



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 110365611 B

(45) 授权公告日 2020.12.04

(21) 申请号 201910458387.8

(22) 申请日 2019.05.29

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 110365611 A

(43) 申请公布日 2019.10.22

(73) 专利权人 北京邮电大学
地址 100876 北京市海淀区西土城路10号

(72) 发明人 许文俊 郑文卿 高晖 冯志勇
徐雅倩

(74) 专利代理机构 北京风雅颂专利代理有限公司
11403

代理人 李弘

(51) Int. Cl.

H04L 25/02 (2006.01)

H04L 27/26 (2006.01)

(56) 对比文件

CN 106597407 A, 2017.04.26

US 5327893 A, 1994.07.12

US 2018106889 A1, 2018.04.19

CN 104330783 A, 2015.02.04

CN 103926573 A, 2014.07.16

黄波等. 基于四阶循环平稳的STBC-OFDM信号盲识别.《信号处理》.2017,

审查员 樊星

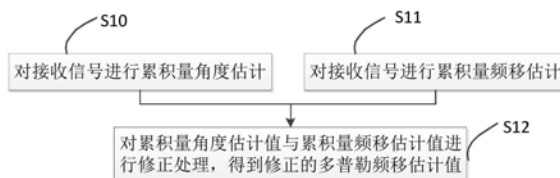
权利要求书4页 说明书12页 附图3页

(54) 发明名称

一种多普勒频移估计方法及装置

(57) 摘要

本发明公开了一种多普勒频移估计方法及装置,通过计算接收信号的累积量角度估计值,计算接收信号的累积量频移估计值,对累积量角度估计值和累积量频移估计值进行修正,得到修正的多普勒频移估计值。本发明能够准确估算多天线下条件下的多普勒频移值,提高估计准确性,提高信号恢复的准确性。



1. 一种多普勒频移估计方法,其特征在于,接收接收信号的天线阵列包括 X_a 、 Y_a 两列均匀线性阵列,每列包含数量为 $2M+1$ 个各向同性天线,同一列中两两天线的间距为 d_x ,两列之间的间隔为 d_y ,基于天线阵列建立XYZ坐标系;方法包括:

对接收信号进行累积量角度估计,得到累积量角度估计值,包括:

确定接收信号的累积量:所述累积量定义为:

$$c_1(m) = cum[x_0(t), x_0^*(t), x_m^*(t), x_m(t)] \quad (1)$$

$$c_2(m) = cum[x_0(t), x_0^*(t), x_0^*(t), y_m(t)] \quad (2)$$

$x_m(t)$ 、 $y_m(t)$ 为任意时刻 t ,天线 m 的接收信号, $x_0(t)$ 是中心天线的接收信号, $x_0^*(t)$ 是 x_0

(t)的共轭信号, $x_m^*(t)$ 是 $x_m(t)$ 的共轭信号;

根据所述累积量,计算接收信号的累积量矩阵:

对所述累积量矩阵进行特征值分解;

$$\mathbf{C}_2 \mathbf{C}_1^+ = \sum_{i=1}^L \xi_i \mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H \quad (16)$$

其中, \mathbf{C}_2 为累积量矩阵, \mathbf{C}_1^+ 为累积量矩阵 \mathbf{C}_1 的伪逆矩阵, L 为多径条件下存在的路径总数, ξ_i 为第 i 条路径对应的特征值, \mathbf{h}_i 为特征值 ξ_i 对应的特征向量, \mathbf{h}_i^H 为 \mathbf{h}_i 的共轭转置;累积量矩阵 \mathbf{C}_1 、 \mathbf{C}_2 分别表示为:

$$\mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} c_1(0) & c_1(1) & \dots & c_1(M) \\ c_1(-1) & c_1(0) & \dots & c_1(M-1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_1(-M) & c_1(1-M) & \dots & c_1(0) \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} c_2(0) & c_2(1) & \dots & c_2(M) \\ c_2(-1) & c_2(0) & \dots & c_2(M-1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_2(-M) & c_2(1-M) & \dots & c_2(0) \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中, $m=-M, -M+1, \dots, M$, $\mathbf{C}_2 \mathbf{C}_1^+$ 的特征向量张成信号子空间;

计算接收信号的三维到达角度;

$$\hat{\beta}_i = \arccos \left[\frac{\lambda}{2\pi d_y} \arg(\xi_i) \right] \quad (17)$$

$$\hat{\theta}_i = \arccos\left(\frac{\lambda}{2\pi d_x} \kappa_i\right) \quad (18)$$

$$\hat{\phi}_i = \sqrt{1 - \cos^2 \theta_i - \cos^2 \beta_i} \quad (19)$$

其中, λ 为信号波长, $\hat{\beta}_i$ 表示第*i*个波达方向的到达信号与x轴之间的夹角 β_i 的估计值, $\hat{\theta}_i$ 表示第*i*个波达方向的到达信号与y轴之间的夹角 θ_i 的估计值, $\hat{\phi}_i$ 表示第*i*个波达方向的到达信号与z轴之间的夹角 ϕ_i 的估计值;

$$\kappa_j = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \arg \left[\frac{h_j(m+1)}{h_j(m)} \right] \quad (20)$$

其中, $h_j(m)$ 表示第*j*个特征向量的第*m*个元素, *m*小于*M*;

对所述接收信号进行累积量频移估计,得到累积量频移估计值,包括:计算包含多普勒频移的接收信号的四阶累积量为:

$$c_{4z} = E[z^2(t) z^2(t+\tau)] - E[z^2(t)] E[z^2(t+\tau)] - 2E^2[z(t) z(t+\tau)] \quad (30)$$

其中, $z(t)$ 为接收信号, τ 为时延;

对所述累积量角度估计值与累积量频移估计值进行修正处理,得到修正的多普勒频移估计值,包括:利用多普勒频率估计器对所述累积量角度估计值与累积量频移估计值进行修正处理,得到修正的多普勒频移估计值;所述多普勒频率估计器为:

$$\hat{f}_m = \frac{1}{8(2M+1) \cos \theta} \sum_{x_a, y_a} \left[\arg \max_{\frac{1}{T} < f < \frac{1.5}{T}} |\Omega_{4z}(2, f)| - \arg \max_{\frac{0.5}{T} < f < \frac{1}{T}} |\Omega_{4z}(2, f)| \right] \quad (44)$$

其中, f 为FFT输出的频偏范围, T 为信号的采样周期, θ 是公式(18)所示估计角, $\Omega_{4z}(2, f)$ 为接收信号的四阶累积量的循环频谱。

2. 根据权利要求1所述的方法,其特征在于,所述天线阵列的天线排列方向定义为y轴,天线阵列 X_a 的中心天线定义为坐标原点0,两组天线阵列均以中心天线为零,沿着y轴正方向由-*M*递增至*M*,两列均匀线性阵列平行对齐摆放,坐标原点0指向天线阵列 Y_a 的中心天线的方向定义为x轴,由x轴与y轴按右手坐标系法则定义z轴。

3. 根据权利要求1所述的方法,其特征在于,还包括:根据发送端估计器,读取多普勒频移估计量;

基于发送端导频的估计器为:

$$f_m^\dagger = \frac{1}{4} \left[\arg \max_{\frac{1}{T} < f < \frac{1.5}{T}} |\Omega_{4z}(2, f)| - \arg \max_{\frac{0.5}{T} < f < \frac{1}{T}} |\Omega_{4z}(2, f)| \right] \quad (41)$$

发送端无导频的估计器为:

$$f_m^\dagger = \frac{1}{4} \text{BandWidth} \left| \Omega_{4z}(2, f) \right|_{\frac{0.5}{T} < f < \frac{1.5}{T}} \quad (42)$$

