

(12) 按照专利合作条约所公布的国际申请

(19) 世界知识产权组织
国际局

(43) 国际公布日
2024 年 12 月 19 日 (19.12.2024)



(10) 国际公布号
WO 2024/254904 A1

- (51) 国际专利分类号:
H04B 7/0456 (2017.01)
- (21) 国际申请号: PCT/CN2023/103004
- (22) 国际申请日: 2023 年 6 月 28 日 (28.06.2023)
- (25) 申请语言: 中文
- (26) 公布语言: 中文
- (30) 优先权:
202310690841.9 2023年6月12日 (12.06.2023) CN
- (71) 申请人: 华中科技大学(HUAZHONG UNIVERSITY OF SCIENCE AND TECHNOLOGY) [CN/CN]; 中国湖北省武汉市洪山区珞喻路 1037 号, Hubei 430074 (CN)。
- (72) 发明人: 尹海帆(YIN, Haifan); 中国湖北省武汉市洪山区珞喻路 1037 号, Hubei 430074 (CN)。 韩

良成(HAN, Liangcheng); 中国湖北省武汉市洪山区珞喻路 1037 号, Hubei 430074 (CN)。 王德胜(WANG, Desheng); 中国湖北省武汉市洪山区珞喻路 1037 号, Hubei 430074 (CN)。

(74) 代理人: 华中科技大学专利中心(HUAZHONG UNIVERSITY OF SCIENCE AND TECHNOLOGY PATENT AGENCY CENTER); 中国湖北省武汉市洪山区珞喻路 1037 号华中科技大学东一楼340室, Hubei 430074 (CN)。

(81) 指定国(除另有指明, 要求每一种可提供的国家保护): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CV, CZ, DE, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IQ, IR, IS, IT, JM, JO, JP, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, MG, MK, MN, MU, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA,

(54) Title: MULTI-USER PRECODING METHOD BASED ON SUPER-DIRECTIVE ANTENNA ARRAY, AND DEVICE AND MEDIUM

(54) 发明名称: 超方向性天线阵列多用户预编码方法、设备及介质

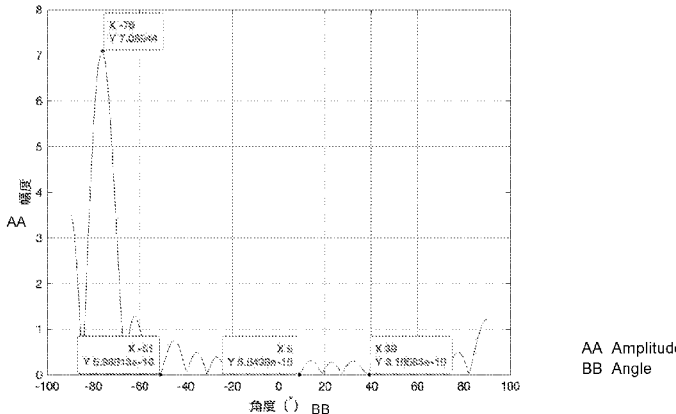


图 1

(57) Abstract: The present invention belongs to the field of wireless communications. Disclosed are a multi-user precoding method based on a super-directive antenna array, and a device and a medium. The method comprises: for a user u , constructing a unitary matrix [formula 1], wherein the last N ($N \leq K-1$) columns of the unitary matrix U are respectively standard orthogonal bases of an interfered user channel space $\text{span}\{h_i, i=1, \dots, K, i \neq u\}$, N is the number of dimensions of the interfered user channel space, and [formula 2] represents channel state information of an i -th terminal user, M is the total number of antennas on a network device side, K is the total number of terminal users that perform communications, and $M \geq K$; capturing the first $M-N$ rows of a matrix $U^H h_u$, so as to obtain a matrix η_u , wherein [formula 3], h_u represents channel state information of a u -th terminal user, and the superscript H represents conjugate transposition; capturing the first $M-N$ rows and the first $M-N$ columns of a matrix $U^H Z U$, so as to obtain a matrix Ξ , wherein [formula 4], a matrix [formula 5], and an element in Z

PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, WS, ZA, ZM, ZW。

(84) 指定国(除另有指明, 要求每一种可提供的地区保护): ARIPO (BW, CV, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SC, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 欧亚 (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), 欧洲 (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, ME, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG)。

本国际公布:

— 包括国际检索报告(条约第21条(3))。

represents a coupling coefficient of any two antennas; and performing calculation to obtain a precoding matrix [formula 6] of the u -th terminal user, wherein [formula 7]. The spectral efficiency and capacity of a system can be significantly improved, thereby meeting the increasing communication requirements.

