



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 108983226 A

(43)申请公布日 2018.12.11

(21)申请号 201810805263.8

(22)申请日 2018.07.20

(71)申请人 北京航空航天大学

地址 100191 北京市海淀区学院路37号

(72)发明人 王向荣 龙倩 曹先彬

(74)专利代理机构 北京永创新实专利事务所

11121

代理人 冀学军

(51)Int.Cl.

G01S 13/88(2006.01)

H04B 7/0413(2017.01)

H04B 7/06(2006.01)

H04B 7/08(2006.01)

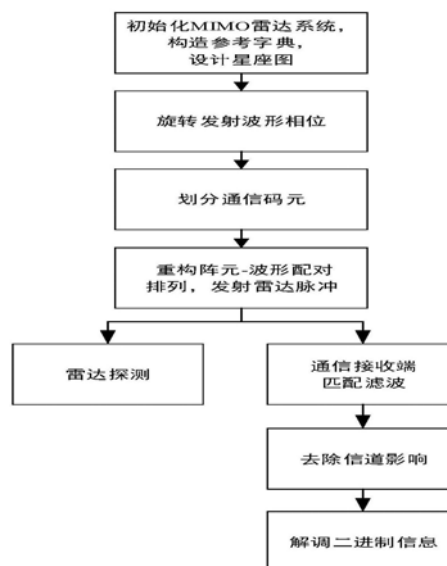
权利要求书3页 说明书9页 附图3页

(54)发明名称

一种基于天线布阵调制的MIMO雷达通信一体化方法

(57)摘要

本发明公开了一种基于天线布阵调制的MIMO雷达通信一体化方法,属于雷达与通信技术领域。该方法首先根据MIMO雷达系统构造参考字典和设计星座图;在发射端对发射波形进行相位旋转,更新星座图;然后将待发送的二进制通信数据流划分为若干码元,找出各码元对应的阵元-波形配对方式;最后雷达发射端通过改变射频开关的状态调整发射阵列结构,发射对应的雷达脉冲波形。雷达接收端处理雷达回波,实现目标探测。通信接收端处理雷达脉冲信号,获得雷达发射阵列的有序导向矢量估计值;遍历星座图中的星座点,找出与有序导向矢量估计值距离最小的星座点,解调二进制信息。本发明实现了通信的下行传输,显著提高数据传输速率,降低通信误码率,增强系统可靠性。



1. 一种基于天线布阵调制的MIMO雷达通信一体化方法,其特征在于,具体步骤如下:

步骤一、对MIMO雷达系统进行初始化,并构造参考字典和设计星座图;

构造参考字典具体为:

在雷达发射端,每个雷达脉冲携带一个传递通信数据的码元,每个码元表示 N_b 比特信息;每种 N_b 比特信息组合各自对应一个阵元-波形配对方式;当改变发射阵列的组成方式以及阵元对应发射的正交波形时,即采用不同的阵元-波形配对方式,将产生不同的有序导向矢量,即发射阵列导向矢量中的元素为有序排列;出于系统对雷达性能或者通信性能的不同要求,从所有配对方式中选择最优的满足雷达性能或者通信性能要求的 2^{N_b} 种阵元-波形配对方式,从 $0 \sim (2^{N_b} - 1)$ 进行排序,构成参考字典;

经过阵元-波形配对后发射阵列的有序导向矢量 $\tilde{\mathbf{a}}(\theta)$ 计算如下:

$$\tilde{\mathbf{a}}(\theta) = \mathbf{M}(\tau)\mathbf{a}(\theta) = [e^{jk_0 p_1 d \sin \theta}, e^{jk_0 p_2 d \sin \theta}, \dots, e^{jk_0 p_K d \sin \theta}]^T \quad (1)$$

其中, $\mathbf{M}(\tau) = \mathbf{Q}(\tau)\mathbf{P}(\tau)$, τ 表示雷达脉冲数目; $\mathbf{Q}(\tau)$ 为均匀线性发射阵列的 $K \times K$ 维波形排列矩阵; $\mathbf{P}(\tau)$ 为均匀线性发射阵列的 $K \times M$ 维阵元选择矩阵; $\mathbf{a}(\theta)$ 为均匀线性发射阵列的 $M \times 1$ 维导向矢量, e 表示指数函数 $\exp(\cdot)$; j 表示虚数; $k_0 = 2\pi/\lambda$ 表示波数, λ 为雷达发射波形的波长; $p_k \in \{0, \dots, M-1\}$ 表示处于连接状态的阵元位置, K 个正交的发射波形 $\Psi_k(t)$ 通过位于 p_k 的阵元同时发射出去; d 为呈线性等间距分布的发射阵列阵元间距, $d = \frac{\lambda}{2}$; θ 表示角度;

星座图的具体设计过程为:

当通信接收机位于雷达发射阵列的 θ_c 方位上时,将参考字典中 2^{N_b} 种阵元-波形配对方式对应的有序导向矢量 $\tilde{\mathbf{a}}(\theta_c)$ 作为星座点,确定星座点与 N_b 比特信息之间的映射关系,构成星座图;

步骤二、针对雷达已知通信接收机的方位角,在发射端对发射波形进行相位旋转,并更新星座图;

针对雷达已知通信接收机所处的方位角 θ_c ,在发射阵元处引入相位旋转矢量,对发射波形进行相位旋转;使得 M 根天线产生的相位均匀分布在圆周上,从而消除发射阵列导向矢量存在的相位模糊,增大有序导向矢量间距离;

设相位旋转矢量 $\mathbf{u} = [e^{j\phi_1}, \dots, e^{j\phi_m}, \dots, e^{j\phi_M}]^T$,其中相位旋转因子为:

$$\phi_m = \frac{2\pi((m-1))}{M} - k_0(m-1)d \sin \theta_c \quad (2)$$

其中 m 表示均匀线性发射阵列的第 m 个阵元, $m = 1, \dots, M$;

引入相位旋转后,更新后的发射阵列的导向矢量等效为:

$$\tilde{\mathbf{a}} = [e^{j2\pi p_1/M}, e^{j2\pi p_2/M}, \dots, e^{j2\pi p_K/M}]^T \quad (3)$$

引入相位旋转后,发射阵列的导向矢量与通信方向无关,因而消除相位模糊,并保证码元之间的最大距离;

步骤三、在雷达发射端,将待发送的二进制通信数据流按照 N_b 比特/码元划分为若干码元,每个雷达脉冲携带一个码元,根据参考字典索引,找出各码元对应的阵元-波形配对方

