



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 110138422 A

(43)申请公布日 2019.08.16

(21)申请号 201910303624.3

(22)申请日 2019.04.16

(71)申请人 电子科技大学

地址 611731 四川省成都市高新区(西区)
西源大道2006号

(72)发明人 方俊 李行健 王沛兰 段惠萍
陈智

(74)专利代理机构 电子科技大学专利中心
51203

代理人 周刘英

(51) Int. Cl.

H04B 7/0413(2017.01)

H04B 7/08(2006.01)

H04B 7/06(2006.01)

H04L 12/24(2006.01)

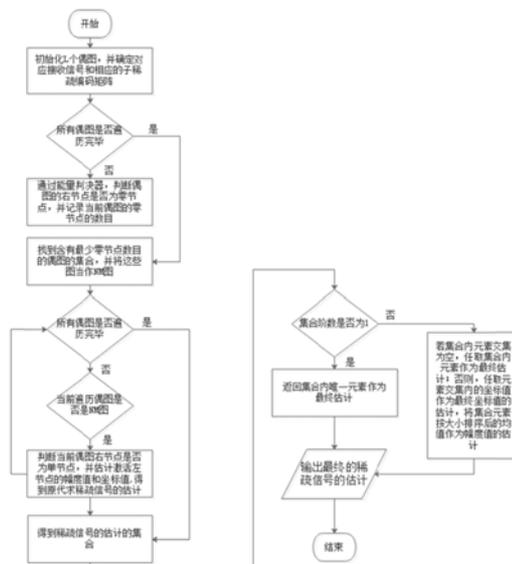
权利要求书2页 说明书9页 附图5页

(54)发明名称

基于稀疏编码和无相位解码的毫米波通信快速波束对准方法

(57)摘要

本发明公开了一种基于稀疏编码和无相位解码的毫米波通信快速波束对准方法,属于毫米波无线通信技术领域。本发明利用毫米波信道稀疏特性,将波束对准问题建模成稀疏编码和无相位解码的问题,并在稀疏偶图编码的基础上,在仅有接收信号的幅度信息的情况下,通过构造满足一定条件的稀疏测量矩阵,设计低计算复杂度的算法估计波束方向及每个方向的路径衰落信息。由于本发明不依靠接收信号的相位信息,对噪声有较高的鲁棒性。



1. 基于稀疏编码和无相位解码的毫米波通信快速波束对准方法, 其特征在于, 包括下列步骤:

步骤S1: 预设L个偶图 G_1 和矩阵 \dot{T}_l ;

其中偶图 G_1 的左节点数量N对应发射天线数量, 右节点数M为预设值;

并基于偶图 G_1 得到每个偶图对应的连接矩阵 H_1 , 其中连接矩阵 H_1 的每个元素 $H_1(i, j)$ 的取值为: $H_1(i, j) = \begin{cases} 1, & \text{当且仅当左节点 } i \text{ 和右节点 } j \text{ 相连;} \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$;

矩阵 $\dot{T}_l \triangleq \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ t_1^{(l)} & t_2^{(l)} & \dots & t_N^{(l)} \end{bmatrix}$, 其中 $t_i \neq t_j, i \neq j$ 且 $t_n > 0, i, j, n = 1, 2, \dots, N$;

基于矩阵 H_1 和 \dot{T}_l 可以得到稀疏编码矩阵 $A = \begin{bmatrix} H_1 \odot \dot{T}_1 \\ H_2 \odot \dot{T}_2 \\ \vdots \\ H_L \odot \dot{T}_L \end{bmatrix}$;

步骤S2: 发射端基于稀疏编码矩阵A对待发送信号进行信号处理;

步骤S3: 接收端基于接收信号向量和偶图进行波束对准处理:

步骤S301: 遍历所有偶图, 判断每个偶图 G_1 的右节点是否为零节点, 并记录每个偶图 G_1 的零节点的数目:

基于每个偶图 G_1 对应的接收向量 y_1 , 对接收向量 y_1 的每项 $y_{1,m}$ 进行上下分块处理, 其上分块对应 $y_{l,m}^{(1)}$, 下分块对应 $y_{l,m}^{(2)}$;

将 $y_{l,m}^{(1)}$ 的能量值与预设的阈值 ϵ 进行比较, 若小于, 则判定即 $y_{l,m}^{(1)}$ 对应的右节点为零节点, 从而得到偶图 G_1 的零节点数;

步骤S302: 基于L个偶图 G_1 中的最小零节点数 P_{\min} , 将零节点数目为 P_{\min} 的偶图 G_1 定义为NM图, 从而得到NM图集合;

步骤S303: 遍历NM图集合中的所有偶图, 并执行下列处理:

对于 $m = 1, \dots, M$, 重复以下判断: 如果 $y_{l,m}^{(1)} > \epsilon$, 则将偶图 G_1 的第m个右节点作为单节点, 并估计对应的激活左节点的幅度值 $z_{\hat{m}_i}$ 和稀疏信号x的坐标值 \hat{m}_i ;

其中, $\hat{m}_i = \arg \min_{m_i \in \{m_1 \dots m_r\}} \left| t_{m_i}^{(l)} - \frac{y_{l,m}^{(2)}}{y_{l,m}^{(1)}} \right|$, $z_{\hat{m}_i} = y_{l,m}^{(1)}$; $\{m_1 \dots m_r\}$ 表示与 $y_{l,m}^{(1)}$ 对应的右节点相连

的左节点集合;

基于同一NM图的所有幅度值 $z_{\hat{m}_i}$ 得到幅度z的估计向量 $\hat{z}^{(i)}$, 从而当遍历完NM图集合后, 可得到幅度的估计值的集合 $\{\hat{z}^{(i)}\}_{i=1}^I$, 其中I表示集合 $\{\hat{z}^{(i)}\}_{i=1}^I$ 的阶;

步骤S304: 判断, 如果 $I = 1$, 则返回 $\hat{z}^{(1)}$ 作为最终估计 $\hat{z}^{(f)}$;

如果集合 $\{\hat{z}^{(i)}\}_{i=1}^I$ 内元素交集为空,则随机取集合 $\{\hat{z}^{(i)}\}_{i=1}^I$ 的某一个元素 $\hat{z}^{(i)}$ 作为最终估计 $\hat{z}^{(f)}$;

否则,基于集合中每个估计向量 $\hat{z}^{(i)}$ 中的非零元 \hat{z}_{i_k} ,并随机取所有NM图 G_i 含有 \hat{z}_{i_k} 的集合交集中的元素作为 \hat{x}_k 坐标的估计值;以及根据 $\hat{z}_k^f = \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I \hat{z}_{i_k}$ 得到每个非零元所对应的最终估计 \hat{z}_k^f ;其中 $k=1, 2, \dots, K$, K 表示集合 $\{\hat{z}^{(i)}\}_{i=1}^I$ 中的非零元个数。

