathbf{R}^b 互为共轭倒序阵; 取前后向时频域平滑协方差矩阵的伪逆矩阵为加权系数矩阵, 加权系数矩阵为: $\mathbf{W} = (\mathbf{R}^{fb})^+$, $(\cdot)^+$ 为伪逆矩阵符号;

[0018] 步骤3.6: 得到信号协方差矩阵: 将加权系数矩阵再次进行时频域平滑运算, 得到回波信号协方差矩阵: $\mathbf{R}^{TF} = \sum_{i=1}^H \sum_{j=1}^H \mathbf{R}_{ij} w_{ij}$, 其中, \mathbf{R}_{ij} 为 \mathbf{R}_i 和 \mathbf{R}_j 的互相关矩阵, w_{ij} 为矩阵 \mathbf{W} 的第 i 行第 j 列的元素。

[0019] 进一步的, 步骤四中采用ESPRIT算法对回波信号进行参数粗估计包括:

[0020] 步骤4.1: 将回波信号的协方差矩阵进行特征值分解, $\mathbf{R}^{TF} = \mathbf{E} \mathbf{\Lambda} \mathbf{E}^H$, 其中: $\mathbf{\Lambda}$ 为特征值的对角阵, \mathbf{E} 为信号和噪声的子空间, $(\cdot)^H$ 为共轭转置矩阵; 将矩阵 $\mathbf{\Lambda}$ 的特征值按照从大到小来排列, 矩阵 \mathbf{E} 取前 C 列构成信号子空间矩阵 $\hat{\mathbf{E}}$, $\hat{\mathbf{E}}$ 为 $H \times C$ 矩阵, 矩阵 \mathbf{E} 剩余 $H-C$ 列构成噪声子空间矩阵; 对信号子空间矩阵进行拆分: $\hat{\mathbf{E}} = \zeta_{v,R} \gamma$, 其中: γ 为 $C \times C$ 的可逆矩阵;

[0021] 步骤4.2: 构造辅助矩阵组, 分别为 $\mathbf{A}_{v1}, \mathbf{A}_{v2}, \mathbf{A}_{R1}, \mathbf{A}_{R2}$, 其中 $\mathbf{A}_{v1} = \mathbf{I}_q \otimes [\mathbf{I}_{N_p-1} \mathbf{0}]$, $\mathbf{A}_{v2} = \mathbf{I}_q \otimes [\mathbf{0} \mathbf{I}_{N_p-1}]$, $\mathbf{A}_{R2} = [\mathbf{I}_{q-1} \mathbf{0}] \otimes \mathbf{I}_{N_p}$, $\mathbf{A}_{R1} = [\mathbf{0} \mathbf{I}_{q-1}] \otimes \mathbf{I}_{N_p}$, \mathbf{I}_M 表示 $M \times M$ 的单位阵;

[0022] 步骤4.3: 利用辅助矩阵组构造新的速度距离矩阵组, 速度矩阵 $1\mathbf{C}_{v1} = \mathbf{A}_{v1} \zeta_{v,R}$, 速度矩阵 $2\mathbf{C}_{v2} = \mathbf{A}_{v2} \zeta_{v,R}$, 距离矩阵 $1\mathbf{C}_{R2} = \mathbf{A}_{R2} \zeta_{v,R}$, 距离矩阵 $2\mathbf{C}_{R1} = \mathbf{A}_{R1} \zeta_{v,R}$; 将可逆矩阵 γ 乘以新的速度距离矩阵组中, 可以得到速度阵 $\mathbf{F}_{v1}, \mathbf{F}_{v2}$ 和距离阵 $\mathbf{F}_{R1}, \mathbf{F}_{R2}$, 即 $\mathbf{F}_{v1} = \mathbf{C}_{v1} \gamma \mathbf{F}_{v2} = \mathbf{C}_{v2} \gamma \mathbf{F}_{R1} = \mathbf{C}_{R1} \gamma \mathbf{F}_{R2} = \mathbf{C}_{R2} \gamma$;

[0023] 步骤4.4: 对矩阵 $\mathbf{F}_{v1}^+ \mathbf{F}_{v2}$ 和矩阵 $\mathbf{F}_{R1}^+ \mathbf{F}_{R2}$ 进行对角化处理, 得到目标的速度和距离。

[0024] 进一步的, 步骤五中采用MUSIC算法对回波信号进行参数精估计包括:

[0025] 步骤5.1: 利用步骤四粗估计的目标的速度和距离结果划定一个求解空间;

[0026] 步骤5.2: 将回波信号的协方差矩阵再次进行特征分解: $\mathbf{R}^{TF} = \mathbf{E}_s \mathbf{\Lambda}_s \mathbf{E}_s^H + \mathbf{E}_n \mathbf{\Lambda}_n \mathbf{E}_n^H$, 式中: \mathbf{E}_s 为信号子空间, \mathbf{E}_n 为噪声子空间;

[0027] 步骤5.3: 利用MUSIC算法的速度距离估计函数 $P(v, R)$ 来计算目标的距离和速度, 将估计函数 $P(v, R)$ 的谱峰搜索范围限定在求解空间内, 搜索到的谱峰为目标的距离和速度。

[0028] 进一步的, 求解空间具体为: 距离的求解空间为 $(R_i - R_{res}, R_i + R_{res})$, 速度的求解空间为 $(v_i - v_{res}, v_i + v_{res})$, R_i 和 v_i 为ESPRIT算法粗估计计算出的第 i 个探测目标的距离和速度, R_{res} 为雷达的距离分辨力, $R_{res} = \frac{c}{2B}$, B 为信号带宽; v_{res} 为雷达的速度分辨力,

$$v_{res} = \frac{c}{2f_c T_s N_p}, T_s \text{ 为每个子脉冲周期, } f_c \text{ 为载波中心频率。}$$