式；

步骤四、针对划分的某码元A,雷达发射端改变射频开关的状态,按照码元A对应的阵元-波形配对方式重新调整发射阵列结构,发射对应的雷达脉冲波形；

步骤五、雷达接收端处理雷达回波,正常实现目标探测；同时,通信接收端处理雷达脉冲信号,通过匹配滤波器组提取发射波形的信息,并去除信道影响,获得雷达发射阵列的有序导向矢量估计值；

对于第 τ 个雷达脉冲,雷达接收阵列的接收信号 $\mathbf{x}(t; \tau)$ 表示为：

$$\begin{aligned}\mathbf{x}(t; \tau) &= \sum_{q=1}^Q \beta_q(\tau) \left(\mathbf{Q}(\tau) \mathbf{P}(\tau) \mathbf{a}(\theta_q) \right)^T \boldsymbol{\Psi}(t; \tau) \mathbf{b}(\theta_q) + \mathbf{n}(t; \tau) \\ &= \sum_{q=1}^Q \beta_q(\tau) \left(\mathbf{M}(\tau) \mathbf{a}(\theta_q) \right)^T \boldsymbol{\Psi}(t; \tau) \mathbf{b}(\theta_q) + \mathbf{n}(t; \tau) \\ &= \sum_{q=1}^Q \beta_q(\tau) \tilde{\mathbf{a}}^T(\theta_q) \boldsymbol{\Psi}(t; \tau) \mathbf{b}(\theta_q) + \mathbf{n}(t; \tau)\end{aligned}\quad (4)$$

其中, Q 表示位于雷达探测区域内远场目标的数目; $\beta_q(\tau)$ 为第 q 个目标的反射系数; θ_q 为第 q 个目标相对雷达发射阵列和接收阵列的方位角; $\mathbf{a}(\theta_q)$ 为对第 q 个目标均匀线性发射阵列的 $M \times 1$ 维导向矢量, $\boldsymbol{\Psi}(t; \tau)$ 为发射信号矢量, $\mathbf{b}(\theta_q)$ 为对第 q 个目标雷达接收阵列的 $N \times 1$ 维导向矢量; $\mathbf{n}(t; \tau)$ 为附加噪声加干扰项；

针对通信接收机位于雷达发射阵列的 θ_c 方位上,通信接收机的接收信号 $\mathbf{x}_c(t; \tau)$ 表示为：

$$\begin{aligned}\mathbf{x}_c(t; \tau) &= \alpha_{ch}(\tau) \left(\mathbf{Q}(\tau) \mathbf{P}(\tau) \mathbf{a}(\theta_c) \right)^T \boldsymbol{\Psi}(t; \tau) + n_c(t; \tau) \\ &= \alpha_{ch}(\tau) \left(\mathbf{M}(\tau) \mathbf{a}(\theta_c) \right)^T \boldsymbol{\Psi}(t; \tau) + n_c(t; \tau) \\ &= \alpha_{ch}(\tau) \tilde{\mathbf{a}}^T(\theta_c) \boldsymbol{\Psi}(t; \tau) + n_c(t; \tau)\end{aligned}\quad (5)$$

其中, α_{ch} 为信道系数, $n_c(t)$ 为信道噪声加干扰项；

通信接收端处理雷达脉冲信号的具体过程如下：

首先,对通信接收机的接收信号 $\mathbf{x}_c(t; \tau)$ 进行匹配滤波,得到：

$$\begin{aligned}\mathbf{y}_c(\tau) &= \text{vec} \left\{ \int_T \mathbf{x}_c(\tau) \boldsymbol{\Psi}^H(t) dt \right\} \\ &= \alpha_{ch} \tilde{\mathbf{a}}(\theta_c) + \mathbf{n}_c(\tau)\end{aligned}\quad (6)$$

其中, $\mathbf{n}_c(\tau) = \text{vec} \left\{ \int_T n_c(t; \tau) \boldsymbol{\Psi}^H(t) dt \right\}$, $\text{vec} \{ \cdot \}$ 表示将矩阵拉成一个列向量；

然后,对匹配滤波后的输出信号 $\mathbf{y}_c(\tau)$ 去除信道参数的影响,获得发射阵列的有序导向矢量的估计值；

表示为：

$$\hat{\mathbf{a}}(\theta_c; \tau) = (1/\alpha_{ch}) \mathbf{y}_c(\tau) \quad (7)$$

步骤六、遍历星座图中所有的星座点,找出与有序导向矢量估计值距离最小的星座点,解调二进制信息。

2. 如权利要求1所述的一种基于天线布阵调制的MIMO雷达通信一体化方法,其特征在于,步骤一中所述的初始化具体包括：

给定MIMO雷达均匀线性发射阵列的阵元数目为 M 、接收阵列的阵元数目为 N 、所有阵元

均为全向天线,发射阵列呈等间距线性分布;射频前端数目为K,发射正交波形集 $\Psi(t)$ 是由K个波形 $\Psi_k(t)$, $k=1, \dots, i', \dots, j', \dots, K$ 组成;信号相互正交,即:

$$\int \Psi_{i'}(t) \Psi_{j'}^*(t) dt = \begin{cases} 1 & i' = j' \\ 0 & i' \neq j' \end{cases}.$$

3.如权利要求1所述的一种基于天线布阵调制的MIMO雷达通信一体化方法,其特征在于,步骤一中所述的雷达性能或者通信性能的具体要求为:

(a)当系统要求具有良好的雷达性能时,配对方式使得发射阵列形成的波束方向图最大程度地拟合于期望方向图;

(b)当系统要求具有良好的通信性能时,配对方式使得不同发射阵列产生的有序导向矢量之间距离最大化。

4.如权利要求1所述的一种基于天线布阵调制的MIMO雷达通信一体化方法,其特征在于,所述的步骤四具体过程为:将划分的码元A转换为十进制数B,从参考字典中选择序号为B的阵元-波形配对方式,雷达发射端重构阵元-波形配对排列,发射雷达脉冲波形,从而产生相应的B号有序导向矢量。

5.如权利要求1所述的一种基于天线布阵调制的MIMO雷达通信一体化方法,其特征在于,所述的步骤六,具体为:

首先,遍历星座点,找出与步骤五中确定的有序导向矢量估计值距离最小的星座点,公式如下:

$$D = \|\hat{\mathbf{a}}(\theta_c; \tau) - \tilde{\mathbf{a}}(\theta_c; \tau)\|_2 \quad (8)$$