2. 如权利要求1所述的方法,其特征在于,矩阵 \dot{T} 为:
$$\dot{T} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ \frac{1}{N} & \frac{2}{N} & \dots & \frac{N}{N} \end{bmatrix}。$$

3. 如权利要求1或2所述的方法,其特征在于,阈值 $\in = 3\sigma$, σ 表示噪声标准差。

基于稀疏编码和无相位解码的毫米波通信快速波束对准方法

技术领域

[0001] 本发明属于毫米波无线通信 (millimeter wave wireless communication) 技术领域,具体涉及毫米波通信快速波束对准技术。

背景技术

[0002] 毫米波通信技术被认为是下一代移动通信的关键技术之一,有研究表明毫米波通信能提供10Gbit/s的峰值速率。然而,与传统低频通信相比,毫米波信号在无线信道中有更高的衰落和更严重的空气和雨水吸收。由于毫米波频段的低波长特性,大型天线阵列以及波束成形技术可以在毫米波通信系统中得到应用。一方面,由于毫米波波长极短,可以将大量天线以较小尺寸封装;另一方面,与混合数模波束成形技术结合,其提供的阵列增益和空分复用增益能有效补偿衰减,提高系统传输速率和质量。波束成形技术要求最佳成形和组合对提供高增益,因此高精度的波束对准技术显得尤为重要。

[0003] 对于毫米波MIMO系统的波束对准问题,现有的研究工作主要集中在直接进行波束空间搜索和利用压缩感知的方法进行信道估计两方面。大部分基于压缩感知的方法对于测量矩阵有很高的要求,并且容易受到载频偏移 (Carrier Frequency Offset, CFO) 的影响,而一般的空间搜索的采样复杂度较高,时间开销过大。

发明内容

[0004] 本发明的发明目的在于:针对上述存在的问题,提供一种不依靠相位信息即可提高大规模MIMO毫米波通信系统波束对准的方法,并提供较高系统性能。

[0005] 本发明将波束对准问题建模成稀疏编码和无相位解码的问题,并通过稀疏偶图编码 (Sparse Bipartite Graph Coding, SBG-Coding) 构建稀疏测量矩阵,仅依靠幅度信息进行解码得到AoD (Angle of Departure) 信息实现快速波束对准,且在低信噪比情况下,仍能保持较高鲁棒性。

[0006] 本发明的基于稀疏编码和无相位解码的毫米波通信快速波束对准方法,包括下列步骤:

[0007] 步骤S1、预设L个偶图 G_1 和矩阵 \hat{T}_l ;

[0008] 其中偶图 G_1 的左节点数量N对应发射天线数量,右节点数M为预设值;

[0009] 并基于偶图 G_1 得到每个偶图对应的连接矩阵 H_1 ,其中连接矩阵 H_1 的每个元素 $H_1(i, j)$ 的取值为:

$$H_1(i, j) = \begin{cases} 1, & \text{当且仅当左节点 } i \text{ 和右节点 } j \text{ 相连;} \\ 0, & \text{其他} \end{cases};$$

[0010] 矩阵 $\hat{T}_l \triangleq \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ t_1^{(l)} & t_2^{(l)} & \cdots & t_N^{(l)} \end{bmatrix}$,其中 $t_i \neq t_j, i \neq j$ 且 $t_n > 0, i, j, n = 1, 2, \dots, N$;

[0011] 基于矩阵 H_l 和 \dot{T}_l 可以得到稀疏编码矩阵 $A = \begin{bmatrix} H_1 \odot \dot{T}_1 \\ H_2 \odot \dot{T}_2 \\ \vdots \\ H_L \odot \dot{T}_L \end{bmatrix}$;

[0012] 步骤S2:发射端基于稀疏编码矩阵A对待发送信号进行信号处理。

[0013] 步骤S3:接收端基于接收信号向量和偶图进行波束对准处理:

[0014] 步骤S301:对所有偶图循环遍历,判断偶图 G_1 的右节点是否为零节点,并记录偶图 G_1

[0015] 的零节点的数目:

[0016] 基于每个偶图 G_1 对应的接收向量 y_1 ,对其进行进行上下分块处理,其上分块对应 $y_{l,m}^{(1)}$,下分块对应 $y_{l,m}^{(2)}$;

[0017] 将 $y_{l,m}^{(1)}$ 的能量值与预设的阈值 ϵ 进行比较,若小于,则判定即 $y_{l,m}^{(1)}$ 对应的右节点为零节点,从而得到偶图 G_1 的零节点数;

[0018] 步骤S302:基于L个偶图 G_1 中的最小零节点数 P_{\min} ,将零节点数目为 P_{\min} 的偶图 G_1 定义为NM图,从而得到NM图集合。

[0019] 步骤S303:遍历NM图集合中的所有偶图,并执行下列处理:

[0020] 对于 $m=1, \dots, M$,重复以下判断:如果 $y_{l,m}^{(1)} > \epsilon$,则将偶图 G_1 的第m个右节点作为单节点,并估计对应的激活左节点的幅度值 $z_{\hat{m}_i}$ 和稀疏信号x的坐标值 \hat{m}_i ;

[0021] 其中, $\hat{m}_i = \arg \min_{m_i \in \{m_1 \dots m_r\}} \left| t_{m_i}^{(1)} - \frac{y_{l,m}^{(2)}}{y_{l,m}^{(1)}} \right|$, $z_{\hat{m}_i} = y_{l,m}^{(1)}$; $\{m_1 \dots m_r\}$ 表示与 $y_{l,m}^{(1)}$ 对应的

右节点相连的左节点集合;

[0022] 基于同一NM图的所有幅度值 $z_{\hat{m}_i}$ 得到幅度z的估计向量 $\hat{z}^{(i)}$,从而当遍历完NM图集合后,可得到幅度的估计值的集合 $\{\hat{z}^{(i)}\}_{i=1}^I$,其中I表示NM图集合的阶(元素数),也对应集合

$\{\hat{z}^{(i)}\}_{i=1}^I$ 的阶

[0023] 步骤S304:判断,如果 $I=1$,则返回 $\hat{z}^{(1)}$ 作为最终估计 $\hat{z}^{(f)}$;

[0024] 如果集合 $\{\hat{z}^{(i)}\}_{i=1}^I$ 内元素交集为空,则随机取集合 $\{\hat{z}^{(i)}\}_{i=1}^I$ 的某一个元素 $\hat{z}^{(i)}$ 作为最终估计 $\hat{z}^{(f)}$;

[0025] 否则,基于集合中每个估计向量 $\hat{z}^{(i)}$ 中的非零元 \hat{z}_k ,并随机取所有NM图 G_i 含有 \hat{z}_k 的

集合交集的元素作为 \hat{x}_k 坐标的估计值;以及根据 $\hat{z}_k^f = \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I \hat{z}_k$ 得到每个非零元所对应的最