4. 根据权利要求1所述的方法,其特征在于,对于一路所述接收信号,对所述接收信号进行处理,得到所述接收信号的四阶累积量,将所述接收信号的四阶累积量与一定频率范围内的多个正弦波信号相乘,得到对应的多个解调信号,从多个解调信号中选取相关性最大的频率作为提取多普勒频移的循环频率,将具有所述循环频率的正弦波信号与所述接收信号相乘后,对得到的乘积信号求取期望,然后进行快速傅里叶变换,得到接收信号的四阶累积量的循环频谱。

5. 根据权利要求1所述的方法,其特征在于,对于所述天线阵列的每个天线的的所有接收信号进行累积量角度估计值计算与累积量频移估计值计算,然后计算所述多普勒频移估计值。

6. 一种多普勒频移估计装置,其特征在于,接收接收信号的天线阵列包括 X_a 、 Y_a 两列均匀线性阵列,每列包含数量为 $2M+1$ 个各向同性天线,同一列中两两天线的间距为 d_x ,两列之间的间隔为 d_y ,基于天线阵列建立XYZ坐标系;装置包括:

第一计算模块,用于对接收信号进行累积量角度估计,得到累积量角度估计值,包括:

确定接收信号的累积量:所述累积量定义为:

$$c_1(m) = \text{cum} \left[x_0(t), x_0^*(t), x_m^*(t), x_m(t) \right] \quad (1)$$

$$c_2(m) = \text{cum} \left[x_0(t), x_0^*(t), x_0^*(t), y_m(t) \right] \quad (2)$$

$x_m(t)$ 、 $y_m(t)$ 为任意时刻 t ,天线 m 的接收信号, $x_0(t)$ 是中心天线的接收信号, $x_0^*(t)$ 是 $x_0(t)$ 的共轭信号, $x_m^*(t)$ 是 $x_m(t)$ 的共轭信号;

根据所述累积量,计算接收信号的累积量矩阵:

对所述累积量矩阵进行特征值分解:

$$\mathbf{C}_2 \mathbf{C}_1^+ = \sum_{i=1}^L \xi_i \mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H \quad (16)$$

其中, \mathbf{C}_2 为累积量矩阵, \mathbf{C}_1^+ 为累积量矩阵 \mathbf{C}_1 的伪逆矩阵, L 为多径条件下存在的路径总数, ξ_i 为第 i 条路径对应的特征值, \mathbf{h}_i 为特征值 ξ_i 对应的特征向量, \mathbf{h}_i^H 为 \mathbf{h}_i 的共轭转置;累积量矩阵 \mathbf{C}_1 、 \mathbf{C}_2 分别表示为:

$$\mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} c_1(0) & c_1(1) & \dots & c_1(M) \\ c_1(-1) & c_1(0) & \dots & c_1(M-1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_1(-M) & c_1(1-M) & \dots & c_1(0) \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} c_2(0) & c_2(1) & \dots & c_2(M) \\ c_2(-1) & c_2(0) & \dots & c_2(M-1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_2(-M) & c_2(1-M) & \dots & c_2(0) \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中, $m = -M, -M+1, \dots, M$, $\mathbf{C}_2 \mathbf{C}_1^+$ 的特征向量张成信号子空间;
计算接收信号的三维到达角度;

$$\hat{\beta}_i = \arccos \left[\frac{\lambda}{2\pi d_y} \arg(\xi_i) \right] \quad (17)$$

$$\hat{\theta}_i = \arccos \left(\frac{\lambda}{2\pi d_x} \kappa_i \right) \quad (18)$$

$$\hat{\phi}_i = \sqrt{1 - \cos^2 \theta_i - \cos^2 \beta_i} \quad (19)$$

其中, λ 为信号波长, $\hat{\beta}_i$ 表示第 i 个波达方向的到达信号与 x 轴之间的夹角 β_i 的估计值, $\hat{\theta}_i$ 表示第 i 个波达方向的到达信号与 y 轴之间的夹角 θ_i 的估计值, $\hat{\phi}_i$ 表示第 i 个波达方向的到达信号与 z 轴之间的夹角 ϕ_i 的估计值;

$$\kappa_j = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \arg \left[\frac{h_j(m+1)}{h_j(m)} \right] \quad (20)$$

其中, $h_j(m)$ 表示第 j 个特征向量的第 m 个元素, m 小于 M ;

第二计算模块, 用于对所述接收信号进行累积量频移估计, 得到累积量频移估计值, 包括: 计算包含多普勒频移的接收信号的四阶累积量为:

$$c_{4z} = E[z^2(t) z^2(t+\tau)] - E[z^2(t)] E[z^2(t+\tau)] - 2E^2[z(t) z(t+\tau)] \quad (30)$$

其中, $z(t)$ 为接收信号, τ 为时延;

第三计算模块, 用于对所述累积量角度估计值与累积量频移估计值进行修正处理, 得到修正的多普勒频移估计值, 包括: 利用多普勒频率估计器对所述累积量角度估计值与累积量频移估计值进行修正处理, 得到修正的多普勒频移估计值; 所述多普勒频率估计器为:

$$\hat{f}_m = \frac{1}{8(2M+1) \cos \theta} \sum_{\mathbf{x}_a, \mathbf{y}_a} \left[\arg \max_{\frac{1}{T} < f < \frac{1.5}{T}} |\Omega_{4z}(2, f)| - \arg \max_{\frac{0.5}{T} < f < \frac{1}{T}} |\Omega_{4z}(2, f)| \right] \quad (44)$$

其中, f 为 FFT 输出的频偏范围, T 为信号的采样周期, θ 是公式 (18) 所示估计角, $\Omega_{4z}(2, f)$ 为接收信号的四阶累积量的循环频谱。

一种多普勒频移估计方法及装置

技术领域

[0001] 本发明涉及无线通信技术领域,特别是指一种多普勒频移估计方法及装置。

背景技术

[0002] 多普勒频移估计对于无线通信中接收端恢复畸变信号具有重要意义。无线通信信道多为时变衰落信道,其接收信号的幅度和相位衰变速度取决于多普勒频移大小,其值越大,无线通信信道衰落速度越快。在无线通信系统中,实时估计多普勒频偏对获得最优接收性能具有重要意义。多普勒频移估计技术在通信系统参数选择,信道估计和自适应方法领域都有广泛应用。

[0003] 基于循环平稳的估计方法是一种多普勒频移估计方法,其采取计算信号循环平稳功率谱的方法提取多普勒特征。现有的循环平稳估计方法存在抗噪声能力较差,估计不够准确的问题,且现有循环平稳估计方法一般假定发送端与接收端配置单天线,而无法估计波束到达角,无法从多普勒频移中获得由移动速度直接产生的多普勒频移。

发明内容

[0004] 有鉴于此,本发明的目的在于提出一种基于四阶循环平稳累积量的多普勒频移估计方法及装置,能够提高抗噪声性能,提高估计准确性。

[0005] 基于上述目的,本发明提供了一种多普勒频移估计方法,包括:

[0006] 对接收信号进行累积量角度估计,得到累积量角度估计值;

[0007] 对所述接收信号进行累积量频移估计,得到累积量频移估计值;

[0008] 对所述累积量角度估计值与累积量频移估计值进行修正处理,得到修正的多普勒频移估计值。

[0009] 可选的,接收所述接收信号的天线阵列包括两列均匀线性阵列,每列包含数量为 $2M+1$ 个各向同性天线,同一列中两两天线的间距为 d_x ,两列之间的间隔为 d_y 。