然后,根据星座点与二进制比特之间的映射关系,解调二进制信息。

一种基于天线布阵调制的MIMO雷达通信一体化方法

技术领域

[0001] 本发明属于雷达与通信技术领域,具体涉及一种基于天线布阵调制的MIMO雷达通信一体化方法。

背景技术

[0002] 长久以来,雷达和通信因处理机制的差异作为两个独立的系统分别进行研究,两者在频谱上具有很大的重叠性,故二者视对方为干扰而互相抑制。

[0003] 各种各样的商业通信设备对射频频谱资源的需求呈指数倍增长,雷达不断地向民用领域失去频谱却还要维持正常功能。例如,现存的雷达系统,根据其类型和用途,可以部署在0.3~100GHz的射频频谱之间,而在此范围内,许多频带非常适合于国际移动通信,例如700~3600MHz频带就被广泛用于2G、3G和4G蜂窝移动通信标准中。可以预见的是,随着越来越多的无线通信设备接入无线网中,移动流量将持续增加,频谱资源竞争将愈发激烈,雷达与通信设备之间的干扰也会更加严重。

[0004] 实际上,雷达是一种通过对无线电回波进行分析处理以完成特定任务的通信系统,两者在技术上具有一定的相通性。利用雷达来实现通信功能,从而实现两者共存,可为缓解频段拥挤、提高频谱效率提供一种有效的解决方案。

[0005] 雷达通信一体化理念在20世纪60年代就已出现,此后的研究大致可以分为三类机制:第一种是分波束机制,即采用多个波束,不同波束执行不同功能,例如探测和通信;第二种是分时机制,雷达和通信功能分时复用孔径及其他软硬件资源,通信时不能兼顾探测,存在探测盲区。第三种是同时机制,即一体化机制,雷达探测波形和通信调制波形融合在一起;波形携带了通信数据,通信接收机解调该波形信号,提取通信信息;反射回波在雷达接收机做处理,提取目标信息。同时兼顾通信与雷达探测,不存在探测盲区。

[0006] 雷达通信一体化是利用雷达实现通信功能,在雷达信号上调制通信数据,是同时机制最自然的思路。但是,雷达通信一体化设计的最大问题是:二者在共享频谱与资源的同时如何消除相互干扰。

[0007] 针对该问题,现有技术文献1:双功能雷达通信:使用旁瓣控制和波形分集的信息调制.Aboulnasr Hassanien;Moeness G.Amin;Yimin D.Zhang,IEEE信号处理汇刊,卷64,8(2015),2168-2181;提出了一种基于旁瓣幅度调制(Amplitude Modulation,AM)的方法,其思路是通过控制通信方向上雷达波束的旁瓣水平(Sidelobe Levels,SLL)来表示通信符号,通信接收机通过设置若干门限检测旁瓣水平解调不同的通信符号。但是,这种系统只有当通信接收机位于雷达波束旁瓣区域时才能进行信息传递,而当通信接收机位于雷达主瓣范围内时无法通信。

[0008] 文献2:基于相位旋转不变性的双功能雷达通信.Aboulnasr Hassanien;Moeness G.Amin;Yimin D.Zhang;Fauzia Ahmad,第23届欧洲信号处理会议,2015,1346-1350;提出了一种基于相位旋转不变性的双功能雷达通信一体化机制,其思路是将通信符号映射到波形的相位旋转量,通过改变发射波束赋形权矢量,从而对发射正交波形进行相位旋转,调制

通信符号,接收端通过检测相位旋转量解调得到二进制信息。

[0009] 上述两种一体化机制基于单输入多输出的相控阵雷达,并不适用于多输入多输出的MIMO (Multiple-input Multiple-output) 雷达。

[0010] MIMO雷达作为一种新兴雷达体制,具有良好的波形分集、空间分集优势,可显著提高系统的性能。Aboulnasr Hassanien等人提出了一种利用跳频 (Frequency Hopping, FH) 波形实现MIMO雷达通信一体化的方法:如文献3:一种基于跳频波形的双功能MIMO雷达通信系统. Aboulnasr Hassanien; Braham Himed; Brian D. Rigling, 2017年IEEE雷达会议, 2017, 1721-1724; 该文中发送跳频码产生的正交波形以实现雷达目标探测,同时每个跳频中调制一个相移键控 (Phase Shift Keying, PSK) 通信符号实现通信功能,每个雷达脉冲可以调制的通信符号数等于发射阵元数乘以跳频码的长度,在接收端通过鉴相器检测PSK符号进行解调。MIMO雷达与通信的共存不仅可以通过上述波形多样性实现,还可以充分利用天线阵列结构赋予的空间自由度,这在目前文献中尚未发现研究。

发明内容

[0011] 针对上述问题,本发明旨在研发一种不影响雷达正常探测的功能,同时实现通信下行传输的MIMO雷达通信一体化机制;提出了一种基于天线布阵调制的MIMO雷达通信一体化方法。

[0012] 具体步骤如下:

[0013] 步骤一、对MIMO雷达系统进行初始化,并构造参考字典和设计星座图;

[0014] 初始化具体包括:

[0015] 给定MIMO雷达均匀线性发射阵列的阵元数目为M、接收阵列的阵元数目为N、所有阵元均为全向天线,发射阵列呈等间距线性分布;

[0016] 射频前端数目为K,发射正交波形集 $\Psi(t)$ 是由K个波形 $\Psi_k(t)$, $k=1, \dots, i', \dots, j', \dots, K$ 组成;信号相互正交,即:

$$[0017] \quad \int \Psi_{i'}(t) \Psi_{j'}^*(t) dt = \begin{cases} 1 & i' = j' \\ 0 & i' \neq j' \end{cases}$$

[0018] 构造参考字典具体为:

[0019] 在雷达发射端,每个雷达脉冲携带一个传递通信数据的码元,每个码元表示 N_b 比特信息;每种 N_b 比特信息组合各自对应一个阵元-波形配对方式;当改变发射阵列的组成方式以及阵元对应发射的正交波形时,即采用不同的阵元-波形配对方式,将产生不同的有序导向矢量,即发射阵列导向矢量中的元素为有序排列。出于系统对雷达性能或者通信性能的不同要求,从所有配对方式中选择最优的满足雷达性能或者通信性能要求的 2^{N_b} 种阵元-波形配对方式,从 $0 \sim (2^{N_b} - 1)$ 进行排序,构成参考字典。

[0020] 经过阵元-波形配对后发射阵列的有序导向矢量 $\tilde{\mathbf{a}}(\theta)$ 计算如下:

$$[0021] \quad \tilde{\mathbf{a}}(\theta) = \mathbf{M}(\tau) \mathbf{a}(\theta) = \left[e^{jk_0 p_1 d \sin \theta}, e^{jk_0 p_2 d \sin \theta}, \dots, e^{jk_0 p_K d \sin \theta} \right]^T \quad (1)$$