终估计 \hat{z}_k^f ;其中 $k=1, 2, \dots, K$,K表示集合 $\{\hat{z}^{(i)}\}_{i=1}^I$ 中的非零元个数。

[0026] 综上所述,由于采用了上述技术方案,本发明的有益效果是:仅需 $\mathcal{O}(K^2)$ 个测量值就能较高精度地实现系统波束对准,并且在低信噪比情况下依然维持鲁棒性;相比于传统的毫米波通信波束对准的算法,本发明具有更强的实际操作性。

附图说明

[0027] 图1为单用户大规模MIMO下行链路框图。

[0028] 图2为偶图与对应矩阵 H_1 关系图。

[0029] 图3为具体实施方式的处理流程示意图。

[0030] 图4为无噪情况下成功率与测量值的关系。

[0031] 图5为有噪情况下NMSE与测量值 T 、信噪比SNR的关系,其中,图5-a对应测量值 T ,图5-b对应信噪比SNR。

[0032] 图6为有噪情况下波束成形增益与测量值 T 、信噪比SNR的关系,其中,图6-a对应测量值 T ,图6-b对应信噪比SNR。

具体实施方式

[0033] 为使本发明的目的、技术方案和优点更加清楚,下面结合实施方式和附图,对本发明作进一步地详细描述。

[0034] 本发明通过将毫米波通信系统下的波束对准的问题建模为一个稀疏编码及无相位解码的问题,在仅有接收信号的幅度信息的情况下,通过构造满足一定条件的稀疏测量矩阵,设置低计算复杂度的处理方式估计波束方向及每个方向的路径衰落信息。由于本发明不依靠接收信号的相位信息,对噪声有较高的鲁棒性,并且算法复杂度低至 $\mathcal{O}(K^2)$,其中 K 为信号路径条数。

[0035] 参见图1,本发明的波束对准方法适用于天线成均匀线性阵列排布的毫米波通信系统,为了简单起见,本具体实施方式中,针对接收端只配有单根全向天线的情况。需要注意的是,本具体实施方式中,虽然仅以单用户为例,但可简单扩展至多用户系统。仅需基站周期性广播一个公共的码字,每个用户进行解码得到与之配对的信道信息,经过随机接入控制信道,每个用户可以将相应的AoD信息反馈给基站。

[0036] 图1中, N 表示发送端天线数目, R 表示发送端射频链路数目,其中 $R \ll N$,RF Precoder F_{RF} 表示射频预编码,RF Chain表示射频链,A/D表示模数转换,Baseband Precoder f_{BB} 表示基带的预编码。

[0037] 本具体实施方式中,采用如下的几何信道模型:

$$[0038] \quad h = \sum_{p=1}^P \alpha_p a_t(\theta_p) \quad (1)$$

[0039] 其中, P 为信道路径数目, α_p 为第 p 条路径的复增益, $a_t(\theta_p)$ 表示对应角度 θ_p 的天线阵列响应矢量, $\theta_p \in [0, 2\pi]$ 是相应的发射角AoD;其中天线阵列响应矢量具有如下形式:

$$[0040] \quad a_t(\theta_p) = \frac{1}{\sqrt{N}} \left[1, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d \sin \theta_p}, \dots, e^{j(N-1)\frac{2\pi}{\lambda}d \sin \theta_p} \right]^T \quad (2)$$

[0041] 其中, λ 为信号波长, d 为天线阵列间距, j 表示虚数单位, e 表示自然底数。

[0042] 由于毫米波的稀疏信道特性, 信道在波束域的稀疏表示为:

$$[0043] \quad h = Dx \quad (3)$$

[0044] 其中, $D \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 是离散傅里叶变换 (DFT) 矩阵, $x \in \mathbb{C}^N$ 是待估计的 K 稀疏 (K -sparse) 的信号向量 (简称待估计的稀疏信号向量或称待估计的信号向量), 若 AoD 真实值恰好位于 DFT 矩阵所划分格点上, 则 $K = P$ 。假设发送端持续发送导频信号 $s(t) = 1$, 则接收信号可以表示为:

$$[0045] \quad r(t) = h^T b(t) s(t) + w(t) = x^T D^T b(t) + w(t) = h^T F_{RF}(t) f_{BB}(t) + \omega(t) \quad (4)$$

[0046] 其中, $b(t)$ 表示表示发送端在 t 时隙的预编码向量, $s(t)$ 表示导频信号, $\omega(t)$ 表示服从 $\mathcal{CN}(0, \sigma^2)$ 的加性复高斯白噪声, t 表示时隙, σ 表示噪声标准差, 在导频信号 $s(t) = 1$ 的条件下, x 则表示待估计的信道增益; $F_{RF}(t) \in \mathbb{C}^{N \times R}$, $f_{BB}(t) \in \mathbb{C}^R$ 分别表示模拟预编码矩阵以及基带预编码向量, \circ 为同时形成多个不同方向的波束, 模拟预编码矩阵 $F_{RF}(t) = D^* S(t)$, 其中 D^* 表示 DFT 矩阵的共轭, $S(t) \in \mathbb{C}^{N \times R}$ 为列选择矩阵, 即每列仅含有一个非零元。

[0047] 令 $A \triangleq [a(1), a(2) \cdots a(T_{tim})]^T \in \mathbb{C}^{T_{tim} \times N}$, 其中 $a(t) \triangleq S(t) f_{BB}(t)$ 最多含有 R 个非零元, 符号 $[\cdot]^T$ 表示矩阵转置, T_{tim} 表示时隙数, 设置为 $T_{tim} = 2ML$ 。由于毫米波通信系统中 CFO (Carrier frequency offset) 的存在, 接收信号存在不可知的相位漂移, 仅有幅度信息为可靠值, 故接收信号可表示为:

$$[0048] \quad y \triangleq |r| = |Ax + \omega| \quad (5)$$

[0049] 其中, $r \triangleq [r(1), r(2) \cdots r(T_{tim})]^T$, $\omega = [\omega(1), \omega(2) \cdots \omega(T_{tim})]^T$, x 表示待估计的信号向量。

[0050] 令幅度 $z \triangleq |x|$, \hat{z} 表示 z 的估计值, 则矩阵 A ($A \in \mathbb{R}^{2ML \times N}$) 可变换为:

$$[0051] \quad A \triangleq \begin{bmatrix} H_1 \circ \dot{T} \\ H_2 \circ \dot{T} \\ \vdots \\ H_L \circ \dot{T} \end{bmatrix} \quad (6)$$

[0052] 其中, \circ 表示 Khatri-Rao 积, L 表示偶图数量, $H_l \in \{0, 1\}^{M \times N}$ 为含有 N 个左节点和 M 个右节点的第 l 个偶图 G_l 的连接矩阵, 其中左节点可对应于信号向量 x 的项, 每个右节点指向一个含有两个测量值的集合, 即矩阵 \dot{T} 的一列, 如图 2 所示, 其中

$$[0053] \quad H_l(i, j) = \begin{cases} 1, & \text{当且仅当左节点 } i \text{ 和右节点 } j \text{ 相连} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (7)$$

