



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 116192575 B

(45) 授权公告日 2023. 09. 29

(21) 申请号 202211741827.9

(22) 申请日 2022.12.28

(65) 同一申请的已公布的文献号  
申请公布号 CN 116192575 A

(43) 申请公布日 2023.05.30

(73) 专利权人 中山大学  
地址 510275 广东省广州市新港西路135号

(72) 发明人 罗志勇 朱贝贝

(74) 专利代理机构 广州三环专利商标代理有限公司 44202  
专利代理师 陈志明

(51) Int. Cl.  
H04L 25/03 (2006.01)  
H04B 7/0413 (2017.01)

(56) 对比文件

CN 110557350 A, 2019.12.10

CN 113810325 A, 2021.12.17

CN 113852580 A, 2021.12.28

CN 113866752 A, 2021.12.31

US 2004120409 A1, 2004.06.24

王峰, 李勇朝, 廖桂生. 无线MIMO系统的容量分析及其在3G中的应用. 通信技术. 2003, (11), 全文.

审查员 曹荣珍

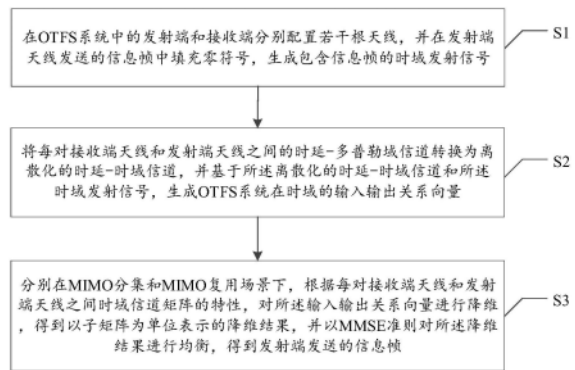
权利要求书4页 说明书15页 附图4页

(54) 发明名称

一种用于OTFS-MIMO分集复用的时域稀疏块LMMSE信道均衡方法和系统

(57) 摘要

本发明涉及数字信息传输技术领域,公开了一种用于OTFS-MIMO分集复用的时域稀疏块LMMSE信道均衡方法和系统,其中方法包括:在MIMO-OTFS场景下,对OTFS系统发送的信息帧中填充零符号;并将信道矩阵变换到时域;利用时域信道矩阵的稀疏对角块特性,分别在MIMO分集和MIMO复用场景下,将OTFS系统在时域的输入输出关系向量降维至以子矩阵为单位表示;最后分别基于MIMO分集和MIMO复用场景降维后的时域输入输出向量,以MMSE准则进行均衡,得到OTFS系统发送的信息帧。本申请在相对静止和快速时变的信道都具有鲁棒性,并降低了经典MMSE算法计算的复杂度,且能够利用MIMO分集场景下的分集增益,使得在误比特率达到 $10^{-5}$ 时,相较于经典的MMSE算法能提升2dB的增益,表现出更好的性能。



1. 一种用于OTFS-MIMO分集复用的时域稀疏块LMMSE信道均衡方法,其特征在于,包括以下步骤:

在OTFS系统中的发射端和接收端分别配置若干根天线,并在发射端天线发送的信息帧中填充零符号,生成包含信息帧的时域发射信号;

将每对接收端天线和发射端天线之间的时延-多普勒域信道转换为离散化的时延-时域信道,并基于所述离散化的时延-时域信道和所述时域发射信号,生成OTFS系统在时域的输入输出关系向量;

分别在MIMO分集和MIMO复用场景下,根据每对接收端天线和发射端天线之间时域信道矩阵的特性,对所述输入输出关系向量进行降维,得到以子矩阵为单位表示的降维结果,并以MMSE准则对所述降维结果进行均衡,得到发射端发送的信息帧;

其中,所述分别在MIMO分集和MIMO复用场景下,根据每对接收端天线和发射端天线之间时域信道矩阵的特性,对所述输入输出关系向量进行降维,得到以子矩阵为单位表示的降维结果,包括:

在MIMO分集场景下,根据每条发射端天线所传输的相同信息,将接收端天线和发射端天线之间的时域发射信号进行合并,得到第一次降维后的输入输出关系向量;

通过等增益合并接收端天线和发射端天线之间的时域信道矩阵,得到第二次降维后的输入输出关系向量;

根据时域信道矩阵的结构特性,对第二次降维后的输入输出关系向量进行降维,得到以子矩阵为单位表示的降维结果;

在MIMO复用场景下,根据每对接收端天线和发射端天线之间时域信道矩阵的特性,使用分块并行计算原理,对输入输出关系向量进行降维,得到以子矩阵为单位表示的降维结果;

其中,OTFS为正交时频空;MMSE为最小均方误差;LMMSE为线性最小均方误差。

2. 根据权利要求1所述的一种用于OTFS-MIMO分集复用的时域稀疏块LMMSE信道均衡方法,其特征在于,所述将每对接收端天线和发射端天线之间的时延-多普勒域信道转换为离散化的时延-时域信道,包括:

将每对接收端天线和发射端天线之间的时延-多普勒域信道进行傅里叶逆变换,以使所述时延-多普勒域信道转换为时延-时域信道;

对所述时延-时域信道的时延域和时域各以时延间隔和时间间隔进行采样,得到离散化的时延-时域信道。

3. 根据权利要求1所述的一种用于OTFS-MIMO分集复用的时域稀疏块LMMSE信道均衡方法,其特征在于,所述基于所述离散化的时延-时域信道和所述时域发射信号,生成OTFS系统在时域的输入输出关系向量,包括:

基于所述离散化的时延-时域信道和所述时域发射信号,生成如下式所示的OTFS系统在时域的输入输出关系表达式:

$$\mathbf{r}^{(r)}[q] = \sum_{t=1}^{n_T} \sum_{l \in \mathcal{L}^{(r,t)}} \bar{g}^{(r,t)}[l, q] \mathbf{s}^{(t)}[q - l] + \mathbf{w}^{(r)}[q]$$

式中,  $\mathbf{r}^{(r)}$  为第  $r$  根接收端天线的时域接收信号向量,  $r \in 1, \dots, n_R$  为接收端天线数量,  $\mathbf{s}^{(t)}$

为第 $t$ 根发射端天线的时域发射信号向量,  $t \in 1, \dots, n_T$ 为发射端天线数量;  $\bar{g}^{(r,t)}(l, q)$ 为离散化的时延-时域信道, 其中 $l, q \in \mathbb{Z}$ 分别对应为离散化后的时延网格系数和时域的网格系数,  $w^{(r)}$ 表示方差为 $\sigma_w^2$ 的加性高斯白噪声,  $\mathcal{L}^{(r,t)}$ 表示所有接收端天线和发射端天线 $(r, t)$ 之间的路径集合;

在OTFS系统的接收端去掉时域信道矩阵中的零符号, 根据去掉零符号的时域信道矩阵中数值与离散化的时延-时域信道中数值之间的对应关系, 将OTFS系统在时域的输入输出关系表达式向量化, 得到OTFS系统在时域的输入输出关系向量; 其中, OTFS系统在时域的输入输出关系向量如下式:

$$\mathbf{r}^{(r)} = \sum_{t=1}^{n_T} \mathbf{G}^{(r,t)} \mathbf{s}^{(t)} + \mathbf{w}^{(r)}$$

式中,  $\mathbf{G}^{(r,t)} \in \mathbb{C}^{NM \times NM}$ 为每对发送端天线和接收端天线之间的时域信道矩阵。

4. 根据权利要求3所述的一种用于OTFS-MIMO分集复用的时域稀疏块LMMSE信道均衡方法, 其特征在于, 所述去掉零符号的时域信道矩阵中数值与离散化的时延-时域信道中数值之间的对应关系如下式:

$$\mathbf{G}^{(r,t)}[m + nM, m + nM - l] = \bar{g}^{(r,t)}[l, m + n(M + L_{ZP})], m \geq l$$

$$\mathbf{G}^{(r,t)}[m + nM, m + nM - 1] = 0, m < l$$

式中,  $m = 0, 1, \dots, M-1, n = 0, 1, \dots, N-1, L_{ZP} = l_{\max}, L_{ZP}$ 表示零符号ZP的长度,  $l_{\max}$ 为最大信道时延抽头数。

5. 根据权利要求1所述的一种用于OTFS-MIMO分集复用的时域稀疏块LMMSE信道均衡方法, 其特征在于, 所述分别在MIMO分集和MIMO复用场景下, 以MMSE准则对所述降维结果进行均衡, 得到发射端发送的信息帧, 包括:

分别在MIMO分集和MIMO复用场景下, 根据子矩阵表示的降维结果获取时域发射信号对应的均衡矩阵, 并基于MMSE准则, 根据所述均衡矩阵获取均衡后的时域发射向量;

将在MIMO分集场景下获取的均衡后的时域发射向量转换为时延-多普勒域发射向量, 并从所述时延-多普勒域发射向量中获取发射端发送的信息帧;

将在MIMO复用场景下获取的均衡后的时域发射向量根据发射端天线进行划分, 将各发射端天线的均衡后的时域发射向量转换为时延-多普勒域发射向量, 并从所述时延-多普勒域发射向量中获取发射端发送的信息帧。

6. 一种用于OTFS-MIMO分集复用的时域稀疏块LMMSE信道均衡系统, 其特征在于, 包括:

信号生成模块, 用于在OTFS系统中的发射端和接收端分别配置若干根天线, 并在发射端天线发送的信息帧中填充零符号, 生成包含信息帧的时域发射信号;

关系向量化模块, 用于将每对接收端天线和发射端天线之间的时延-多普勒域信道转换为离散化的时延-时域信道, 并基于所述离散化的时延-时域信道和所述时域发射信号, 生成OTFS系统在时域的输入输出关系向量;

降维均衡模块, 用于分别在MIMO分集和MIMO复用场景下, 根据每对接收端天线和发射端天线之间时域信道矩阵的特性对所述输入输出关系向量进行降维, 得到以子矩阵为单位

表示的降维结果,并以MMSE准则对所述降维结果进行均衡,得到发射端发送的信息帧;

其中,所述降维均衡模块包括分集降维模块和复用降维模块;其中,

所述分集降维模块,用于在MIMO分集场景下,根据每条发射端天线所传输的相同信息,将接收端天线和发射端天线之间的时域发射信号进行合并,得到第一次降维后的输入输出关系向量;通过等增益合并接收端天线和发射端天线之间的时域信道矩阵,得到第二次降维后的输入输出关系向量;根据时域信道矩阵的结构特性,对第二次降维后的输入输出关系向量进行降维,得到以子矩阵为单位表示的降维结果;