[0010] 可选的,设 L 为多径条件下存在的路径总数,第 i 路接收信号的三维到达角度为:

$$[0011] \quad \hat{\beta}_i = \arccos \left[\frac{\lambda}{2\pi d_y} \arg(\xi_i) \right] \quad (17)$$

$$[0012] \quad \hat{\theta}_i = \arccos \left(\frac{\lambda}{2\pi d_x} \kappa_i \right) \quad (18)$$

$$[0013] \quad \hat{\phi}_i = \sqrt{1 - \cos^2 \theta_i - \cos^2 \beta_i} \quad (19)$$

[0014] 其中, $\hat{\beta}_i$ 表示 β_i 的估计值, $\hat{\theta}_i$ 表示 θ_i 的估计值, $\hat{\phi}_i$ 表示 ϕ_i 的估计值; λ 为信号波长,

ξ_i 为第*i*条路径对应的接收信号的累积量矩阵的特征值;

$$[0015] \quad \kappa_j = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \arg \left[\frac{h_j(m+1)}{h_j(m)} \right] \quad (20)$$

[0016] 其中, $h_j(m)$ 表示特征值的第*j*个特征向量的第*m*个元素,*m*小于*M*。

[0017] 可选的,接收信号的四阶循环频谱为:

$$[0018] \quad \Omega_{4z}(k, f)|_{k=2} = \frac{\sigma_w^4}{16} \left| \Omega_{4h} \left(f - \frac{1}{T} \right) \right| - A \delta \left(f - \frac{2}{T} \right) \quad (40)$$

[0019] 其中,*f*为信号频偏范围,*T*为信号的采样周期,*A*是由信道莱斯因子决定的常数, σ_w 是发送信号的功率。

[0020] 可选的,基于发送端导频的估计器为:

$$[0021] \quad f_m^{\dagger} = \frac{1}{4} \left[\arg \max_{\frac{1}{T} < f < \frac{1.5}{T}} |\Omega_{4z}(2, f)| - \arg \max_{\frac{0.5}{T} < f < \frac{1}{T}} |\Omega_{4z}(2, f)| \right] \quad (41)$$

[0022] 发送端无导频的估计器为:

$$[0023] \quad f_m^{\dagger} = \frac{1}{4} \text{BandWidth} \left| \Omega_{4z}(2, f) \right|_{\frac{0.5}{T} < f < \frac{1.5}{T}} \quad (42)$$

[0024] 可选的,所述多普勒频移估计值的计算方法为:

$$[0025] \quad \hat{f}_m = \frac{1}{8(2M+1) \cos \theta} \sum_{X_a, Y_a} \left[\arg \max_{\frac{1}{T} < f < \frac{1.5}{T}} |\Omega_{4z}(2, f)| - \arg \max_{\frac{0.5}{T} < f < \frac{1}{T}} |\Omega_{4z}(2, f)| \right] \quad (44)$$

[0026] 其中, θ 是公式(18)所示估计角。

[0027] 可选的,所述累积量矩阵为:

$$[0028] \quad \mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} c_1(0) & c_1(1) & \dots & c_1(M) \\ c_1(-1) & c_1(0) & \dots & c_1(M-1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_1(-M) & c_1(1-M) & \dots & c_1(0) \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$[0029] \quad \mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} c_2(0) & c_2(1) & \dots & c_2(M) \\ c_2(-1) & c_2(0) & \dots & c_2(M-1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_2(-M) & c_2(1-M) & \dots & c_2(0) \end{bmatrix} \quad (5)$$

[0030] 记 \mathbf{C}_1 的伪逆矩阵为 \mathbf{C}_1^+ ,则 $\mathbf{C}_2 \mathbf{C}_1^+$ 的特征向量张成信号子空间。

[0031] 可选的,对于一路所述接收信号,对所述接收信号进行处理,得到所述接收信号的四阶累积量,将所述接收信号的四阶累积量与一定频率范围内的多个正弦波信号相乘,得

到对应的多个解调信号,从多个解调信号中选取相关性最大的频率作为提取多普勒频移的循环频率,将具有所述循环频率的正弦波信号与所述接收信号相乘后,对得到的乘积信号求取期望,然后进行快速傅里叶变换,得到公式(40)所示接收信号的四阶循环频谱。

[0032] 可选的,对于所述天线阵列的每个天线的接收信号进行累积量角度估计值计算与累积量频移估计值计算,然后计算所述多普勒频移估计值。

[0033] 本发明实施例还提供一种多普勒频移估计装置,包括:

[0034] 第一计算模块,用于对接收信号进行累积量角度估计,得到累积量角度估计值;

[0035] 第二计算模块,用于对所述接收信号进行累积量频移估计,得到累积量频移估计值;

[0036] 第三计算模块,用于对所述累积量角度估计值与累积量频移估计值进行修正处理,得到修正的多普勒频移估计值。

[0037] 从上面所述可以看出,本发明提供的多普勒频移估计方法及装置,通过计算接收信号的累积量角度估计值,计算接收信号的累积量频移估计值,对累积量角度估计值和累积量频移估计值进行修正,得到修正的多普勒频移估计值。本发明能够准确估算多天线下多普勒频移值,提高估计准确性,提高信号恢复的准确性。

附图说明

[0038] 为了更清楚地说明本发明实施例或现有技术中的技术方案,下面将对实施例或现有技术描述中所需要使用的附图作简单地介绍,显而易见地,下面描述中的附图仅仅是本发明的一些实施例,对于本领域普通技术人员来讲,在不付出创造性劳动的前提下,还可以根据这些附图获得其他的附图。

[0039] 图1为本发明实施例的方法流程示意图;

[0040] 图2为本发明实施例的累积量角度估计方法流程示意图;

[0041] 图3为本发明实施例的天线阵列结构示意图;

[0042] 图4为本发明实施例的累积量频移估计模块结构框图;

[0043] 图5为本发明实施例的装置结构框图。

具体实施方式

[0044] 为使本发明的目的、技术方案和优点更加清楚明白,以下结合具体实施例,并参照附图,对本发明进一步详细说明。

[0045] 需要说明的是,本发明实施例中所有使用“第一”和“第二”的表述均是为了区分两个相同名称非相同的实体或者非相同的参量,可见“第一”“第二”仅为了表述的方便,不应理解为对本发明实施例的限定,后续实施例对此不再一一说明。

[0046] 图1为本发明实施例的方法流程示意图。如图所示,本发明实施例提供的多普勒频移估计方法,包括:

[0047] S10:对接收信号进行累积量角度估计;

[0048] 图2为本发明实施例的累积量角度估计方法流程示意图。如图所示,对接收信号进行累积量角度估计计算,具体包括如下步骤:

[0049] S101:确定接收信号的累积量;

[0050] 图3为本发明实施例的天线阵列结构示意图。该天线阵列设置于接收端,天线阵列由 X_a 、 Y_a 两组均匀线性阵列(ULA,Uniform Linear Array)组成,每列ULA包含数量为 $2M+1$ 个各向同性天线,两两天线的间距为 d_x ,天线排列方向定义为 y 轴,天线阵列 X_a 的中心天线定义为坐标原点 O ,两组天线阵列均以中心天线为零,沿着 y 轴正方向由 $-M$ 递增至 M 。两列ULA平行对齐摆放,两列ULA之间的间隔为 d_y ,坐标原点 O 指向天线阵列 Y_a 的中点天线的方向定义为 x 轴,由 x 轴与 y 轴按右手坐标系法则定义 z 轴。其中, θ 表示到达信号与 y 轴之间的夹角, β 表示到达信号与 x 轴之间的夹角, ϕ 表示到达信号与 z 轴之间的夹角。当存在 L 个波达方向时,上述角度分别为 $\theta_i, \beta_i, \phi_i, i=1,2,\dots,L$ 。