[0054] 稀疏信号向量 x , 若其中第 n 项, 即 x_n 非零, 则称偶图 G_l 左节点 n 为激活节点。对于一个 K -sparse 的信号 x , 图 G_l 总共有 K 个激活节点。根据图的连接情况, 本发明对偶图 G_l 的右节点做如下分类:

[0055] 零节点:当且仅当右节点不与任何激活左节点相连;

[0056] 单节点:当且仅当右节点与一个激活左节点相连;

[0057] 多节点:当且仅当右节点与多个激活左节点向量。

[0058] 当偶图 G_1 的右节点中不含任何多节点,则称该偶图为NM(No-Multiton)图。将 N 个左节点对应 M 个右节点划分为 M 个集合,前 $M-1$ 个集合含有 $r \triangleq \text{ceil}(N/M)$ 个节点,其中函数 $\text{ceil}()$ 表示返回大于或者等于指定表达式的最小整数;最后一个集合含有 $r = N - (M-1)\text{ceil}(N/M)$ 个节点。为简化说明,假设 $r \triangleq N/M$ 为整数,为最大化偶图 G_1 为NM图的概率,本具体实施中,规定 H_1 每列仅有一个非零元,每行有 r 个非零元。

[0059] 本发明中,将矩阵 $\dot{T} \in \mathbb{R}^{2 \times N}$ 定义为:

$$[0060] \quad \dot{T} \triangleq \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ t_1 & t_2 & \cdots & t_N \end{bmatrix} \quad (8)$$

[0061] 其中 $t_i \neq t_j, i \neq j$ 且 $t_n > 0, \forall n = 1, 2, \dots, N$ 。令 $S^l = \{m_1^{(l)} \cdots m_r^{(l)}\}$ 表示图 G_1 的与第 m 个右节点相连的左节点的下标的集合。以下仅考虑第 l 个偶图 $G_1, \{m_1^{(l)} \cdots m_r^{(l)}\}$ 可简记为 $S = \{m_1 \cdots m_r\}$ 。一旦偶图 G_1 给定,矩阵 H_1 即确定。

[0062] 则

$$[0063] \quad y_{l,m} = \left| \left(H_l[m, :] \odot \dot{T} \right) x + \omega_{l,m} \right| = \begin{bmatrix} |x_{m_i} + \omega_{l,m}^{(1)}| \\ |t_{m_i} x_{m_i} + \omega_{l,m}^{(2)}| \end{bmatrix} \triangleq \begin{bmatrix} y_{l,m}^{(1)} \\ y_{l,m}^{(2)} \end{bmatrix}, \quad \forall m = 1, \dots, M \quad (9)$$

[0064] 其中 $y_{l,m} \in \mathbb{R}^2, H_l[m, :]$ 为矩阵 H_1 的第 m 行, $\omega_{l,m}$ 表示加在偶图 G_1 第 m 个右节点的高斯白噪声, $\omega_{l,m}^{(1)}, \omega_{l,m}^{(2)}$ 分别表示 $\omega_{l,m}$ 的第一项和第二项。对于每一个偶图 G_1 ,为使信号分辨间隔最大,定义 $\dot{T}_l = \dot{T} P_l, P_l$ 为置换矩阵,即

$$[0065] \quad \dot{T}_l \triangleq \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ t_1^{(l)} & t_2^{(l)} & \cdots & t_N^{(l)} \end{bmatrix} \quad (10)$$

[0066] 令 $d_m^{(l)} \triangleq \arg \min_{1 \leq i < j \leq r} |t_{m_i}^{(l)} - t_{m_j}^{(l)}|$,即问题转化为

$$[0067] \quad \max_{P_l} \min_m d_m^{(l)} \quad (11)$$

[0068] 由于此时 $y = |Ax + \omega|$,其中 $A \triangleq \begin{bmatrix} H_1 \odot \dot{T}_1 \\ H_2 \odot \dot{T}_2 \\ \vdots \\ H_L \odot \dot{T}_L \end{bmatrix}$,则与偶图 G_1 对应的测量值 y_l 为:

$$[0069] \quad y_l \triangleq |A_l x + \omega_l| \quad (12)$$

$$[0070] \quad y_{l,m} = \left| \left(H_l [m, :] \odot \dot{T}_l \right) x + \omega_{l,m} \right| = \begin{bmatrix} |x_{m_i} + \omega_{l,m}^{(1)}| \\ |t_{m_i}^{(l)} x_{m_i} + \omega_{l,m}^{(2)}| \end{bmatrix} \triangleq \begin{bmatrix} y_{l,m}^{(1)} \\ y_{l,m}^{(2)} \end{bmatrix} \quad (13)$$

[0071] 参见图3,本发明的具体实现步骤如下:

[0072] 步骤S1、预设L个偶图 G_1 和矩阵 \dot{T}_l ;

[0073] 其中偶图 G_1 的左节点数量N对应发射天线数量,右节点数M为预设值;

[0074] 并基于偶图 G_1 得到每个偶图对应的连接矩阵 H_1 ,其中连接矩阵 H_1 的每个元素 $H_1(i, j)$ 的取值为:

$$H_1(i, j) = \begin{cases} 1, & \text{当且仅当左节点 } i \text{ 和右节点 } j \text{ 相连;} \\ 0, & \text{其他} \end{cases};$$

[0075] 设置矩阵 $\dot{T}_l \triangleq \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ t_1^{(l)} & t_2^{(l)} & \cdots & t_N^{(l)} \end{bmatrix}$,其中 $t_i \neq t_j, i \neq j$ 且 $t_n > 0, i, j, n = 1, 2, \dots, N$;

[0076] 基于矩阵 H_1 和 \dot{T}_l 可以得到稀疏编码矩阵 $A = \begin{bmatrix} H_1 \odot \dot{T}_1 \\ H_2 \odot \dot{T}_2 \\ \vdots \\ H_L \odot \dot{T}_L \end{bmatrix}$;

[0077] 步骤S2:发射端基于稀疏编码矩阵A对待发送信号进行信号处理。然后再进行发射处理。

[0078] 本发明对发射端的改进仅在于设置稀疏编码矩阵A,其信号处理及发射处理均可采用任一惯用处理方式即可。

[0079] 步骤S3:基于接收信号向量和偶图进行波束对准处理:

[0080] 步骤S301:对所有偶图循环遍历:

[0081] 判断偶图 G_1 的右节点是否为零节点,并记录偶图 G_1 的零节点的数目。

[0082] 当且仅当右节点不与任何激活左节点相连时,将该右节点定义为零节点,而左节点为激活节点的条件是: x_n 为 x_n 非零项。则对于与左节点存在连接关系的左节点而言,只要判定出其所连接的左节点(x_n)均为非激活节点,即均为零项,则可以判定当前右节点为零节点;只要其连接的左节点存在非零项,则可以判定当前右节点为非零节点。