[0022] 其中, $\mathbf{M}(\tau) = \mathbf{Q}(\tau) \mathbf{P}(\tau)$, τ 表示雷达脉冲数目; $\mathbf{Q}(\tau)$ 为均匀线性发射阵列的 $K \times K$ 维波形排列矩阵; $\mathbf{P}(\tau)$ 为均匀线性发射阵列的 $K \times M$ 维阵元选择矩阵; $\mathbf{a}(\theta)$ 为均匀线性发射阵

列的 $M \times 1$ 维导向矢量, e 表示指数函数 $\exp(\cdot)$; j 表示虚数; $k_0 = 2\pi/\lambda$ 表示波数, λ 为雷达发射波形的波长; $p_k \in \{0, \dots, M-1\}$ 表示处于连接状态的阵元位置, K 个正交的发射波形 $\Psi_k(t)$ 通过位于 p_k 的阵元同时发射出去; d 为呈线性等间距分布的发射阵列阵元间距, $d = \frac{\lambda}{2}$; θ 表示角度。

[0023] 考虑雷达性能或者通信性能时, 具体要求为:

[0024] (a) 当系统要求具有良好的雷达性能时, 配对方式应使得发射阵列形成的波束方向图最大程度地拟合于期望方向图;

[0025] (b) 当系统要求具有良好的通信性能时, 配对方式应使得不同发射阵列产生的有序导向矢量之间距离最大化。

[0026] 星座图的具体设计过程为:

[0027] 当通信接收机位于雷达发射阵列的 θ_c 方位上时, 将参考字典中 2^{N_b} 种阵元-波形配对方式对应的有序导向矢量 $\tilde{\mathbf{a}}(\theta_c)$ 作为星座点, 确定星座点与 N_b 比特信息之间的映射关系, 构成星座图。

[0028] 步骤二、针对雷达已知通信接收机的方位角, 在发射端对发射波形进行相位旋转, 并更新星座图;

[0029] 针对雷达已知通信接收机所处的方位角 θ_c , 在发射阵元处引入相位旋转矢量, 对发射波形进行相位旋转; 使得 M 根天线产生的相位均匀分布在圆周上, 从而消除发射阵列导向矢量存在的相位模糊, 增大有序导向矢量间距离;

[0030] 设相位旋转矢量 $\mathbf{u} = [e^{j\phi_1}, \dots, e^{j\phi_m}, \dots, e^{j\phi_M}]^T$, 其中相位旋转因子为:

$$[0031] \quad \phi_m = \frac{2\pi(m-1)}{M} - k_0(m-1)d \sin \theta_c \quad (2)$$

[0032] 其中 m 表示均匀线性发射阵列的第 m 个阵元, $m=1, \dots, M$ 。

[0033] 引入相位旋转后, 更新后的发射阵列的导向矢量等效为:

$$[0034] \quad \tilde{\mathbf{a}} = [e^{j2\pi p_1/M}, \dots, e^{j2\pi p_K/M}]^T \quad (3)$$

[0035] 引入相位旋转后, 发射阵列的导向矢量与通信方向无关, 因而消除相位模糊, 并保证码元之间的最大距离。

[0036] 步骤三、在雷达发射端, 将待发送的二进制通信数据流按照 N_b 比特/码元划分为若干码元, 每个雷达脉冲携带一个码元, 根据参考字典索引, 找出各码元对应的阵元-波形配对方式。

[0037] 步骤四、针对划分的某码元 A , 雷达发射端改变射频开关的状态, 按照码元 A 对应的阵元-波形配对方式重新调整发射阵列结构, 发射对应的雷达脉冲波形。

[0038] 具体过程为: 将划分的码元 A 转换为十进制数 B , 从参考字典中选择序号为 B 的阵元-波形配对方式, 雷达发射端重构阵元-波形配对排列, 发射雷达脉冲波形, 从而产生相应的 B 号有序导向矢量。

[0039] 步骤五、雷达接收端处理雷达回波, 正常实现目标探测; 同时, 通信接收端处理雷达脉冲信号, 通过匹配滤波器组提取发射波形的信息, 并去除信道影响, 获得雷达发射阵列的有序导向矢量估计值:

[0040] 在雷达发射端,每个雷达脉冲携带一个传递通信信息的码元,每个码元表示 N_b 比特信息;每种 N_b 比特信息组合分别对应一个阵元-波形配对方式;当改变发射阵列的组成方式以及阵元对应发射的正交波形时(即不同的阵元-波形配对方式),将产生不同的有序导向矢量(此处定义:有序导向矢量即发射阵列导向矢量中的元素为有序排列)。对于第 τ 个雷达脉冲,雷达接收阵列的接收信号 $\mathbf{x}(t;\tau)$ 表示为:

$$\mathbf{x}(t;\tau) = \sum_{q=1}^Q \beta_q(\tau) \left(\mathbf{Q}(\tau) \mathbf{P}(\tau) \mathbf{a}(\theta_q) \right)^T \boldsymbol{\Psi}(t;\tau) \mathbf{b}(\theta_q) + \mathbf{n}(t;\tau) \quad (4)$$

$$\begin{aligned} [0041] \quad &= \sum_{q=1}^Q \beta_q(\tau) \left(\mathbf{M}(\tau) \mathbf{a}(\theta_q) \right)^T \boldsymbol{\Psi}(t;\tau) \mathbf{b}(\theta_q) + \mathbf{n}(t;\tau) \\ &= \sum_{q=1}^Q \beta_q(\tau) \tilde{\mathbf{a}}^T(\theta_q) \boldsymbol{\Psi}(t;\tau) \mathbf{b}(\theta_q) + \mathbf{n}(t;\tau) \end{aligned}$$

[0042] 其中, Q 表示位于雷达探测区域内远场目标的数目; $\beta_q(\tau)$ 为第 q 个目标的反射系数; θ_q 为第 q 个目标相对雷达发射阵列和接收阵列的方位角; $\mathbf{a}(\theta_q)$ 为对第 q 个目标均匀线性发射阵列的 $M \times 1$ 维导向矢量, $\boldsymbol{\Psi}(t;\tau)$ 为发射信号矢量, $\mathbf{b}(\theta_q)$ 为对第 q 个目标雷达接收阵列的 $N \times 1$ 维导向矢量; $\mathbf{n}(t;\tau)$ 为附加噪声加干扰项;