[0029] 本发明的有益效果: 本发明包含基于OFDM雷达通信共享信号自身结构的加权系数时频二维平滑算法和基于OFDM雷达通信共享信号的E-M(ESPRIT-MUSIC)算法。

[0030] 加权系数时频域平滑算法结合每个脉冲内的OFMD雷达通信共享信号在时域上存在子脉冲, 在频域上存在子载波的结构特点, 在时频域上进行平滑, 通过滑动, 把每个脉冲

的信号划分为若干个彼此存在重叠的子组,首先对子组的自、互相关协方差矩阵求平均和,然后以平均和为加权系数,再结合加权系数再次计算子组的自、互协方差矩阵和,从而完成解相干,最后再利用E-M算法实现目标参数估计。加权系数时频域平滑算法与仅利用了子组的自相关函数的解相干算法相比,充分利用了子组的自、互相关信息,因此其解相干性能更好,能够应用于低信噪比条件下。

[0031] 距离速度估计方面采用E-M算法进行估计,E-M算法首先采用ESPRIT算法进行粗估计,再采用MUSIC算法进行精估计。ESPRIT算法的精度不高,不能满足系统对于估计精度的要求,但是计算时间短,可以用来粗估计。然后采用粗估计的结果来划定一个求解空间,利用MUSIC算法在求解空间内进行精细搜索,不需要对于全谱域的搜索,节省了大量计算时间,还能保证估计的精度。

[0032] 传统的OFDM雷达通信共享信号的距离速度估计算法的实时性较差,本发明采用E-M算法,先利用ESPRIT算法进行粗估计,然后利用粗估计划定求解空间,再利用MUSIC算法进行精估计。ESPRIT算法具有快速估计的特点,但是其估计精度较差,MUSIC算法的估计相比较ESPRIT算法更好,但是计算量相比与ESPRIT算法要大得多,运算时间也远远超过ESPRIT。E-M算法的实时性比MUSIC算法要好,而且其估计精度与MUSIC算法基本一致,在兼顾了估计精度的同时,还保证了运算的实时性,能够应用于实时性要求较高的领域。

[0033] 传统的基于时间平滑的解相干算法仅利用了自相关协方差矩阵信息,因此性能较差,在低信噪比场景下不适用。因此本发明提出了一种加权系数时频域平滑解相干算法,相比于时间平滑算法,充分利用OFDM信号的自身结构,在时频域上进行平滑,利用了自相关和互相关协方差信息,将第一次平滑的结果用于加权系数,再做第二次平滑运算,其解相干性能更好,能够适用于低信噪比条件下。

附图说明

[0034] 图1是基于OFDM雷达通信共享回波信号处理流程;

[0035] 图2是OFDM雷达通信共享回波信号模型;

[0036] 图3是OFDM雷达通信共享信号的时域图;

[0037] 图4是OFDM雷达通信共享信号的频域图;

[0038] 图5是时频域平滑示意图;

[0039] 图6是时频域平滑算法流程图;

[0040] 图7是E-M算法的流程图;

[0041] 图8是0dB条件加权系数时频域平滑算法的MUSIC谱峰图;

[0042] 图9是0dB条件时间平滑算法的MUSIC谱峰图;

[0043] 图10(a)是E-M算法与MUSIC算法的距离估计误差对比图;

[0044] 图10(b)是E-M算法与MUSIC算法的速度估计误差对比图;

[0045] 图11是E-M算法与MUSIC算法的运行时间对比图。

具体实施方式

[0046] 下面结合说明书附图和具体实施例对本发明做进一步说明。

[0047] 结合图1,本发明包括以下步骤:

[0048] 步骤一:雷达接收端接收到基于OFDM雷达通信共享信号的回波信号,假设回波信号参数为 N_p 个脉冲。每个脉冲有 N_s 个子脉冲,每个子脉冲有 N_c 个子载波,每个子脉冲周期为 T_s ,每个子脉冲的有效数据持续时间为 T ,脉冲的重复周期为 T_r ,子载波的频率间隔为 Δf ,载波中心频率为 f_c ,存在 C 个目标的回波。

[0049] 首先对回波信号进行下变频处理,下变频只需要对共享回波信号进行频谱搬移,消除本振信号。下变频处理以后需要消除OFDM雷达通信共享信号的循环前缀,OFDM雷达通信通信共享信号不同于其他信号,因为其多载波的结构易发生脉冲间干扰以及子脉冲间干扰,需要在发射过程中加入循环前缀来减少这些干扰,循环前缀是加载到每个子脉冲的前缀的固定时长的一段数据,因此只需要对每个子脉冲进行滤除部分信号即可。

[0050] 过滤循环前缀后,对信号进行采样处理,将模拟信号转化为数字信号,信号的采样频率为 $f_s = N/T$, $N = N_c$,采样频率的倒数为采样时间间隔,因此采样时刻为 $t = b/f_s$, $b \in \{0, 1, \dots, N_c - 1\}$ 。

[0051] 步骤二:消除信号内的通信数据。通信数据会造成脉冲内以及脉冲与脉冲间的波形并非一致,增大了对于OFDM雷达通信共享信号的难度,所以如果不对通信数据进行处理,会加大后续距离-速度估计的难度。由于通信数据是已知的,我们可以将通信数据化成通信数据矩阵,将其变为 $N_c \times N_c$ 的矩阵形式,再对其求逆,乘以信号的表达式,来消除信号内的通信数据,减少通信数据对共享信号后续处理的影响。