[0083] 基于第1个偶图 G_1 对应的接收向量 y_1 ,将其每项 $y_{1,m}$ 的第一行记为 $y_{l,m}^{(1)}$,第二行记为 $y_{l,m}^{(2)}$;即对接收向量 y_1 的每项 $y_{1,m}$ 进行上下分块处理,其上分块对应 $y_{l,m}^{(1)}$,下分块对应 $y_{l,m}^{(2)}$;

[0084] 其中,偶图 G_1 对应的接收向量 y_1 ,即将接收向量 y 均分为L块,每块分别对应一个偶图 G_1 ,其映射关系基于稀疏编码矩阵可以确定。

[0085] 通过能量判决器: $y_{l,m}^{(1)} \geq_{H_0} \epsilon$,来判断偶图 G_1 的右节点是否为零节点;

[0086] 其中:

$$[0087] \quad H_0 : y_{l,m}^{(1)} = \left| \omega_{l,m}^{(1)} \right| \quad (14)$$

$$[0088] \quad H_1 : y_{l,m}^{(1)} = \left| \sum_{m_i \in S} x_{m_i} + \omega_{l,m}^{(1)} \right| \quad (15)$$

[0089] 即,若 $y_{l,m}^{(1)}$ 小于预设阈值 ϵ ,则认为 $y_{l,m}^{(1)}$ 只包括噪声项,则与 $y_{l,m}^{(1)}$ 对应的右节点所相连的左节点均为零项,即 $y_{l,m}^{(1)}$ 对应的右节点为零节点;若 $y_{l,m}^{(1)}$ 大于 ϵ ,则认为 $y_{l,m}^{(1)}$ 包括噪声项和发送信号项;对于等于能量阈值的情况即可以判定为只包括噪声项,也可以判定为噪声项和发送信号项均包括。本具体实施方式中,将等于判定为噪声项和发送信号项均包括。

[0090] 即,本发明中,将 $y_{l,m}^{(1)}$ 的能量值($y_{l,m}^{(1)}$ 的信号幅度值平方)与阈值 ϵ 进行比较,若小于,则判定即 $y_{l,m}^{(1)}$ 对应的右节点为零节点,从而得到偶图 G_1 的零节点数;

[0091] 步骤S302:基于L个偶图 G_1 中的最小零节点数 P_{\min} ,将零节点数目为 P_{\min} 的偶图 G_1 定义为NM图,从而得到NM图集合。

[0092] 步骤S303:遍历所有偶图,如果偶图 G_1 是NM图,则执行下列处理,即仅对NM图集合中的各偶图进行下述处理:

[0093] 对于 $m=1, \dots, M$,重复以下判断:如果 $y_{l,m}^{(1)} > \epsilon$,则将偶图 G_1 的第 m 个右节点作为单节点,并通过下式估计对应的激活左节点的幅度值 $z_{\hat{m}_i}$ 和对应于稀疏信号 x 的坐标值 \hat{m}_i :

$$[0094] \quad z_{\hat{m}_i} = y_{l,m}^{(1)} \quad (16)$$

$$[0095] \quad \hat{m}_i = \arg \min_{m_i \in \{m_1, \dots, m_r\}} \left| t_{m_i}^{(l)} - \frac{y_{l,m}^{(2)}}{y_{l,m}^{(1)}} \right| \quad (17)$$

[0096] 基于同一NM图的所有幅度值 $z_{\hat{m}_i}$ 得到幅度 z 的估计向量 $\hat{z}^{(i)}$,从而当遍历完所有NM图时,可得到幅度的估计值的集合 $\{\hat{z}^{(i)}\}_{i=1}^I$,其中I表示NM图的数量。

[0097] 步骤S304:判断,如果 $I=1$,则返回 $\hat{z}^{(1)}$ 作为最终估计 $\hat{z}^{(f)}$;

[0098] 如果集合 $\{\hat{z}^{(i)}\}_{i=1}^I$ 内元素交集为空,则随机取集合 $\{\hat{z}^{(i)}\}_{i=1}^I$ 的某一个元素 $\hat{z}^{(i)}$ 作为最终估计 $\hat{z}^{(f)}$;

[0099] 否则,对于集合中每个估计向量 $\hat{z}^{(i)}$ 中的非零元 \hat{z}_{i_k} 排序,用K表示集合 $\{\hat{z}^{(i)}\}_{i=1}^I$ 中的非零元个数,从而得到排序结果 $\{\hat{z}_{i_1} > \hat{z}_{i_2} > \dots > \hat{z}_{i_K} > 0\}$,则 $\hat{z}_k^f = |\hat{x}_k| = \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I \hat{z}_{i_k}$,随机取所有NM

图 G_i 含有 \hat{z}_{i_k} 的集合交集的元素作为 \hat{x}_k 坐标的估计值返还。

[0100] 经过上述操作,就完成了对稀疏信号向量幅度值和坐标的估计,取最大幅度值对应的AoD值即完成了毫米波通信系统的波束对准。

[0101] 实施例

[0102] 本实施例中,均匀线性天线阵列间距 $d = \frac{\lambda}{2}$,发送端天线数目 $N=128$,射频链数目 $R=8$,毫米波信道向量 h (公式 (2)) 含有 K 条路径, x 的非零元的值服从循环对称复高斯分布 $\mathcal{CN}(0,1)$, x 非零元的位置随机等概选取。每次结果均为 10^4 随机试验的均值。每个偶图 G_1 的右节点数目 $M=16$,信噪比 $SNR = 10\log\left(h_2^2 / (N\sigma^2)\right) = 20dB$, 能量检测器阈值 $\epsilon = 3\sigma$ 。

[0103] 矩阵 \dot{T} 取为:

$$[0104] \quad \dot{T} \triangleq \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ \frac{1}{N} & \frac{2}{N} & \cdots & \frac{N}{N} \end{bmatrix} \quad (18)$$

[0105] 基于上述模型和稀疏编码矩阵 A 的设计,本发明提供了一种高效鲁棒的无相位解码算法进行波束对准。

[0106] 下面将利用了基于相位解码的相关算法同本发明方法的算法性能对比分析,以进一步验证本发明的性能。

[0107] 在无噪情况下,采用成功率 (Success Rate) 来衡量信号恢复的正确性,一次试验若 $\frac{\hat{z} - z_2^2}{z_2^2} < 10^{-8}$ 即可看作是成功的。图4刻画了在不同路径数下成功率与测量值数量 $T=2ML$

