



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 116260501 B

(45) 授权公告日 2023. 07. 14

(21) 申请号 202310539494.X

H04B 17/345 (2015.01)

(22) 申请日 2023.05.15

H04B 7/0456 (2017.01)

(65) 同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 116260501 A

(56) 对比文件

CN 113452642 A, 2021.09.28

CN 114641018 A, 2022.06.17

CN 115395993 A, 2022.11.25

CN 115549733 A, 2022.12.30

WO 2023013794 A1, 2023.02.09

(43) 申请公布日 2023.06.13

(73) 专利权人 清华大学

地址 100084 北京市海淀区双清路30号清

华大学清华园北京100084-82信箱

审查员 胡锐先

(72) 发明人 戴凌龙 张济达 张子健

(74) 专利代理机构 北京路浩知识产权代理有限公司

公司 11002

专利代理师 张金玲

(51) Int. Cl.

H04B 7/145 (2006.01)

H04B 17/391 (2015.01)

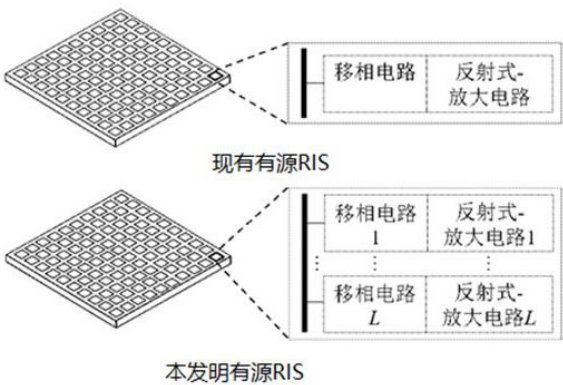
权利要求书4页 说明书17页 附图6页

(54) 发明名称

RIS及其辅助OFDM通信系统的预编码方法和装置

(57) 摘要

本发明提供一种RIS以及RIS辅助OFDM通信系统的预编码方法和装置,每个RIS单元包括多个调控组件,一个调控组件用于调控OFDM通信系统的一个子载波分组的子载波相位和幅度,克服了宽带场景中现有有源RIS不能同时匹配所有子载波而导致性能损失的问题。RIS辅助OFDM通信系统的预编码方法和装置,构建RIS辅助OFDM通信系统的信道;基于信道,以基站和RIS的预编码矩阵为变量构建最大化RIS辅助OFDM通信系统的和速率的优化问题;求解优化问题,得到最优的基站预编码矩阵和RIS预编码矩阵。本发明有效提高RIS在宽带场景中对不同频点子载波信道的调控能力,提升RIS辅助OFDM通信系统的数据传输速率。



1. 一种RIS,其特征在于,所述RIS由众多以阵列方式排布的RIS单元组成;

所述RIS单元包括多个由相移电路和反射式放大电路组成的调控组件;

其中,一个所述调控组件用于调控OFDM通信系统的一个子载波分组中子载波的相位和幅度;

所述OFDM通信系统的子载波分组,是对所述OFDM通信系统中所有子载波按中心频点从小到大的顺序进行排列,并基于排列序列将所有子载波进行均匀分组得到的。

2. 一种RIS辅助OFDM通信系统的预编码方法,其特征在于,所述方法包括:

构建所述RIS辅助OFDM通信系统的信道;

基于所述信道,以基站预编码矩阵和RIS预编码矩阵为变量对所述RIS辅助OFDM通信系统的和速率进行建模;

以所述和速率最大为目标,以基站发射功率和RIS反射功率不超过各自最大允许阈值为约束,构建优化函数;

对所述优化函数进行求解,得到最优基站预编码矩阵和最优RIS预编码矩阵。

3. 根据权利要求2所述的RIS辅助OFDM通信系统的预编码方法,其特征在于,所述信道的表达式如下所示:

$$\bar{h}_{p,k}^H = h_{p,k}^H + f_{p,k}^H \Psi_k G_k;$$

所述 Ψ_k 的表达式如下:

$$\Psi_k = \text{diag}(p_{k,1}e^{j\theta_{k,1}}, \dots, p_{k,m}e^{j\theta_{k,m}}, \dots, p_{k,M}e^{j\theta_{k,M}});$$

上式中, $\bar{h}_{p,k}^H$ 为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波从基站到第 p 个用户的等效信道, $h_{p,k}^H$ 为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波从基站到第 p 个用户的直射径信道, $f_{p,k}^H$ 为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波从RIS到第 p 个用户的信道, Ψ_k 为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波的RIS预编码矩阵, G_k 为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波从基站到RIS的信道, $p_{k,m}$ 和 $\theta_{k,m}$ 分别为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波在RIS的第 m 个RIS单元的放大系数和相移, $m \in \{1, \dots, M\}$, M 为所述RIS中包含的RIS单元的数量。

4. 根据权利要求2或3所述的RIS辅助OFDM通信系统的预编码方法,其特征在于,所述基于所述信道,以基站预编码矩阵和RIS预编码矩阵为变量对所述RIS辅助OFDM通信系统的和速率进行建模,包括:

基于所述信道,以基站预编码矩阵和RIS预编码矩阵为变量构建所述RIS辅助OFDM通信系统的数据传输模型;

基于所述数据传输模型,确定所述RIS辅助OFDM通信系统数据传输时的信干噪比;

基于所述信干噪比,构建所述RIS辅助OFDM通信系统的和速率模型。

5. 根据权利要求4所述的RIS辅助OFDM通信系统的预编码方法,其特征在于,所述RIS辅

助OFDM通信系统的数据传输模型的表达式如下所示：

$$y_{p,k} = \bar{h}_{p,k}^H w_{p,k} s_{p,k} + \bar{h}_{p,k}^H \sum_{j \neq p}^P w_{j,k} s_{j,k} + f_{p,k}^H \Psi_k v_k + n_{p,k};$$

所述RIS辅助OFDM通信系统数据传输时的信干噪比的表达式如下所示：

$$SINR_{p,k} = \frac{|\bar{h}_{p,k}^H w_{p,k}|^2}{\sum_{j=1, j \neq p}^P |\bar{h}_{p,k}^H w_{j,k}|^2 + |f_{p,k}^H \Psi_k|^2 \sigma_v^2 + \sigma^2};$$

所述RIS辅助OFDM通信系统的和速率模型 $\hat{R}$ 的表达式如下所示：

$$\hat{R} = \frac{1}{L_{cp}} \sum_{k=1}^K \sum_{p=1}^P \log_2 (1 + SINR_{p,k});$$

其中， $y_{p,k}$ 为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 p 个用户接收到的第 k 个子载波信号， $\bar{h}_{p,k}^H$ 为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波从基站到第 p 个用户的等效信道， $s_{p,k}$ 和 $w_{p,k}$ 分别为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波在第 p 个用户上的发射符号和基站预编码， $s_{j,k}$ 和 $w_{j,k}$ 分别为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波在第 j 个用户上的发射符号和基站预编码， $f_{p,k}^H$ 为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波从RIS到第 p 个用户的信道， Ψ_k 为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波的RIS预编码矩阵， v_k 为 $y_{p,k}$ 中由RIS引入的动态噪声， $n_{p,k}$ 为 $y_{p,k}$ 中用户处引入的系统静态噪声， σ_v^2 为 v_k 的噪声功率， σ^2 为 $n_{p,k}$ 的噪声功率， $SINR_{p,k}$ 为 $y_{p,k}$ 的信干噪比， L_{cp} 为所述RIS辅助OFDM通信系统基站处的循环前缀长度， $k \in \{1, \dots, K\}$ ， K 为子载波总数， $p, j \in \{1, \dots, P\}$ ， P 为用户总数， $\|\cdot\|_F$ 为Frobenius范数。

6. 根据权利要求5所述的RIS辅助OFDM通信系统的预编码方法，其特征在于，所述RIS预编码矩阵 $\Psi = \text{diag}(\Psi_1, \dots, \Psi_k, \dots, \Psi_K)$ ；所述基站预编码矩阵

$$W = \text{diag}(W_1, \dots, W_k, \dots, W_K), \text{ 其中, } W_k = [w_{1,k}, \dots, w_{p,k}, \dots, w_{P,k}];$$

所述对所述优化函数进行求解，得到最优基站预编码矩阵和最优RIS预编码矩阵，包括：

步骤1：构造包含第一变量 $\alpha_{p,k}$ 和第二变量的 $\beta_{p,k}$ 的辅助函数 $\varphi_{p,k}$ ，以生成所述 $\hat{R}$ 关于 $w_{p,k}$ 、 Ψ_k 和 $\varphi_{p,k}$ 的等效表达式；

步骤2：基于所述等效表达式，获取所述优化函数的等价函数；

步骤3:固定 Ψ_k 、 $\alpha_{p,k}$ 和 $\beta_{p,k}$ 以将所述等价函数变更为第一凸优化函数,并求解所述第一凸优化函数以优化 $w_{p,k}$;

步骤4:固定 $w_{p,k}$ 、 $\alpha_{p,k}$ 和 $\beta_{p,k}$ 以将所述等价函数变更为第二凸优化函数,并求解所述第二凸优化函数以优化 Ψ_k ;

步骤5:固定 $w_{p,k}$ 、 Ψ_k 和 $\beta_{p,k}$ 以将所述等价函数变更为第三凸优化函数,并求解所述第三凸优化函数以优化 $\alpha_{p,k}$;

步骤6:固定 $w_{p,k}$ 、 Ψ_k 和 $\alpha_{p,k}$ 以将所述等价函数变更为第四凸优化函数,并求解所述第四凸优化函数以优化 $\beta_{p,k}$;

步骤7:判断所述 $\hat{R}$ 优化是否收敛,若是则输出 $w_{p,k}$ 和 Ψ_k ,否则返回步骤3。

7.根据权利要求6所述的RIS辅助OFDM通信系统的预编码方法,其特征在于,所述等价函数的表达式为:

$$\begin{aligned} \max \hat{R} &= \sum_{k=1}^K \sum_{p=1}^P \left(\log \left(\frac{1 + \alpha_{p,k}}{e^{\alpha_{p,k}}} \right) + \varphi_{p,k} \right) \\ \varphi_{p,k} &= 2 \sqrt{1 + \alpha_{p,k}} \operatorname{Re} \{ \beta_{p,k}^* \bar{h}_{p,k}^H w_{p,k} \} - |\beta_{p,k}|^2 \\ &\quad \times \left(\sum_{j=1}^P |\bar{h}_{p,k}^H w_{j,k}|^2 + \|f_{p,k}^H \Psi_k\|_F^2 \sigma_v^2 + \sigma^2 \right) \end{aligned} ;$$

约束:

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^K \|w_k\|_F^2 &\leq P_{BS}^{max} \\ \sum_{k=1}^K \| \Psi_k G_k w_k \|_F^2 + \sum_{k=1}^K \| \Psi_k \|_F^2 \sigma_v^2 &\leq P_A^{max} \end{aligned} ;$$