(57) 摘要: 本发明公开了一种超方向性天线阵列多用户预编码方法、设备及介质, 属于无线通信领域。方法包括: 对于用户 u , 构造酉矩阵式(1)所述酉矩阵 U 的后 $N(N \leq K-1)$ 列分别为干扰用户信道空间 $\text{span}\{\mathbf{h}_i, i = 1, \dots, K, i \neq u\}$ 的标准正交基, 其中 N 为干扰用户信道空间的维数, 式(2)表示第 i 个终端用户的信道状态信息, M 为网络设备侧天线总数, K 为进行通信的终端用户总数, 且满足 $M \geq K$; 截取矩阵 $U^H \mathbf{h}_u$ 的前 $M-N$ 行得到矩阵 η_u , 其中式(3), $\mathbf{h}_u$ 表示第 u 个终端用户的信道状态信息, 上标 H 表示共轭转置; 截取矩阵 $U^H Z U$ 的前 $M-N$ 行、前 $M-N$ 列, 得到矩阵 Ξ , 其中, 式(4)矩阵式(5), Z 中元素表示任意两根天线的耦合系数; 计算得到第 u 个终端用户的预编码矩阵式(6), 其中式(7)能够显著提高系统的频谱效率和容量, 以满足日益增长的通信需求。

说明书

发明名称: 超方向性天线阵列多用户预编码方法、设备及介质

【技术领域】

[0001] 本发明属于无线通信领域，更具体地，涉及一种超方向性天线阵列多用户预编码方法、设备及介质。

【背景技术】

[0002] 在Massive MIMO的早期研究中，人们对基站端天线数目趋于无限时的信道特征进行了深入分析。然而，在实际应用中，由于技术和理论的不成熟，天线之间的距离仍然受到半波长限制，因此在固定尺寸的天线面板上部署大量天线以接近理论上的信道容量仍然存在挑战。近年来，随着Massive MIMO技术的进一步成熟和通信系统对频谱效率的要求不断提高，如何解决通过部署超密集天线阵列以实现系统吞吐率提升的问题已成为无线通信领域的难点。

[0003] 5G背景下，面对信号衰减大、无法部署超大规模天线阵列的缺陷，超方向性天线阵列作为一种窄波束的超方向性阵列，具有成为下一代无线通信系统关键技术的潜力。传统的天线阵列中，为了减少天线之间的互耦合，通常采用半波长左右的天线间距，但这也导致阵列增益只能与天线数 M 成正比。而在超方向性天线阵列中，通过缩小天线间距，充分利用天线之间强烈的互耦合作用，可以实现天线阵列增益与 M^2 成正比的性能提升。

[0004] 然而，目前针对超方向性天线阵列在无线通信系统中的应用研究尚未深入展开。传统的MIMO阵列可以通过波束赋形来实现空间复用，从而显著提高系统吞吐量。但是，在考虑耦合作用的情况下，如何利用超方向性天线阵列实现多用户无线通信场景的问题，目前还没有相应解决方案。

[0005] 【发明内容】

[0006] 针对以上缺陷或改进需求，本发明提供了一种超方向性天线阵列多用户预编码方法、设备及介质，旨在解决现有传统的多用户波束赋形方案由于忽略了天线间的耦合作用，导致无法实现阵列的超方向性，从而不能在基站为紧凑阵列时提升系统频谱效率的技术问题。

[0007] 为实现上述目的，第一方面，本发明提供了一种超方向性天线阵列多用户预编码方法，包括：

[0008] 对终端用户 u ，构造酉矩阵 $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ ，所述酉矩阵 $\mathbf{U}$ 的后 $N(N \leq K-1)$ 列分别为干扰用户信道空间 $\text{span}\{\mathbf{h}_i, i=1, \dots, K, i \neq u\}$ 的标准正交基，其中 N 为干扰用户信道空间的维数， $\mathbf{h}_i \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 表示第 i 个终端用户的信道状态信息， M 为网络设备侧天线总数， K 为进行通信的终端用户总数，且满足 $M \geq K$ ；

[0009] 截取矩阵 $\mathbf{U}^H \mathbf{h}_u$ 的前 $M-N$ 行得到矩阵 $\boldsymbol{\eta}_u$ ，其中 $\boldsymbol{\eta}_u \in \mathbb{C}^{(M-N) \times 1}$ ， $\mathbf{h}_u$ 表示第 u 个终端用户的信道状态信息，上标 H 表示共轭转置；

[0010] 截取矩阵 $\mathbf{U}^H \mathbf{Z} \mathbf{U}$ 的前 $M-N$ 行、前 $M-N$ 列，得到矩阵 $\boldsymbol{\Xi}$ ，其中， $\boldsymbol{\Xi} \in \mathbb{C}^{(M-N) \times (M-N)}$ ，矩阵 $\mathbf{Z} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ ， $\mathbf{Z}$ 中元素表示任意两根天线的耦合系数；