[0052] 步骤三:在完成消除通信数据后,对信号进行加权系数时频域平滑解相干处理。结合图6,首先将每个脉冲内的第 n 个子脉冲按照时间顺序排列,即从1排到 N_p ,然后在频域上进行划分子组,每个子组含 q 个子脉冲, $q \leq N_c$,子组个数为 $N_c - q + 1$ 个,然后沿着频域进行滑动。第 n 个子脉冲的第 k 个时频域子组为 $\mathbf{b}_k(n) = [y_{n,0,k} \ y_{n,0,k+1} \ \dots \ y_{n,0,k+q} \ y_{n,1,k} \ \dots \ y_{n,N_p-1,k+q}]^T$,

$y_{n,p,m}$ 为第 n 个子脉冲,第 p 个脉冲,第 m 个子载波的经过通信数据处理后的回波信号, $m \in \{0, 1, \dots, N_c - 1\}$, $n \in \{0, 1, \dots, N_s - 1\}$, $p \in \{0, 1, \dots, N_p - 1\}$,子组元素为 $H = q \cdot N_p$ 个,我们定义 $y_{n,p,m}$ 表达式内等效于噪声项的部分为 $g_{n,p,m}$,则时频域子组内的等效噪声项为

$\boldsymbol{\kappa}_k(n) = [g_{n,0,k} \ g_{n,0,k+1} \ \dots \ g_{n,0,k+q} \ g_{n,1,k} \ \dots \ g_{n,N_p-1,k+q}]^T$ 。将所有时频域子组排列成矩阵形式 \mathbf{B}_k ,其中 $\mathbf{B}_k = [\mathbf{b}_k(0) \ \mathbf{b}_k(1) \ \dots \ \mathbf{b}_k(N_s - 1)]$ 。则第 k 个时频域子组的协方差矩阵公式为 $\mathbf{R}_k = E\{\mathbf{B}_k(n)\mathbf{B}_k^H(n)\}$ 。

[0053] 因此可以计算出前向时频域平滑协方差矩阵,其计算式为:

$\mathbf{R}^f = \frac{1}{N_c - p + 1} \sum_{k=1}^{N_c - p + 1} \mathbf{R}_k$ 。通过前向时频域平滑协方差矩阵可以计算出前后向时频域平滑协

方差矩阵,前后向时频域平滑协方差矩阵为: $\mathbf{R}^{fb} = \frac{1}{2}(\mathbf{R}^f + \mathbf{R}^b)$,式中: \mathbf{R}^f 和 \mathbf{R}^b 互为共轭倒序

阵。取前后向时频域平滑协方差矩阵的伪逆矩阵为加权系数矩阵,加权系数矩阵表达式为: $\mathbf{W} = (\mathbf{R}^{fb})^+$,式中: $(\cdot)^+$ 为伪逆矩阵符号。然后将加权系数矩阵代入再次进行时频域平滑运

算: $\mathbf{R}^{TF} = \sum_{i=1}^H \sum_{j=1}^H \mathbf{R}_{ij} w_{ij}$,其中, \mathbf{R}_{ij} 为 \mathbf{R}_i 和 \mathbf{R}_j 的互相关矩阵, w_{ij} 为矩阵 \mathbf{W} 的第 i 行第 j 列的元素。 \mathbf{R}^{TF}

就是进行过加权系数时频域平滑解相干处理后的回波信号协方差矩阵。

[0054] 步骤四:结合图7,在完成解相干处理后,接着对回波信号进行参数估计,首先利用ESPRIT算法进行粗估计。首先将回波信号的协方差矩阵进行特征值分解, $R^{TF} = E \Lambda E^H$,其中: Λ 为特征值的对角阵, E 为信号和噪声的子空间, $(\cdot)^H$ 为共轭转置矩阵。将矩阵 Λ 的特征值按照从大到小来排列,矩阵 E 取前 C 列(对应的特征值为大的特征值)构成矩阵 \hat{E} 构成信号子空间,则 \hat{E} 为 $H \times C$ 矩阵,对应小特征值的矩阵即为噪声子空间矩阵。对信号子空间矩阵进行拆分: $\hat{E} = \zeta_{v,R} \gamma$,其中: γ 为 $C \times C$ 的可逆矩阵。

[0055] 引入辅助矩阵组,分别为 $A_{v1}, A_{v2}, A_{R1}, A_{R2}$,其中 $A_{v1} = I_q \otimes [I_{N_p-1} \ 0]$ $A_{v2} = I_q \otimes [0 \ I_{N_p-1}]$ $A_{R2} = [I_{q-1} \ 0] \otimes I_{N_p}$ $A_{R1} = [0 \ I_{q-1}] \otimes I_{N_p}$, I_M 表示 $M \times M$ 的单位阵,然后利用利用辅助矩阵组构造新的速度距离矩阵组, $C_{v1} = A_{v1} \zeta_{v,R}, C_{v2} = A_{v2} \zeta_{v,R}, C_{R2} = A_{R2} \zeta_{v,R}, C_{R1} = A_{R1} \zeta_{v,R}$ 。将可逆矩阵 γ 乘以新的速度距离矩阵组中,可以得到速度阵 F_{v1}, F_{v2} 、距离阵 F_{R1}, F_{R2} ,即 $F_{v1} = C_{v1} \gamma F_{v2} = C_{v2} \gamma F_{R1} = C_{R1} \gamma F_{R2} = C_{R2} \gamma$ 。然后对矩阵 $F_{v1}^+ F_{v2}$ 和矩阵 $F_{R1}^+ F_{R2}$ 进行对角化处理,即可得到目标的速度和距离。

[0056] 步骤五:结合图7,在完成粗估计以后,接着采用MUSIC算法进行精估计。虽然ESPRIT算法的精度不高,但是计算时间短,可以用来粗估计。采用ESPRIT算法的估计结果来划定一个求解空间,然后利用MUSIC算法在求解空间内进行精细搜索,不需要对于全谱域的搜索,节省了大量计算时间。