[0043] 针对通信接收机位于雷达发射阵列的 θ_c 方位上,通信接收机的接收信号 $\mathbf{x}_c(t;\tau)$ 表示为:

$$\begin{aligned} [0044] \quad &\mathbf{x}_c(t;\tau) = \alpha_{ch}(\tau) \left(\mathbf{Q}(\tau) \mathbf{P}(\tau) \mathbf{a}(\theta_c) \right)^T \boldsymbol{\Psi}(t;\tau) + n_c(t;\tau) \\ &= \alpha_{ch}(\tau) \left(\mathbf{M}(\tau) \mathbf{a}(\theta_c) \right)^T \boldsymbol{\Psi}(t;\tau) + n_c(t;\tau) \\ &= \alpha_{ch}(\tau) \tilde{\mathbf{a}}^T(\theta_c) \boldsymbol{\Psi}(t;\tau) + n_c(t;\tau) \end{aligned} \quad (5)$$

[0045] 其中, α_{ch} 为信道系数, $n_c(t)$ 为信道噪声加干扰项。

[0046] 通信接收端处理雷达脉冲信号的具体过程如下:

[0047] 首先,对通信接收机的接收信号 $\mathbf{x}_c(t;\tau)$ 进行匹配滤波,得到:

$$\begin{aligned} [0048] \quad &\mathbf{y}_c(\tau) = \text{vec} \left\{ \int_{\tau} \mathbf{x}_c(\tau) \boldsymbol{\Psi}^H(t) dt \right\} \\ &= \alpha_{ch} \tilde{\mathbf{a}}(\theta_c) + \mathbf{n}_c(\tau) \end{aligned} \quad (6)$$

[0049] 其中, $\mathbf{n}_c(\tau) = \text{vec} \left\{ \int_{\tau} n_c(t;\tau) \boldsymbol{\Psi}^H(t) dt \right\}$, $\text{vec} \{ \cdot \}$ 表示将矩阵拉成一个列向量。

[0050] 然后,对匹配滤波后的输出信号 $\mathbf{y}_c(\tau)$ 去除信道参数的影响,获得发射阵列的有序导向矢量的估计值;

[0051] 表示为:

$$[0052] \quad \hat{\mathbf{a}}(\theta_c;\tau) = (1/\alpha_{ch}) \mathbf{y}_c(\tau) \quad (7)$$

[0053] 步骤六、遍历星座图中所有的星座点,找出与有序导向矢量估计值距离最小的星座点,解调二进制信息。

[0054] 首先,遍历星座点,找出与步骤五中确定的有序导向矢量估计值距离最小的星座点,公式如下:

$$[0055] \quad D = \|\hat{\mathbf{a}}(\theta_c;\tau) - \tilde{\mathbf{a}}(\theta_c;\tau)\|_2 \quad (8)$$

[0056] 然后,根据星座点与二进制比特之间的映射关系,解调二进制信息。

[0057] 本发明的优点如下:

[0058] 1)、一种基于天线布阵调制的MIMO雷达通信一体化方法,为双功能MIMO雷达通信一体化系统提供了一种可行的设计方案。

[0059] 2)、一种基于天线布阵调制的MIMO雷达通信一体化方法,在不影响雷达正常探测的情况下,同时实现通信的下行传输,并且可显著提高数据传输速率,降低通信误码率,增强系统可靠性。

[0060] 3)、一种基于天线布阵调制的MIMO雷达通信一体化方法,相比现有的一体化系统设计方法,本发明充分发挥了MIMO雷达的空间分集优势,同时具有更高的数据传输速率以及波形设计自由度。

[0061] 4)、一种基于天线布阵调制的MIMO雷达通信一体化方法,能够在不影响雷达正常探测目标的同时,实现通信下行传输,节约资源,降低成本。

附图说明

[0062] 图1为本发明一种基于天线布阵调制的MIMO雷达通信一体化方法的流程图;

[0063] 图2为本发明MIMO雷达收发阵列结构示意图;

[0064] 图3为本发明MIMO雷达稀疏天线布阵示意图;

[0065] 图4为本发明 $N_b=8$ 情况下,MIMO雷达发射端工作原理示意图;

[0066] 图5为本发明 $N_b=8$ 情况下,通信接收端工作原理示意图;

[0067] 图6为本发明实施方式中, $N_b=1,2,4,8$ 情况下,双功能MIMO雷达通信一体化系统的信噪比-误码率示意图。

具体实施方式

[0068] 下面将结合附图对本发明作进一步的详细说明。

[0069] 本发明一种基于天线布阵调制的MIMO雷达通信一体化方法,该方法对MIMO雷达的发射阵列进行稀疏布阵,通过阵元-波形配对排列的方法产生多个有序导向矢量,调制通信信息,构建雷达通信一体化信号;可在保证雷达空间分辨率的同时,降低系统复杂度,并实现高速有效的下行通信传输。

[0070] 如图1所示,具体步骤如下:

[0071] 步骤一、对MIMO雷达系统进行初始化,并构造参考字典和设计星座图;

[0072] 初始化具体包括:

[0073] MIMO雷达收发阵列的结构如图2所示,给定MIMO雷达均匀线性发射阵列的阵元数目为 M 、接收阵列的阵元数目为 N 、所有阵元均为全向天线,发射阵列呈等间距线性分布;

[0074] 射频前端数目为 K ,发射正交波形集 $\Psi(t)$ 是由 K 个波形 $\Psi_k(t)$, $k=1,\dots,i',\dots,j',\dots,K$ 组成;信号相互正交,即:

$$[0075] \quad \int \Psi_{i'}(t) \Psi_{j'}^*(t) dt = \begin{cases} 1 & i' = j' \\ 0 & i' \neq j' \end{cases}$$

[0076] 在单个雷达脉冲期间,选择 K 个阵元分别与射频前端相连接,组成 K -天线的稀疏发射阵列。每个阵元从发射正交波形集 $\Psi(t)$ 中选择一个波形 $\Psi_k(t)$, $k=1,\dots,K$ 发射,如图3所示。对于阵元-波形配对方式,共有 $C_M^K \times K!$ 种选择。

[0077] 令P表示 $K \times M$ 维的阵元选择矩阵,Q表示 $K \times K$ 维的波形排列矩阵, $M=QP$ 表示 $K \times M$ 维的阵元-波形配对矩阵。

[0078] 构造参考字典具体为:

[0079] 在雷达发射端,每个雷达脉冲携带一个传递通信数据的码元,每个码元表示 N_b 比特信息;每种 N_b 比特信息组合各自对应一个阵元-波形配对方式;当改变发射阵列的组成方式以及阵元对应发射的正交波形时,即采用不同的阵元-波形配对方式,将产生不同的有序导向矢量,即发射阵列导向矢量中的元素为有序排列。出于系统对雷达性能或者通信性能的不同要求,从所有配对方式中选择最优的满足雷达性能或者通信性能要求的 2^{N_b} 种阵元-波形配对方式,从 $0 \sim (2^{N_b} - 1)$ 进行排序,构成参考字典。