[0051] 在天线阵列中,任意时刻 t ,天线 m 的接收信号记为 $x_m(t)$ 、 $y_m(t)$,定义累积量:

$$[0052] \quad c_1(m) = \text{cum} \left[x_0(t), x_0^*(t), x_m^*(t), x_m(t) \right] \quad (1)$$

$$[0053] \quad c_2(m) = \text{cum} \left[x_0(t), x_0^*(t), x_0^*(t), y_m(t) \right] \quad (2)$$

[0054] 其中, $x_0(t)$ 是中心天线的接收信号, $x_0^*(t)$ 是 $x_0(t)$ 的共轭信号。

[0055] 包含多普勒频移的信道进行四阶累积量可表示为:

$$[0056] \quad \text{cum}[a, b, c, d] = E[abcd^*] - E[ab^*]E[cd^*] - E[ac^*]E[bd^*] - E[ad^*]E[bc^*] \quad (3)$$

[0057] 其中, a 、 b 、 c 、 d 为待求累积量的四个复随机变量, $(\cdot)^*$ 表示某个变量的共轭,即将信号的正交分量反相,平行分量保持不变。

[0058] S102:计算接收信号的累积量矩阵;

[0059] 累积量矩阵为:

$$[0060] \quad \mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} c_1(0) & c_1(1) & \dots & c_1(M) \\ c_1(-1) & c_1(0) & \dots & c_1(M-1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_1(-M) & c_1(1-M) & \dots & c_1(0) \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$[0061] \quad \mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} c_2(0) & c_2(1) & \dots & c_2(M) \\ c_2(-1) & c_2(0) & \dots & c_2(M-1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_2(-M) & c_2(1-M) & \dots & c_2(0) \end{bmatrix} \quad (5)$$

[0062] 记 \mathbf{C}_1 的伪逆矩阵为 \mathbf{C}_1^+ , $\mathbf{C}_2\mathbf{C}_1^+$ 的特征向量恰好张成信号子空间, $\mathbf{C}_2\mathbf{C}_1^+$ 的非零

特征向量与矩阵的导向矢量 $\left\{ e^{j2\pi m \frac{d_y(i)}{\lambda} \cos \beta_i} \right\}$ 一致,其中, $m=-M, -M+1, \dots, M$, λ 表示信号波

长。 β_i 为待估计的波达方向角。因此,对 $\mathbf{C}_2\mathbf{C}_1^+$ 做特征值分解得到特征向量 h_i 后,可得到三维到达角度值。

[0063] 其中, $\mathbf{C}_2\mathbf{C}_1^+$ 的特征向量恰好张成信号子空间的证明过程如下:

[0064] 天线阵元累积量定义为:

$$\begin{aligned}
c_1(k) &= \text{cum} [x_0(t), x_0^*(t), x_0^*(t), x_k(t)] \\
&= \text{cum} \left[\sum_{i=1}^P s_i(t) + n_{x,0}(t), \sum_{i=1}^P s_i^*(t) + n_{x,0}^*(t), \sum_{i=1}^P s_i^*(t) + n_{x,0}^*(t), \sum_{i=1}^P s_i(t) e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} d_x(k) \cos \theta_i} + n_{x,k}(t) \right] \\
[0065] \quad &= \text{cum} \left[\sum_{i=1}^P s_i(t), \sum_{i=1}^P s_i^*(t), \sum_{i=1}^P s_i^*(t), \sum_{i=1}^P s_i(t) e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} d_x(k) \cos \theta_i} \right] + \text{cum} [n_{x,0}(t), n_{x,0}^*(t), n_{x,0}^*(t), n_{x,k}(t)] \\
&= \sum_{i=1}^P e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} d_x(k) \cos \theta_i} \text{cum} [s_i(t), s_i^*(t), s_i^*(t), s_i(t)]
\end{aligned} \tag{6}$$

$$\begin{aligned}
c_2(k) &= \text{cum} [x_0(t), x_0^*(t), x_0^*(t), y_k(t)] \\
&= \text{cum} \left[\sum_{i=1}^P s_i(t) + n_{x,0}(t), \sum_{i=1}^P s_i^*(t) + n_{x,0}^*(t), \sum_{i=1}^P s_i^*(t) + n_{x,0}^*(t), \sum_{i=1}^P s_i(t) e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} d_x(k) \cos \theta_i} + n_{x,k}(t) \right] \\
[0066] \quad &= \text{cum} \left[\sum_{i=1}^P s_i(t), \sum_{i=1}^P s_i^*(t), \sum_{i=1}^P s_i^*(t), \sum_{i=1}^P s_i(t) e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} d_x(k) \cos \theta_i} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} d_y \cos \beta_i} \right] \\
&\quad + \text{cum} [n_{x,0}(t), n_{x,0}^*(t), n_{x,0}^*(t), n_{x,k}(t)] \\
&= \sum_{i=1}^P e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} d_x(k) \cos \theta_i} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} d_y \cos \beta_i} \text{cum} [s_i(t), s_i^*(t), s_i^*(t), s_i(t)]
\end{aligned} \tag{7}$$

[0067] 设有P个来波方向, $A = [a_T(\theta_1), a_T(\theta_2), \dots, a_T(\theta_P)]^T$ 表示驱动向量的集合, 其中

$$a_T(\theta_i) = [1, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d_x \cos \theta_i}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d_x M \cos \theta_i}]^T, \quad D = \text{diag}(d_1, d_2, \dots, d_P), \text{ 其中 } d_i \text{ 是常数。结合 } A_T$$

和D的定义, 得到:

$$[0068] \quad C_1 = ADA$$

$$[0069] \quad C_2 = AVDA^H \quad (8)$$

[0070] 得出:

$$[0071] \quad DA_g^H = (A_g^H A_g)^{-1} A_g^H C_1 \quad (9)$$

[0072] 代入式(8), 得到:

$$[0073] \quad C_2 = A_g VDA_g^H = A_g V (A_g^H A_g)^{-1} A_g^H C_1 \quad (10)$$

[0074] 两边右乘 $C_1^+ A_g$, 得到:

$$[0075] \quad C_2 C_1^+ A_g = A_g V (A_g^H A_g)^{-1} A_g^H C_1 C_1^+ A_g \quad (11)$$

[0076] 假设C1及其伪逆的特征值分解如下:

$$[0077] \quad C_1 = \sum_{i=1}^P \eta_i \mathbf{v}_i \mathbf{v}_i^H \quad (12)$$

$$[0078] \quad C_1^+ = \sum_{i=1}^P \eta_i^{-1} \mathbf{v}_i \mathbf{v}_i^H \quad (13)$$

[0079] 将式(12)、(13)代入式(11), 得到:

$$\begin{aligned}
[0080] \quad \mathbf{C}_2 \mathbf{C}_1^+ \mathbf{A}_g &= \mathbf{A}_g \mathbf{V} (\mathbf{A}_g^H \mathbf{A}_g)^{-1} \mathbf{A}_g^H \left(\sum_{i=1}^P \eta_i \mathbf{V}_i \mathbf{V}_i^H \right) \left(\sum_{i=1}^P \eta_i^{-1} \mathbf{V}_i \mathbf{V}_i^H \right) \mathbf{A}_g \\
&= \mathbf{A}_g \mathbf{V} (\mathbf{A}_g^H \mathbf{A}_g)^{-1} \mathbf{A}_g^H \sum_{i=1}^P \mathbf{V}_i \mathbf{V}_i^H \mathbf{A}_g
\end{aligned} \tag{14}$$