[0057] 求解空间选取对算法的计算量有较大影响。求解空间选取过小,会造成算法估计性能下降;求解空间选取过大,会造成算法计算量上升。

[0058] 雷达的距离分辨力公式为: $R_{res} = \frac{c}{2B}$,式中: B 为信号带宽。雷达的速度分辨力公式

为: $v_{res} = \frac{c}{2f_c T_s N_p}$ 。将距离、速度谱图分为多个网格,以速度和距离分辨力为单位,将

ESPRIT计算结果往外扩展一个单位,将该范围作为谱峰搜索范围。故距离的求解空间为 $(R_i - R_{res}, R_i + R_{res})$,速度的求解空间为 $(v_i - v_{res}, v_i + v_{res})$, R_i 和 v_i 为ESPRIT算法粗估计计算出的第 i 个探测目标的距离和速度。

[0059] 将回波信号的协方差矩阵再次进行特征分解: $R^{TF} = E_s A_s E_s^H + E_n A_n E_n^H$,式中: E_s 为信号子空间, E_n 为噪声子空间。然后利用MUSIC算法的速度距离估计函数 $P(v, R)$ 来计算目标的距离和速度,将估计函数 $P(v, R)$ 的谱峰搜索范围限定在求解空间内,搜索到的谱峰即为目标的距离和速度。

[0060] 载频 $f_c = 6\text{GHz}$,循环前缀持续时间为 $0.25\mu\text{s}$,有效数据持续时间为 $1\mu\text{s}$,脉冲重复周期 T_r 为 $100\mu\text{s}$,子脉冲为15,子载波和脉冲数均为16,信号带宽为16MHz。在俩探测目标的情况下,通过图8和图9对比可以看出,在0dB条件下,可以看出,加权系数时频域平滑算法能够分辨出两个谱峰,而时间平滑算法分辨不出两个谱峰。

[0061] 在三目标的情况下,对E-M算法和MUSIC的估计性能以及运行时间进行对比,通过图10(a)、图10(b)和图11可以看出,E-M算法估计性能与MUSIC估计性能基本一致,但是运算时间远低于MUSIC,说明E-M算法能够满足实时性要求较高的场景下。