[0080] 经过阵元-波形配对后发射阵列的 $K \times 1$ 维有序导向矢量 $\tilde{\mathbf{a}}(\theta)$ 计算如下:

$$[0081] \quad \tilde{\mathbf{a}}(\theta) = \mathbf{M}(\tau)\mathbf{a}(\theta) = \left[e^{jk_0 p_1 d \sin \theta}, e^{jk_0 p_2 d \sin \theta}, \dots, e^{jk_0 p_K d \sin \theta} \right]^T \quad (1)$$

[0082] 其中, $\mathbf{M}(\tau) = \mathbf{Q}(\tau)\mathbf{P}(\tau)$, τ 表示雷达脉冲数目; $\mathbf{Q}(\tau)$ 为均匀线性发射阵列的 $K \times K$ 维波形排列矩阵; $\mathbf{P}(\tau)$ 为均匀线性发射阵列的 $K \times M$ 维阵元选择矩阵; $\mathbf{a}(\theta)$ 为均匀线性发射阵列的 $M \times 1$ 维导向矢量, $\mathbf{a}(\theta) = [1 \ e^{jk_0 d \sin \theta} \ \dots \ e^{jk_0 (M-1)d \sin \theta}]^T$; e 表示指数函数 $\exp(\cdot)$; j 表示虚数; $k_0 = 2\pi/\lambda$ 表示波数, λ 为雷达发射波形的波长; $p_k \in \{0, \dots, M-1\}$, $k=1, \dots, K$ 表示处于连接状态的阵元位置, K 个正交的发射波形 $\Psi_k(t)$, $k=1, \dots, K$ 通过位于 p_k 的阵元同时发射出去; d 为呈线性等间距分布的发射阵列阵元间距, $d = \frac{\lambda}{2}$; θ 表示角度。

[0083] 考虑雷达性能或者通信性能时,具体要求为:

[0084] (a) 当系统要求具有良好的雷达性能时,配对方式应使得发射阵列形成的波束方向图最大程度地拟合于期望方向图;

[0085] (b) 当系统要求具有良好的通信性能时,配对方式应使得不同发射阵列产生的有序导向矢量之间距离最大化。

[0086] 星座图的具体设计过程为:

[0087] 当通信接收机位于雷达发射阵列的 θ_c 方位上时,将参考字典中 2^{N_b} 种阵元-波形配对方式对应的有序导向矢量 $\tilde{\mathbf{a}}(\theta_c)$ 作为星座点,确定星座点与 N_b 比特信息之间的映射关系,构成星座图。

[0088] 步骤二、针对雷达已知通信接收机的方位角,在发射端对发射波形进行相位旋转,并更新星座图,使得 M 根天线产生的相位均匀分布在圆周上,从而消除发射阵列导向矢量可能存在的相位模糊,增大有序导向矢量间距离;

[0089] 首先,当通信接收机的方位角 θ_c 大于临界值 $\theta_{cm} = \sin^{-1} \left(\frac{2\pi}{Mk_0 d} \right)$ 时,步骤一得到的

$\tilde{\mathbf{a}}(\theta_c)$ 在进行解调时,由于相位的 2π 周期性,出现相位模糊,估计不准确(例如本应该为A的有序导向矢量,在接收端估计为有序导向矢量B),影响通信数据的正确传输。当 $\theta_c = 0^\circ$,更是无法利用有序导向矢量进行通信。所以进行相位旋转,能保证最终的解调准确。

[0090] 再者,经过相位旋转后的发射阵列导向矢量中的相位均匀分布在圆周上,有助于

增大有序导向矢量间的距离,提高通信系统性能。

[0091] 针对雷达已知通信接收机所处的方位角 θ_c ,在发射阵元处引入相位旋转矢量,对发射波形进行相位旋转;设相位旋转矢量 $\mathbf{u}=[e^{j\phi_1}, \dots, e^{j\phi_m}, \dots, e^{j\phi_M}]^T$,其中相位旋转因子为:

$$[0092] \quad \phi_m = \frac{2\pi((m-1))}{M} - k_0(m-1)d \sin \theta_c \quad (2)$$

[0093] 其中 m 表示均匀线性发射阵列的第 m 个阵元, $m=1, \dots, M$ 。

[0094] 引入相位旋转后,更新后的发射阵列的导向矢量等效为:

$$[0095] \quad \tilde{\mathbf{a}} = [e^{j2\pi p_1/M}, e^{j2\pi p_2/M}, \dots, e^{j2\pi p_K/M}]^T \quad (3)$$

[0096] (3)式表明引入相位旋转后,发射阵列的导向矢量与通信方向无关,因而消除相位模糊。

[0097] 步骤三、在雷达发射端,将真实待发送的二进制通信数据流按照 N_b 比特/码元划分为若干码元,每个码元对应一种阵元-波形配对方式;每个雷达脉冲携带一个码元,根据参考字典索引,找出各码元对应的阵元-波形配对方式。

[0098] 步骤四、针对划分的某码元A,雷达发射端改变射频开关的状态,按照码元A对应的阵元-波形配对方式重新调整发射阵列结构,发射对应的雷达脉冲波形。

[0099] 具体过程为:将划分的码元A转换为十进制数B,从参考字典中选择序号为B的阵元-波形配对方式,雷达发射端重构阵元-波形配对排列,发射雷达脉冲波形,从而产生相应的B号有序导向矢量。

[0100] 如图4所示,当 $N_b = 8$ 时,MIMO雷达发射端将待发送的二进制序列“01100100.....10100100”按照8比特/码元划分,对于码元“01100100”,转换为十进制数等于100,从参考字典中选择序号为100的阵元-波形配对方式,雷达发射端重构阵元-波形配对排列,发射雷达脉冲波形,从而产生相应的第100号有序导向矢量。

[0101] 步骤五、雷达接收端处理雷达回波,正常实现目标探测;同时,通信接收端处理雷达脉冲信号,通过匹配滤波器组提取发射波形的信息,并去除信道影响,获得雷达发射阵列的有序导向矢量估计值:

[0102] 对于雷达接收端,当雷达接收端对发射端的操作均已知时,MIMO雷达可正常实现目标探测功能。

[0103] 对于第 τ 个雷达脉冲,雷达接收阵列的接收信号 $\mathbf{x}(t; \tau)$ 表示为:

$$[0104] \quad \begin{aligned} \mathbf{x}(t; \tau) &= \sum_{q=1}^Q \beta_q(\tau) \left(\mathbf{Q}(\tau) \mathbf{P}(\tau) \mathbf{a}(\theta_q) \right)^T \boldsymbol{\Psi}(t; \tau) \mathbf{b}(\theta_q) + \mathbf{n}(t; \tau) \\ &= \sum_{q=1}^Q \beta_q(\tau) \left(\mathbf{M}(\tau) \mathbf{a}(\theta_q) \right)^T \boldsymbol{\Psi}(t; \tau) \mathbf{b}(\theta_q) + \mathbf{n}(t; \tau) \\ &= \sum_{q=1}^Q \beta_q(\tau) \tilde{\mathbf{a}}^T(\theta_q) \boldsymbol{\Psi}(t; \tau) \mathbf{b}(\theta_q) + \mathbf{n}(t; \tau) \end{aligned} \quad (4)$$

[0105] 其中, Q 表示位于雷达探测区域内远场目标的数目; $\beta_q(\tau)$ 为第 q 个目标的反射系数,一般认为其遵循Swerling-II目标模型; θ_q 为第 q 个目标相对雷达天线阵列的方位角,对于远场目标而言,发射阵列和接收阵列相对远场探测目标距离极小,可以认为发射阵列和接收阵列具有相同的方位角; $\mathbf{a}(\theta_q)$ 为对第 q 个目标均匀线性发射阵列的 $M \times 1$ 维导向矢量,

$\Psi(t; \tau)$ 为发射信号矢量, $\mathbf{b}(\theta_q)$ 为对第 q 个目标雷达接收阵列的 $N \times 1$ 维导向矢量;

$\mathbf{b}(\theta) = [1, e^{jk_0 d \sin \theta}, \dots, e^{jk_0 (N-1) d \sin \theta}]^T$; $\mathbf{n}(t; \tau)$ 为附加噪声加干扰项;

[0106] 对于通信接收端,接收机接收雷达脉冲信号后,通过匹配滤波器组提取发射波形的信息,并去除信道影响,获得雷达发射阵列的有序导向矢量。

[0107] 针对通信接收机位于雷达发射阵列的 θ_c 方位上,通信接收机的接收信号 $x_c(t; \tau)$ 表示为:

$$\begin{aligned} x_c(t; \tau) &= \alpha_{ch}(\tau) (\mathbf{Q}(\tau) \mathbf{P}(\tau) \mathbf{a}(\theta_c))^T \Psi(t; \tau) + n_c(t; \tau) \\ [0108] \quad &= \alpha_{ch}(\tau) (\mathbf{M}(\tau) \mathbf{a}(\theta_c))^T \Psi(t; \tau) + n_c(t; \tau) \\ &= \alpha_{ch}(\tau) \tilde{\mathbf{a}}^T(\theta_c) \Psi(t; \tau) + n_c(t; \tau) \end{aligned} \quad (5)$$

[0109] 其中, α_{ch} 为信道系数, $n_c(t)$ 为信道噪声加干扰项。

[0110] 通信接收端处理雷达脉冲信号的具体过程如下:

[0111] 首先,对通信接收机的接收信号 $x_c(t; \tau)$ 进行匹配滤波,得到:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_c(\tau) &= \text{vec} \left\{ \int_T x_c(\tau) \Psi^H(t) dt \right\} \\ [0112] \quad &= \alpha_{ch} \tilde{\mathbf{a}}(\theta_c) + \mathbf{n}_c(\tau) \end{aligned} \quad (6)$$

[0113] 其中, $\mathbf{n}_c(\tau) = \text{vec} \{ \int_T n_c(t; \tau) \Psi^H(t) dt \}$; $\text{vec} \{ \cdot \}$ 表示将矩阵拉成一个列向量的操作符。

[0114] 从(6)式中可看出,经过匹配滤波后的输出信号中包含雷达发射阵列的有序导向矢量的完整信息。当雷达发射信号时,由于自身结构不同,会产生不同的有序导向矢量,而接收信号中包含完整的有序导向矢量信息,因此本发明提出通过改变天线布阵,利用雷达发射阵列的有序导向矢量调制通信信息,实现MIMO雷达通信一体化。

[0115] 然后,对匹配滤波后的输出信号 $y_c(\tau)$ 去除信道参数的影响,获得发射阵列的有序导向矢量的估计值;

[0116] 表示为:

$$[0117] \quad \hat{\mathbf{a}}(\theta_c; \tau) = (1/\alpha_{ch}) \mathbf{y}_c(\tau) \quad (7)$$

[0118] 步骤六、遍历星座图中 2^{N_b} 个星座点,找出与有序导向矢量估计值距离最小的星座点,解调二进制信息。

[0119] 首先,遍历星座点,找出与步骤五中确定的有序导向矢量估计值距离最小的星座点,公式如下:

$$[0120] \quad D = \|\hat{\mathbf{a}}(\theta_c; \tau) - \tilde{\mathbf{a}}(\theta_c; \tau)\|_2 \quad (8)$$

[0121] 然后,根据星座图所规定的星座点与二进制比特之间的映射关系,解调二进制信息。

[0122] 如图5所示,当 $N_b = 8$ 时,通信接收端接收雷达脉冲信号后,送入匹配滤波器组提取发射波形的信息,去除信道影响,得到雷达发射阵列的有序导向矢量估计值。比较其与所有星座点的距离发现,其与第100号有序导向矢量间的距离最小。对照星座图的映射关系,解调得到二进制信息为“01100100”。

[0123] 为验证本发明的正确性,进行了相关仿真实验。仿真参数如表1所示:

[0124] 表1

[0125]

参数	值	参数	值
阵元总数	16	通信接收机方位角	14.4775°

[0126]

阵元间隔/波长	0.25	最大传输比特	28
射频前端数	8	比特/码元	1, 2, 4, 8
雷达主瓣范围	$[-10^{\circ}, 10^{\circ}]$	测试符号数	10^7

[0127] 如图6所示,在 $N_b=1,2,4,8$ 情况下绘制了MIMO雷达通信一体化系统的信噪比-误码率曲线。通过仿真可知,在该机制下,当信噪比增大时,系统误码率可达到 10^{-5} 数量级以下。

[0128] 综上所述,以上仿真例仅为说明该雷达通信一体化方法的思想,并非限定本发明的保护范围。凡在本发明的精神和原则之内,所作的任何修改、等同替换、改进等,均应包含在本发明的保护范围之内。