其中, G_k 为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波从基站到RIS的信道, $\beta_{p,k}^*$ 为 $\beta_{p,k}$ 的共轭, P_{BS}^{max} 为基站发射功率最大允许阈值, P_A^{max} 为RIS反射功率最大允许阈值。

8.一种RIS辅助OFDM通信系统的预编码装置,其特征在于,所述装置包括:

构建模块,用于构建所述RIS辅助OFDM通信系统的信道;

和速度建模模块,用于基于所述信道,以基站预编码矩阵和RIS预编码矩阵为变量对所述RIS辅助OFDM通信系统的和速率进行建模;

优化函数构建模块,用于以所述和速率最大为目标,以基站发射功率和RIS反射功率不超过各自最大允许阈值为约束,构建优化函数;

优化求解模块,用于对所述优化函数进行求解,得到最优基站预编码矩阵和最优RIS预

编码矩阵。

9. 一种电子设备,包括存储器、处理器及存储在所述存储器上并可在所述处理器上运行的计算机程序,其特征在于,所述处理器执行所述程序时实现如权利要求2至7任一项所述RIS辅助OFDM通信系统的预编码方法。

10. 一种非暂态计算机可读存储介质,其上存储有计算机程序,其特征在于,所述计算机程序被处理器执行时实现如权利要求2至7任一项所述RIS辅助OFDM通信系统的预编码方法。

RIS及其辅助OFDM通信系统的预编码方法和装置

技术领域

[0001] 本发明涉及无线移动通信技术领域,尤其涉及一种RIS以及RIS辅助OFDM通信系统的预编码方法和装置。

背景技术

[0002] 近年来,新兴的智能超表面(Reconfigurable Intelligent Surface, RIS)技术引起了无线通信界的广泛兴趣,正确的配置无源RIS元件的相移,来自基站的信号可以被灵活反射到各方向。由于无源RIS阵列增益高、成本低和功耗低,有望提高无线网络的容量和能效。尽管具备这些优势,但由于“乘性衰落”效应,无源RIS在具有强直接链接的场景中很难取得明显的收益,并且需要大量的RIS单元来补偿这种损失。为了解决这个问题,有源RIS的概念被提出,与仅被动反射信号的无源RIS不同,有源RIS通过额外集成反射型功率放大器来主动放大反射信号。

[0003] 目前,尽管有源RIS已经在许多应用中得到研究,但现有工作基本只关注单载波调制的窄带场景。在多载波调制的宽带场景,由于宽带信道的频率选择性,有源RIS不能很好地同时匹配所有子载波,从而降低了频谱效率。

[0004] 因此,如何补偿有源RIS在宽带场景中的性能损失是亟需解决的问题。

发明内容

[0005] 本发明的目的是提供一种RIS以及RIS辅助OFDM通信系统的预编码方法和装置,以克服在宽带场景中现有有源RIS不能很好地同时匹配所有子载波而导致性能损失的问题。

[0006] 第一方面,本发明提供一种RIS,所述RIS由众多以阵列方式排布的RIS单元组成;

[0007] 所述RIS单元包括多个由相移电路和反射式放大电路组成的调控组件;

[0008] 其中,一个所述调控组件用于调控OFDM通信系统的一个子载波分组中子载波的相位和幅度;

[0009] 所述OFDM通信系统的子载波分组,是对所述OFDM通信系统中所有子载波按中心频点从小到大的顺序进行排列,并基于排列序列将所有子载波进行均匀分组得到的。

[0010] 第二方面,本发明提供一种RIS辅助OFDM通信系统的预编码方法,所述方法包括:

[0011] 构建所述RIS辅助OFDM通信系统的信道;

[0012] 基于所述信道,以基站预编码矩阵和RIS预编码矩阵为变量对所述RIS辅助OFDM通信系统的和速率进行建模;

[0013] 以所述和速率最大为目标,以基站发射功率和RIS反射功率不超过各自最大允许阈值为约束,构建优化函数;

[0014] 对所述优化函数进行求解,得到最优基站预编码矩阵和最优RIS预编码矩阵。

[0015] 根据本发明提供的RIS辅助OFDM通信系统的预编码方法,所述信道的表达式如下所示:

[0016] $\bar{h}_{p,k}^H = h_{p,k}^H + f_{p,k}^H \Psi_k G_k$;

[0017] 所述 Ψ_k 的表达式如下：

$$[0018] \quad \Psi_k = \text{diag}(p_{k,1}e^{j\theta_{k,1}}, \dots, p_{k,m}e^{j\theta_{k,m}}, \dots, p_{k,M}e^{j\theta_{k,M}});$$

[0019] 上式中, $\bar{h}_{p,k}^H$ 为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波从基站到第 p 个用户的等效信道, $h_{p,k}^H$ 为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波从基站到第 p 个用户的直射径信道, $f_{p,k}^H$ 为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波从RIS到第 p 个用户的信道, Ψ_k 为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波的RIS预编码矩阵, G_k 为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波从基站到RIS的信道, $p_{k,m}$ 和 $\theta_{k,m}$ 分别为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波在RIS的第 m 个RIS单元的放大系数和相移, $m \in \{1, \dots, M\}$, M 为所述RIS中包含的RIS单元的数量。

[0020] 根据本发明提供的RIS辅助OFDM通信系统的预编码方法, 所述基于所述信道, 以基站预编码矩阵和RIS预编码矩阵为变量对所述RIS辅助OFDM通信系统的和速率进行建模, 包括:

[0021] 基于所述信道, 以基站预编码矩阵和RIS预编码矩阵为变量构建所述RIS辅助OFDM通信系统的数据传输模型;

[0022] 基于所述数据传输模型, 确定所述RIS辅助OFDM通信系统数据传输时的信干噪比;

[0023] 基于所述信干噪比, 构建所述RIS辅助OFDM通信系统的和速率模型。

[0024] 根据本发明提供的RIS辅助OFDM通信系统的预编码方法, 所述RIS辅助OFDM通信系统的数据传输模型的表达式如下所示:

$$[0025] \quad y_{p,k} = \bar{h}_{p,k}^H w_{p,k} s_{p,k} + \bar{h}_{p,k}^H \sum_{j \neq p}^P w_{j,k} s_{j,k} + f_{p,k}^H \Psi_k v_k + n_{p,k};$$

[0026] 所述RIS辅助OFDM通信系统数据传输时的信干噪比的表达式如下所示:

$$[0027] \quad SINR_{p,k} = \frac{|\bar{h}_{p,k}^H w_{p,k}|^2}{\sum_{j=1, j \neq p}^P |\bar{h}_{p,k}^H w_{j,k}|^2 + |f_{p,k}^H \Psi_k|^2 \sigma_v^2 + \sigma^2};$$

[0028] 所述RIS辅助OFDM通信系统的和速率模型 $\hat{R}$ 的表达式如下所示:

$$[0029] \quad \hat{R} = \frac{1}{L_{cp}} \sum_{k=1}^K \sum_{p=1}^P \log_2(1 + SINR_{p,k});$$

[0030] 其中, $y_{p,k}$ 为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 p 个用户接收到的第 k 个子载波信号, $\bar{h}_{p,k}^H$ 为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波从基站到第 p 个用户的等效信道, $s_{p,k}$ 和 $w_{p,k}$ 分别为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波在第 p 个用户上的发射符号和基站预编码, $s_{j,k}$ 和 $w_{j,k}$ 分别为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波在第 j 个用户上的发射符号

号和基站预编码, $f_{p,k}^H$ 为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波从RIS到第 p 个用户的信道, Ψ_k 为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波的RIS预编码矩阵, v_k 为 $y_{p,k}$ 中由RIS引入的动态噪声, $n_{p,k}$ 为 $y_{p,k}$ 中引入的系统静态噪声, σ_v^2 为 v_k 的噪声功率, σ^2 为 $n_{p,k}$ 的噪声功率, $SINR_{p,k}$ 为 $y_{p,k}$ 的信干噪比, L_{cp} 为所述RIS辅助OFDM通信系统基站处的循环前缀长度, $k \in \{1, \dots, K\}$, K 为子载波总数, $p, j \in \{1, \dots, P\}$, P 为用户总数, $\|\cdot\|_F$ 为Frobenius范数。

[0031] 根据本发明提供的RIS辅助OFDM通信系统的预编码方法, 所述RIS预编码矩阵 $\Psi = \text{diag}(\Psi_1, \dots, \Psi_k, \dots, \Psi_K)$; 所述基站预编码矩阵 $W = \text{diag}(W_1, \dots, W_k, \dots, W_K)$, 其中, $W_k = [w_{1,k}, \dots, w_{p,k}, \dots, w_{P,k}]$;

[0032] 所述对所述优化函数进行求解, 得到最优基站预编码矩阵和最优RIS预编码矩阵, 包括:

[0033] 步骤1: 构造包含第一变量 $\alpha_{p,k}$ 和第二变量的 $\beta_{p,k}$ 的辅助函数 $\varphi_{p,k}$, 以生成所述 $\hat{R}$ 关于 $w_{p,k}$ 、 Ψ_k 和 $\varphi_{p,k}$ 的等效表达式;

[0034] 步骤2: 基于所述等效表达式, 获取所述优化函数的等价函数;

[0035] 步骤3: 固定 Ψ_k 、 $\alpha_{p,k}$ 和 $\beta_{p,k}$ 以将所述等价函数变更为第一凸优化函数, 并求解所述第一凸优化函数以优化 $w_{p,k}$;

[0036] 步骤4: 固定 $w_{p,k}$ 、 $\alpha_{p,k}$ 和 $\beta_{p,k}$ 以将所述等价函数变更为第二凸优化函数, 并求解所述第二凸优化函数以优化 Ψ_k ;

[0037] 步骤5固定 $w_{p,k}$ 、 Ψ_k 和 $\beta_{p,k}$ 以将所述等价函数变更为第三凸优化函数, 并求解所述第三凸优化函数以优化 $\alpha_{p,k}$;

[0038] 步骤6: 固定 $w_{p,k}$ 、 Ψ_k 和 $\alpha_{p,k}$ 以将所述等价函数变更为第四凸优化函数, 并求解所述第四凸优化函数以优化 $\beta_{p,k}$;

[0039] 步骤7: 判断所述 $\hat{R}$ 优化是否收敛, 若是则输出 $w_{p,k}$ 和 Ψ_k , 否则返回步骤3。

[0040] 根据本发明提供的RIS辅助OFDM通信系统的预编码方法, 所述等价函数的表达式为:

$$\max \hat{R} = \sum_{k=1}^K \sum_{p=1}^P \left(\log \left(\frac{1 + \alpha_{p,k}}{e^{\alpha_{p,k}}} \right) + \varphi_{p,k} \right)$$

$$\begin{aligned} \varphi_{p,k} = & 2 \sqrt{1 + \alpha_{p,k}} \operatorname{Re} \{ \beta_{p,k}^* \bar{h}_{p,k}^H w_{p,k} \} - |\beta_{p,k}|^2 \\ & \times \left(\sum_{j=1}^P |\bar{h}_{p,k}^H w_{j,k}|^2 + \|f_{p,k}^H \Psi_k\|_F^2 \sigma_v^2 + \sigma^2 \right) \end{aligned} \quad ;$$