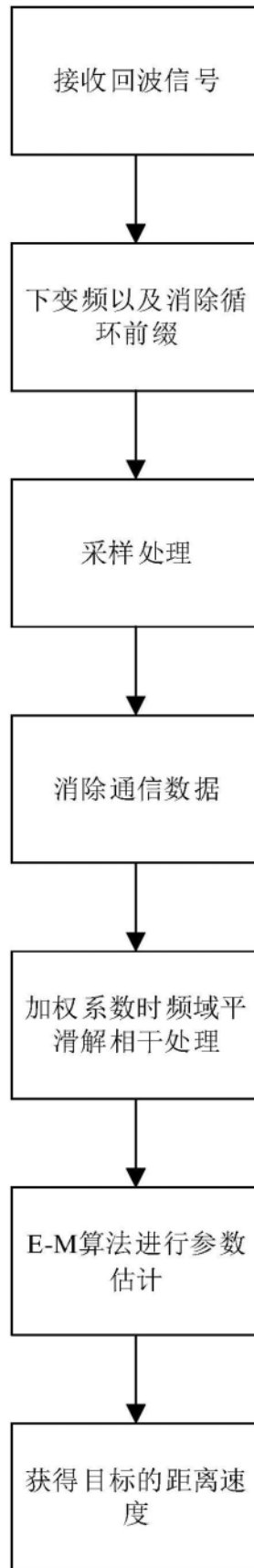


图1

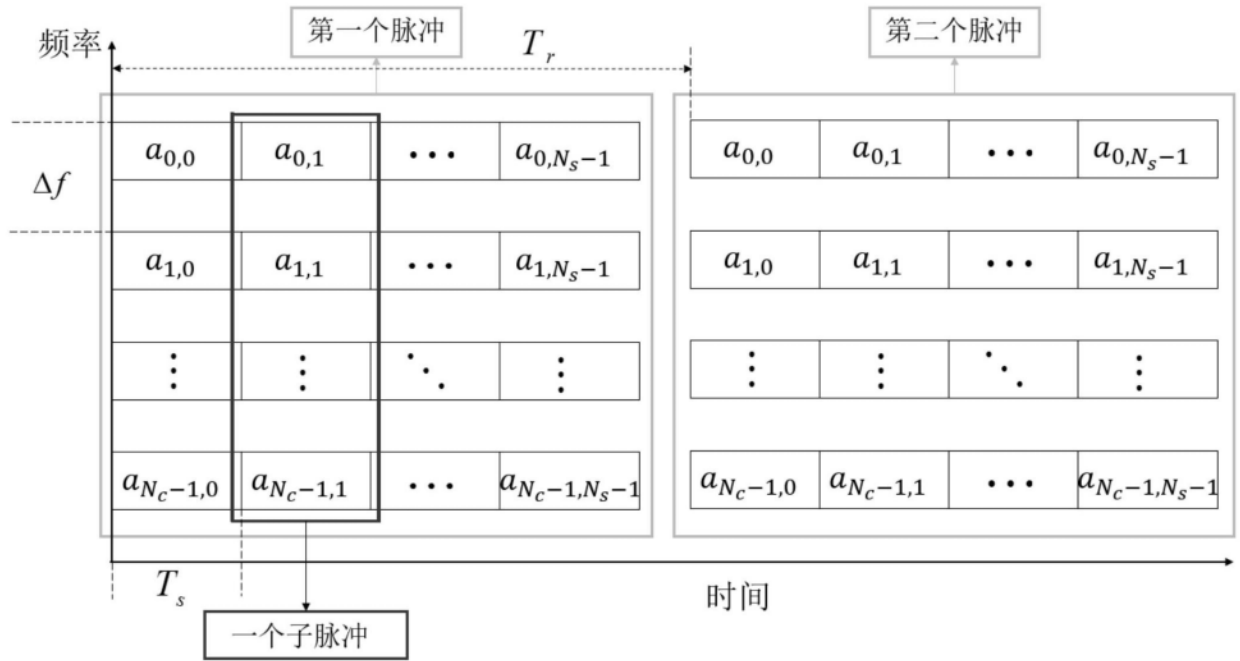


图2

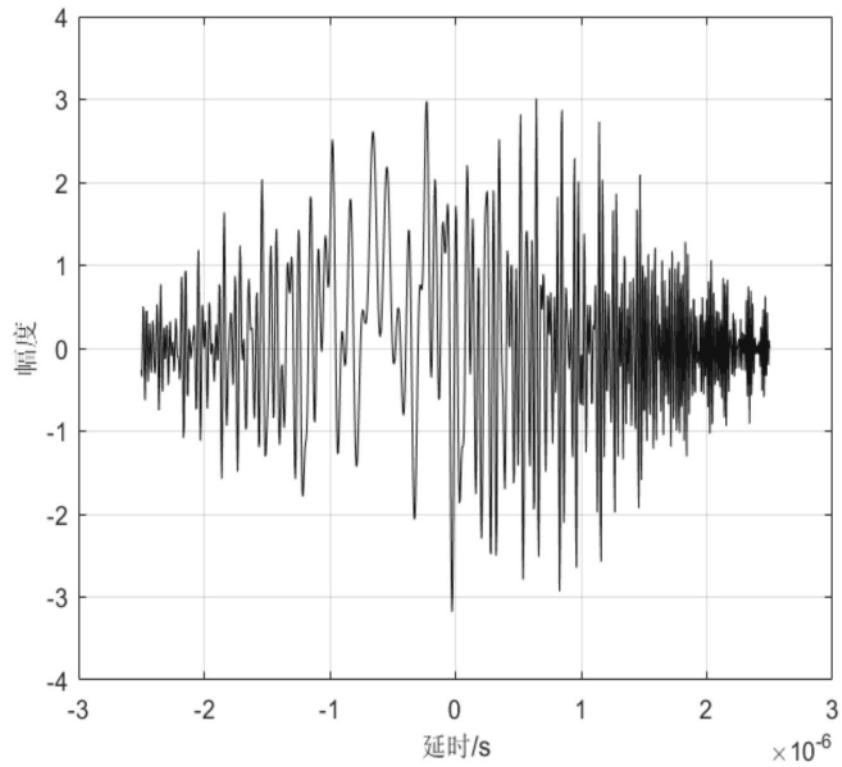


图3