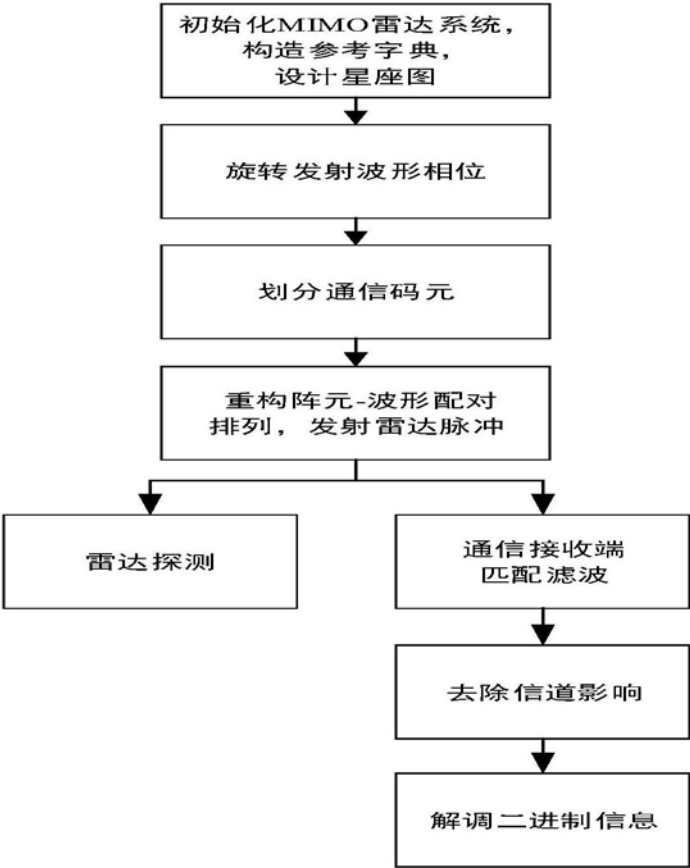


图1

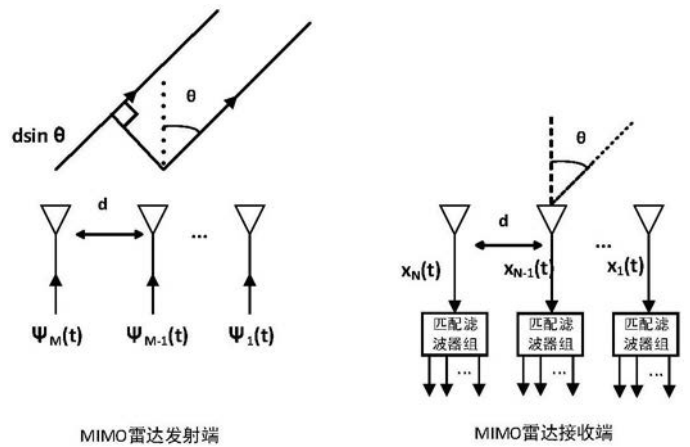


图2

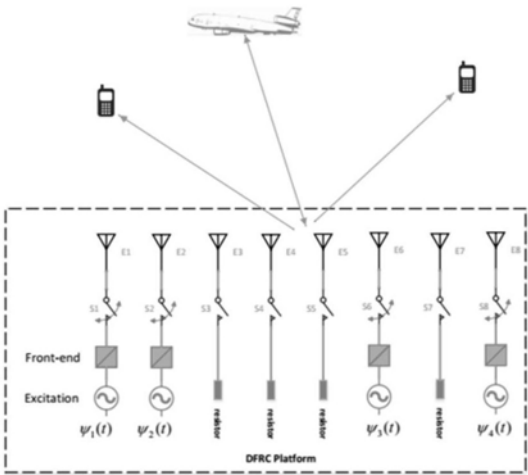


图3

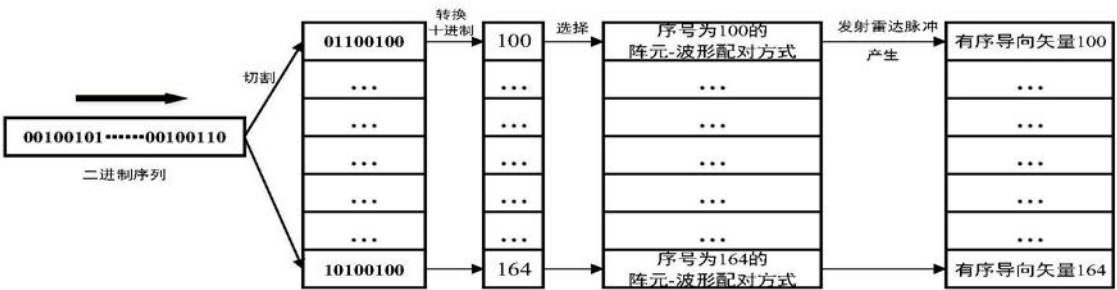


图4

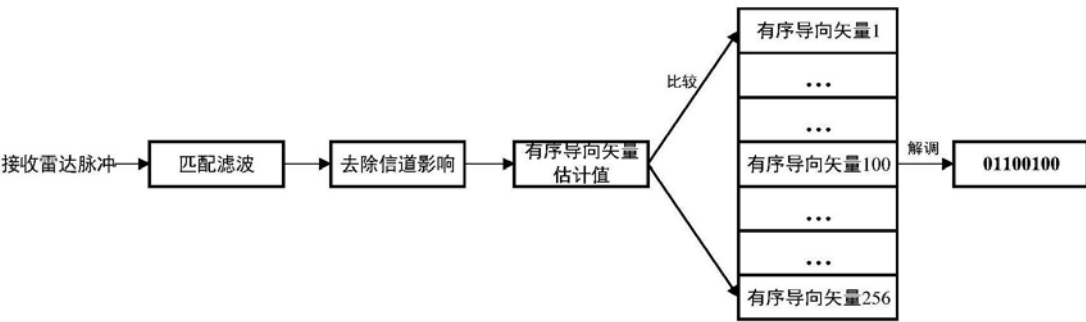


图5

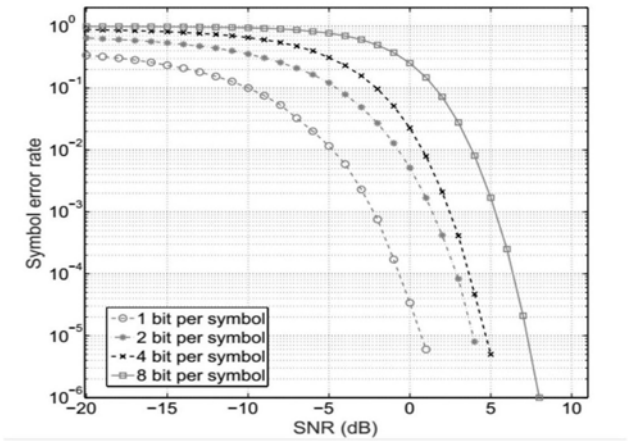


图6