[0042] 约束:

$$\sum_{k=1}^K \|W_k\|_F^2 \leq P_{BS}^{max}$$

[0043] ;

$$\sum_{k=1}^K \|\Psi_k G_k W_k\|_F^2 + \sum_{k=1}^K \|\Psi_k\|_F^2 \sigma_v^2 \leq P_A^{max}$$

[0044] 其中, G_k 为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波从基站到RIS的信道, $\beta_{p,k}^*$ 为 $\beta_{p,k}$ 的共轭, P_{BS}^{max} 为基站发射功率最大允许阈值, P_A^{max} 为RIS反射功率最大允许阈值。

[0045] 第三方面, 本发明一种RIS辅助OFDM通信系统的预编码装置, 所述装置包括:

[0046] 构建模块, 用于构建所述RIS辅助OFDM通信系统的信道;

[0047] RIS辅助OFDM通信系统和速度建模模块, 用于基于所述信道, 以基站预编码矩阵和RIS预编码矩阵为变量对所述RIS辅助OFDM通信系统的和速率进行建模;

[0048] 优化函数构建模块, 用于以所述和速率最大为目标, 以基站发射功率和RIS反射功率不超过各自最大允许阈值为约束, 构建优化函数;

[0049] 优化求解模块, 用于对所述优化函数进行求解, 得到最优基站预编码矩阵和最优RIS预编码矩阵。第四方面, 本发明提供一种电子设备, 包括存储器、处理器及存储在所述存储器上并可在所述处理器上运行的计算机程序, 所述处理器执行所述程序时实现如第二方面所述RIS辅助OFDM通信系统的预编码方法。

[0050] 第五方面, 本发明提供一种非暂态计算机可读存储介质, 其上存储有计算机程序, 所述计算机程序被处理器执行时实现如第二方面所述RIS辅助OFDM通信系统的预编码方法。

[0051] 本发明提供一种RIS, 所述RIS由众多以阵列方式排布的RIS单元组成; 所述RIS单元包括多个由相移电路和反射式放大电路组成的调控组件; 其中, 一个所述调控组件用于调控OFDM通信系统的一个子载波分组中子载波的相位和幅度; 所述OFDM通信系统的子载波分组, 是对所述OFDM通信系统中所有子载波按中心频点从小到大的顺序进行排列, 并基于排列序列将所有子载波进行均匀分组得到的。该RIS能在宽带场景中对所有子载波的相位和幅度进行调控。

[0052] 本发明提供一种RIS辅助OFDM通信系统的预编码方法和装置, 包括: 构建所述RIS辅助OFDM通信系统的信道; 基于所述信道, 以基站预编码矩阵和RIS预编码矩阵为变量对所述RIS辅助OFDM通信系统的和速率进行建模; 以所述和速率最大为目标, 以基站发射功率和

RIS反射功率不超过各自最大允许阈值为约束,构建优化函数;对所述优化函数进行求解,得到最优基站预编码矩阵和最优RIS预编码矩阵。本发明有效提高RIS在宽带场景中对不同频点子载波信道的调控能力,提升RIS辅助OFDM通信系统的数据传输速率增益。

附图说明

[0053] 为了更清楚地说明本发明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一简单地介绍,显而易见地,下面描述中的附图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。

[0054] 图1是本发明提供的现有有源RIS和本发明有源RIS之间的对比示意图;

[0055] 图2是本发明提供的一种RIS辅助OFDM通信系统的预编码方法的流程示意图;

[0056] 图3是本发明提供的不同RIS下OFDM通信系统和速率相对于迭代次数的曲线图;

[0057] 图4是本发明提供的不同RIS下OFDM通信系统总发射功率相对于迭代次数的曲线图;

[0058] 图5是本发明提供的一种RIS辅助OFDM通信系统的预编码装置的结构示意图;

[0059] 图6是本发明提供的电子设备的结构示意图;

[0060] 附图标记:

[0061] 610:处理器;620:通信接口;630:存储器;640:通信总线。

具体实施方式

[0062] 为使本发明的目的、技术方案和优点更加清楚,下面将结合本发明中的附图,对本发明中的技术方案进行清楚、完整地描述,显然,所描述的实施例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。

[0063] 下面结合图1-图6描述本发明的RIS以及RIS辅助OFDM通信系统的预编码方法和装置。

[0064] 第一方面,在多载波调制的宽带场景,由于宽带信道的频率选择性,有源RIS不能很好地同时匹配所有子载波,从而降低了频谱效率。为了提高频谱效率,一个思路是使RIS能够独立调整多个子载波上的反射系数,即宽带波束赋形。为了实现这一目标,有学者提出在每个RIS元件中集成多个工作在不同频率下的相移电路,通过这种方式,无源RIS能够使用多个独立的波束形成器来独立地重新配置多个子载波上的相移。但是,由于有源RIS的功率放大器不能针对不同的频率进行独立调整,因此该方法不适用于有源RIS,故而如何补偿宽带场景下有源RIS的性能损失仍然是一个未解决的问题。

[0065] 鉴于此,本发明提供一种RIS,所述RIS由众多以阵列方式排布的RIS单元组成;

[0066] 所述RIS单元包括多个由相移电路和反射式放大电路组成的调控组件;

[0067] 其中,一个所述调控组件用于调控OFDM通信系统的一个子载波分组中子载波的相位和幅度;

[0068] 所述OFDM通信系统的子载波分组,是对所述OFDM通信系统中所有子载波按中心频点从小到大的顺序进行排列,并基于排列序列将所有子载波进行均匀分组得到的。

[0069] 本发明RIS是面向OFDM通信系统(正交频分复用通信系统)设计的,主要设计步骤包括:

[0070] 步骤A1:根据中心频点的大小对OFDM系统中所有子载波进行排序;

[0071] 步骤A2:基于排序序列,将所有子载波均匀划分为若干分组,每个分组内的子载波数量相同,频率相近;

[0072] 步骤A3:设计与每一个子载波分组匹配的调控组件;与每一个子载波分组匹配的调控组件,其内的相移电路和反射式放大电路的工作频率与每一个子载波分组相适应,能够对每一个子载波分组内的子载波进行相位和幅度调控;

[0073] 步骤A4:基于与每一个子载波分组匹配的调控组件构造RIS。

[0074] 图1为现有有源RIS和本发明有源RIS之间的对比示意图,如图1所示,本发明实则提供一种宽带有源RIS,宽带有源RIS的RIS单元中集成了多个以不同频率工作的调控组件,解决现有窄带有源RIS面对宽带通信系统中频率选择性信道时的性能损失问题;同时,这些调控组件的工作频率相距很远,带宽有限,多个调控组件可以独立地协同工作,避免不同子载波分组预编码之间的互耦。

[0075] 通过本发明有源RIS结构,可以很明确的知道本发明有源RIS的频域预编码矩阵各对角分块为每个子载波分组的预编码矩阵,同一子载波分组中的子载波采用相同的预编码。

[0076] 此外,由于OFDM通信系统子载波的数量通常很大,为了在性能和硬件开销之间取得折衷,分组数通常远小于子载波数量。这样,每个RIS单元只需要集成少量的放大和移相电路,在保证性能的同时降低了成本。特别地,表示每个子载波的信号可以独立调控,即最大控制自由度。意味着所有子载波共享相同的预编码矩阵,因此宽带架构退化为现有有源RIS的传统架构。

[0077] 本发明提供的RIS,能在宽带场景中对所有子载波的相位和幅度进行调控,避免现有有源应对宽带场景频率选择性信道而出现的性能损失。

[0078] 第二方面,本发明提供一种RIS辅助OFDM通信系统的预编码方法,如图2所示,所述方法包括:

[0079] S11、构建所述RIS辅助OFDM通信系统的信道;

[0080] S12、基于所述信道,以基站预编码矩阵和RIS预编码矩阵为变量对所述RIS辅助OFDM通信系统的和速率进行建模;

[0081] S13、以所述和速率最大为目标,以基站发射功率和RIS反射功率不超过各自最大允许阈值为约束,构建优化函数;

[0082] S14、对所述优化函数进行求解,得到最优基站预编码矩阵和最优RIS预编码矩阵。

[0083] 本发明推导RIS辅助OFDM通信系统的信道,并在根据信道提出和速率优化问题,以对基站预编码矩阵和RIS预编码矩阵进行最优求解,本发明所提出的预编码方法,能有效提高RIS在宽带场景中对不同频点子载波信道的调控能力,补偿传统现有有源在宽带场景中的损失,提升RIS辅助OFDM通信系统的数据传输速率增益。

[0084] 具体的,所述信道的表达式如下所示:

$$[0085] \quad \bar{h}_{p,k}^H = h_{p,k}^H + f_{p,k}^H \Psi_k G_k ;$$

[0086] 上式中, $\bar{h}_{p,k}^H$ 为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波从基站到第 p 个用户的等效信道, $h_{p,k}^H$ 为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波从基站到第 p 个用户的直射径信道, $f_{p,k}^H$ 为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波从RIS到第 p 个用户的信道, Ψ_k 为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波的RIS预编码矩阵, G_k 为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波从基站到RIS的信道。

[0087] 需要知晓的是, 所述RIS辅助OFDM通信系统, 包括单基站、单RIS和多单天线用户, 基站配备有 N_t 个天线, RIS包括 M 个RIS单元。所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波基站到第 p 个用户的消息传输可通过基站到第 p 个用户的直射径信道来实现或者通过基站到RIS的信道、RIS预编码以及RIS到第 p 个用户的信道之间的相互配合来实现。其中, RIS预编码矩阵 $\Psi = \text{diag}(\Psi_1, \dots, \Psi_k, \dots, \Psi_K)$, $\Psi_k = \text{diag}(p_{k,1}e^{j\theta_{k,1}}, \dots, p_{k,m}e^{j\theta_{k,m}}, \dots, p_{k,M}e^{j\theta_{k,M}})$, $p_{k,m}$ 和 $\theta_{k,m}$ 分别为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波在RIS的第 m 个RIS单元的放大系数和相移, $p_{k,m} \in R_+$, $\theta_{k,m} \in [-\pi, \pi]$, $k \in \{1, \dots, K\}$, $m \in \{1, \dots, M\}$ 。所有 K 个子载波被分成 L 组, $[L]$ 表示组号集合, $\mathcal{K}_\ell$ 表示第 ℓ 组的子载波的索引, 即 $\mathcal{K}_\ell$ 是 $\{(l-1)K/L + 1, \dots, lK/L\}$ 。因此, $\Psi^{(l)} = \Psi_k, \forall k \in \mathcal{K}_\ell$ 是调控第 ℓ 组子载波的RIS预编码矩阵, RIS预编码矩阵还可以写为 $\Psi = \text{diag}(I_{K/L} \otimes \Psi^{(1)}, \dots, I_{K/L} \otimes \Psi^{(L)})$, $I_{K/L}$ 为 $K/L \times K/L$ 的单位矩阵。相应的, 如果各子载波均能独立调控, 则 $\Psi_1, \dots, \Psi_K$ 各不相同, 此时调控自由度最大, 能最佳适配宽带场景下的频率选择性信道; 考虑硬件开销, 如果集成 L 套器件, 则属于 $\mathcal{K}_\ell$ 分组的子载波只能由相同的预编码矩阵 $\Psi^{(l)}$ 共同调控。如何权衡性能和硬件开销取决于具体问题。