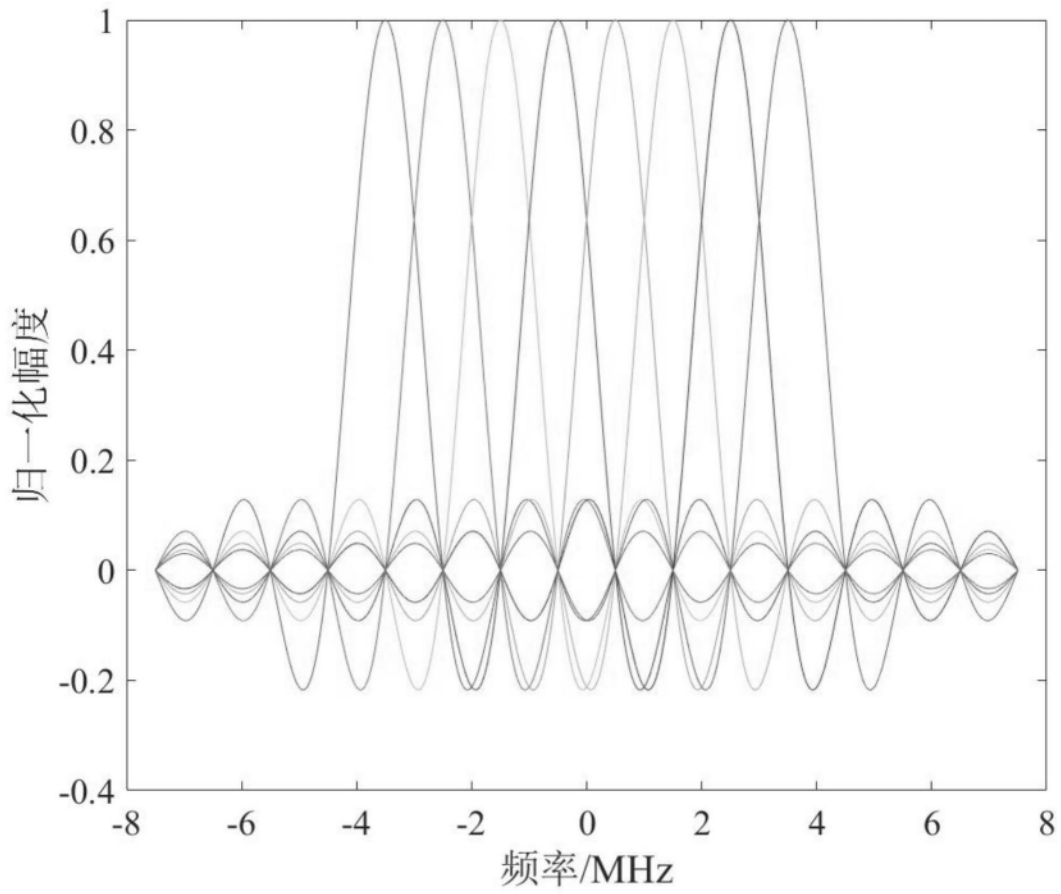


图4

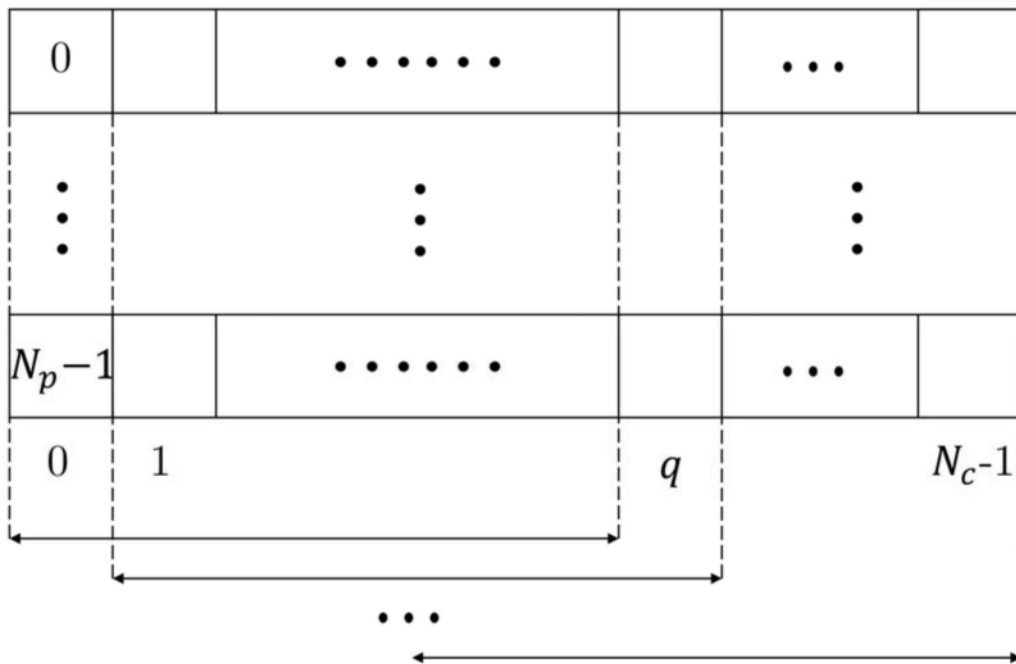


图5

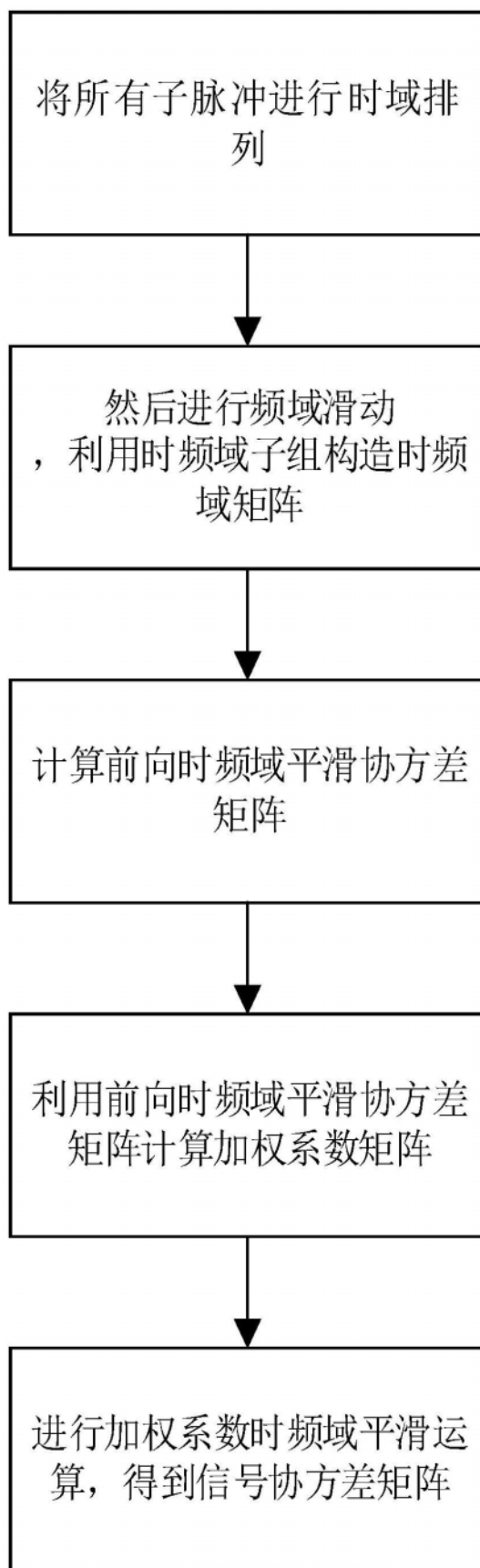


图6