的关系,从图中可以看出本发明的结果与经验值十分吻合,在路径数 K 比较小时,本发明可以以较高的概率完美恢复AoD和衰落(幅度值)。

[0108] 在有噪情况下,采用两种衡量指标来度量算法的性能。一个是用来衡量恢复信号的误差,叫做归一化均方误差 (Normalized Mean Square Error, NMSE), 定义为 $E\left[\frac{\hat{z} - z_2^2}{z_2^2}\right]$;

一个是用来衡量波束成形产生的增益,定义为: $G_{BF} = E\left[N\left|a_r^H(\hat{\theta}_{opt})h\right|^2 / h_2^2\right]$, 其中 $\hat{\theta}_{opt}$ 为估计的幅度最大的路径对应的角度。

[0109] 图5-a, 5-b描述了本发明方法 (Robust SBG Code) 与现有方法 (Robust Phase Code) 方法在不同路径数恢复信号下的NMSE。从这些图可以看出,对于不同的路径数目,本发明方法所求得解对于相关算法在NMSE上有巨大的优势,且在低信噪比情况下仍能提供较可靠的准确度,而现有方法完全失败。图6-a, 6-b, 刻画了本发明方法 (Robust SBG Code) 与现有方法 (Robust Phase Code和AgileLink) 在不同SNR和时隙数下可以形成的波束增益,从图中可以看出,本发明可以提供更大的波束成形增益,且对于噪声有更强的鲁棒性,由于在实际情况中,进行波束对准时的信噪比都较低,本发明更具实际意义。

[0110] 本发明相对其他算法既可大幅降低复杂度,提高恢复成功率,又可以提供更好的噪声鲁棒性,相比其他算法具有明显的性能优势。

[0111] 综上所述,本发明提出的发明是基于稀疏编码和无相位解码的毫米波通信波束对准算法,仅依靠幅度值和稀疏信号的坐标来恢复波束对准所需的AoD,其依靠精心设计稀疏编码矩阵,利用取交集等手段进行无相位解码,只需要 $\mathcal{O}(K^2)$ 即可恢复所需信息,且在低信

噪比情况下仍能维持较高的鲁棒性。

[0112] 以上所述,仅为本发明的具体实施方式,本说明书中所公开的任一特征,除非特别叙述,均可被其他等效或具有类似目的的替代特征加以替换;所公开的所有特征、或所有方法或过程中的步骤,除了互相排斥的特征和/或步骤以外,均可以任何方式组合。