所述复用降维模块,用于在MIMO复用场景下,根据每对接收端天线和发射端天线之间时域信道矩阵的特性,使用分块并行计算原理,对输入输出关系向量进行降维,得到以子矩阵为单位表示的降维结果;

其中,OTFS为正交时频空;MMSE为最小均方误差;LMMSE为线性最小均方误差。

7.根据权利要求6所述的一种用于OTFS-MIMO分集复用的时域稀疏块LMMSE信道均衡系统,其特征在于,所述关系向量化模块包括信道转换模块和向量生成模块;其中,

所述信道转换模块,用于将每对接收端天线和发射端天线之间的时延-多普勒域信道进行傅里叶逆变换,以使所述时延-多普勒域信道转换为时延-时域信道;并对所述时延-时域信道的时延域和时域各以时延间隔和时间间隔进行采样,得到离散化的时延-时域信道;

所述向量生成模块,用于基于所述离散化的时延-时域信道和所述时域发射信号,生成OTFS系统在时域的输入输出关系表达式;在OTFS系统的接收端去掉时域信道矩阵中的零符号,根据去掉零符号的时域信道矩阵中数值与离散化的时延-时域信道中数值之间的对应关系,将OTFS系统在时域的输入输出关系表达式向量化,得到OTFS系统在时域的输入输出关系向量;其中,OTFS系统在时域的输入输出关系表达式如下式:

$$\mathbf{r}^{(r)}[q] = \sum_{t=1}^{n_T} \sum_{l \in \mathcal{L}^{(r,t)}} \bar{g}^{(r,t)}[l, q] \mathbf{s}^{(t)}[q - l] + \mathbf{w}^{(r)}[q]$$

式中,  $\mathbf{r}^{(r)}$  为第  $r$  根接收端天线的时域接收信号向量,  $r \in 1, \dots, n_R$  为接收端天线数量,  $\mathbf{s}^{(t)}$  为第  $t$  根发射端天线的时域发射信号向量,  $t \in 1, \dots, n_T$  为发射端天线数量;  $\bar{g}^{(r,t)}(l, q)$  为离散化的时延-时域信道,其中  $l, q \in \mathbb{Z}$  分别对应为离散化后的时延网格系数和时域的网格系数,  $\mathbf{w}^{(r)}$  表示方差为  $\sigma_w^2$  的加性高斯白噪声,  $\mathcal{L}^{(r,t)}$  表示所有接收端天线和发射端天线 ( $r, t$ ) 之间的路径集合;

OTFS系统在时域的输入输出关系向量如下式:

$$\mathbf{r}^{(r)} = \sum_{t=1}^{n_T} \mathbf{G}^{(r,t)} \mathbf{s}^{(t)} + \mathbf{w}^{(r)}$$

式中,  $\mathbf{G}^{(r,t)} \in \mathbb{C}^{NM \times NM}$  为每对发送端天线和接收端天线之间的时域信道矩阵。

8.根据权利要求6所述的一种用于OTFS-MIMO分集复用的时域稀疏块LMMSE信道均衡系统,其特征在于,所述降维均衡模块还包括信号均衡模块、分集获取模块和复用获取模块;其中,

所述信号均衡模块,用于分别在MIMO分集和MIMO复用场景下,根据子矩阵表示的降维结果获取时域发射信号对应的均衡矩阵,并基于MMSE准则,根据所述均衡矩阵获取均衡后的时域发射向量;

所述分集获取模块,用于将在MIMO分集场景下获取的均衡后的时域发射向量转换为时延-多普勒域发射向量,并从所述时延-多普勒域发射向量中获取发射端发送的信息帧;

所述复用获取模块,用于将在MIMO复用场景下获取的均衡后的时域发射向量根据发射端天线进行划分,将各发射端天线的均衡后的时域发射向量转换为时延-多普勒域发射向量,并从所述时延-多普勒域发射向量中获取发射端发送的信息帧。

## 一种用于OTFS-MIMO分集复用的时域稀疏块LMMSE信道均衡方法和系统

### 技术领域

[0001] 本发明涉及数字信息传输技术领域,特别是涉及一种用于OTFS-MIMO分集复用的时域稀疏块LMMSE信道均衡方法和系统。

### 背景技术

[0002] 第六代移动通信(6G)有望为高载频和高移动性场景提供可靠通信,例如无人机(UAV)、低地球轨道卫星(LEO)和高铁等。在这些场景中,信道的快速时变特性会影响接收信号的正交特性,造成严重的码间干扰(intersymbol interference, ISI),这使得正交频分复用(Orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)调制技术的性能下降。与OFDM不同,正交时频空(Orthogonal Time Frequency Space, OTFS)是近几年被提出的一种新的二维调制技术,它在时延-多普勒域(Delay-Doppler, DD)中调制信息,可以将一个时变的信道转换为一个二维的准时不变信道。这种强大的时延和多普勒弹性使得OTFS能够支持高移动场景的可靠通信。

[0003] OTFS与合适的均衡器耦合能够利用全信道分集,因此为OTFS系统设计有效的接收机很有必要。迄今为止,已经有许多学者提出了基于DD域信道矩阵的循环特性的均衡器来降低计算复杂度,而在MIMO-OTFS场景下,传统的MMSE和迫零(zero forcing, ZF)均衡器涉及信道矩阵的直接求逆,这会产生大量的计算。

[0004] 因此,现有技术还有待进一步提升和改进。

### 发明内容

[0005] 本发明提供一种用于OTFS-MIMO分集复用的时域稀疏块LMMSE信道均衡方法和系统,使在MIMO-OTFS场景中,信道矩阵的直接求逆的计算复杂度得到降低,利用时域信道矩阵中的稀疏对角块结构来提升信道均衡中的计算效率。

[0006] 为达到上述目的,本发明第一方面提供一种用于OTFS-MIMO分集复用的时域稀疏块LMMSE信道均衡方法,包括以下步骤:

[0007] 在OTFS系统中的发射端和接收端分别配置若干根天线,并在发射端天线发送的信息帧中填充零符号,生成包含信息帧的时域发射信号;

[0008] 将每对接收端天线和发射端天线之间的时延-多普勒域信道转换为离散化的时延-时域信道,并基于所述离散化的时延-时域信道和所述时域发射信号,生成OTFS系统在时域的输入输出关系向量;

[0009] 分别在MIMO分集和MIMO复用场景下,根据每对接收端天线和发射端天线之间时域信道矩阵的特性,对所述输入输出关系向量进行降维,得到以子矩阵为单位表示的降维结果,并以MMSE准则对所述降维结果进行均衡,得到发射端发送的信息帧。

[0010] 进一步地,将每对接收端天线和发射端天线之间的时延-多普勒域信道转换为离散化的时延-时域信道,包括:

[0011] 将每对接收端天线和发射端天线之间的时延-多普勒域信道进行傅里叶逆变换,以使所述时延-多普勒域信道转换为时延-时域信道;

[0012] 对所述时延-时域信道的时延域和时域各以时延间隔和时间间隔进行采样,得到离散化的时延-时域信道。

[0013] 进一步地,基于所述离散化的时延-时域信道和所述时域发射信号,生成OTFS系统在时域的输入输出关系向量,包括:

[0014] 基于所述离散化的时延-时域信道和所述时域发射信号,生成如下式所示的OTFS系统在时域的输入输出关系表达式:

$$[0015] \quad \mathbf{r}^{(r)}[q] = \sum_{t=1}^{n_T} \sum_{l \in \mathcal{L}^{(r,t)}} \bar{g}^{(r,t)}[l, q] \mathbf{s}^{(t)}[q - l] + \mathbf{w}^{(r)}[q]$$

[0016] 式中,  $\mathbf{r}^{(r)}$  为第  $r$  根接收端天线的时域接收信号向量,  $r \in 1, \dots, n_R$  为接收端天线数量,  $\mathbf{s}^{(t)}$  为第  $t$  根发射端天线的时域发射信号向量,  $t \in 1, \dots, n_T$  为发射端天线数量;  $\bar{g}^{(r,t)}(l, q)$  为离散化的时延-时域信道, 其中  $l, q \in \mathbb{Z}$  分别对应为离散化后的时延网格系数和时域的网格系数,  $\mathbf{w}^{(r)}$  表示方差为  $\sigma_w^2$  的加性高斯白噪声,  $\mathcal{L}^{(r,t)}$  表示所有接收端天线和发射端天线  $(r, t)$  之间的路径集合;

[0017] 在OTFS系统的接收端去掉时域信道矩阵中的零符号,根据去掉零符号的时域信道矩阵中数值与离散化的时延-时域信道中数值之间的对应关系,将OTFS系统在时域的输入输出关系表达式向量化,得到OTFS系统在时域的输入输出关系向量;其中,OTFS系统在时域的输入输出关系向量如下式:

$$[0018] \quad \mathbf{r}^{(r)} = \sum_{t=1}^{n_T} \mathbf{G}^{(r,t)} \mathbf{s}^{(t)} + \mathbf{w}^{(r)}$$

[0019] 式中,  $\mathbf{G}^{(r,t)} \in \mathbb{C}^{NM \times NM}$  为每对发送端天线和接收端天线之间的时域信道矩阵。

[0020] 进一步地,去掉零符号的时域信道矩阵中数值与离散化的时延-时域信道中数值之间的对应关系如下式:

$$[0021] \quad \mathbf{G}^{(r,t)}[m + nM, m + nM - l] = \bar{g}^{(r,t)}[l, m + n(M + L_{ZP})], m \geq l$$

$$[0022] \quad \mathbf{G}^{(r,t)}[m + nM, m + nM - l] = 0, m < l$$

[0023] 式中,  $m = 0, 1, \dots, M-1, n = 0, 1, \dots, N-1, L_{ZP} = 1_{\max}, L_{ZP}$  表示零符号ZP的长度,  $1_{\max}$  为最大信道时延抽头数。

[0024] 进一步地,分别在MIMO分集和MIMO复用场景下,根据每对接收端天线和发射端天线之间时域信道矩阵的特性,对所述输入输出关系向量进行降维,得到以子矩阵为单位表示的降维结果,包括:

[0025] 在MIMO分集场景下,根据每条发射端天线所传输的相同信息,将接收端天线和发射端天线之间的时域发射信号进行合并,得到第一次降维后的输入输出关系向量;

[0026] 通过等增益合并接收端天线和发射端天线之间的时域信道矩阵,得到第二次降维后的输入输出关系向量;