[0081] 等价为:

$$[0082] \quad (\mathbf{C}_2 \mathbf{C}_1^+) \cdot \mathbf{a}(\theta_i) = v(\beta_i) \cdot \mathbf{a}(\theta_i), i = 1, 2, \dots, P \tag{15}$$

[0083] 根据公式(15), 诸驱动向量 $\mathbf{a}(\theta_i)$ 张成的子空间和信号子空间是相同的。

[0084] S103: 对累积量矩阵进行特征值分解;

[0085] 特征值分解过程为:

$$[0086] \quad \mathbf{C}_2 \mathbf{C}_1^+ = \sum_{i=1}^L \xi_i \mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H \tag{16}$$

[0087] 其中, L 为多径条件下存在的路径总数, ξ_i 为第 i 条路径对应的特征值, \mathbf{h}_i 为特征值 ξ_i 对应的特征向量, \mathbf{h}_i^H 为 \mathbf{h}_i 的共轭转置。

[0088] S104: 计算接收信号的三维到达角度。

[0089] 计算第 i 路接收信号的三维到达角度:

$$[0090] \quad \hat{\beta}_i = \arccos \left[\frac{\lambda}{2\pi d_y} \arg(\xi_i) \right] \tag{17}$$

$$[0091] \quad \hat{\theta}_i = \arccos \left(\frac{\lambda}{2\pi d_x} \kappa_i \right) \tag{18}$$

$$[0092] \quad \hat{\phi}_i = \sqrt{1 - \cos^2 \theta_i - \cos^2 \beta_i} \tag{19}$$

[0093] 其中, $\hat{\beta}_i$ 表示 β_i 的估计值, $\hat{\theta}_i$ 表示 θ_i 的估计值, $\hat{\phi}_i$ 表示 ϕ_i 的估计值。

$$[0094] \quad \kappa_j = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \arg \left[\frac{h_j(m+1)}{h_j(m)} \right] \tag{20}$$

[0095] 其中, $h_j(m)$ 表示第 j 个特征向量的第 m 个元素, m 小于 M 。

[0096] S11: 对接收信号进行累积量频移估计;

[0097] 对于单天线系统, 设发送信号基带包络为 $s(t)$, 信道衰落为 $h(t, \tau)$, 噪声信号为 $v(t)$, 则接收信号为:

$$[0098] \quad z(t) = h(t, \tau) \otimes s(\tau) + v(t) \tag{21}$$

[0099] 对包含多普勒频移的信道计算四阶累积量, 得到:

[0100] $c_{4h} = E[h(t)h(t+\tau_1)h^*(t+\tau_2)h^*(t+\tau_3)] - E[h(t)h(t+\tau_1)]E[h^*(t+\tau_2)h^*(t+\tau_3)] - E[h(t)h^*(t+\tau_2)]E[h(t+\tau_1)h^*(t+\tau_3)] - E[h(t)h^*(t+\tau_3)]E[h(t+\tau_1)h^*(t+\tau_2)]$ (22)

[0101] 得到信道的四阶累积量表示如下:

$$c_{4h} = \frac{\Omega_{4p}}{8} \left\{ J_0 \left[2\pi f_m (\tau_1 + \tau_2 - \tau_3) \right] + J_0 \left[2\pi f_m (\tau_1 + \tau_3 - \tau_2) \right] + J_0 \left[2\pi f_m (\tau_2 + \tau_3 - \tau_1) \right] \right\} - \frac{\Omega_p}{2} \left\{ J_0(2\pi f_m \tau_1) J_0 \left[2\pi f_m (\tau_2 - \tau_3) \right] + J_0(2\pi f_m \tau_2) J_0 \left[2\pi f_m (\tau_1 - \tau_3) \right] + J_0(2\pi f_m \tau_3) J_0 \left[2\pi f_m (\tau_1 - \tau_2) \right] \right\} \quad (23)$$

[0103] 其中, f_m 表示多普勒频偏值, J_0 表示零阶贝塞尔函数, Ω_p 、 Ω_{4p} 分别为信道二阶和四阶统计量确定的常数。

[0104] 为简化计算量, 采用如下规约:

[0105] $\tau_1 = 0, \tau_2 = \tau_3 = \tau$ (24)

[0106] 化简得到:

[0107] $c_{4h} = \frac{\Omega_{4p}}{8} J_0(4\pi f_m \tau) - \Omega_p J_0^2(2\pi f_m \tau) - \frac{\Omega_p}{2} + \frac{\Omega_{4p}}{4}$ (25)

[0108] 对公式(25)求傅里叶变换, 得到瑞利衰落环境下信道的累积量谱:

$$|\Omega_{4h}(f)| = \frac{\Omega_p}{\pi^2 f_m^2} \left(\frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_m}\right)^2}} \otimes \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_m}\right)^2}} \right) - \frac{\Omega_{4p}}{16\pi f_m} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_m}\right)^2}} + \left(\frac{\Omega_p}{2} - \frac{\Omega_{4p}}{4} \right) \delta(f) \approx \frac{\Omega_p}{\pi^2 f_m^2} \text{rect}\left(\frac{f}{4f_m}\right) + \left(\frac{\Omega_p}{\pi^2 f_m^2} + \frac{\Omega_p}{2} \right) \delta(f) \quad (26)$$

[0110] 当直射径存在时(即莱斯信道环境下), 信道衰落包络变为: $h(t) = h_{\text{Ray}}(t) + h_{\text{LOS}}(t)$, 其中 $h_{\text{LOS}}(t)$ 是莱斯衰落, 和瑞利衰落的互相关为0, $h_{\text{LOS}}(t) = e^{j2\pi f_m t \cos \theta_0 + j\phi_0}$ 谱线

中心为 $\frac{1}{T}$, 宽度为 $4f_m$, 直射径存在情况下, 谱线中存在两个冲击位于 $\frac{1}{T} + 2f_m \cos \theta_0$ 和

$\frac{1}{T} - 2f_m \cos \theta_0$ 位置。

[0111] 直射径分量的四阶累积量为：

$$c_{4_{hLOS}} = -E[\exp(j2\pi f_m \cos \theta_0 \tau)] E[\exp(j2\pi f_m \cos \theta_0 \tau)] \\ -E[\exp(-j2\pi f_m \cos \theta_0 \tau)] E[\exp(-j2\pi f_m \cos \theta_0 \tau)] \quad (27)$$

[0113] 得到直射径存在时，衰落包络的四阶累积量谱为：

$$|\Omega_{4h}(f)| \approx \frac{\Omega_p}{\pi^2 f_m^2} \text{rect}\left(\frac{f}{4f_m}\right) + \left(\frac{\Omega_p}{\pi^2 f_m^2} + \frac{\Omega_p}{2}\right) \delta(f) \\ + K^2 (\delta(f + 2f_m \cos \theta_0) + \delta(f - 2f_m \cos \theta_0)) \quad (28)$$

[0115] 可见，当直射径不存在时，累积量谱宽度为四倍多普勒频率，当直射径存在时，累积量在多普勒频率与到达角之间余弦乘积处有一个冲击谱线，即式 (28) 中的 $f \pm 2f_m \cos \theta_0$ 。