[0088] 对于信道而言, 假设基站处的OFDM调制具有长度为 L_{cp} 的循环前缀长度, 并且宽带信道被建模为长度为 L_0 ($L_0 \leq L_{cp}$) 脉冲响应。时域下基站和第 p 个用户之间的直接链路脉冲响应是 $\{\tilde{h}_{p,0}, \dots, \tilde{h}_{p,l}, \dots, \tilde{h}_{p,L_1-1}\}$, $\tilde{h}_{p,l} = \sqrt{\varsigma_p \frac{1-\kappa}{1-\kappa^{L_1}}} \kappa^{\frac{l}{2}} v_p$ 且 $\tilde{h}_{p,l} \in \mathbb{C}^{N_t}$, $p \in \{1, \dots, P\}$; 其中, $\tilde{h}_{p,l}$ 为基站和第 p 个用户之间的直接链路冲激响应在第 $l+1$ 个采样点的取值, 其呈现指数递减形式; κ 和 ς_p 分别为递减因子和路径损耗, v_p 为描述信道的随机变量, 满足 $v_p \sim CN(0_{N_t}, I_{N_t})$, $CN(0_{N_t}, I_{N_t})$ 表示具有均值 0_{N_t} 和 I_{N_t} 方差的复高斯分布, 0_{N_t} 为 $N_t \times 1$ 的全零向量, I_{N_t} 为 $N_t \times N_t$ 的单位矩阵。类似地, 从基站到RIS的宽带信道的冲激响应为 $\{\tilde{G}_0, \dots, \tilde{G}_l, \dots, \tilde{G}_{L_2-1}\}$, 其中 $\tilde{G}_l \in \mathbb{C}^{M \times N_t}$, $\tilde{G}_l$ 为基站到RIS的宽带信道冲激响应在第 $l+1$

个采样点的取值,从RIS到第 p 个用户的宽带信道的脉冲响应为 $\{\tilde{f}_{p,0}, \dots, \tilde{f}_{p,l}, \dots, \tilde{f}_{p,L_3-1}\}$,其中, $\tilde{f}_{p,l} \in \mathbb{C}^M$, $\tilde{f}_{p,l}$ 为RIS到第 p 个用户的宽带信道冲激响应在第 $l+1$ 个采样点的取值, $L_0 = \max(L_1, L_2 + L_3 - 1)$ 。通过 $\{\tilde{h}_{p,0}, \dots, \tilde{h}_{p,l}, \dots, \tilde{h}_{p,L_1-1}\}$ 、 $\{\tilde{G}_0, \dots, \tilde{G}_l, \dots, \tilde{G}_{L_2-1}\}$ 和 $\{\tilde{f}_{p,0}, \dots, \tilde{f}_{p,l}, \dots, \tilde{f}_{p,L_3-1}\}$ 可以分别推断 $h_{p,k}^H$ 、 $f_{p,k}^H$ 和 G_k 的时域形式 $\tilde{h}_{p,k}^H$ 、 $\tilde{f}_{p,k}^H$ 和 $\tilde{G}_k$,然后采用傅里叶变换得到 $h_{p,k}^H$ 、 $f_{p,k}^H$ 和 G_k 。

[0089] 具体的,S12包括:

[0090] S12.1:基于所述信道,以基站预编码矩阵和RIS预编码矩阵为变量构建所述RIS辅助OFDM通信系统的数据传输模型;

[0091] S12.2:基于所述数据传输模型,确定所述RIS辅助OFDM通信系统数据传输时的信干噪比;

[0092] S123:基于所述信干噪比,构建所述RIS辅助OFDM通信系统的和速率模型。

[0093] RIS辅助OFDM通信系统的时域发射信号由下式给出:

$$[0094] \quad \tilde{s} = (D_K^H \otimes I_{N_t}) W s ;$$

[0095] 这里, $s = [s_1^T, \dots, s_k^T, \dots, s_K^T]^T$ 是RIS辅助OFDM通信系统所有子载波的总发射符号, $s_k = [s_{1,k}, \dots, s_{p,k}, \dots, s_{P,k}]^T$ 是RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波的发射符号, $\mathbb{E}\{s_k s_k^H\} = I_P$, $s_{p,k}$ 为RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波在第 p 个用户上的发射符号, T 为转置符号, $\otimes$ 为是克罗内克积, I_P 为 $P \times P$ 的单位矩阵, H 为共轭转置符号, $D_K \in \mathbb{C}^{K \times K}$ 是离散傅立叶变换(DFT)矩阵, $W = \text{diag}(W_1, \dots, W_k, \dots, W_K)$ 是RIS辅助OFDM通信系统的基站预编码矩阵, $W_k = [w_{1,k}, \dots, w_{p,k}, \dots, w_{P,k}]$ 是RIS辅助OFDM通信系统中经由第 k 个子载波的所有用户的基站预编码矩阵, $W_k \in \mathbb{C}^{N_t \times P}$, $w_{p,k}$ 为RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波在第 p 个用户上的基站预编码。

[0096] 由于在频域中RIS波束成形可以表示为 $y = \Psi x + \Psi v + n_s$,其中, x 为RIS的入射信号, v 为由RIS预编码引入的动态噪声, n_s 为用户处引入的静态噪声。因此,在时域中RIS辅助OFDM通信系统第 p 个用户的接收信号可以建模为:

$$[0097] \quad \begin{aligned} \tilde{y}_p &= (\tilde{H}_p + \tilde{F}_p \tilde{\Psi} \tilde{G}) \tilde{s} + \tilde{F}_p \tilde{\Psi} \tilde{v} + \tilde{n}_p \\ &= (\tilde{H}_p + \tilde{F}_p \tilde{\Psi} \tilde{G}) (D_K^H \otimes I_{N_t}) W s + \tilde{F}_p \tilde{\Psi} \tilde{v} + \tilde{n}_p \end{aligned} ;$$

[0098] 应用离散傅里叶变换,在频域中RIS辅助OFDM通信系统第 p 个用户的接收信号可以建模为:

$$[0099] \quad y_p = D_K (\tilde{H}_p + \tilde{F}_p \tilde{\Psi} \tilde{G}) (D_K^H \otimes I_{N_t}) W s + D_K \tilde{F}_p \tilde{\Psi} \tilde{v} + D_K \tilde{n}_p ;$$

[0100] 其中, Ψ 在时域中可表示为 $\tilde{\Psi} = (D_K^H \otimes I_M) \Psi (D_K \otimes I_M)$, $\tilde{H}_p$ 、 $\tilde{F}_p$ 、 $\tilde{G}$ 、 $\tilde{v}$ 和 $\tilde{n}_p$ 分别为 H_p 、 F_p 、 G 、 v 和 n_p 经过离散傅里叶变换而得到的, H_p 为RIS辅助OFDM通信系统中基站到第 p 个用户的直射径信道, F_p 为RIS辅助OFDM通信系统中RIS到第 p 个用户的信道, G 为RIS辅助OFDM通信系统中基站到RIS的信道, n_p 为第 p 个用户对应的静态噪声 $\tilde{H}_p \in \mathbb{C}^{K \times KN_t}$, $\tilde{G} \in \mathbb{C}^{MK \times KN_t}$, $\tilde{F}_p \in \mathbb{C}^{K \times KM}$ 。

[0101] 根据定理 $A = (D_K \otimes I_M) \tilde{A} (D_K^H \otimes I_N)$ 结构的矩阵是块对角的, 即当 $\tilde{A} \in \mathbb{C}^{MK \times KN}$ 时 $A = \text{diag}(A_1, \dots, A_k, \dots, A_K)$, 可化简并展开上述 y_p , 得到RIS辅助OFDM通信系统中第 p 个用户接收到的第 k 个子载波信号 $y_{p,k}$ 为:

$$\begin{aligned} y_{p,k} &= \bar{h}_{p,k}^H w_k s_k + f_{p,k}^H \Psi_k v_k + n_{p,k} \\ [0102] \quad &= \bar{h}_{p,k}^H w_{p,k} s_{p,k} + \bar{h}_{p,k}^H \sum_{j \neq p}^P w_{j,k} s_{j,k} + f_{p,k}^H \Psi_k v_k + n_{p,k} \end{aligned} ;$$

[0103] $y_{p,k}$ 的信干噪比 $SINR_{p,k}$ 为:

$$[0104] \quad SINR_{p,k} = \frac{|\bar{h}_{p,k}^H w_{p,k}|^2}{\sum_{j=1, j \neq p}^P |\bar{h}_{p,k}^H w_{j,k}|^2 + |f_{p,k}^H \Psi_k|^2 \sigma_v^2 + \sigma^2} ;$$

[0105] RIS辅助OFDM通信系统的和速率模型 $\hat{R}$ 的表达式如下所示:

$$[0106] \quad \hat{R} = \frac{1}{L_{cp}} \sum_{k=1}^K \sum_{p=1}^P \log_2(1 + SINR_{p,k});$$

[0107] 其中, $s_{j,k}$ 和 $w_{j,k}$ 分别为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波在第 j 个用户上的发射符号和基站预编码, σ_v^2 为 v_k 的噪声功率, σ^2 为 $n_{p,k}$ 的噪声功率, $j \in \{1, \dots, P\}$, $\|\cdot\|_F$ 为Frobenius范数。

[0108] 具体的, 所述S13中, 优化函数的具体表达为:

$$\begin{aligned} \max \hat{R} &= \frac{1}{L_{cp}} \sum_{k=1}^K \sum_{p=1}^P \log_2(1 + SINR_{p,k}) \\ [0109] \quad &\sum_{k=1}^K \|w_k\|_F^2 \leq P_{BS}^{max} \quad ; \\ &\sum_{k=1}^K \|\Psi_k G_k w_k\|_F^2 + \sum_{k=1}^K \|\Psi_k\|_F^2 \sigma_v^2 \leq P_A^{max} \end{aligned}$$

[0110] 其中, P_{BS}^{max} 为基站发射功率最大允许阈值, P_A^{max} 为RIS反射功率最大允许阈值。

[0111] 具体的,所述S14包括:

[0112] S14.1:构造包含第一变量 $\alpha_{p,k}$ 和第二变量的 $\beta_{p,k}$ 的辅助函数 $\varphi_{p,k}$,以生成所述 $\hat{R}$ 关于 $w_{p,k}$ 、 Ψ_k 和 $\varphi_{p,k}$ 的等效表达式;

[0113] S14.2:基于所述等效表达式,获取所述优化函数的等价函数;

[0114] S14.3:固定 Ψ_k 、 $\alpha_{p,k}$ 和 $\beta_{p,k}$ 以将所述等价函数变更为第一凸优化函数,并求解所述第一凸优化函数以优化 $w_{p,k}$;

[0115] S14.4:固定 $w_{p,k}$ 、 $\alpha_{p,k}$ 和 $\beta_{p,k}$ 以将所述等价函数变更为第二凸优化函数,并求解所述第二凸优化函数以优化 Ψ_k ;

[0116] S14.5:固定 $w_{p,k}$ 、 Ψ_k 和 $\beta_{p,k}$ 以将所述等价函数变更为第三凸优化函数,并求解所述第三凸优化函数以优化 $\alpha_{p,k}$;

[0117] S14.6:固定 $w_{p,k}$ 、 Ψ_k 和 $\alpha_{p,k}$ 以将所述等价函数变更为第四凸优化函数,并求解所述第四凸优化函数以优化 $\beta_{p,k}$;

[0118] S14.7:判断所述 $\hat{R}$ 优化是否收敛,若是则输出 $w_{p,k}$ 和 Ψ_k ,否则返回S14.3。

[0119] 进一步的,所述S14.1中辅助函数 $\varphi_{p,k}$ 的表达式为:

$$\begin{aligned} \varphi_{p,k} = & 2\sqrt{1 + \alpha_{p,k}} \operatorname{Re}\{\beta_{p,k}^* \bar{h}_{p,k}^H w_{p,k}\} - |\beta_{p,k}|^2 \\ & \times \left(\sum_{j=1}^P |\bar{h}_{p,k}^H w_{j,k}|^2 + \|f_{p,k}^H \Psi_k\|_F^2 \sigma_v^2 + \sigma^2 \right); \end{aligned}$$

[0121] 因此,所述 $\hat{R}$ 关于 $w_{p,k}$ 、 Ψ_k 和 $\varphi_{p,k}$ 的等效表达式为:

$$\hat{R} = \sum_{k=1}^K \sum_{p=1}^P \left(\log \left(\frac{1 + \alpha_{p,k}}{e^{\alpha_{p,k}}} \right) + \varphi_{p,k} \right);$$

[0123] 其中, $\beta_{p,k}^*$ 为 $\beta_{p,k}$ 的共轭。

[0124] 进一步的,所述S14.2中,等价函数的表达式为:

$$\max \hat{R} = \sum_{k=1}^K \sum_{p=1}^P \left(\log \left(\frac{1 + \alpha_{p,k}}{e^{\alpha_{p,k}}} \right) + \varphi_{p,k} \right)$$

$$[0125] \quad \sum_{k=1}^K \|W_k\|_F^2 \leq P_{BS}^{max} \quad ;$$

$$\sum_{k=1}^K \|\Psi_k G_k W_k\|_F^2 + \sum_{k=1}^K \|\Psi_k\|_F^2 \sigma_v^2 \leq P_A^{max}$$

[0126] 其中, Re 为实部。

[0127] 所述S14.3中, 固定 Ψ_k 、 $\alpha_{p,k}$ 和 $\beta_{p,k}$ 时, 等价函数即为优化 $w_{p,k}$ 的第一凸优化函数, 优化问题可以重新表述为:

$$\min_{\bar{w}} \bar{w}^H U \bar{w} - 2Re\{\bar{w}^H \bar{v}\}$$

$$[0128] \quad \sum_{k=1}^K \|W_k\|_F^2 \leq P_{BS}^{max} \quad ;$$

$$\bar{w}^H V \bar{w} \leq P_m^{max}$$

[0129] 这里, $\bar{w}$ 、 U 、 $\bar{v}$ 和 V 都是中间变量。

[0130] 其中, $\bar{v} = [\bar{v}_1^T, \dots, \bar{v}_k^T, \dots, \bar{v}_K^T]^T$, $\bar{v}_k = [\bar{v}_{1,k}^T, \dots, \bar{v}_{p,k}^T, \dots, \bar{v}_{P,k}^T]^T$,

$$\bar{v}_{P,k}^H = \sqrt{1 + \alpha_{p,k} \beta_{p,k}} \bar{h}_{p,k}^H \quad , \quad P_m^{max} = P_A^{max} - \sum_{k=1}^K \|\Psi_k\|_F^2 \sigma_v^2 \quad ,$$

$$\bar{w} = [\bar{w}_1^T, \dots, \bar{w}_k^T, \dots, \bar{w}_K^T]^T \quad , \quad \bar{w}_k = [\bar{w}_{1,k}^T, \dots, \bar{w}_{p,k}^T, \dots, \bar{w}_{P,k}^T]^T \quad ,$$

$$V = \text{diag}(V_1, \dots, V_k, \dots, V_K) \quad , \quad V_k = I_P \otimes G_k^H \Psi_k^H \Psi_k G_k \quad ,$$

$$U = \text{diag}(U_1, \dots, U_k, \dots, U_K), U_k = I_P \otimes \sum_{p=1}^P |\beta_{p,k}|^2 \bar{h}_{p,k}^H h_{p,k} \quad .$$

[0131] 该第一凸优化函数是一个标准的二次约束二次规划(QCQP), 可以通过CVX工具求解。

[0132] 所述S14.4中, 固定 $w_{p,k}$ 、 $\alpha_{p,k}$ 和 $\beta_{p,k}$ 时, 等价函数即为优化 Ψ_k 的第二凸优化函数, 优化问题可以重新表述为:

$$\min_{\psi} \psi^H \Xi \psi - 2Re\{\psi^H \mu\}$$

$$[0133] \quad \psi^H \Omega \psi \leq P_A^{max} \quad ;$$

[0134] 这里, ψ 、 Ξ 、 Ω 和 μ 都是中间变量。

[0135] 其中:

$$\begin{aligned}
\psi &= \left[(\psi^{(1)})^T, \dots, (\psi^{(l)})^T, \dots, (\psi^{(L)})^T \right]^T \\
\mu &= \left[(\mu^{(1)})^T, \dots, (\mu^{(l)})^T, \dots, (\mu^{(L)})^T \right]^T \\
\Xi &= \text{diag}(\Xi^{(1)}, \dots, \Xi^{(l)}, \dots, \Xi^{(L)}) \\
\Omega &= \text{diag}(\Omega^{(1)}, \dots, \Omega^{(l)}, \dots, \Omega^{(L)}) \\
\mu^{(l)} &= \sum_{k \in \mathcal{K}_\ell} \sum_{p=1}^P \left(\sqrt{1 + \alpha_{p,k} \text{diag}(\beta_{p,k}^* f_{p,k}^H) G_k w_{p,k}} \right. \\
[0136] \quad &\quad \left. - |\beta_{p,k}|^2 \text{diag}(f_{p,k}^H) G_k \sum_{j=1}^P (w_{j,k} w_{j,k}^H) h_{p,k} \right) ; \\
\Xi^{(l)} &= \sum_{k \in \mathcal{K}_\ell} \sum_{p=1}^P |\beta_{p,k}|^2 \left(\text{diag}(f_{p,k}^H) \text{diag}(f_{p,k}) \sigma_v^2 \right. \\
&\quad \left. + \text{diag}(f_{p,k}^H) G_k \sum_{j=1}^P (w_{j,k} w_{j,k}^H) G_k^H \text{diag}(f_{p,k}) \right) \\
\Omega^{(l)} &= \sum_{k \in \mathcal{K}_\ell} \sum_{p=1}^P \text{diag}(G_k w_{p,k}) \left(\text{diag}(G_k w_{p,k}) \right)^H + \sigma_v^2 I_M
\end{aligned}$$

[0137] 该第二凸优化函数也可以通过CVX工具求解。

[0138] 所述S14.5中, 固定 $w_{p,k}$ 、 Ψ_k 和 $\beta_{p,k}$ 时, 等价函数即为优化 $\alpha_{p,k}$ 的第三凸优化函数, 优化问题可以重新表述为:

$$\begin{aligned}
\alpha_{p,k}^+ &= \frac{1}{2} \left(q_{p,k} \left(1 + \sqrt{4 + q_{p,k}^2} \right) \right) \\
[0139] \quad & ; \\
q_{p,k} &= \text{Re}\{\beta_{p,k}^* \bar{h}_{p,k}^H w_{p,k}\}
\end{aligned}$$

[0140] 其中, $q_{p,k}$ 为中间变量, $\alpha_{p,k}^+$ 为 $\alpha_{p,k}$ 的优化值。

[0141] 所述S14.6中, 固定 $w_{p,k}$ 、 Ψ_k 和 $\alpha_{p,k}$ 时, 等价函数即为优化 $\beta_{p,k}$ 的第四凸优化函数, 优化问题可以重新表述为:

$$[0142] \quad \beta_{p,k}^+ = \frac{\sqrt{1 + \alpha_{p,k}}}{w_{p,k}^H \bar{h}_{p,k}^H} \times \frac{\text{SINR}_{p,k}}{1 + \text{SINR}_{p,k}}$$

[0143] 其中, $\beta_{p,k}^+$ 为 $\beta_{p,k}$ 的优化值。

[0144] 为了评估本发明所提出的预编码方法的有效性, 分别对具有不同子载波组号的无源RIS、现有有源RIS和本发明有源RIS辅助OFDM系统进行仿真, 考虑到硬件成本, 子载波的组号取为L=1、2、4, 并且L=K=64作为参考上界。子载波数量和时域信道的延迟抽头设置为K=64和 $L_{cp}=16$ 。RIS元件的数量、BS处的天线的数量和用户的数量分别为M=64、 $N_t=4$ 和P=3。对于所有信道, 在参考距离1m处的路径损耗被设置为30dB。设置 $\kappa=0.5$, BS-RIS信道、RIS用户信道和BS用户信道的路径损耗指数分别设置为2.8、2.5和3.5。BS和RIS之间的距离以及RIS和用户之间的距离分别固定为dBR=50m和dRU=5m。基站和用户之间的距离范围服从从dBR-dRU到dBR+dRU的均匀分布。有源和静态噪声功率分别设置为 $\sigma_v^2 = -60\text{dBm}$ 和 $\sigma^2 = -70\text{dBm}$ 。