[0027] 根据时域信道矩阵的结构特性,对第二次降维后的输入输出关系向量进行降维,得到以子矩阵为单位表示的降维结果;

[0028] 在MIMO复用场景下,根据每对接收端天线和发射端天线之间时域信道矩阵的特性,使用分块并行计算原理,对输入输出关系向量进行降维,得到以子矩阵为单位表示的降维结果。

[0029] 进一步地,分别在MIMO分集和MIMO复用场景下,以MMSE准则对所述降维结果进行均衡,得到发射端发送的信息帧,包括:

[0030] 分别在MIMO分集和MIMO复用场景下,根据子矩阵表示的降维结果获取时域发射信号对应的均衡矩阵,并基于MMSE准则,根据所述均衡矩阵获取均衡后的时域发射向量;

[0031] 将在MIMO分集场景下获取的均衡后的时域发射向量转换为时延-多普勒域发射向量,并从所述时延-多普勒域发射向量中获取发射端发送的信息帧;

[0032] 将在MIMO复用场景下获取的均衡后的时域发射向量根据发射端天线进行划分,将各发射端天线的均衡后的时域发射向量转换为时延-多普勒域发射向量,并从所述时延-多普勒域发射向量中获取发射端发送的信息帧。

[0033] 本发明第二方面提供一种用于OTFS-MIMO分集复用的时域稀疏块LMMSE信道均衡系统,包括:

[0034] 信号生成模块,用于在OTFS系统中的发射端和接收端分别配置若干根天线,并在发射端天线发送的信息帧中填充零符号,生成包含信息帧的时域发射信号;

[0035] 关系向量化模块,用于将每对接收端天线和发射端天线之间的时延-多普勒域信道转换为离散化的时延-时域信道,并基于所述离散化的时延-时域信道和所述时域发射信号,生成OTFS系统在时域的输入输出关系向量;

[0036] 降维均衡模块,用于分别在MIMO分集和MIMO复用场景下,根据每对接收端天线和发射端天线之间时域信道矩阵的特性对所述输入输出关系向量进行降维,得到以子矩阵为单位表示的降维结果,并以MMSE准则对所述降维结果进行均衡,得到发射端发送的信息帧。

[0037] 进一步的,关系向量化模块包括信道转换模块和向量生成模块;其中,

[0038] 所述信道转换模块,用于将每对接收端天线和发射端天线之间的时延-多普勒域信道进行傅里叶逆变换,以使所述时延-多普勒域信道转换为时延-时域信道;对所述时延-时域信道的时延域和时域各以时延间隔和时间间隔进行采样,得到离散化的时延-时域信道;

[0039] 所述向量生成模块,用于基于所述离散化的时延-时域信道和所述时域发射信号,生成OTFS系统在时域的输入输出关系表达式;在OTFS系统的接收端去掉时域信道矩阵中的零符号,根据去掉零符号的时域信道矩阵中数值与离散化的时延-时域信道中数值之间的对应关系,将OTFS系统在时域的输入输出关系表达式向量化,得到OTFS系统在时域的输入输出关系向量;其中,OTFS系统在时域的输入输出关系表达式如下式:

$$[0040] \quad \mathbf{r}^{(r)}[q] = \sum_{t=1}^{n_T} \sum_{l \in \mathcal{L}^{(r,t)}} \bar{g}^{(r,t)}[l, q] \mathbf{s}^{(t)}[q-l] + \mathbf{w}^{(r)}[q]$$

[0041] 式中,  $\mathbf{r}^{(r)}$  为第 $r$ 根接收天线的时域接收信号向量,  $r \in 1, \dots, n_R$  为接收端天线数量,

$s^{(t)}$  为第  $t$  根发射天线的时域发射信号向量,  $t \in 1, \dots, n_T$  为发射端天线数量;  $\bar{g}^{(r,t)}(l, q)$  为离散化的时延-时域信道, 其中  $l, q \in \mathbb{Z}$  分别对应为离散化后的时延网格系数和时域的网格系数,  $w^{(r)}$

[0042] 表示方差为  $\sigma_w^2$  的加性高斯白噪声,  $\mathcal{L}^{(r,t)}$  表示所有接收端天线和发射端天线 ( $r, t$ ) 之间的路径集合;

[0043] OTFS系统在时域的输入输出关系向量如下式:

$$[0044] \quad \mathbf{r}^{(r)} = \sum_{t=1}^{n_T} \mathbf{G}^{(r,t)} \mathbf{s}^{(t)} + \mathbf{w}^{(r)}$$

[0045] 式中,  $\mathbf{G}^{(r,t)} \in \mathbb{C}^{NM \times NM}$  为每对发送端天线和接收端天线之间的时域信道矩阵。

[0046] 进一步的, 降维均衡模块包括分集降维模块和复用降维模块; 其中,

[0047] 所述分集降维模块, 用于在MIMO分集场景下, 根据每条发射端天线所传输的相同信息, 将接收端天线和发射端天线之间的时域发射信号进行合并, 得到第一次降维后的输入输出关系向量; 通过等增益合并接收端天线和发射端天线之间的时域信道矩阵, 得到第二次降维后的输入输出关系向量; 根据时域信道矩阵的结构特性, 对第二次降维后的输入输出关系向量进行降维, 得到以子矩阵为单位表示的降维结果;

[0048] 所述复用降维模块, 用于在MIMO复用场景下, 根据每对接收端天线和发射端天线之间时域信道矩阵的特性, 使用分块并行计算原理, 对输入输出关系向量进行降维, 得到以子矩阵为单位表示的降维结果。

[0049] 进一步的, 降维均衡模块还包括信号均衡模块、分集获取模块和复用获取模块; 其中,

[0050] 所述信号均衡模块, 用于分别在MIMO分集和MIMO复用场景下, 根据子矩阵表示的降维结果获取时域发射信号对应的均衡矩阵, 并基于MMSE准则, 根据所述均衡矩阵获取均衡后的时域发射向量;

[0051] 所述分集获取模块, 用于将在MIMO分集场景下获取的均衡后的时域发射向量转换为时延-多普勒域发射向量, 并从所述时延-多普勒域发射向量中获取发射端发送的信息帧;

[0052] 所述复用获取模块, 用于将在MIMO复用场景下获取的均衡后的时域发射向量根据发射端天线进行划分, 将各发射端天线的均衡后的时域发射向量转换为时延-多普勒域发射向量, 并从所述时延-多普勒域发射向量中获取发射端发送的信息帧。

[0053] 本发明提供一种用于OTFS-MIMO分集复用的时域稀疏块LMMSE信道均衡方法和系统, 与现有技术相比, 其有益效果在于:

[0054] 本申请在相对静止和快速时变的信道都具有鲁棒性, 并降低算法计算的复杂度, 且能够利用MIMO分集场景下的分集增益, 使得在误比特率达到  $10^{-5}$  时, 相较于经典的MMSE算法能提升2dB的增益, 表现出更好的性能。

## 附图说明

[0055] 为了更清楚地说明本发明的技术方案, 下面将对实施方式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方式,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。

[0056] 图1是本发明实施例提供的一种用于OTFS-MIMO分集复用的时域稀疏块LMMSE信道均衡方法的流程图;

[0057] 图2是接收端天线和发送端天线数量均为2时的信道矩阵结构图;

[0058] 图3是MIMO分集场景中误比特率随信噪比变化示意图;

[0059] 图4是MIMO分集场景中在不同速度下误比特率随信噪比变化示意图;

[0060] 图5是MIMO复用场景中误比特率随信噪比变化示意图;

[0061] 图6是本发明某一实施例提供的一种用于OTFS-MIMO分集复用的时域稀疏块LMMSE信道均衡系统的装置图;

[0062] 图7是本发明某一实施例提供的关系向量化模块结构图;

[0063] 图8是本发明某一实施例提供的降维均衡模块结构图。

### 具体实施方式

[0064] 下面结合附图和实施例,对本发明实施例中的技术方案进行清楚、完整地描述,显然,所描述的实施例仅仅是本发明一部分实施例,而不是全部的实施例。基于本发明中的实施例,本领域普通技术人员在没有作出创造性劳动前提下所获得的所有其他实施例,都属于本发明保护的范围。

[0065] 应当理解,文中所使用的步骤编号仅是为了方便描述,不对作为对步骤执行先后顺序的限定。

[0066] 应当理解,在本发明说明书中所使用的术语仅仅是出于描述特定实施例的目的而并不意在限制本发明。如在本发明说明书和所附权利要求书中所使用的那样,除非上下文清楚地指明其它情况,否则单数形式的“一”、“一个”及“该”意在包括复数形式。

[0067] 术语“包括”和“包含”指示所描述特征、整体、步骤、操作、元素和/或组件的存在,但并不排除一个或多个其它特征、整体、步骤、操作、元素、组件和/或其集合的存在或添加。

[0068] 术语“和/或”是指相关联列出的项中的一个或多个的任何组合以及所有可能组合,并且包括这些组合。

[0069] 在一实施例中,如图1所示,本发明第一方面提供一种用于OTFS-MIMO分集复用的时域稀疏块LMMSE信道均衡方法,包括以下步骤:

[0070] S1、在OTFS系统中的发射端和接收端分别配置若干根天线,并在发射端天线发送的信息帧中填充零符号,生成包含信息帧的时域发射信号;

[0071] 具体的,针对MIMO-OTFS场景,在OTFS系统中的发射端配置 $n_T$ 根天线,接收端配置 $n_R$ 根天线,并在发射端天线发送的信息帧中填充零符号,那么可用 $X^{(t)}$ 来表示为零填充OTFS系统发射端第 $t$ 根天线传输的信息帧,且 $X^{(t)}$ 呈时延-多普勒域的二维结构。沿着信息帧的多普勒域对其分块,那么每个块都有 $l_{\max}$ (最大信道时延抽头数)长度的零符号,生成的包含信息帧的时域发射信号和时域接收信号分别为:

$$[0072] \quad \mathbf{s}^{(t)} = \text{vec}(\mathbf{X}^{(t)} \cdot \mathbf{F}_N^H) \in \mathbb{C}^{NM \times 1}$$

$$[0073] \quad \mathbf{r}^{(r)} = \text{vec}(\mathbf{Y}^{(r)} \cdot \mathbf{F}_N^H) \in \mathbb{C}^{NM \times 1}$$

[0074] 式中,  $\mathbf{s}^{(t)}$  和  $\mathbf{r}^{(r)}$  分别为第  $t$  根发射天线的时域发射信号向量和第  $r$  根接收天线的时域接收信号向量,  $\text{vec}(\cdot)$  为向量化操作,  $Y^{(r)}$  为接收端第  $r$  根天线接收到的信息帧,  $\mathbf{F}_N^H$  为傅里叶变换矩阵。