[0116] 对包含多普勒频移的接收信号计算四阶累积量，得到：

$$c_{4z} = E[z(t) z(t+\tau_1) z^*(t+\tau_2) z^*(t+\tau_3)] \\ -E[z(t) z(t+\tau_1)] E[z^*(t+\tau_2) z^*(t+\tau_3)] \\ -E[z(t) z^*(t+\tau_2)] E[z(t+\tau_1) z^*(t+\tau_3)] \\ -E[z(t) z^*(t+\tau_3)] E[z(t+\tau_1) z^*(t+\tau_2)] \quad (29)$$

[0122] 按照公式 (24) 所示规约，简化公式 (29) 得到：

$$c_{4z} = E[z^2(t) z^2(t+\tau)] - E[z^2(t)] E[z^2(t+\tau)] - 2E^2[z(t) z(t+\tau)] \quad (30)$$

[0124] 图4为本发明实施例的累积量频移估计模块结构框图。如图所示，将天线阵列的每一路接收信号分别输入累积量频移估计模块，处理后得到该路接收信号的四阶循环谱。具体是，接收信号 $z(t)$ 一路经过时延器时延 τ 后得到 $z(t+\tau)$ ，接收信号 $z(t)$ 另一路和时延后的信号 $z(t+\tau)$ 经过乘法器之后，求取期望，再经过平方器得到 $E^2[z(t) z(t+\tau)]$ ，乘以2得到 $2E^2[z(t) z(t+\tau)]$ ，取反后输入加法器；接收信号 $z(t)$ 又一路经过平方器后得到 $z^2(t)$ ，对 $z^2(t)$ 求取期望得到 $E[z^2(t)]$ ；时延后的信号 $z(t+\tau)$ 经过平方器得到 $z^2(t+\tau)$ ， $z^2(t)$ 和 $z^2(t+\tau)$ 经过乘法器之后，求取期望得到 $E[z^2(t) z^2(t+\tau)]$ ，输入加法器；对 $z^2(t+\tau)$ 求取期望得到 $E[z^2(t+\tau)]$ ，将 $E[z^2(t)]$ 和 $E[z^2(t+\tau)]$ 输入乘法器得到 $E[z^2(t)] E[z^2(t+\tau)]$ ，取反后输入加法器，加法器对输入的各项进行计算得到公式 (30) 所示的接收信号的噪声抑制的四阶累积量。

[0125] 如图4所示，将加法器输出的接收信号的四阶累积量 c_{4z} 与正弦波信号 $e^{j2\pi kt/T}$ 相乘，解调提取出发送信号。其中， k 为正弦波信号的频率， t 为正弦波信号的时间， T 为信号采样周期，将接收信号的四阶累积量 c_{4z} 与一定频率范围 τ 内各频率值对应的正弦波信号 $e^{j2\pi kt/T}$ 相乘，得到各解调信号，从中选取出相关性最大的频率，作为提取多普勒频移所用的循环频率。

[0126] 将上述提取出的循环频率的正弦波信号与接收信号相乘后，对所得到的乘积信号求取期望，并对于特定的时延 τ ，按照公式 (22) 所示分布及公式 (24) 所示规约，求取期望值，

得到 $C_{4z}(k, \tau)$, 见公式 (38)。

[0127] 之后, 对求取期望的接收信号 $C_{4z}(k, \tau)$ 的 τ 进行快速傅里叶变换FFT计算, 得到四阶循环量的循环谱 $\Omega_{4z}(k, f)|_{k=2}$, 其中, 循环频点 $k=2$ 的选取是基于实验结果显示, 在四阶循环谱下, $k=2$ 频点相关得到的波形相比较于其他 k 值具有较高的信噪比。

[0128] 本发明实施例中, 接收信号的累积量与发送信号的累积量之间的关系为:

[0129] 不考虑噪声时, 接收信号为 $z(t) = h(t, \tau) \otimes s(\tau)$, 由此计算在 $z(t)$ 的四阶累积量:

$$[0130] \quad c_{4z} = c_{4h}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) c_{4s}(t, \tau_1, \tau_2, \tau_3) - r_h(\tau_1) r_h(\tau_2 - \tau_3) r_s(t, \tau_1) r_s(t + \tau_2, \tau_3 - \tau_2) - r_h(\tau_2) r_h(\tau_3 - \tau_1) r_s(t, \tau_2) r_s(t + \tau_3, \tau_1 - \tau_3) - r_h(\tau_3) r_h(\tau_3 - \tau_1) r_s(t, \tau_3) r_s(t + \tau_1, \tau_2 - \tau_1) \quad (31)$$

[0131] 有导频时, 导频的二阶循环谱为:

$$[0132] \quad \Omega_s(1, f) = \frac{\sigma_w^2}{4} \delta\left(f - \frac{1}{2T}\right) \quad (32)$$

[0133] 其中, σ_w 是发送信号的功率, 即当发送信号为BPSK调制时, $s_n = (-1)^n \sigma_w$ 。

[0134] 使用公式 (24) 所示规约, 导频的四阶累积量可计算得到:

$$[0135] \quad c_{4s}(t, \tau) = E[s(t) s^*(t + \tau) s(t) s^*(t + \tau)] - 0 - 2E^2[s(t) s^*(t + \tau)] = -[r_s(t, \tau)]^2 \quad (33)$$

[0136] 其中, $r_s(t, \tau)$ 是二阶循环量, 也是 $\Omega_s(1, f)$ 的时域形式。对式 (33) 进行傅里叶变换, 得到:

$$[0137] \quad \Omega_{4s}(k, f)|_{k=2} = -\frac{\sigma_w^2}{16} \delta\left(f - \frac{1}{T}\right) \quad (34)$$

[0138] 公式 (31) 可简化为:

$$[0139] \quad c_{4z}(t, \tau) = c_{4h}(\tau) c_{4s}(t, \tau) - \frac{\Omega_p^2}{4} r_s(t, 0) r_s(t + \tau, 0) - \frac{\Omega_p^2}{2} J_0^2(2\pi f_m \tau) r_s(t, \tau) r_s(t + \tau, \tau) \quad (35)$$

[0140] 对上式乘以循环频率为 α 的正弦波求循环, 得到:

$$[0141] \quad C_{4z}(\alpha, \tau) = c_{4h}(\tau) C_{4s}(\alpha, \tau) - A e^{j2\pi\alpha\tau} - \frac{\Omega_p^2}{2} J_0^2(2\pi f_m \tau) R_s(\alpha, \tau) \otimes [R_s(\alpha, \tau) e^{j2\pi f_m \tau}] \quad (36)$$

[0142] 其中,

$$\begin{aligned}
& R_s(\alpha, \tau) \otimes (R_s(\alpha, \tau) e^{j2\pi f_m \tau}) \\
[0143] \quad & = \left(\frac{\sigma_w}{4} \right)^2 \left[e^{j\frac{\pi}{T}\tau} \otimes e^{j\left(\frac{\pi}{T} + 2\pi f_m\right)\tau} \right] \\
& = 0
\end{aligned} \tag{37}$$

[0144] 得到:

$$[0145] \quad C_{4z}(k, \tau) = c_{4h}(\tau) C_{4s}(k, \tau) - A e^{j2\pi \alpha \tau} \tag{38}$$

[0146] 其中, A是由信道莱斯因子决定的常数。

[0147] 对(38)中 τ 做傅里叶变换得到接收端四阶累积量的循环频谱为发送端信号的频谱与信道谱的卷积。其中, k 是循环频率的频点阶数, 一阶时表示循环频率和发送信号码元速率相等, k 阶表示循环频率为发送信号码元速率的 k 倍。假设发送信号为特定导频, 导频模式为 $s_n = (-1)^n$, 此时发送信号的循环谱为:

$$[0148] \quad \Omega_{4s}(k, f)|_{k=2} = -\frac{\sigma_w^2}{16} \delta\left(f - \frac{1}{T}\right) \tag{39}$$