[0145] 图3是不同RIS下OFDM通信系统和速率相对于迭代次数的曲线图, 如图3所示, 与在不到5次迭代内收敛的无源RIS波束形成方法相比, 本发明收敛相对较慢, 对于L=4的情况, 该方法直到15次迭代才收敛。图4是不同RIS下OFDM通信系统总发射功率相对于迭代次数的曲线图, 如图4所示, 无源RIS的功率约束设置为 $P_{BS}^{max} = P_{total}$, 有源RIS的功耗约束设置为 $P_{BS}^{max} = 0.99 \times P_{total}$ 和 $P_A^{max} = 0.01 \times P_{total}$ 。可以得出结论, 窄带有源RIS的损耗可以达到30%以上, 并且仅通过将子载波划分为L=2或4组, 就可以极大地补偿损耗。

[0146] 总之, 本发明通过考虑频率选择性信道下本发明RIS的设计, 系统可达速率可比现有有源RIS大幅提升约35%。为权衡调控自由度和硬件开销, 本发明所提子载波分组架构能有效减小电路数量, 且当分组数仅为2或4时, 和速率增益即达到所有子载波自由调控上限增益的35%和55%以上。

[0147] 第三方面, 下面对本发明提供的RIS辅助OFDM通信系统的预编码装置进行描述, 下文描述的RIS辅助OFDM通信系统的预编码装置与上文描述的RIS辅助OFDM通信系统的预编码方法可相互对应参照。图5示例了RIS辅助OFDM通信系统的预编码装置的结构示意图, 如图5所示, 所述装置包括:

[0148] 构建模块21, 用于构建所述RIS辅助OFDM通信系统的信道;

[0149] 和速度建模模块22, 用于基于所述信道, 以基站预编码矩阵和RIS预编码矩阵为变量对所述RIS辅助OFDM通信系统的和速率进行建模;

[0150] 优化函数构建模块23, 用于以所述和速率最大为目标, 以基站发射功率和RIS反射功率不超过各自最大允许阈值为约束, 构建优化函数;

[0151] 优化求解模块24, 用于对所述优化函数进行求解, 得到最优基站预编码矩阵和最优RIS预编码矩阵。

[0152] 在上述各实施例的基础上, 作为一种可选的实施例, 所述信道的表达式如下所示:

$$[0153] \quad \bar{h}_{p,k}^H = h_{p,k}^H + f_{p,k}^H \Psi_k G_k ;$$

[0154] 所述 Ψ_k 的表达式如下:

$$[0155] \quad \Psi_k = \text{diag}(p_{k,1} e^{j\theta_{k,1}}, \dots, p_{k,m} e^{j\theta_{k,m}}, \dots, p_{k,M} e^{j\theta_{k,M}});$$

[0156] 上式中, $\bar{h}_{p,k}^H$ 为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波从基站到第 p 个用户的等效信道, $h_{p,k}^H$ 为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波从基站到第 p 个用户的直射径信道, $f_{p,k}^H$ 为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波从RIS到第 p 个用户的信道, Ψ_k 为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波的RIS预编码矩阵, G_k 为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波从基站到RIS的信道, $p_{k,m}$ 和 $\theta_{k,m}$ 分别为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波在RIS的第 m 个RIS单元的放大系数和相移, $m \in \{1, \dots, M\}$, M 为所述RIS中包含的RIS单元的数量。

[0157] 在上述各实施例的基础上, 作为一种可选的实施例, 所述和速率建模模块, 包括:

[0158] 数据传输模型构建单元, 用于基于所述信道, 以基站预编码矩阵和RIS预编码矩阵为变量构建所述RIS辅助OFDM通信系统的数据传输模型;

[0159] 信干噪比确定单元, 用于基于所述数据传输模型, 确定所述RIS辅助OFDM通信系统数据传输时的信干噪比;

[0160] 和速率模型构建单元, 用于基于所述信干噪比, 构建所述RIS辅助OFDM通信系统的和速率模型。

[0161] 在上述各实施例的基础上, 作为一种可选的实施例, 所述RIS辅助OFDM通信系统的数据传输模型的表达式如下所示:

$$[0162] \quad y_{p,k} = \bar{h}_{p,k}^H w_{p,k} s_{p,k} + \bar{h}_{p,k}^H \sum_{j \neq p}^P w_{j,k} s_{j,k} + f_{p,k}^H \Psi_k v_k + n_{p,k};$$

[0163] 所述RIS辅助OFDM通信系统数据传输时的信干噪比的表达式如下所示:

$$[0164] \quad SINR_{p,k} = \frac{|\bar{h}_{p,k}^H w_{p,k}|^2}{\sum_{j=1, j \neq p}^P |\bar{h}_{p,k}^H w_{j,k}|^2 + |f_{p,k}^H \Psi_k|^2 \sigma_v^2 + \sigma^2};$$

[0165] 所述RIS辅助OFDM通信系统的和速率模型 $\hat{R}$ 的表达式如下所示:

$$[0166] \quad \hat{R} = \frac{1}{L_{cp}} \sum_{k=1}^K \sum_{p=1}^P \log_2(1 + SINR_{p,k});$$

[0167] 其中, $y_{p,k}$ 为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 p 个用户接收到的第 k 个子载波信号, $\bar{h}_{p,k}^H$ 为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波从基站到第 p 个用户的等效信道, $s_{p,k}$ 和 $w_{p,k}$ 分别为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波在第 p 个用户上的发射符号和基站预编码, $s_{j,k}$ 和 $w_{j,k}$ 分别为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波在第 j 个用户上的发射符号和基站预编码, $f_{p,k}^H$ 为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波从RIS到第 p 个用户的信道, Ψ_k 为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波的RIS预编码矩阵, v_k 为 $y_{p,k}$ 中由RIS引

入的动态噪声, $n_{p,k}$ 为 $y_{p,k}$ 中引入的系统静态噪声, σ_v^2 为 v_k 的噪声功率, σ^2 为 $n_{p,k}$ 的噪声功率, $SINR_{p,k}$ 为 $y_{p,k}$ 的信干噪比, L_{cp} 为所述 RIS 辅助 OFDM 通信系统基站处的循环前缀长度, $k \in \{1, \dots, K\}$, K 为子载波总数, $p, j \in \{1, \dots, P\}$, P 为用户总数, $\|\cdot\|_F$ 为 Frobenius 范数。

[0168] 在上述各实施例的基础上, 作为一种可选的实施例, 所述 RIS 预编码矩阵 $\Psi = \text{diag}(\Psi_1, \dots, \Psi_k, \dots, \Psi_K)$; 所述基站预编码矩阵 $W = \text{diag}(W_1, \dots, W_k, \dots, W_K)$, 其中, $W_k = [w_{1,k}, \dots, w_{p,k}, \dots, w_{P,k}]$; 所述优化求解单元, 包括:

[0169] 辅助函数构造单元, 用于构造包含第一变量 $\alpha_{p,k}$ 和第二变量的 $\beta_{p,k}$ 的辅助函数 $\varphi_{p,k}$, 以生成所述 $\hat{R}$ 关于 $w_{p,k}$ 、 Ψ_k 和 $\varphi_{p,k}$ 的等效表达式;

[0170] 等价函数获取单元, 用于基于所述等效表达式, 获取所述优化函数的等价函数;

[0171] 第一优化单元, 用于固定 Ψ_k 、 $\alpha_{p,k}$ 和 $\beta_{p,k}$ 以将所述等价函数变更为第一凸优化函数, 并求解所述第一凸优化函数以优化 $w_{p,k}$;

[0172] 第二优化单元, 用于固定 $w_{p,k}$ 、 $\alpha_{p,k}$ 和 $\beta_{p,k}$ 以将所述等价函数变更为第二凸优化函数, 并求解所述第二凸优化函数以优化 Ψ_k ;

[0173] 第三优化单元, 用于固定 $w_{p,k}$ 、 Ψ_k 和 $\beta_{p,k}$ 以将所述等价函数变更为第三凸优化函数, 并求解所述第三凸优化函数以优化 $\alpha_{p,k}$;

[0174] 第四优化单元, 用于固定 $w_{p,k}$ 、 Ψ_k 和 $\alpha_{p,k}$ 以将所述等价函数变更为第四凸优化函数, 并求解所述第四凸优化函数以优化 $\beta_{p,k}$;

[0175] 输出单元, 用于判断所述优化是否收敛, 若是则输出 $w_{p,k}$ 和 Ψ_k , 否则第一优化单元。

[0176] 在上述各实施例的基础上, 作为一种可选的实施例, 所述等价函数的表达式为:

$$\max \hat{R} = \sum_{k=1}^K \sum_{p=1}^P \left(\log \left(\frac{1 + \alpha_{p,k}}{e^{\alpha_{p,k}}} \right) + \varphi_{p,k} \right)$$

$$\begin{aligned} \varphi_{p,k} = & 2 \sqrt{1 + \alpha_{p,k} \text{Re}\{\beta_{p,k}^* \bar{h}_{p,k}^H w_{p,k}\}} - |\beta_{p,k}|^2 \\ & \times \left(\sum_{j=1}^P |\bar{h}_{p,k}^H w_{j,k}|^2 + \|f_{p,k}^H \Psi_k\|_F^2 \sigma_v^2 + \sigma^2 \right) \end{aligned} \quad ;$$

[0178] 约束:

$$[0179] \quad \sum_{k=1}^K \|W_k\|_F^2 \leq P_{BS}^{max};$$

$$\sum_{k=1}^K \|\Psi_k G_k W_k\|_F^2 + \sum_{k=1}^K \|\Psi_k\|_F^2 \sigma_v^2 \leq P_A^{max}$$

[0180] 其中, G_k 为所述RIS辅助OFDM通信系统中第 k 个子载波从基站到RIS的信道, $\beta_{p,k}^*$ 为 $\beta_{p,k}$ 的共轭, P_{BS}^{max} 为基站发射功率最大允许阈值, P_A^{max} 为RIS反射功率最大允许阈值。

[0181] 第四方面,图6示例了一种电子设备的实体结构示意图,如图6所示,该电子设备可以包括:处理器(processor)610、通信接口(Communications Interface)620、存储器(memory)630和通信总线640,其中,处理器610,通信接口620,存储器630通过通信总线640完成相互间的通信。处理器610可以调用存储器630中的逻辑指令,以执行RIS辅助OFDM通信系统的预编码方法,该方法包括:构建所述RIS辅助OFDM通信系统的信道;基于所述信道,以基站预编码矩阵和RIS预编码矩阵为变量对所述RIS辅助OFDM通信系统的和速率进行建模;以所述和速率最大为目标,以基站发射功率和RIS反射功率不超过各自最大允许阈值为约束,构建优化函数;对所述优化函数进行求解,得到最优基站预编码矩阵和最优RIS预编码矩阵。

[0182] 此外,上述的存储器630中的逻辑指令可以通过软件功能单元的形式实现并作为独立的产品销售或使用,可以存储在一个计算机可读取存储介质中。基于这样的理解,本发明的技术方案本质上或者说对现有技术做出贡献的部分或者该技术方案的部分可以以软件产品的形式体现出来,该计算机软件产品存储在一个存储介质中,包括若干指令用以使得一台计算机设备(可以是个人计算机,服务器,或者网络设备等)执行本发明各个实施例所述方法的全部或部分步骤。而前述的存储介质包括:U盘、移动硬盘、只读存储器(ROM, Read-Only Memory)、随机存取存储器(RAM, Random Access Memory)、磁碟或者光盘等各种可以存储程序代码的介质。