[0075] S2、将每对接收端天线和发射端天线之间的时延-多普勒域信道转换为离散化的时延-时域信道,并基于所述离散化的时延-时域信道和所述时域发射信号,生成OTFS系统在时域的输入输出关系向量;

[0076] 具体的,每对接收端天线和发射端天线之间的时延-多普勒域信道  $h^{(r,t)}(\tau, \nu)$  为独立衰落分布,其中  $r \in 1, \dots, n_R$  为接收端天线数量,  $t \in 1, \dots, n_T$  为发射端天线数量,  $\tau$  为时延参数,  $\nu$  为多普勒参数,时延-多普勒域信道采用冲激响应模型,将每对接收端天线和发射端天线之间的时延-多普勒域信道转换为离散化的时延-时域信道,在一具体实施例中,先将每对接收端天线和发射端天线之间的时延-多普勒域信道进行傅里叶逆变换,以使时延-多普勒域信道转换为时延-时域信道,即:

$$[0077] \quad g^{(r,t)}(\tau, \theta) = \int_{\nu} h^{(r,t)}(\tau, \nu) e^{j2\pi\nu(\theta-\tau)} d\nu$$

[0078] 式中,  $g^{(r,t)}(\tau, \theta)$  为时延-时域信道;

[0079] 再对时延-时域信道的时延域和时域各以时延间隔和时间间隔进行采样,得到离散化的时延-时域信道;

[0080] 具体的,先对时延偏移和多普勒偏移进行归一化处理,包括:归一化时延偏移  $l_i^{(r,t)} = \tau_i^{(r,t)} M \Delta f$ , 归一化多普勒偏移  $k_i^{(r,t)} = \nu_i^{(r,t)} N T$ ,  $M$  对应为离散化后的时延网格数,  $N$  对应于多普勒域离散化后的网格数,  $\tau_i^{(r,t)}$  和  $\nu_i^{(r,t)}$  分别表示一对接收端天线和发射端天线  $(r, t)$  的时延偏移和多普勒偏移;再对  $g^{(r,t)}(\tau, \theta)$  的时延域以时延间隔  $\tau = \frac{l}{M \Delta f}$  采样,

时域以时间间隔  $\theta = \frac{q}{M \Delta f}$  采样,得到离散化的时延-时域信道  $\bar{g}^{(r,t)}(l, q)$ :

$$[0081] \quad \bar{g}^{(r,t)}[l, q] = \sum_{i=1}^{P^{(r,t)}} g_i^{(r,t)} z^{(q-l)k_i^{(r,t)}} \text{sinc}(l - l_i^{(r,t)})$$

[0082] 其中,  $\text{sinc}(x) = \sin(\pi x) / (\pi x)$ ,  $z = e^{\frac{j2\pi}{MN}}$ ,  $P^{(r,t)}$  表示一对接收端天线和发射端天线之间信道的路径数,  $l, q \in \mathbb{Z}$  分别对应为离散化后的时延网格系数和时域的网格系数。

[0083] 在一具体实施例中,基于所述离散化的时延-时域信道和所述时域发射信号,生成OTFS系统在时域的输入输出关系向量,包括:

[0084] 基于所述离散化的时延-时域信道和所述时域发射信号,生成如下式所示的OTFS系统在时域的输入输出关系表达式:

$$[0085] \quad \mathbf{r}^{(r)}[q] = \sum_{t=1}^{n_T} \sum_{l \in \mathcal{L}^{(r,t)}} \bar{g}^{(r,t)}[l, q] \mathbf{s}^{(t)}[q-l] + \mathbf{w}^{(r)}[q]$$

[0086] 式中,  $\mathbf{r}^{(r)}$  为第  $r$  根接收端天线的时域接收信号向量,  $r \in 1, \dots, n_R$  为接收端天线数量,  $\mathbf{s}^{(t)}$  为第  $t$  根发射端天线的时域发射信号向量,  $t \in 1, \dots, n_T$  为发射端天线数量;  $\bar{g}^{(r,t)}(l, q)$  为离散化的时延-时域信道, 其中  $l, q \in \mathbb{Z}$  分别对应为离散化后的时延网格系数和时域的网格系数,  $\mathbf{w}^{(r)}$  表示方差为  $\sigma_w^2$  的加性高斯白噪声,  $\mathcal{L}^{(r,t)}$  表示所有接收端天线和发射端天线  $(r, t)$  之间的路径集合;

[0087] 在OTFS系统的接收端去掉时域信道矩阵中的零符号, 根据去掉零符号的时域信道矩阵中数值与离散化的时延-时域信道中数值之间的对应关系, 将OTFS系统在时域的输入输出关系表达式向量化, 得到OTFS系统在时域的输入输出关系向量; 其中, OTFS系统在时域的输入输出关系向量如下式:

$$[0088] \quad \mathbf{r}^{(r)} = \sum_{t=1}^{n_T} \mathbf{G}^{(r,t)} \mathbf{s}^{(t)} + \mathbf{w}^{(r)}$$

[0089] 式中,  $\mathbf{G}^{(r,t)} \in \mathbb{C}^{NM \times NM}$  为每对发送端天线和接收端天线之间的时域信道矩阵。

[0090] 在一具体实施例中, 去掉零符号的时域信道矩阵中数值与离散化的时延-时域信道中数值之间的对应关系如下式:

$$[0091] \quad \mathbf{G}^{(r,t)}[m + nM, m + nM - l] = \bar{g}^{(r,t)}[l, m + n(M + L_{ZP})], m \geq l$$

$$[0092] \quad G^{(r,t)}[m+nM, m+nM-1] = 0, m < l$$

[0093] 式中,  $m = 0, 1, \dots, M-1, n = 0, 1, \dots, N-1, L_{ZP} = l_{\max}, L_{ZP}$  表示零符号 ZP 的长度,  $l_{\max}$  为最大信道时延抽头数。

[0094] 零符号的使用使得时域信道矩阵  $\mathbf{G}^{(r,t)}$  具有非常稀疏的结构, 其由  $N$  个  $M \times M$  维的子矩阵组成, 且子矩阵呈对角线排列, 有利于后续对输入输出关系进行降维化简。

[0095] S3、分别在MIMO分集和MIMO复用场景下, 根据每对接收端天线和发射端天线之间时域信道矩阵的特性, 对所述输入输出关系向量进行降维, 得到以子矩阵为单位表示的降维结果, 并以MMSE准则对所述降维结果进行均衡, 得到发射端发送的信息帧;

[0096] 具体的, 对于MIMO场景, 不考虑噪声时, 时域的矢量输入输出关系表示为:

$$[0097] \quad \begin{bmatrix} \mathbf{r}^{(1)} \\ \mathbf{r}^{(2)} \\ \vdots \\ \mathbf{r}^{(n_R)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}^{(1,1)} & \mathbf{G}^{(1,2)} & \dots & \mathbf{G}^{(1,n_T)} \\ \mathbf{G}^{(2,1)} & \mathbf{G}^{(2,2)} & \dots & \mathbf{G}^{(2,n_T)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{G}^{(n_R,1)} & \mathbf{G}^{(n_R,2)} & \dots & \mathbf{G}^{(n_R,n_T)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{s}^{(1)} \\ \mathbf{s}^{(2)} \\ \vdots \\ \mathbf{s}^{(n_T)} \end{bmatrix}$$

[0098] 其中, 左边矩阵定义为接收端输入信号矩阵  $\mathbf{r}_{MIMO} \in \mathbb{C}^{NMn_R \times 1}$ , 中间矩阵为时域信道矩阵  $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{NMn_R \times NMn_T}$ , 右边矩阵定义为发射端输入信号矩阵  $\mathbf{s}_{MIMO} \in \mathbb{C}^{NMn_T \times 1}$ , 当  $n_R = n_T = 2$  时, 即接收端天线和发送端天线数量均为2时, 信道矩阵的结构如图2所示。

[0099] 在一具体实施例中, 分别在MIMO分集和MIMO复用场景下, 通过每对接收端天线和发射端天线之间时域信道矩阵的特性, 对所述输入输出关系向量进行降维, 得到以子矩阵为单位表示的降维结果, 包括:

[0100] 在MIMO分集场景下, 根据每条发射端天线所传输的相同信息, 将接收端天线和发射端天线之间的时域发射信号进行合并, 得到第一次降维后的输入输出关系向量;

[0101] 通过等增益合并接收端天线和发射端天线之间的时域信道矩阵,得到第二次降维后的输入输出关系向量;

[0102] 根据时域信道矩阵的结构特性,对第二次降维后的输入输出关系向量进行降维,得到以子矩阵为单位表示的降维结果;

[0103] 在MIMO复用场景中,通过每对接收端天线和发射端天线之间时域信道矩阵的特性,使用分块并行计算原理,对输入输出关系向量进行降维,得到以子矩阵为单位表示的降维结果。

[0104] 具体的,在MIMO分集场景下,需对输入输出关系向量进行三次降维化简,才能得到最终以子矩阵为单位表示的降维结果。由于MIMO分集场景中每根发射端天线传输相同的信息,那么有 $s^{(t)}=s$ ,合并接收端天线和发射端天线之间的时域发射信号,对OTFS系统在时域中的输入输出关系向量进行第一次降维,得到:

$$[0105] \quad \mathbf{r}^{(r)} = (\mathbf{G}^{(r,1)} + \mathbf{G}^{(r,2)} + \dots + \mathbf{G}^{(r,n_T)})\mathbf{s} + \mathbf{w}^{(r)}$$

[0106] 再使用等增益合并(Equal gain combining,EGC)接收端天线和发射端天线之间的时域信道矩阵,并定义矩阵:

$$[0107] \quad \mathbf{G}^{(r)} = \mathbf{G}^{(r,1)} + \mathbf{G}^{(r,2)} + \dots + \mathbf{G}^{(r,n_T)}$$

[0108] 那么矩阵 $\mathbf{G}^{(r)} \in \mathbb{C}^{NM \times NM}$ 由 $n_T$ 个接收端天线和发射端天线之间的矩阵 $\mathbf{G}^{(r,t)}$ 等增益合并得到,那么合并接收端天线和发射端天线之间的时域信道矩阵,对经过第一次降维的OTFS系统在时域中的输入输出关系向量进行第二次降维,得到:

$$[0109] \quad \mathbf{r}^{(r)} = \mathbf{G}^{(r)}\mathbf{s} + \mathbf{w}^{(r)}$$