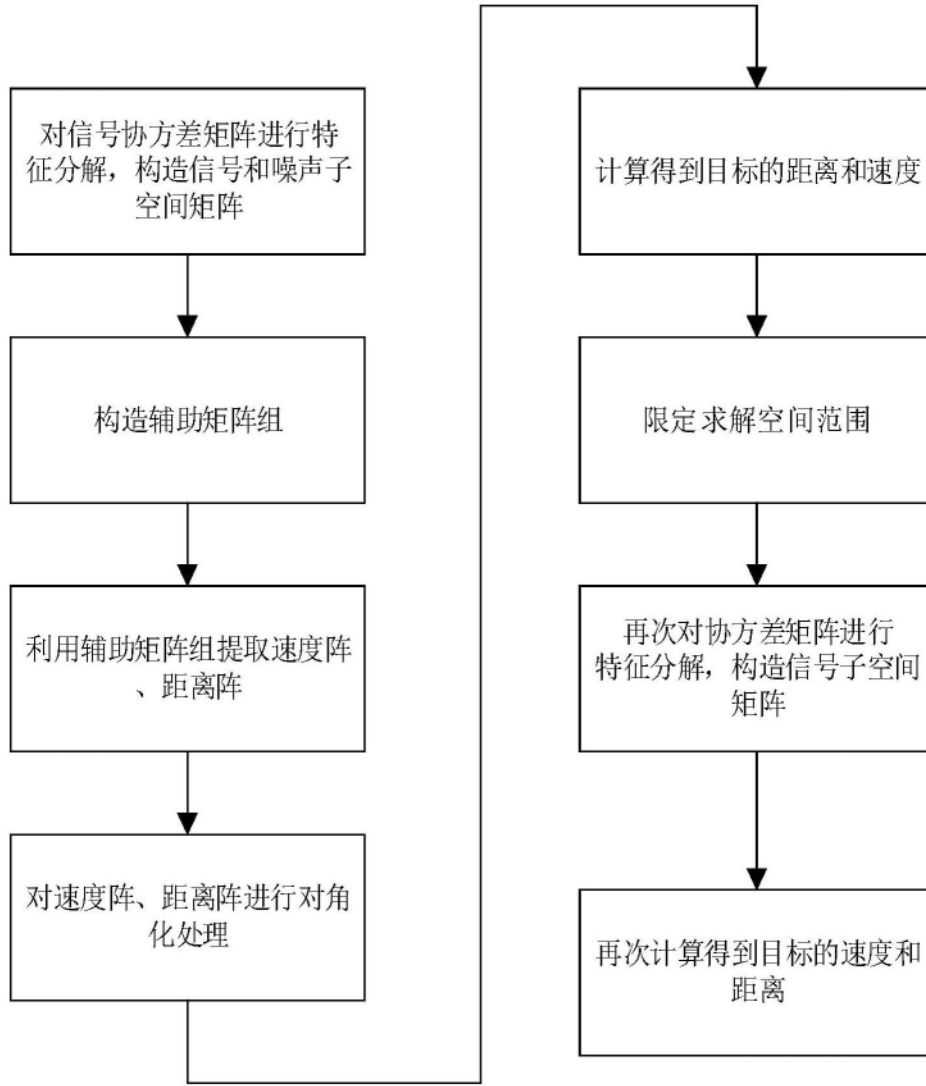


图7

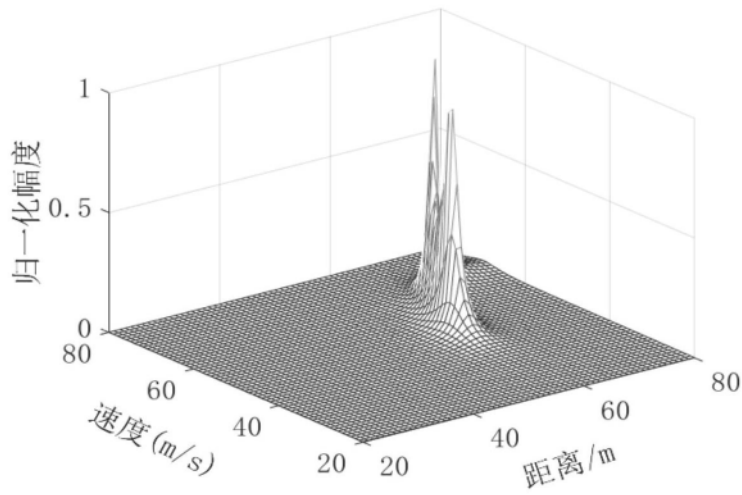


图8

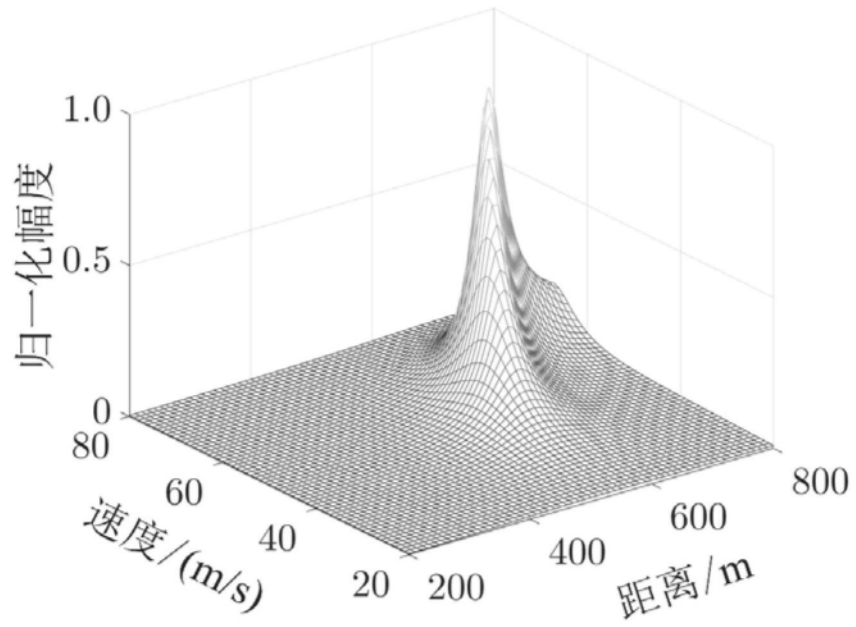


图9