[0149] 公式(39)代入公式(38), 得到接收信号的四阶循环频谱表达式为:

$$[0150] \quad \Omega_{4z}(k, f)|_{k=2} = \frac{\sigma_w^4}{16} \left| \Omega_{4h}\left(f - \frac{1}{T}\right) \right| - A \delta\left(f - \frac{2}{T}\right) \tag{40}$$

[0151] 其中 $\frac{1}{T}$ 为信号码元速率, 由此可见, 接收信号四阶循环频谱为信道衰落频谱搬移到发送码元速率中心处。由于信道衰落频谱的宽度和谱线上均有多普勒频移的信息, 因此可通过测量谱线宽度和峰值位置得到多普勒频移。

[0152] 得到基于发送端导频的估计器为:

$$[0153] \quad f_m^\dagger = \frac{1}{4} \left[\arg \max_{\frac{1}{T} < f < \frac{1.5}{T}} |\Omega_{4z}(2, f)| - \arg \max_{\frac{0.5}{T} < f < \frac{1}{T}} |\Omega_{4z}(2, f)| \right] \tag{41}$$

[0154] 发送端无导频的估计器为:

$$[0155] \quad f_m^\dagger = \frac{1}{4} \underset{\frac{0.5}{T} < f < \frac{1.5}{T}}{\text{BandWidth}} |\Omega_{4z}(2, f)| \tag{42}$$

[0156] 如图4所示, FFT计算针对不同的时延 τ 值, 假定需要获得的多普勒频移分辨率(即待求的估计误差范围或者搜索网络大小)为:

$$[0157] \quad f_D T = \frac{0.1}{P} \tag{43}$$

[0158] 其中, T 为发送信号符号周期, $f_D T$ 即归一化多普勒频率, P 为任意整数, 参考区间为 $P \in [10^1, 10^3]$ 。为实现足够精度, 接收端采用的快速傅里叶变换FFT点数应为 $N = 20P$, 时延的

最大取值为 $\tau_{\max} = 10PT$,即时延的取值区间为 $\tau \in \{0, \frac{T}{2}, T, \frac{3T}{2}, \dots, (10P - \frac{1}{2})T\}$ 。为获得不同的时延值 τ ,可对时延器进行 N 次缓存,并进行一次计算得到,或是进行 \sqrt{N} 次缓存,每次缓存连续计算 \sqrt{N} 次。需注意,后者的空间复杂度更小,但估计延迟更大。其中,进行 N 次或是 \sqrt{N} 次缓存,是为了获得FFT计算所需的 N 点数据。

[0159] 读取循环谱宽度的方法是,快速傅里叶变换将时域信号转换为四阶累积量循环频域,根据发送端的估计器(41)、(42):

[0160] 循环谱中心位于 $\frac{1}{T}$,又由于相位的周期性,当最大多普勒频移的绝对值超过 $\frac{1}{2T}$ 时,会被探测为 $-\frac{1}{2T}$ 到 $\frac{1}{2T}$ 内的其他数值,因此选取 $\frac{1}{2T}$ 为最大半谱宽(实际系统多普勒频移很少到达 $\frac{1}{2T}$)。因此,循环谱最大值发生的位置在快速傅里叶变换结果的 $\frac{0.5}{T} < f < \frac{1}{T}$ 和 $\frac{1}{T} < f < \frac{1.5}{T}$ 内,即快速傅里叶变换的点数分别在 $50M < n < 10M$,和 $10M < n < 15M$ 的区间内,在这两个区间内分别寻找两个幅值最大值(循环谱可以是复数,取复数绝对值最大值即可),再对其对应的频率值相减,归一化到频率值即得到循环谱宽度,循环谱宽度即为累积量多普勒频移估计量,表示多普勒频移在波达方向上的投影数值。

[0161] S12:对累积量角度估计值与累积量频移估计值进行修正处理,得到修正的多普勒频移估计值。

[0162] 对天线阵列的每个天线的累积量多普勒频移估计模块的每个输出,输入多普勒频率估计器,执行修正处理,将修正的多普勒频率修正为径向准确值(即补偿了由波束到达方向不垂直于天线阵列所导致的投影偏差):

[0163] 其中,本发明实施例的多普勒频率估计器为:

$$[0164] \quad \hat{f}_m = \frac{1}{8(2M+1)\cos\theta} \sum_{X_a, Y_a} \left[\arg \max_{\frac{1}{T} < f < \frac{1.5}{T}} |\Omega_{4z}(2, f)| - \arg \max_{\frac{0.5}{T} < f < \frac{1}{T}} |\Omega_{4z}(2, f)| \right] \quad (44)$$

[0165] 其中, f 为FFT输出的频偏范围, T 为信号的采样周期。 θ 是公式(18)所示估计角。

[0166] 图5为本发明实施例的装置结构框图。如图所示,本发明实施例还提供一种多普勒频移估计装置,包括:

[0167] 第一计算模块,用于对接收信号进行累积量角度估计,得到累积量角度估计值;

[0168] 第二计算模块,用于对所述接收信号进行累积量频移估计,得到累积量频移估计值;

[0169] 第三计算模块,用于对所述累积量角度估计值与累积量频移估计值进行修正处理,得到修正的多普勒频移估计值。

[0170] 本发明实施例提供的多普勒频移估计方法及装置,通过计算接收信号的累积量角度估计值,计算接收信号的累积量频移估计值,对累积量角度估计值和累积量频移估计值

进行修正,得到修正的多普勒频移估计值。本发明能够准确估算多天线条件下的多普勒频移值,提高估计准确性,提高信号恢复的准确性。

[0171] 上述实施例的装置用于实现前述实施例中相应的方法,并且具有相应的方法实施例的有益效果,在此不再赘述。

[0172] 所属领域的普通技术人员应当理解:以上任何实施例的讨论仅为示例性的,并非旨在暗示本公开的范围(包括权利要求)被限于这些例子;在本发明的思路下,以上实施例或者不同实施例中的技术特征之间也可以进行组合,步骤可以以任意顺序实现,并存在如上所述的本发明的不同方面的许多其它变化,为了简明它们没有在细节中提供。

[0173] 另外,为简化说明和讨论,并且为了不会使本发明难以理解,在所提供的附图中可以示出或不示出与集成电路(IC)芯片和其它部件的公知的电源/接地连接。此外,可以以框图的形式示出装置,以便避免使本发明难以理解,并且这也考虑了以下事实,即关于这些框图装置的实施方式的细节是高度取决于将要实施本发明的平台的(即,这些细节应当完全处于本领域技术人员的理解范围内)。在阐述了具体细节(例如,电路)以描述本发明的示例性实施例的情况下,对本领域技术人员来说显而易见的是,可以在没有这些具体细节的情况下或者这些具体细节有变化的情况下实施本发明。因此,这些描述应被认为是说明性的而不是限制性的。

[0174] 尽管已经结合了本发明的具体实施例对本发明进行了描述,但是根据前面的描述,这些实施例的很多替换、修改和变型对本领域普通技术人员来说将是显而易见的。例如,其它存储器架构(例如,动态RAM(DRAM))可以使用所讨论的实施例。

[0175] 本发明的实施例旨在涵盖落入所附权利要求的宽泛范围之内的所有这样的替换、修改和变型。因此,凡在本发明的精神和原则之内,所做的任何省略、修改、等同替换、改进等,均应包含在本发明的保护范围之内。