[0110] 对于 $r=1, \dots, N_R$ ,由于等增益合并后的矩阵 $\mathbf{G}^{(r)}$ 具有和每对收发天线之间的时域信道矩阵 $\mathbf{G}^{(r,t)}$ 相同的结构特性,也就是说,每对接收端天线和发射端天线之间的时域信道矩阵 $\mathbf{G}^{(r,t)}$ 结构是相同的,因此,每个时域信道矩阵 $\mathbf{G}^{(r)}$ 都含有 $N$ 个呈对角线排列的子矩阵 $\mathbf{G}_n^{(r,t)}$ , $n=1, \dots, N$ ,那么根据时域信道矩阵的结构特性,对第二次降维后的输入输出关系向量中的时域信道矩阵进行降维,得到:

$$[0111] \quad \mathbf{r}_n^{(r)} = \mathbf{G}_n^{(r)}\mathbf{s}_n + \mathbf{w}_n^{(r)}$$

[0112] 该降维结果以子矩阵 $\mathbf{G}_n^{(r)}$ 为单位表示,对OTFS系统在时域中的输入输出关系向量降维后通过子矩阵来表示,得到的降维后的信道矩阵计算复杂度降低的同时,还利用了分集增益。

[0113] 在MIMO复用场景下,即每根发射端天线传输不同的信息,由于 $\mathbf{G}^{(r,t)}$ 由 $N$ 个子矩阵 $\mathbf{G}_n^{(r)}$ 组成,可以使用分块并行计算原理,通过对输入输出关系向量中的时域信道矩阵进行降维,用子矩阵表示时域接收信号向量、时域信道矩阵和时域发射信号向量来降低维度,忽略噪声,有:

$$[0114] \quad \begin{bmatrix} \mathbf{r}_n^{(1)} \\ \mathbf{r}_n^{(2)} \\ \vdots \\ \mathbf{r}_n^{(n_R)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_n^{(1,1)} & \mathbf{G}_n^{(1,2)} & \cdots & \mathbf{G}_n^{(1,n_T)} \\ \mathbf{G}_n^{(2,1)} & \mathbf{G}_n^{(2,2)} & \cdots & \mathbf{G}_n^{(2,n_T)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{G}_n^{(n_R,1)} & \mathbf{G}_n^{(n_R,2)} & \cdots & \mathbf{G}_n^{(n_R,n_T)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{s}_n^{(1)} \\ \mathbf{s}_n^{(2)} \\ \vdots \\ \mathbf{s}_n^{(n_T)} \end{bmatrix}$$

[0115] 将左边的时域接收信号向量定义为 $\mathbf{r}_n$ ,中间的时域信号矩阵定义为 $\mathbf{g}_n$ ,右边的时域发射信号向量定义为 $\mathbf{s}_n$ ,考虑噪声的矢量输入输出向量表示为:

$$[0116] \quad \mathbf{r}_n = \mathbf{G}_n \mathbf{s}_n + \mathbf{w}_n$$

[0117] 使用降维后的接收向量 $\mathbf{r}_n$ 、信道矩阵 $\mathbf{G}_n$ 可降低矩阵求逆计算复杂度。

[0118] 在一具体实施例中,分别在MIMO分集和MIMO复用场景下,以MMSE准则对所述降维结果进行均衡,得到发射端发送的信息帧,包括:

[0119] 分别在MIMO分集和MIMO复用场景下,根据子矩阵表示的降维结果获取时域发射信号对应的均衡矩阵,并基于MMSE准则,根据所述均衡矩阵获取均衡后的时域发射向量;

[0120] 将在MIMO分集场景下获取的均衡后的时域发射向量转换为时延-多普勒域发射向量,并从所述时延-多普勒域发射向量中获取发射端发送的信息帧;

[0121] 将MIMO复用场景下获取的均衡后的时域发射向量根据发射端天线进行划分,将各发射端天线的均衡后的时域发射向量转换为时延-多普勒域发射向量,并从所述时延-多普勒域发射向量中获取发射端发送的信息帧。

[0122] 具体的,在MIMO分集场景下,根据子矩阵表示的降维结果获取时域发射信号对应的均衡矩阵,令 $\mathbf{W}_{\text{mmse}}$ 表示发射信号向量的均衡矩阵,对于子矩阵表示的时域输入输出向量,定义:

$$[0123] \quad \mathbf{W}_{\text{mmse}} = \mathbf{G}_n^{(r)H} \mathbf{G}_n^{(r)} \sigma_w^2 \mathbf{I}_M$$

[0124] 其中, $\mathbf{I}_M$ 为 $M \times M$ 维的单位矩阵, $(\cdot)^H$ 为矩阵共轭转置操作。

[0125] 在MIMO复用场景下,根据子矩阵表示的降维结果获取时域发射信号对应的均衡矩阵,令 $\mathbf{W}_{\text{mmse}}$ 表示发射信号向量的均衡矩阵,对于子矩阵表示的时域输入输出向量,定义:

$$[0126] \quad \mathbf{W}_{\text{mmse}} = \mathbf{G}_n^{(r)H} \mathbf{G}_n^{(r)} \sigma_w^2 \mathbf{I}_{n_T M}$$

[0127] 其中, $\mathbf{I}_{n_T M}$ 为 $n_T M \times n_T M$ 维的单位矩阵。

[0128] 在MIMO分集场景中,基于MMSE准则,根据均衡矩阵获取均衡后的时域发射向量,而时域发射信号向量 $\hat{\mathbf{s}}$ 可基于 $\mathbf{W}_{\text{mmse}}$ 获得:

$$[0129] \quad \hat{\mathbf{s}} = \mathbf{W}_{\text{mmse}}^{-1} \mathbf{G}_n^{(r)H} \mathbf{r}_n^{(r)}$$

[0130] 综上,用于MIMO分集场景的时域均衡算法可以表述为:

[0131] a) 对于接收端天线 $r=1, \dots, n_R$ ,生成 $\mathbf{G}^{(r)}$ ,

$$[0132] \quad \mathbf{G}^{(r)} = \mathbf{G}^{(r,1)} + \mathbf{G}^{(r,2)} + \cdots + \mathbf{G}^{(r,n_T)}$$

[0133] b) 对于第 $n$ 个子矩阵, $n=0, \dots, N-1$ ,基于 $\mathbf{G}^{(r)}$ 生成 $\mathbf{G}_n^{(r)}$ ,

[0134] c) 基于 $\mathbf{r}^{(r)}$ 生成 $\mathbf{r}_n^{(r)}$ ,

[0135] d) 生成 $\mathbf{W}_{\text{mmse}}$ ,  $\mathbf{W}_{\text{mmse}} = \mathbf{G}_n^{(r)H} \mathbf{G}_n^{(r)} \sigma_w^2 \mathbf{I}_M$ ,

[0136] e)  $\hat{\mathbf{s}}_n = \mathbf{W}_{\text{mmse}}^{-1} \mathbf{G}_n^{(r)H} \mathbf{r}_n^{(r)}$ ,

[0137] f) 结束循环n,

[0138] g) 结束循环r,

[0139] h) 整理均衡结果,  $\hat{\mathbf{s}}_n = [\hat{\mathbf{s}}_0, \hat{\mathbf{s}}_1, \dots, \hat{\mathbf{s}}_{N-1}]$ 。

[0140] 在MIMO复用场景中,基于MMSE准则,根据均衡矩阵获取均衡后的时域发射向量,而时域发射信号向量 $\hat{\mathbf{s}}$ 可基于 $\mathbf{W}_{\text{mmse}}$ 获得:

[0141]  $\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{W}_{\text{mmse}}^{-1} \mathbf{G}_n^{(r)H} \mathbf{r}_n^{(r)}$

[0142] 综上,用于MIMO复用场景的时域均衡算法可以表述为:

[0143] a) 对于第n个子矩阵,  $n=0, \dots, N-1$ , 生成 $\mathbf{G}_n$ ,

[0144] b) 生成 $\mathbf{r}_n$ ,

[0145] c) 生成 $\mathbf{W}_{\text{mmse}}$ ,  $\mathbf{W}_{\text{mmse}} = \mathbf{G}_n^H \mathbf{G}_n \sigma_w^2 \mathbf{I}_{n_T M}$ ,

[0146] d)  $\hat{\mathbf{s}}_n = \mathbf{W}_{\text{mmse}}^{-1} \mathbf{G}_n^H \mathbf{r}_n$ ,

[0147] e) 结束循环n, 整理均衡结果,  $\hat{\mathbf{s}} = [\hat{\mathbf{s}}_0, \hat{\mathbf{s}}_1, \dots, \hat{\mathbf{s}}_{N-1}]$ 。

[0148] 在MIMO分集场景下,在使用时域稀疏块LMMSE均衡算法后,将(h)中得到的结果再变换回时延-多普勒域,得到均衡后原始发射端天线传输的信息,即发射端发送的信息帧。

[0149] 将经典MMSE均衡算法和单抽头均衡算法作为对比算法,在MIMO分集场景下,MIMO分集场景中误比特率随信噪比变化如图3所示,包括本申请的均衡算法和对比均衡算法在用户端移动速度为500km/h时误比特率随信噪比的变化,可以看出本申请的均衡算法利用了MIMO分集增益,使得误比特率相较于对比均衡算法有2dB的提升。MIMO分集场景中在不同速度下误比特率随信噪比变化如图4所示,包括用户端移动速度为120km/h时各算法的误比特率随信噪比的变化,可以看出所提均衡算法和经典MMSE算法在相对静止和快速时变的信道都具有鲁棒性,而单抽头算法在快速时变信道下会出现平层。同时随着用户端速度的增加,本申请的均衡算法和经典MMSE算法相较于低速状态下BER都有所提升,这得益于多普勒分集の利用。

[0150] 在MIMO复用场景下,在使用时域稀疏块LMMSE均衡算法后,先将每一个均衡结果 $\hat{\mathbf{s}}_n$ 按发射端天线分成 $n_T$ 个 $\hat{\mathbf{s}}_n^{(t)}$ ,然后将均衡得到的各发射端天线发射向量 $\hat{\mathbf{s}}_n^{(t)}$ 变换回时延-多普勒域,得到均衡后原始发射端天线传输的信息,即发射端发送的信息帧。