[0183] 第五方面,本发明还提供一种计算机程序产品,所述计算机程序产品包括计算机程序,计算机程序可存储在非暂态计算机可读存储介质上,所述计算机程序被处理器执行时,计算机能够执行上述各方法所提供的RIS辅助OFDM通信系统的预编码方法,该方法包括:构建所述RIS辅助OFDM通信系统的信道;基于所述信道,以基站预编码矩阵和RIS预编码矩阵为变量对所述RIS辅助OFDM通信系统的和速率进行建模;以所述和速率最大为目标,以基站发射功率和RIS反射功率不超过各自最大允许阈值为约束,构建优化函数;对所述优化函数进行求解,得到最优基站预编码矩阵和最优RIS预编码矩阵。

[0184] 第六方面,本发明还提供一种非暂态计算机可读存储介质,其上存储有计算机程序,该计算机程序被处理器执行时实现以执行上述各方法提供的RIS辅助OFDM通信系统的预编码方法,该方法包括:构建所述RIS辅助OFDM通信系统的信道;基于所述信道,以基站预编码矩阵和RIS预编码矩阵为变量对所述RIS辅助OFDM通信系统的和速率进行建模;以所述和速率最大为目标,以基站发射功率和RIS反射功率不超过各自最大允许阈值为约束,构建优化函数;对所述优化函数进行求解,得到最优基站预编码矩阵和最优RIS预编码矩阵。

[0185] 以上所描述的装置实施例仅仅是示意性的,其中所述作为分离部件说明的单元可以是或者也可以不是物理上分开的,作为单元显示的部件可以是或者也可以不是物理单元,即可以位于一个地方,或者也可以分布到多个网络单元上。可以根据实际的需要选择其中的部分或者全部模块来实现本实施例方案的目的。本领域普通技术人员在不付出创造性的劳动的情况下,即可以理解并实施。

[0186] 通过以上的实施方式的描述,本领域的技术人员可以清楚地了解到各实施方式可借助软件加必需的通用硬件平台的方式来实现,当然也可以通过硬件。基于这样的理解,上述技术方案本质上或者说对现有技术做出贡献的部分可以以软件产品的形式体现出来,该计算机软件产品可以存储在计算机可读存储介质中,如ROM/RAM、磁碟、光盘等,包括若干指令用以使得一台计算机设备(可以是个人计算机,服务器,或者网络设备等)执行各个实施例或者实施例的某些部分所述的方法。

[0187] 最后应说明的是:以上实施例仅用以说明本发明的技术方案,而非对其限制;尽管参照前述实施例对本发明进行了详细的说明,本领域的普通技术人员应当理解:其依然可以对前述各实施例所记载的技术方案进行修改,或者对其中部分技术特征进行等同替换;而这些修改或者替换,并不使相应技术方案的本质脱离本发明各实施例技术方案的精神和范围。