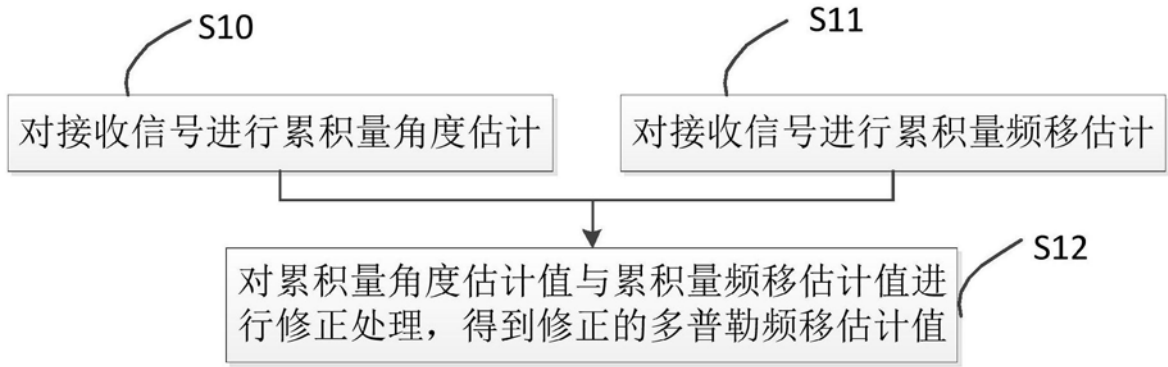


图1

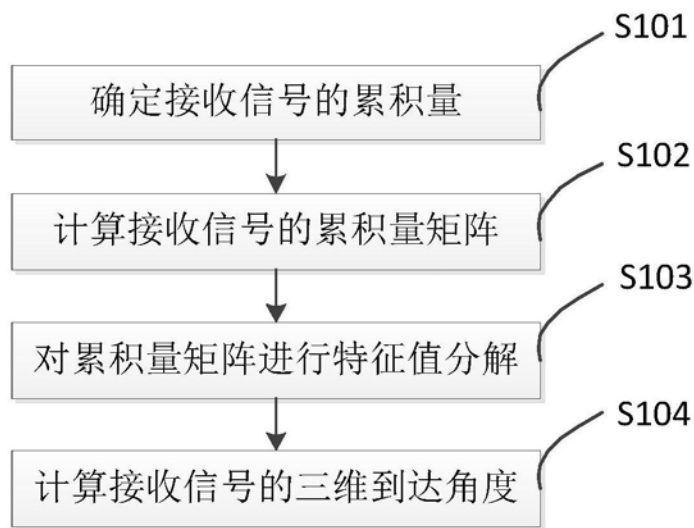


图2

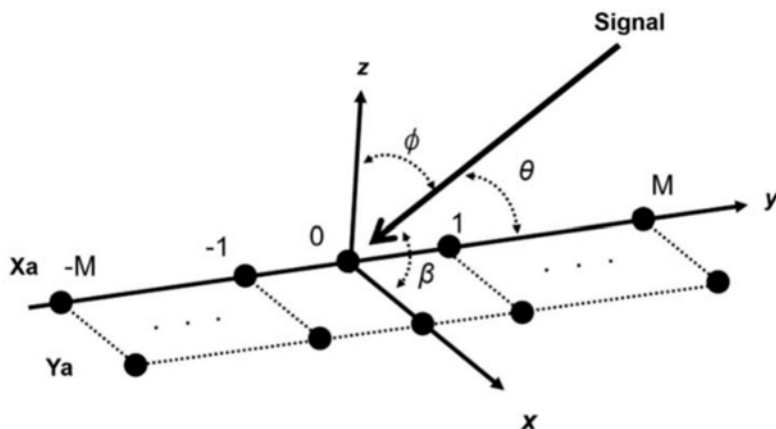


图3

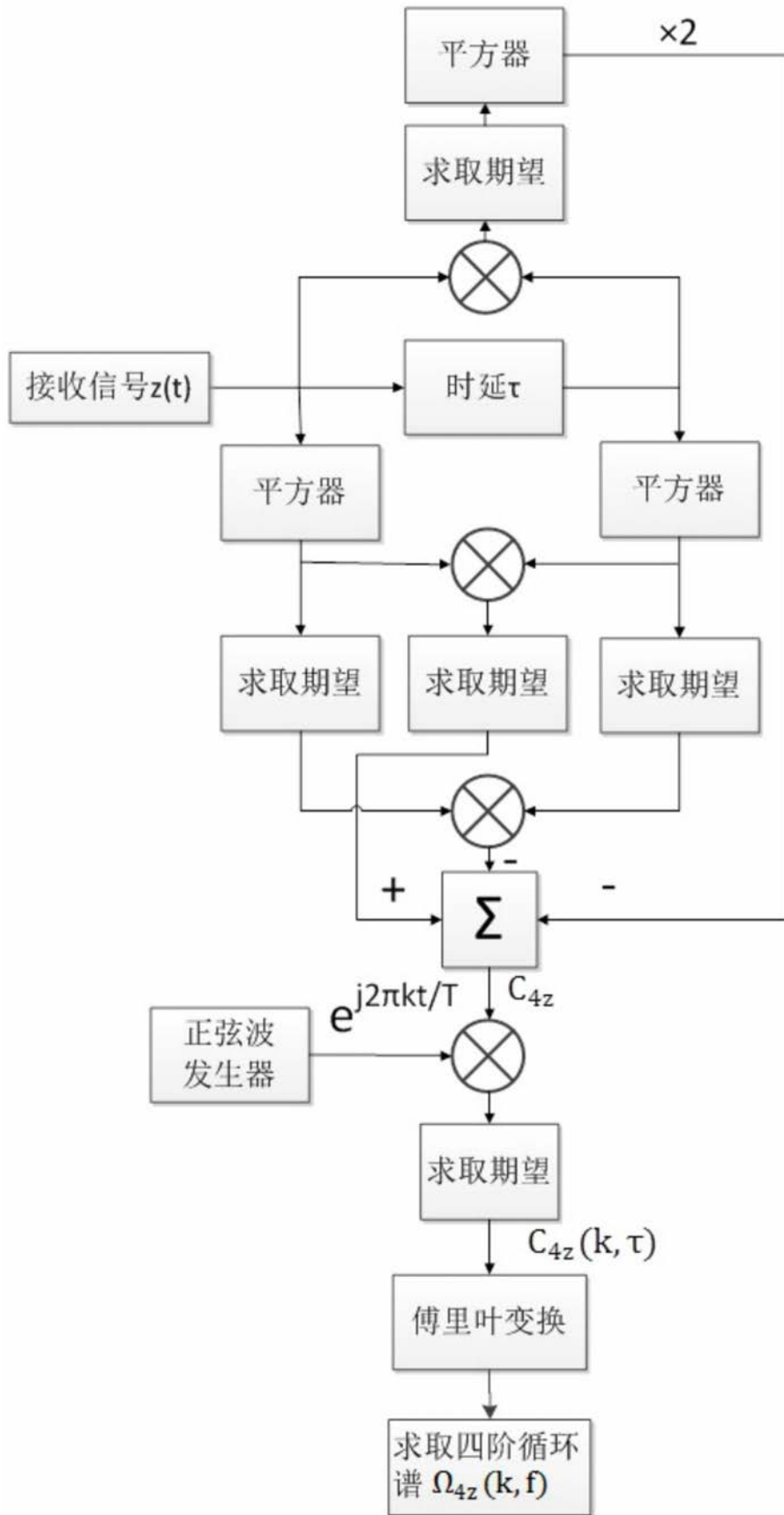


图4



图5