[0151] 在MIMO复用场景下,由于此时没有利用MIMO的空间分集增益,本申请的均衡算法和经典的LMMSE均衡算法的BER精度相同,因此在图5中本申请的均衡算法和经典的LMMSE均衡算法BER曲线有所重合。接下来对两种算法进行复杂度分析,MIMO复用场景中误比特率随信噪比变化如图5所示,对于 $n_R \times n_T$ 的MIMO-OTFS系统,在MIMO分集场景下,使用本申请的均衡算法复杂度为 $\mathcal{O}(NM^3)$ ,在MIMO复用场景下,使用本申请的均衡算法复杂度为 $\mathcal{O}(N(Mn_T)^3)$ ,而使用经典的MMSE算法则需要 $\mathcal{O}((NMn_T n_R)^3)$ 的复杂度,可见,本申请提

出的两种算法复杂度均比经典MMSE算法低。

[0152] 本申请实施例中为使在MIMO-OTFS场景中,信道矩阵的直接求逆的计算复杂度得到降低,并利用时域信道矩阵中的稀疏对角块结构来提升信道均衡中的计算效率,提供了一种用于OTFS-MIMO分集复用的时域稀疏块LMMSE信道均衡方法,在MIMO-OTFS场景下,对OTFS系统发送的信息帧中填充零符号;并将信道矩阵变换到时域;利用时域信道矩阵的稀疏对角块特性,分别在MIMO分集和MIMO复用场景下,将OTFS系统在时域的输入输出关系向量降维至以子矩阵为单位表示;最后分别基于MIMO分集和MIMO复用场景降维后的时域输入输出向量,以MMSE准则进行均衡,得到OTFS系统发送的信息帧。本申请在相对静止和快速时变的信道都具有鲁棒性,并降低算法计算的复杂度,且能够利用MIMO分集场景下的分集增益,使得在误比特率达到 $10^{-5}$ 时,相较于经典的MMSE算法能提升2dB增益,表现出更好的性能。

[0153] 需要说明的是,虽然上述流程图中的各个步骤按照箭头的指示依次显示,但是这些步骤并不是必然按照箭头指示的顺序依次执行。除非本文中有明确的说明,这些步骤的执行并没有严格的顺序限制,这些步骤可以以其它的顺序执行。

[0154] 在另一实施例中,如图6所示,本发明第二方面提供一种用于OTFS-MIMO分集复用的时域稀疏块LMMSE信道均衡系统,包括:

[0155] 信号生成模块10,用于在OTFS系统中的发射端和接收端分别配置若干根天线,并在发射端天线发送的信息帧中填充零符号,生成包含信息帧的时域发射信号;

[0156] 关系向量化模块20,用于将每对接收端天线和发射端天线之间的时延-多普勒域信道转换为离散化的时延-时域信道,并基于所述离散化的时延-时域信道和所述时域发射信号,生成OTFS系统在时域的输入输出关系向量;

[0157] 降维均衡模块30,用于分别在MIMO分集和MIMO复用场景下,根据每对接收端天线和发射端天线之间时域信道矩阵的特性对所述输入输出关系向量进行降维,得到以子矩阵为单位表示的降维结果,并以MMSE准则对所述降维结果进行均衡,得到发射端发送的信息帧。

[0158] 在一具体实施例中,关系向量化模块20的结构如图7所示,包括信道转换模块201和向量生成模块202;其中,

[0159] 信道转换模块201,用于将每对接收端天线和发射端天线之间的时延-多普勒域信道进行傅里叶逆变换,以使所述时延-多普勒域信道转换为时延-时域信道;对所述时延-时域信道的时延域和时域各以时延间隔和时间间隔进行采样,得到离散化的时延-时域信道;

[0160] 具体的,时延-多普勒域信道经傅里叶逆变换后,转换为如下式所示的时延-时域信道:

$$[0161] \quad g^{(r,t)}(\tau, \theta) = \int_{\nu} h^{(r,t)}(\tau, \nu) e^{j2\pi\nu(\theta-\tau)} d\nu$$

[0162] 式中, $g^{(r,t)}(\tau, \theta)$ 为时延-时域信道;

[0163] 先对时延-时域信道的时延偏移和多普勒偏移进行归一化处理,包括:令归一化时延偏移 $l_i^{(r,t)} = \tau_i^{(r,t)} M \Delta f$ ,归一化多普勒偏移 $k_i^{(r,t)} = \nu_i^{(r,t)} NT$ ,M对应为离散化后的时

延网格数,  $N$  对应于多普勒域离散化后的网格数,  $\tau_i^{(r,t)}$  和  $\nu_i^{(r,t)}$  分别表示一对接收端天线和发射端天线  $(r, t)$  的时延偏移和多普勒偏移; 再对时延-时域信道的时延域以时延间隔  $\tau = \frac{l}{M\Delta f}$  采样, 时域以时间间隔  $\theta = \frac{q}{M\Delta f}$  采样, 得到离散化的时延-时域信道  $\bar{g}^{(r,t)}(l, q)$ :

$$[0164] \quad \bar{g}^{(r,t)}[l, q] = \sum_{i=1}^{P^{(r,t)}} g_i^{(r,t)} z^{(q-l)k_i^{(r,t)}} \text{sinc}(l - l_i^{(r,t)})$$

[0165] 其中,  $\text{sinc}(x) = \sin(\pi x) / (\pi x)$ ,  $z = e^{\frac{j2\pi}{MN} P^{(r,t)}}$  表示一对接收端天线和发射端天线之间信道的路径数,  $l, q \in \mathbb{Z}$  分别对应为离散化后的时延网格系数和时域的网格系数。

[0166] 向量生成模块 202, 用于基于所述离散化的时延-时域信道和所述时域发射信号, 生成 OTFS 系统在时域的输入输出关系表达式; 在 OTFS 系统的接收端去掉时域信道矩阵中的零符号, 根据去掉零符号的时域信道矩阵中数值与离散化的时延-时域信道中数值之间的对应关系, 将 OTFS 系统在时域的输入输出关系表达式向量化, 得到 OTFS 系统在时域的输入输出关系向量; 其中, OTFS 系统在时域的输入输出关系表达式如下式:

$$[0167] \quad \mathbf{r}^{(r)}[q] = \sum_{t=1}^{n_T} \sum_{l \in \mathcal{L}^{(r,t)}} \bar{g}^{(r,t)}[l, q] \mathbf{s}^{(t)}[q - l] + \mathbf{w}^{(r)}[q]$$

[0168] 式中,  $\mathbf{r}^{(r)}$  为第  $r$  根接收端天线的时域接收信号向量,  $r \in 1, \dots, n_R$  为接收端天线数量,  $\mathbf{s}^{(t)}$  为第  $t$  根发射端天线的时域发射信号向量,  $t \in 1, \dots, n_T$  为发射端天线数量;  $\bar{g}^{(r,t)}(l, q)$  为离散化的时延-时域信道, 其中  $l, q \in \mathbb{Z}$  分别对应为离散化后的时延网格系数和时域的网格系数,  $\mathbf{w}^{(r)}$  表示方差为  $\sigma_w^2$  的加性高斯白噪声,  $\mathcal{L}^{(r,t)}$  表示所有接收端天线和发射端天线  $(r, t)$  之间的路径集合;

[0169] OTFS 系统在时域的输入输出关系向量如下式:

$$[0170] \quad \mathbf{r}^{(r)} = \sum_{t=1}^{n_T} \mathbf{G}^{(r,t)} \mathbf{s}^{(t)} + \mathbf{w}^{(r)}$$

[0171] 式中,  $\mathbf{G}^{(r,t)} \in \mathbb{C}^{NM \times NM}$  为每对发送端天线和接收端天线之间的时域信道矩阵。而去掉零符号的时域信道矩阵中数值与离散化的时延-时域信道中数值之间的对应关系如下式:

$$[0172] \quad \mathbf{G}^{(r,t)}[m + nM, m + nM - l] = \bar{g}^{(r,t)}[l, m + n(M + L_{ZP})], m \geq l$$

$$[0173] \quad \mathbf{G}^{(r,t)}[m + nM, m + nM - l] = 0, m < l$$

[0174] 式中,  $m = 0, 1, \dots, M-1, n = 0, 1, \dots, N-1, L_{ZP} = 1_{\max}$ ,  $L_{ZP}$  表示零符号 ZP 的长度,  $1_{\max}$  为最大信道时延抽头数。

[0175] 零符号的使用使得时域信道  $\mathbf{G}^{(r,t)}$  具有非常稀疏的结构, 其由  $N$  个  $M \times M$  维的子矩阵

组成,且子矩阵呈对角线排列,有利于后续对输入输出关系进行降维。

[0176] 在一具体实施例中,降维均衡模块30的结构如图8所示,包括分集降维模块301和复用降维模块302;其中,

[0177] 分集降维模块301,用于在MIMO分集场景下,根据每条发射端天线所传输的相同信息,将接收端天线和发射端天线之间的时域发射信号进行合并,得到第一次降维后的输入输出关系向量;通过等增益合并接收端天线和发射端天线之间的时域信道矩阵,得到第二次降维后的输入输出关系向量;根据时域信道矩阵的结构特性,对第二次降维后的输入输出关系向量进行降维,得到以子矩阵为单位表示的降维结果;

[0178] 具体的,在MIMO分集场景下,需对输入输出关系向量进行三次降维,才能得到最终以子矩阵为单位表示的降维结果。由于MIMO分集场景中每根发射端天线传输相同的信息,那么有 $s^{(t)} = s$ ,合并接收端天线和发射端天线之间的时域发射信号,对OTFS系统在时域中的输入输出关系向量进行第一次降维,得到:

$$[0179] \quad \mathbf{r}^{(r)} = (\mathbf{G}^{(r,1)} + \mathbf{G}^{(r,2)} + \dots + \mathbf{G}^{(r,n_T)})\mathbf{s} + \mathbf{w}^{(r)}$$

[0180] 再使用等增益合并(Equal gain combining,EGC)接收端天线和发射端天线之间的时域信道矩阵,并定义矩阵:

$$[0181] \quad \mathbf{G}^{(r)} = \mathbf{G}^{(r,1)} + \mathbf{G}^{(r,2)} + \dots + \mathbf{G}^{(r,n_T)}$$

[0182] 那么矩阵 $\mathbf{G}^{(r)} \in \mathbb{C}^{NM \times NM}$ 由 $n_T$ 个接收端天线和发射端天线之间的矩阵 $G^{(r,t)}$ 等增益合并得到,那么合并接收端天线和发射端天线之间的时域信道矩阵,对经过第一次降维的OTFS系统在时域中的输入输出关系向量进行第二次降维,得到:

$$[0183] \quad \mathbf{r}^{(r)} = \mathbf{G}^{(r)}\mathbf{s} + \mathbf{w}^{(r)}$$