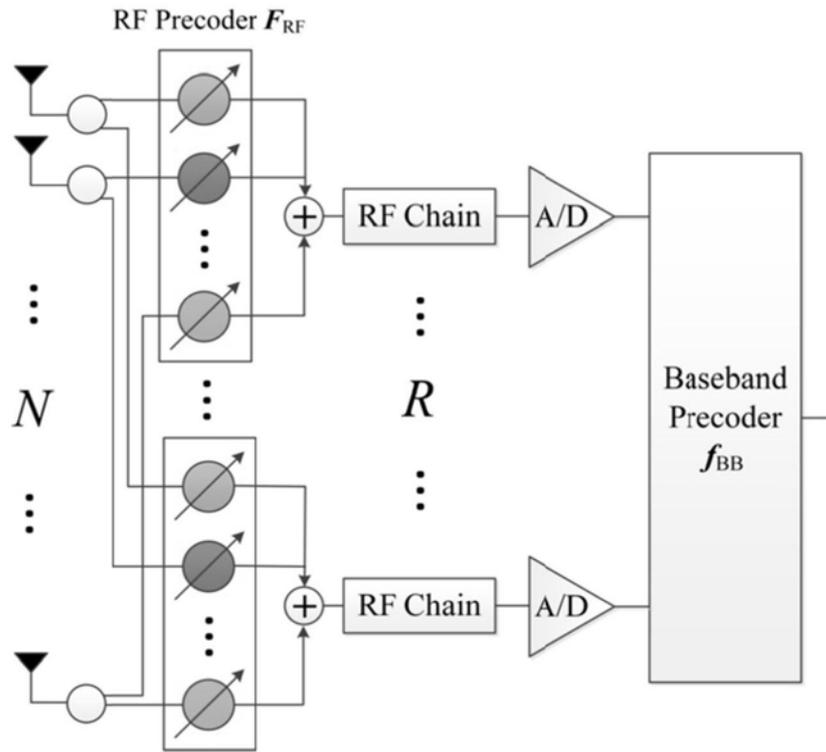


图1

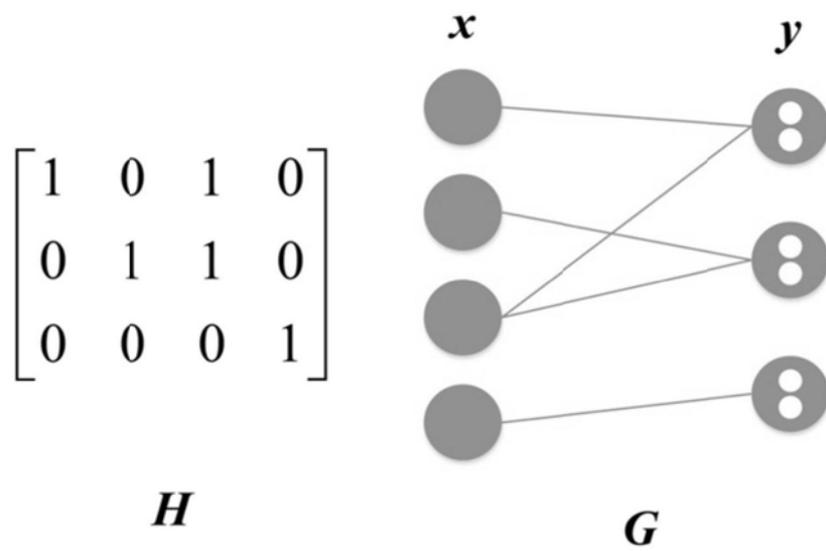


图2

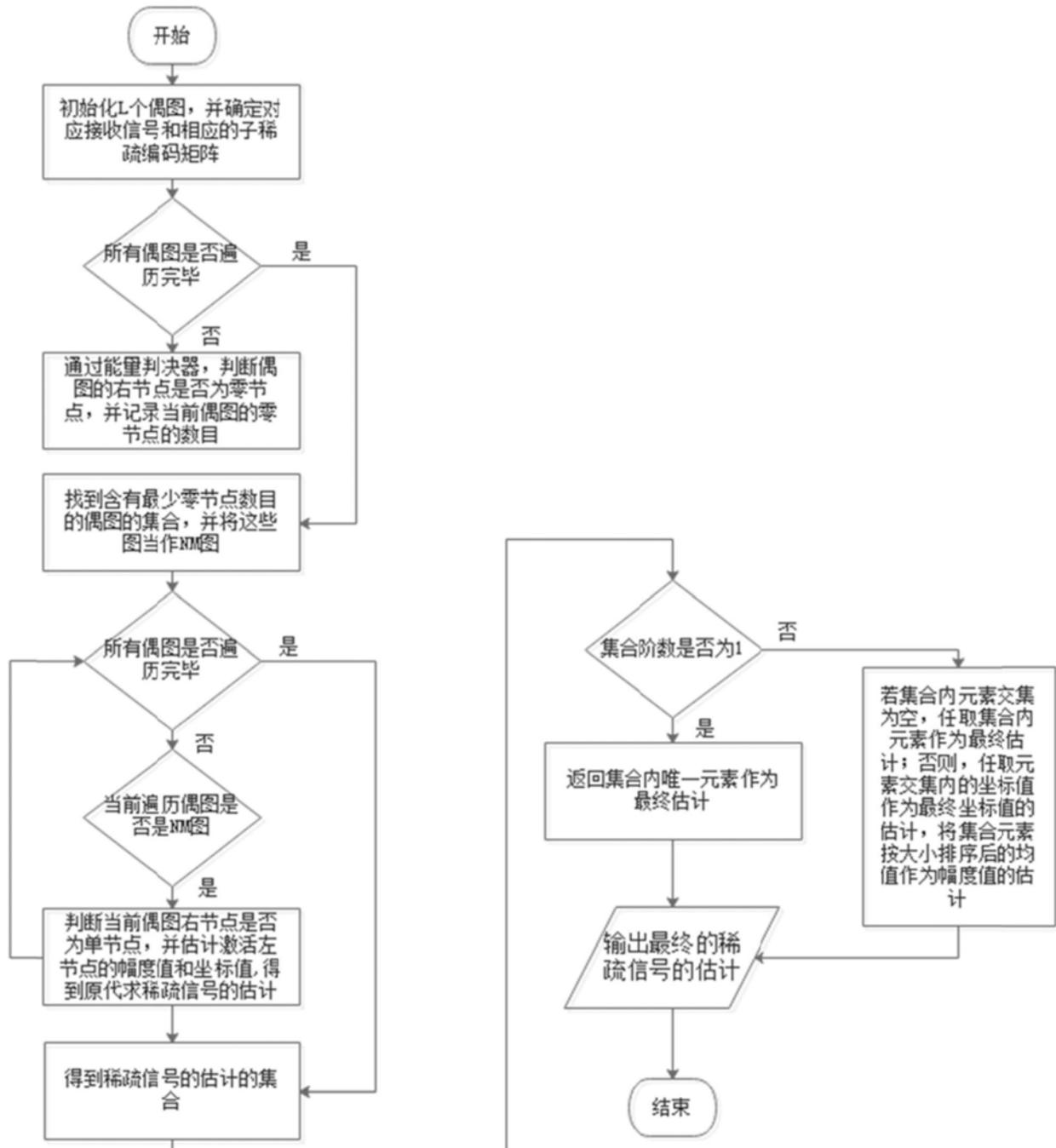


图3

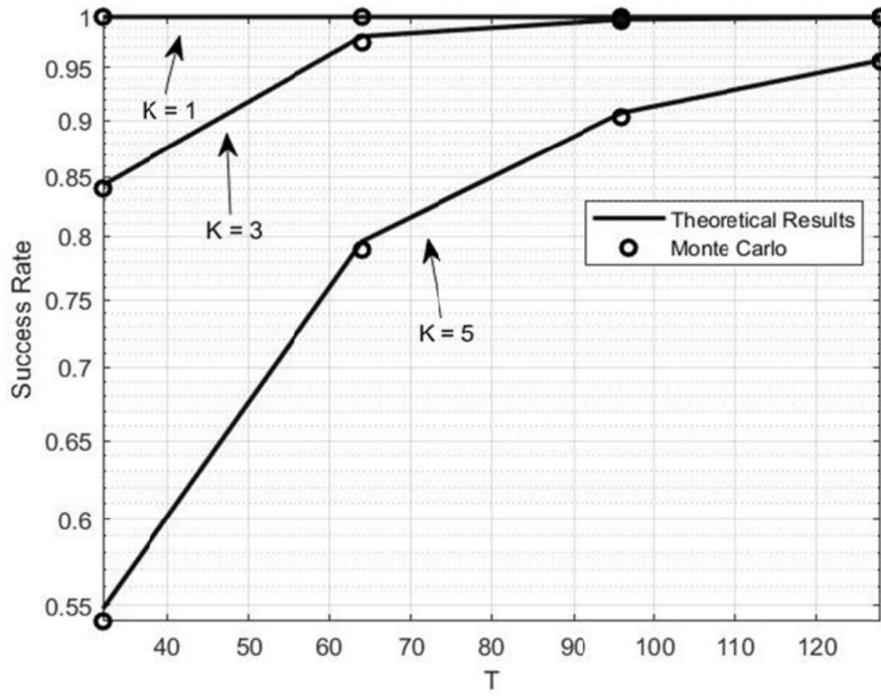


图4