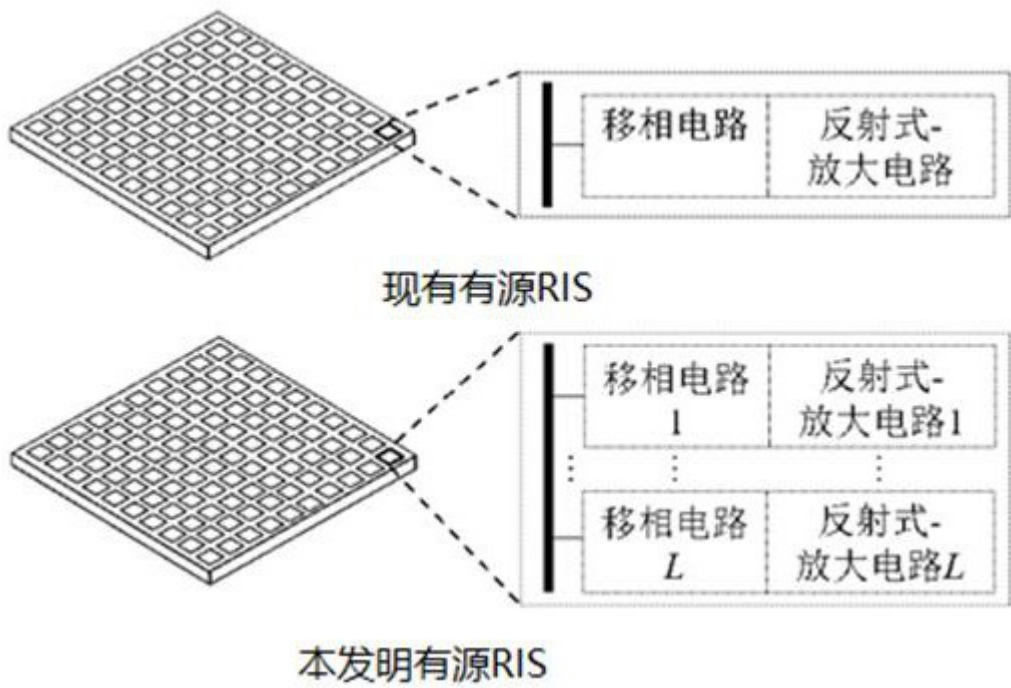


图 1

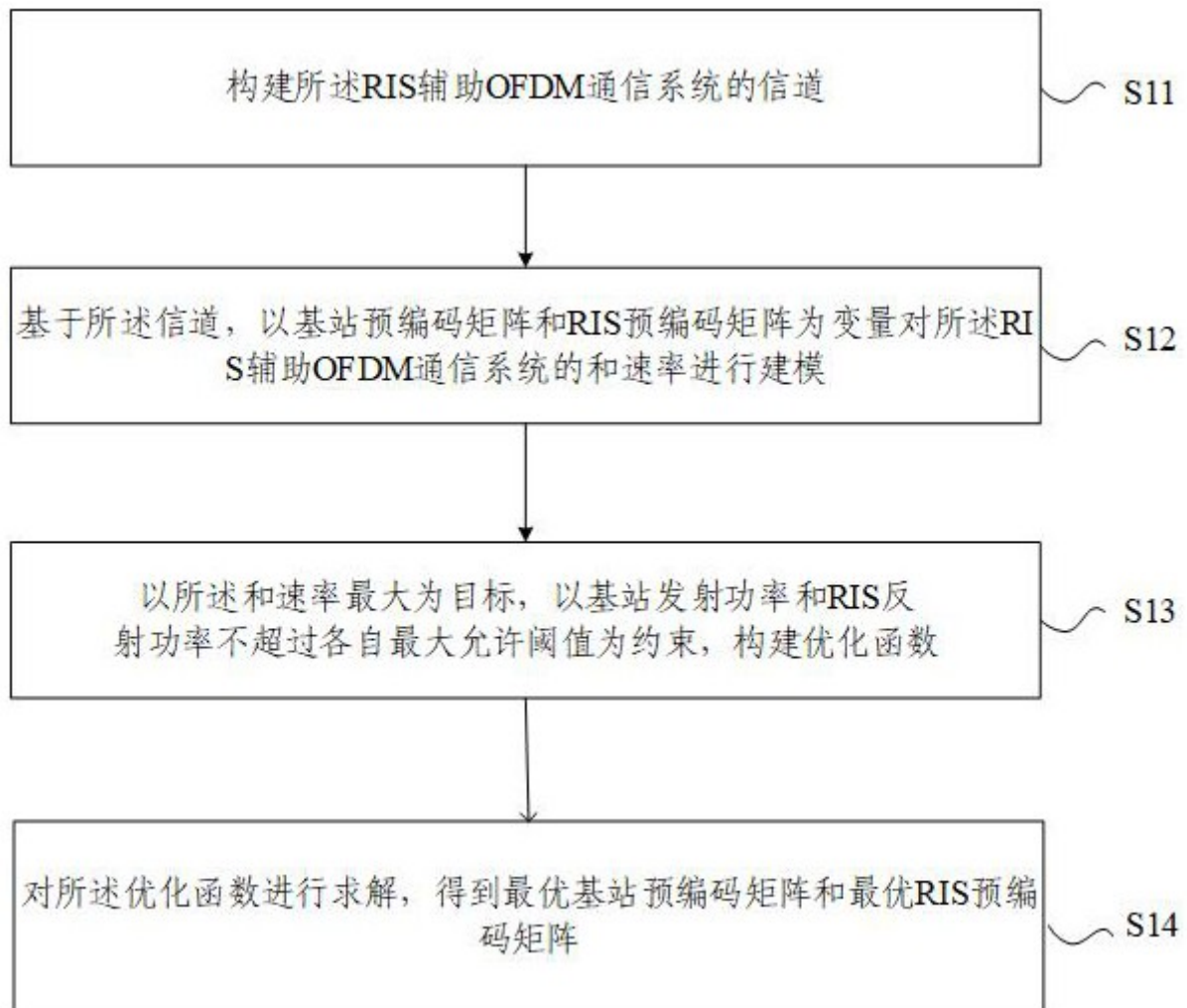


图 2

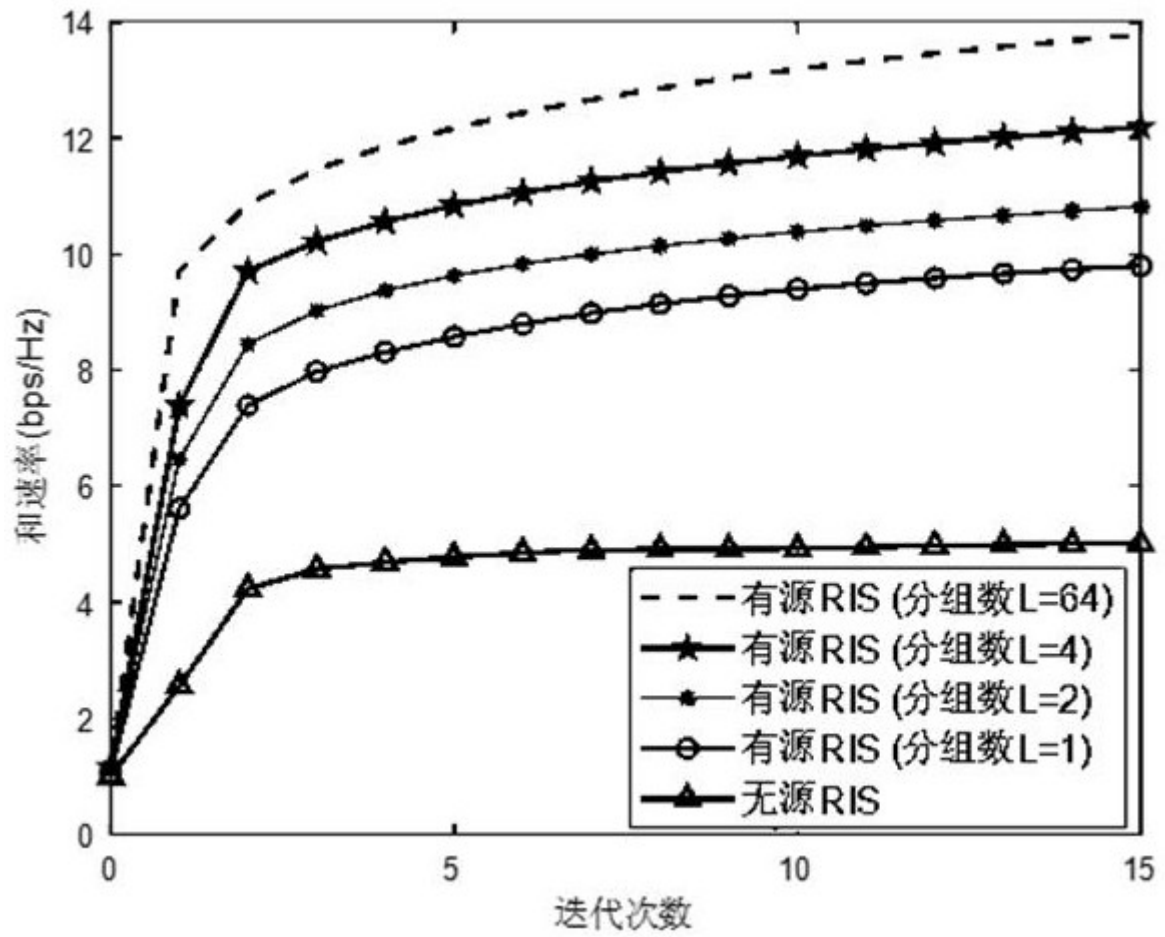


图 3

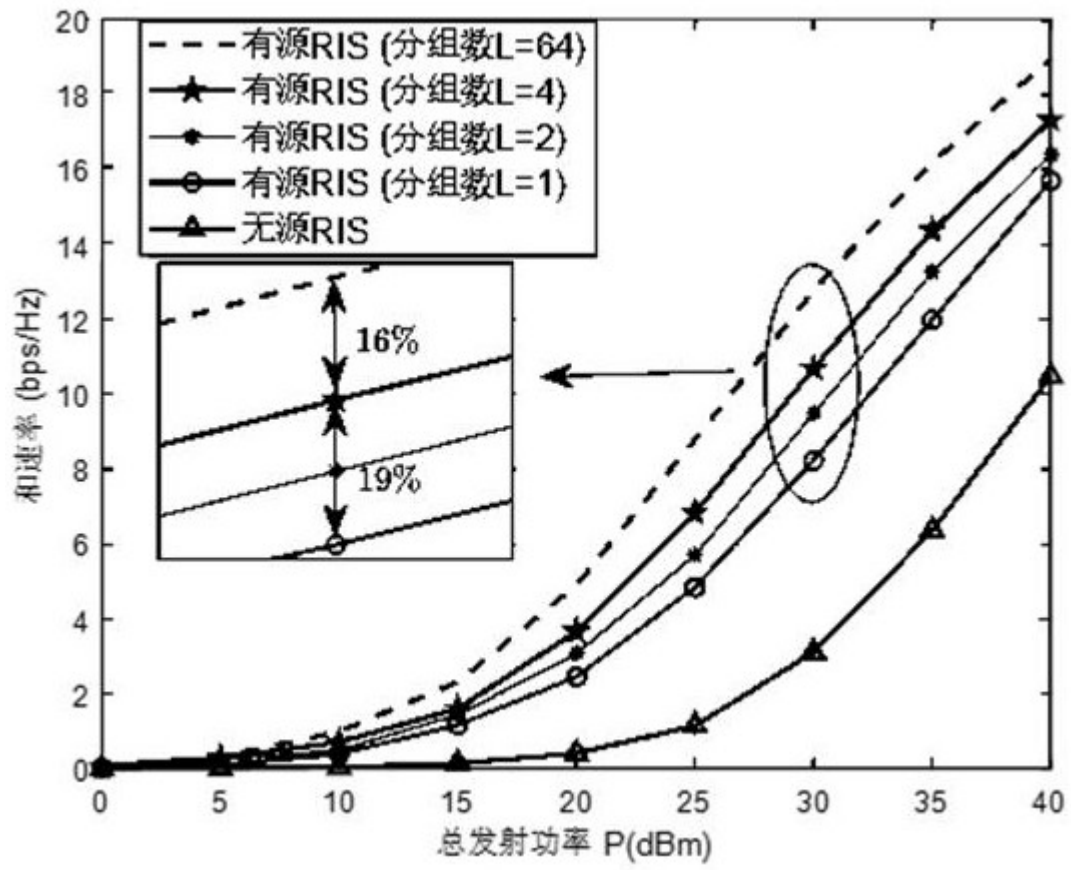


图 4

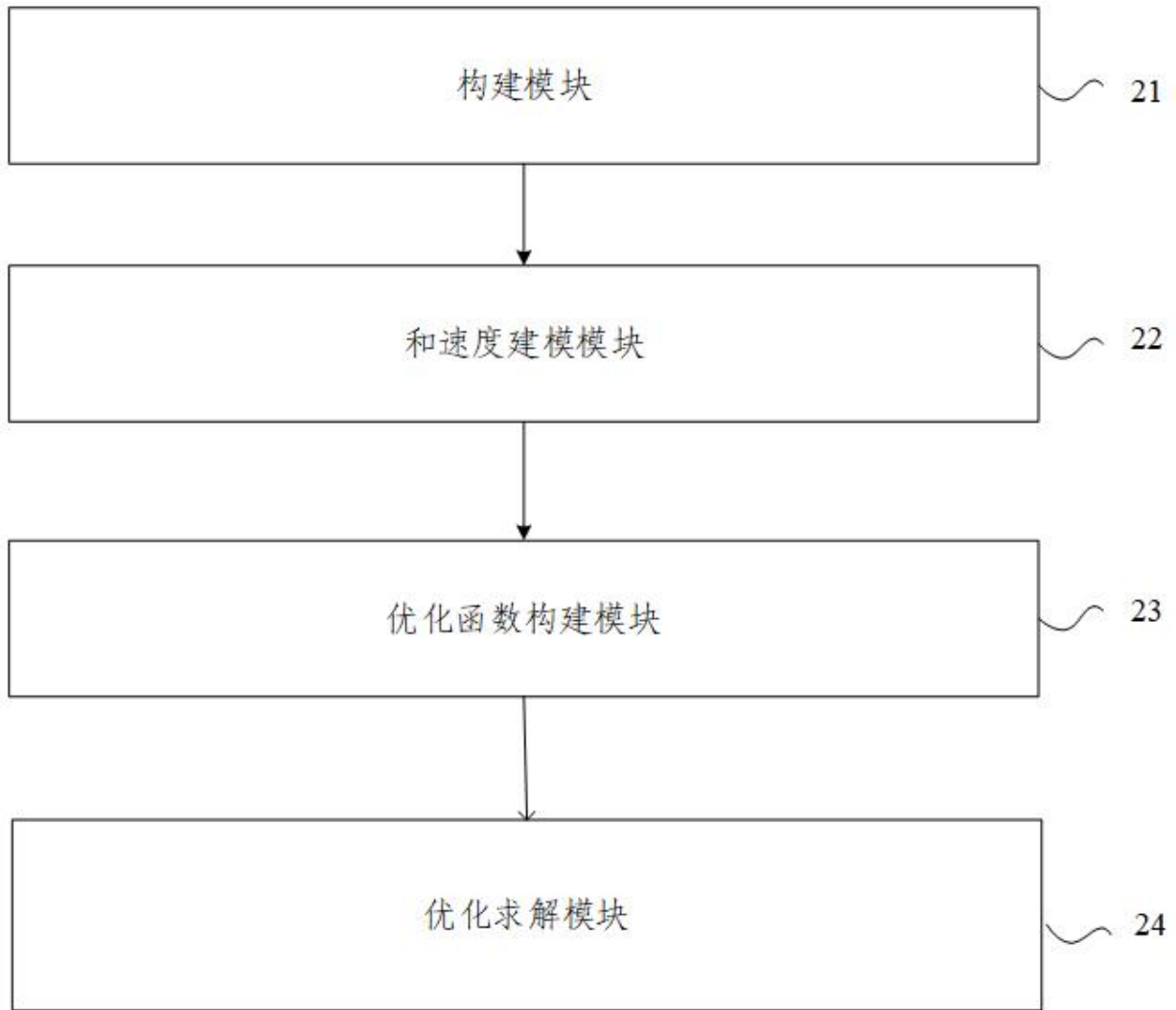


图 5

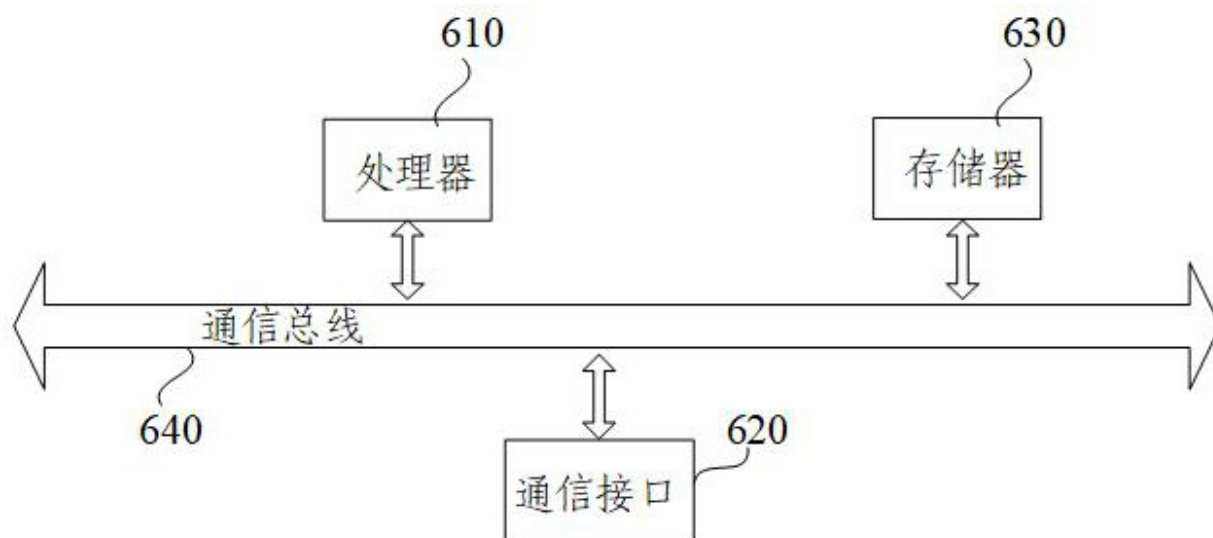


图 6