[0184] 对于 $r=1, \dots, N_R$ ,由于等增益合并后的矩阵 $G^{(r)}$ 具有和每对收发天线之间的时域信道矩阵 $G^{(r,t)}$ 相同的结构特性,也就是说,每对接收端天线和发射端天线之间的时域信道矩阵 $G^{(r,t)}$ 结构是相同的,因此,每个时域信道矩阵 $G^{(r)}$ 都含有 $N$ 个呈对角线排列的子矩阵 $\mathbf{G}_n^{(r,t)}$ , $n=1, \dots, N$ ,那么根据时域信道矩阵的结构特性,对第二次降维后的输入输出关系向量进行降维,得到:

$$[0185] \quad \mathbf{r}_n^{(r)} = \mathbf{G}_n^{(r)}\mathbf{s}_n + \mathbf{w}_n^{(r)}$$

[0186] 该降维结果以子矩阵 $\mathbf{G}_n^{(r)}$ 为单位表示,对OTFS系统在时域中的输入输出关系向量降维后通过子矩阵来表示,得到的降维后的信道矩阵计算复杂度降低的同时,还利用了分集增益。

[0187] 复用降维模块302,用于在MIMO复用场景下,根据每对接收端天线和发射端天线之间时域信道矩阵的特性,使用分块并行计算原理,对输入输出关系向量进行降维,得到以子矩阵为单位表示的降维结果。

[0188] 具体的,在MIMO复用场景下,即每根发射端天线传输不同的信息,由于 $G^{(r,t)}$ 由 $N$ 个子矩阵 $\mathbf{G}_n^{(r)}$ 组成,可以使用分块并行计算原理,通过对输入输出关系向量中的时域信道矩阵进行降维,用子矩阵表示时域接收信号向量、时域信道矩阵和时域发射信号向量来降低维度,忽略噪声,有:

$$[0189] \quad \begin{bmatrix} \mathbf{r}_n^{(1)} \\ \mathbf{r}_n^{(2)} \\ \vdots \\ \mathbf{r}_n^{(n_R)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_n^{(1,1)} & \mathbf{G}_n^{(1,2)} & \cdots & \mathbf{G}_n^{(1,n_T)} \\ \mathbf{G}_n^{(2,1)} & \mathbf{G}_n^{(2,2)} & \cdots & \mathbf{G}_n^{(2,n_T)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{G}_n^{(n_R,1)} & \mathbf{G}_n^{(n_R,2)} & \cdots & \mathbf{G}_n^{(n_R,n_T)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{s}_n^{(1)} \\ \mathbf{s}_n^{(2)} \\ \vdots \\ \mathbf{s}_n^{(n_T)} \end{bmatrix}$$

[0190] 将左边的时域接收信号向量定义为 $\mathbf{r}_n$ ，中间的时域信号矩阵定义为 $\mathbf{G}_n$ ，右边的时域发射信号向量定义为 $\mathbf{s}_n$ ，考虑噪声的矢量输入输出向量表示为：

$$[0191] \quad \mathbf{r}_n = \mathbf{G}_n \mathbf{s}_n + \mathbf{w}_n$$

[0192] MIMO复用场景下的降维结果均以子矩阵为单位表示，使用降维后的接收向量 $\mathbf{r}_n$ 、信道矩阵 $\mathbf{G}_n$ 可降低矩阵求逆计算复杂度。

[0193] 在一具体实施例中，降维均衡模块30还包括信号均衡模块303、分集获取模块304和复用获取模块305；其中

[0194] 信号均衡模块303，用于分别在MIMO分集和MIMO复用场景下，根据子矩阵表示的降维结果获取时域发射信号对应的均衡矩阵，并基于MMSE准则，根据所述均衡矩阵获取均衡后的时域发射向量；

[0195] 分集获取模块304，用于将在MIMO分集场景下获取的均衡后的时域发射向量转换为时延-多普勒域发射向量，并从所述时延-多普勒域发射向量中获取发射端发送的信息帧；

[0196] 复用获取模块305，用于将在MIMO复用场景下获取的均衡后的时域发射向量根据发射端天线进行划分，将各发射端天线的均衡后的时域发射向量转换为时延-多普勒域发射向量，并从所述时延-多普勒域发射向量中获取发射端发送的信息帧。

[0197] 具体的，在MIMO分集场景下，在使用时域稀疏块LMMSE均衡算法后，将均衡后的时域发射向量再变换回时延-多普勒域，得到均衡后原始发射端天线传输的信息，即发射端发送的信息帧，该过程利用了MIMO分集增益，使得误比特率相较于对比经典均衡算法的增益有明显的提升，且在相对静止和快速时变的信道都具有鲁棒性。在MIMO复用场景下，在使用时域稀疏块LMMSE均衡算法后，先将每一个均衡结果 $\hat{\mathbf{s}}_n$ 按发射端天线分成 $n_T$ 个 $\hat{\mathbf{s}}_n^{(t)}$ ，然后将均衡得到的各发射端天线发射向量 $\hat{\mathbf{s}}_n^{(t)}$ 变换回时延-多普勒域，得到均衡后原始发射端天线传输的信息，即发射端发送的信息帧，该过程虽没有MIMO的空间分集增益，但复杂度比经典MMSE算法低。

[0198] 需要说明的是，上述一种用于OTFS-MIMO分集复用的时域稀疏块LMMSE信道均衡系统中的各个模块可全部或部分通过软件、硬件及其组合来实现。上述各模块可以硬件形式内嵌于或独立于计算机设备中的处理器中，也可以以软件形式存储于计算机设备中的存储器中，以便于处理器调用执行以上各个模块对应的操作。关于一种用于OTFS-MIMO分集复用的时域稀疏块LMMSE信道均衡系统的具体限定参见上文中对于一种用于OTFS-MIMO分集复用的时域稀疏块LMMSE信道均衡方法的限定，二者具有相同的功能和作用，在此不再赘述。

[0199] 综上，本发明公开了一种用于OTFS-MIMO分集复用的时域稀疏块LMMSE信道均衡方法和系统，其中方法包括：在MIMO-OTFS场景下，对OTFS系统发送的信息帧中填充零符号；并将信道矩阵变换到时域；利用时域信道矩阵的稀疏对角块特性，分别在MIMO分集和MIMO复

用场景下,将OTFS系统在时域的输入输出关系向量降维至以子矩阵为单位表示;最后分别基于MIMO分集和MIMO复用场景降维后的时域输入输出向量,以MMSE准则进行均衡,得到OTFS系统发送的信息帧。本申请在相对静止和快速时变的信道都具有鲁棒性,并降低算法计算的复杂度,且能够利用MIMO分集场景下的分集增益,使得在误比特率达到 $10^{-5}$ 时,相较于经典的MMSE算法能提升2dB增益,表现出更好的性能。

[0200] 本说明书中的各个实施例均采用递进的方式描述,各个实施例直接相同或相似的部分互相参见即可,每个实施例重点说明的都是与其他实施例的不同之处。尤其,对于系统实施例而言,由于其基本相似于方法实施例,所以描述的比较简单,相关之处参见方法实施例的部分说明即可。需要说明的是,上述实施例的各技术特征可以进行任意的组合,为使描述简洁,未对上述实施例中的各个技术特征所有可能的组合都进行描述,然而,只要这些技术特征的组合不存在矛盾,都应当认为是本说明书记载的范围。

[0201] 以上所述实施例仅表达了本申请的几种优选实施方式,其描述较为具体和详细,但并不能因此而理解为对发明专利范围的限制。应当指出的是,对于本技术领域的普通技术人员来说,在不脱离本发明技术原理的前提下,还可以做出若干改进和替换,这些改进和替换也应视为本申请的保护范围。因此,本申请专利的保护范围应以所述权利要求的保护范围为准。