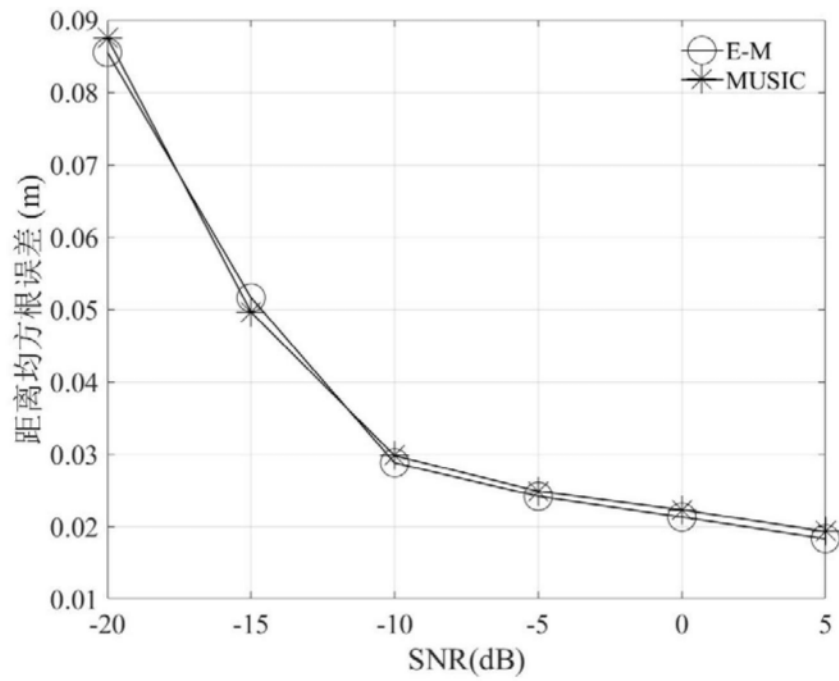


图10(a)

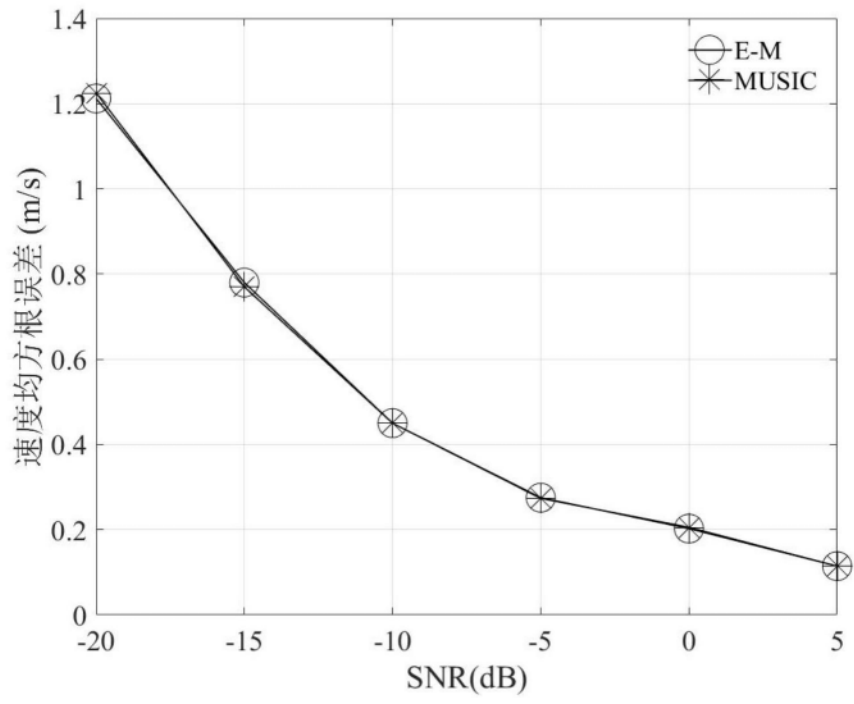


图10(b)

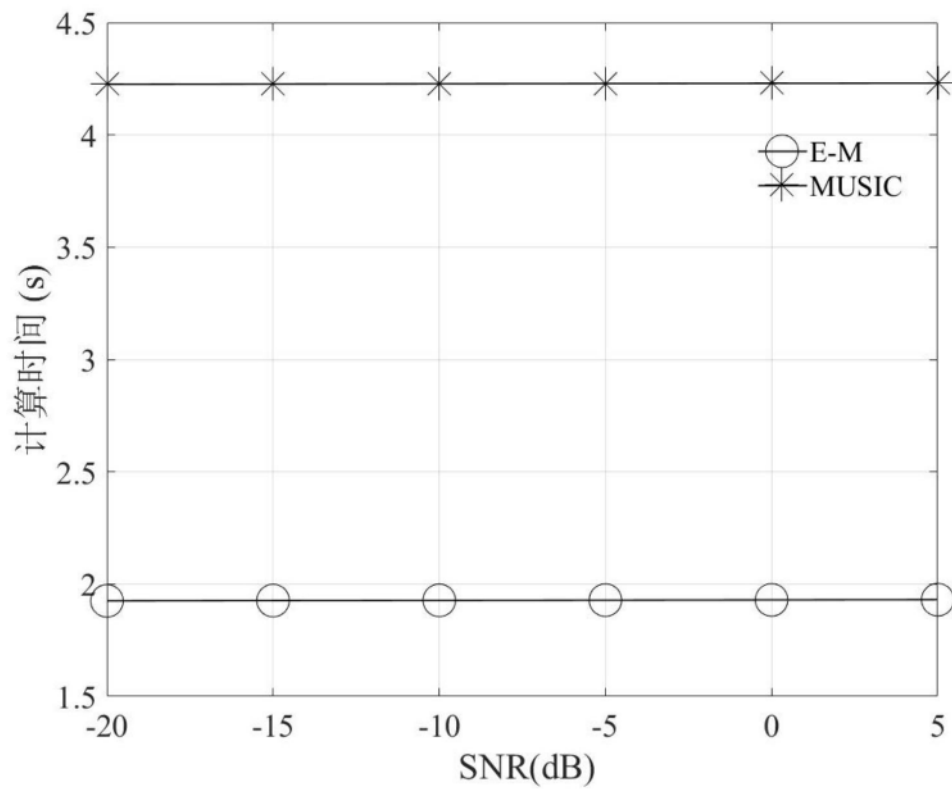


图11