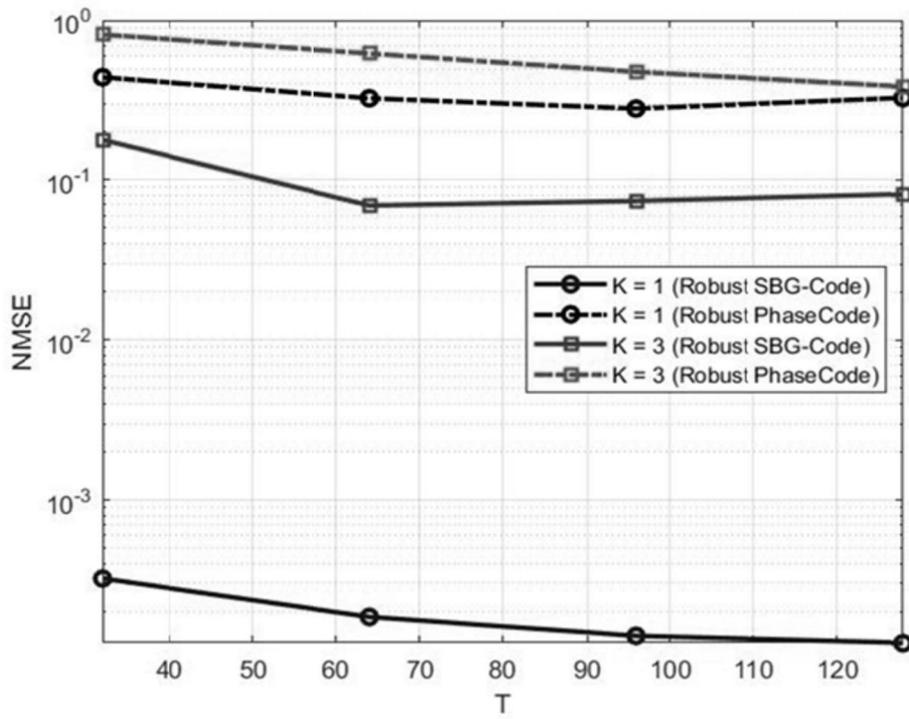


图 5-a

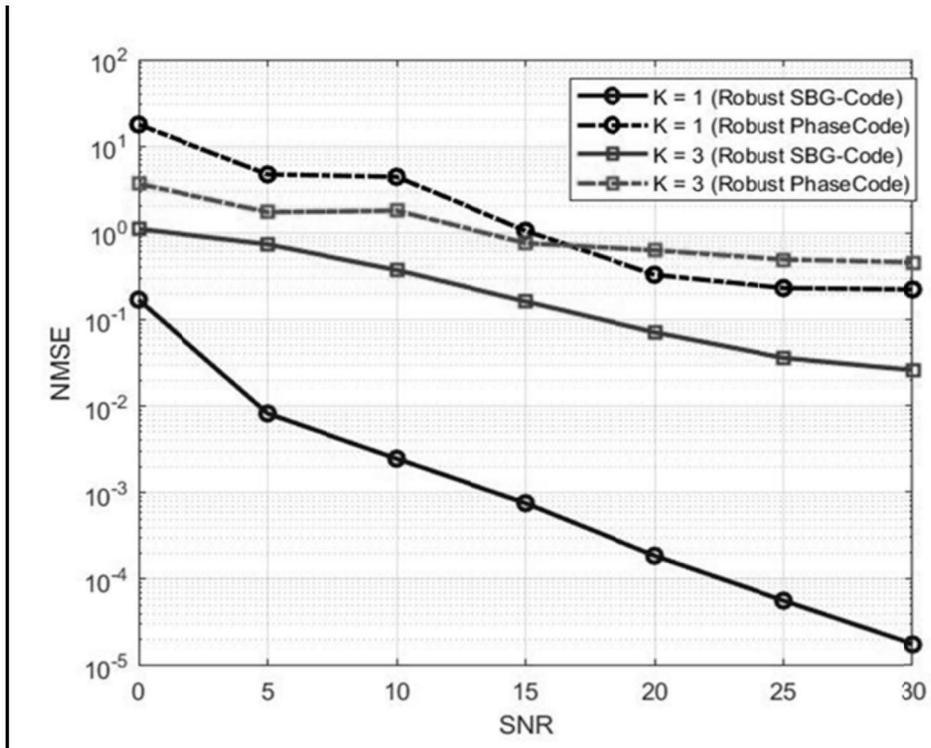


图 5-b

图5

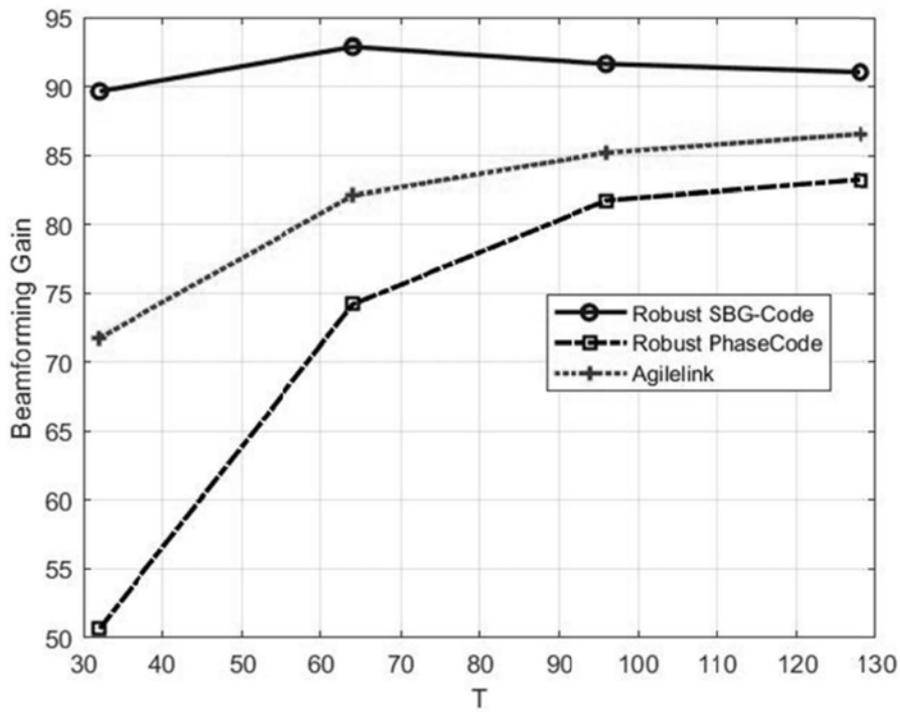


图 6-a

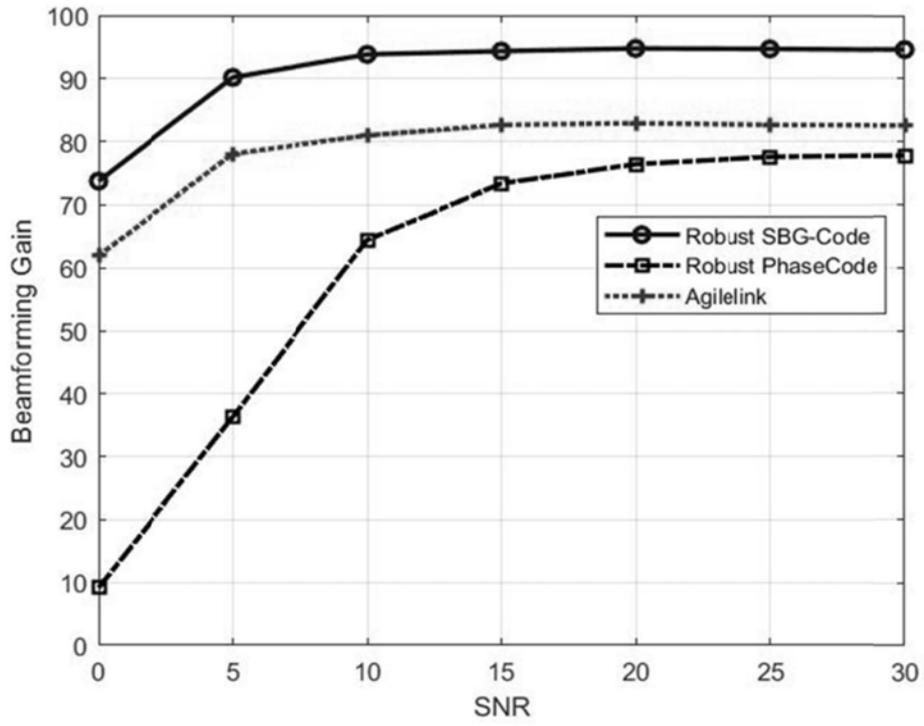


图 6-b

图6