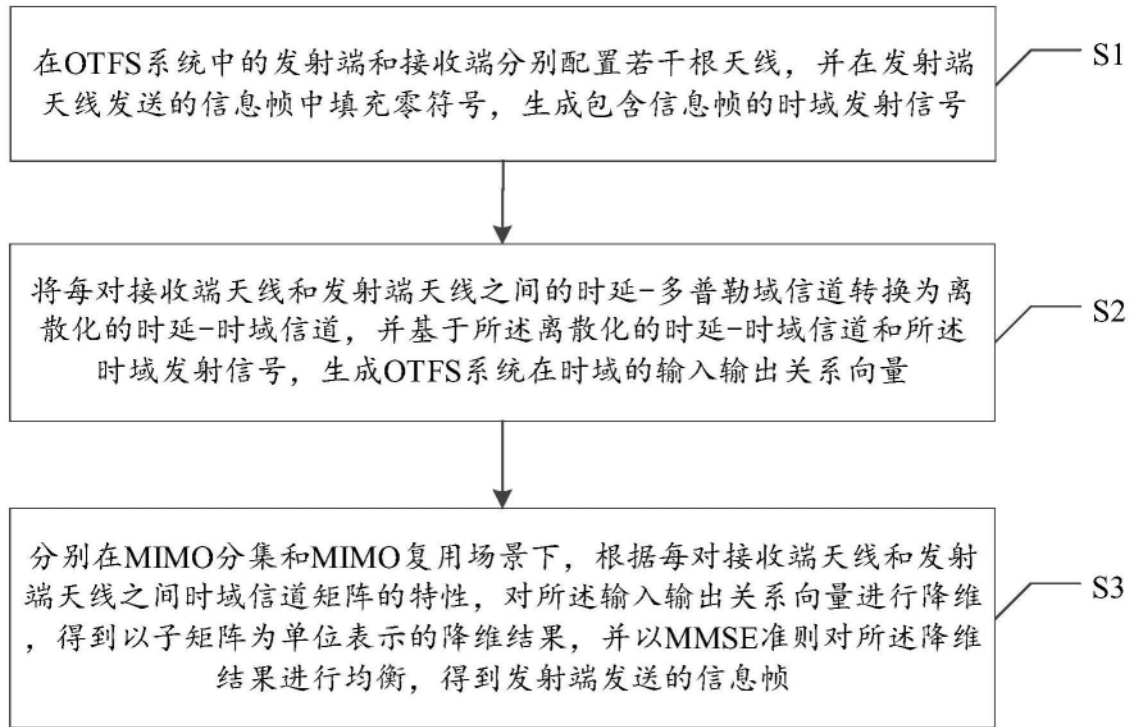


图1

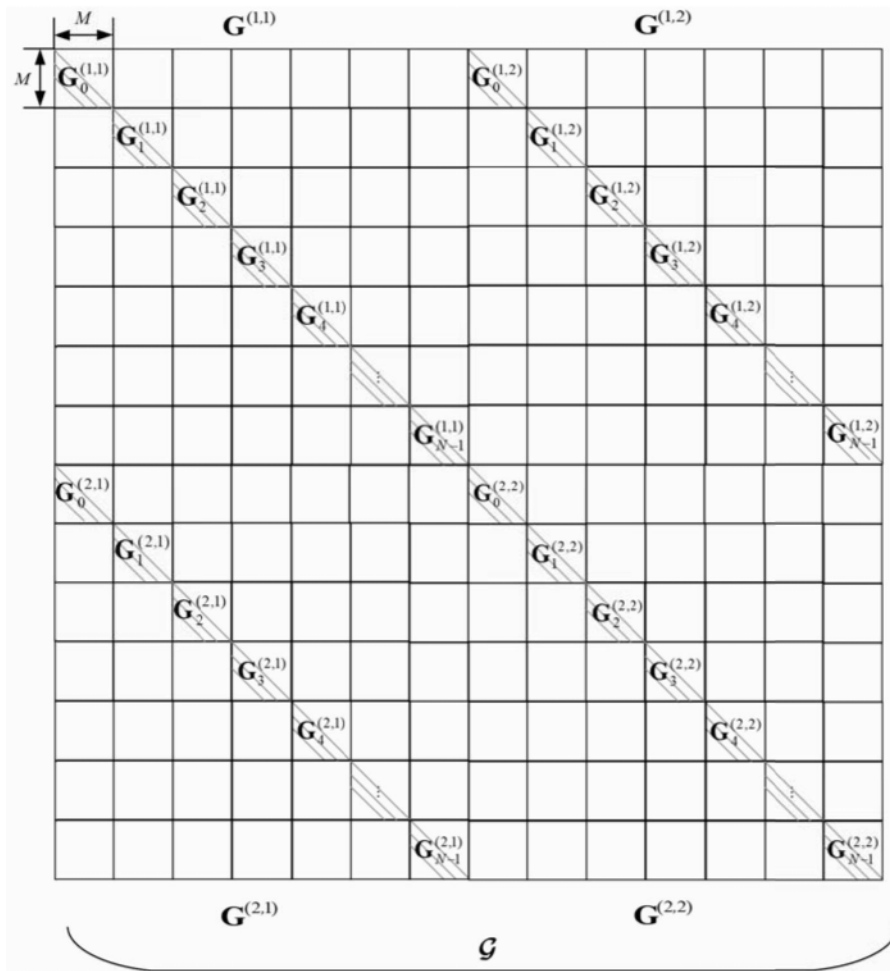


图2

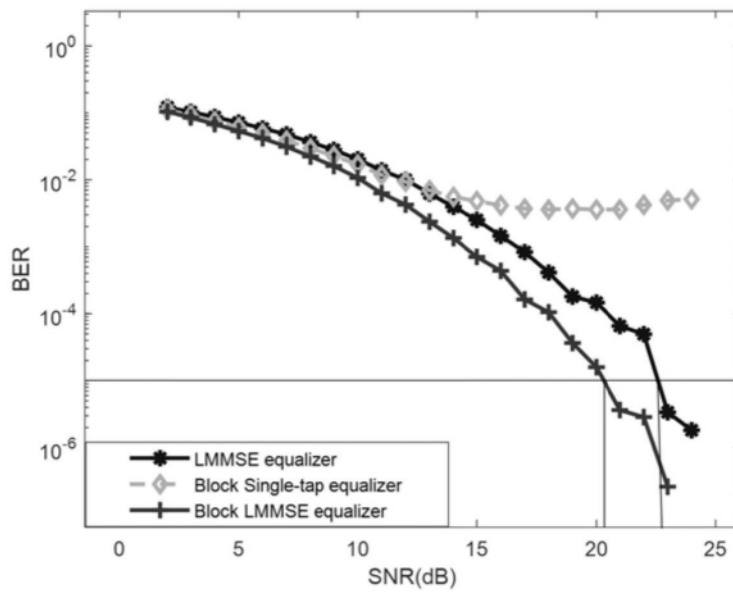


图3

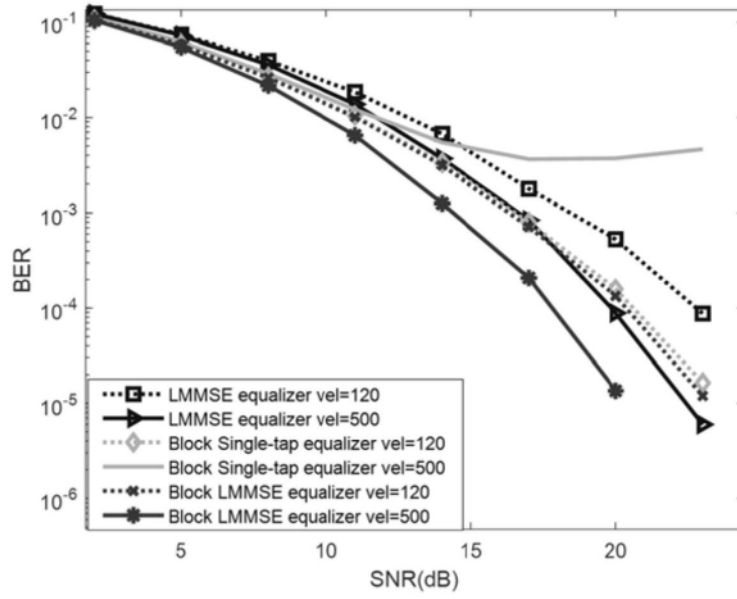


图4

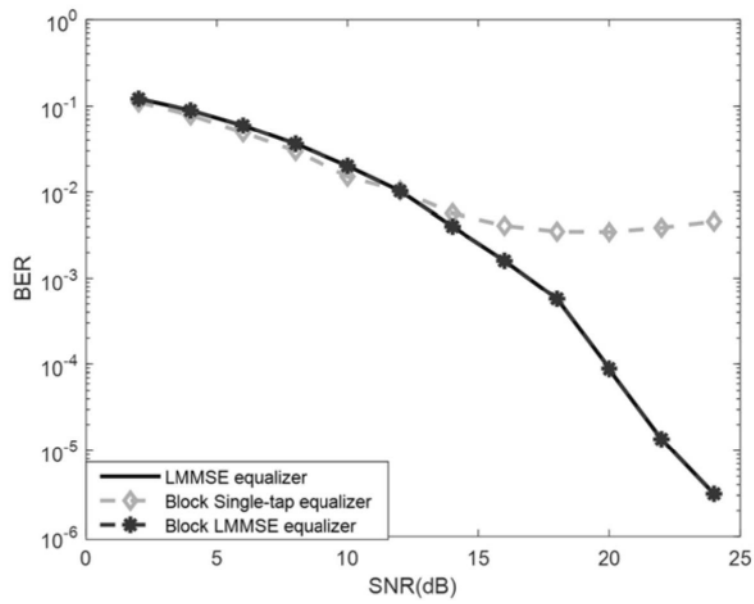


图5

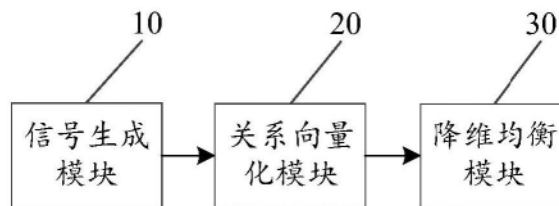


图6

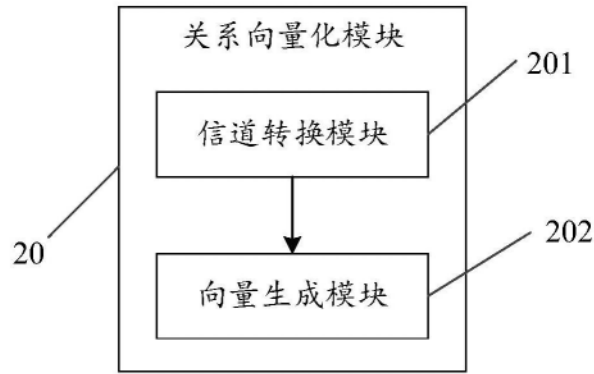


图7

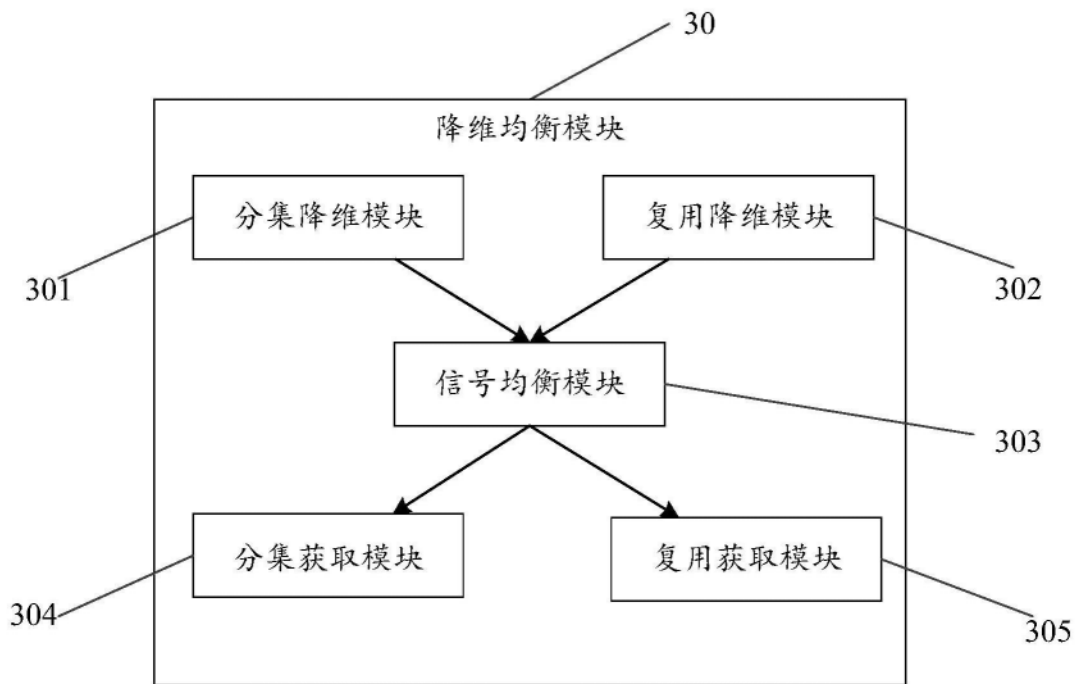


图8