[0011] 计算得到第 u 个终端用户的预编码矩阵 $\mathbf{a}_u = \mathbf{U} \begin{pmatrix} \boldsymbol{\alpha}_u \\ \mathbf{0} \end{pmatrix}$ ，其中 $\boldsymbol{\alpha}_u = \boldsymbol{\Xi}^{-1} \boldsymbol{\eta}_u^*$ ，上标 $*$ 表示共轭。

[0012] 进一步地，在截取矩阵 $\mathbf{U}^H \mathbf{Z} \mathbf{U}$ 的前 $M-N$ 行、前 $M-N$ 列，得到矩阵 $\boldsymbol{\Xi}$ 之前，所述方法还包括：将矩阵 $\mathbf{Z}$ 更新为 $\mathbf{Z} + \boldsymbol{\Lambda}$ ，其中 $\boldsymbol{\Lambda} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ 为矩阵 $\mathbf{Z}$ 的正则化矩阵。

[0013] 进一步地，正则化矩阵 $\boldsymbol{\Lambda}$ 为：

$$\boldsymbol{\Lambda} = \frac{r_{\text{loss}}}{R_{\text{rad}}} \mathbf{I}_M$$

$$r_{\text{loss}} = \frac{L}{6\pi a} \sqrt{\frac{\pi f \mu}{\sigma}}$$

[0014] $R_{\text{rad}} \approx 24.7(kL/2)^{2.5}$

[0015] 其中， r_{loss} 和 R_{rad} 分别为天线的损耗和辐射阻抗， $\mathbf{I}_M$ 为 $M \times M$ 的单位矩阵， L 、 a 、 f 、 μ 、 σ 和 k 分别为天线的长度、半径、工作频率、磁导率、电导率和波数。

[0016] 进一步地，正则化矩阵 $\boldsymbol{\Lambda}$ 为：

$$\boldsymbol{\Lambda} = \frac{\epsilon^2}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi |k(\theta, \phi)|^2 d\theta d\phi \mathbf{I}_M$$

[0017] 其中， ϵ^2 为高斯噪声功率， $k(\theta, \phi)$ 为天线的方向图函数， θ 和 ϕ 分别为球坐标系下的远场坐标分量， $\mathbf{I}_M$ 为 $M \times M$ 的单位矩阵。

[0018] 进一步地, 正则化矩阵 Λ 为:

$$\Lambda = \frac{r_{\text{loss}}}{R_{\text{rad}}} \mathbf{I}_M + \frac{\epsilon^2}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi |k(\theta, \phi)|^2 d\theta d\phi \mathbf{I}_M$$

$$r_{\text{loss}} = \frac{L}{6\pi a} \sqrt{\frac{\pi f \mu}{\sigma}}$$

[0019] $R_{\text{rad}} \approx 24.7(kL/2)^{2.5}$

[0020] 其中, r_{loss} 和 R_{rad} 分别为天线的损耗和辐射阻抗, $\mathbf{I}_M$ 为 $M \times M$ 的单位矩阵, L 、 a 、 f 、 μ 、 σ 和 k 分别为天线的长度、半径、工作频率、磁导率、电导率和波数, ϵ^2 为高斯噪声功率, $k(\theta, \phi)$ 为天线的方向图函数, θ 和 ϕ 分别为球坐标系下的远场坐标分量。

[0021] 进一步地, 所述构造酉矩阵 $\mathbf{U} \in \mathbf{C}^{M \times M}$ 具体为:

[0022] 构造总干扰协方差矩阵:

$$\mathbf{R}_{\text{int}} = \sum_{i \neq u} (\mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H)$$

[0023] 对 $\mathbf{R}_{\text{int}}$ 做SVD分解得:

[0024] $\mathbf{R}_{\text{int}} = \mathbf{W}^H \Lambda \mathbf{W}$

[0025] 酉矩阵 $\mathbf{U}$ 为:

[0026] $\mathbf{U} = [\mathbf{W} \text{ 后 } M-N \text{ 列}, \mathbf{W} \text{ 前 } N \text{ 列}]$ 。

[0027] 进一步地, 矩阵

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} z_{11} & \cdots & z_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ z_{M1} & \cdots & z_{MM} \end{bmatrix}, z_{mn} = \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi |k(\theta, \phi)|^2 e^{jk\hat{\mathbf{r}} \cdot \mathbf{r}_m} e^{-jk\hat{\mathbf{r}} \cdot \mathbf{r}_n} \sin\theta d\theta d\phi;$$

[0028] 其中, z_{mn} 表示第 m 根和第 n 根天线的耦合系数, $k(\theta, \phi)$ 为天线的方向图函数, θ 和 ϕ 分别为球坐标系下的远场坐标分量, k 为天线的波数, $\hat{\mathbf{r}}$ 为球坐标系下的单位矢量, $\mathbf{r}_m$ 和 $\mathbf{r}_n$ 分别为第 m 根和第 n 根天线的坐标, $m=1, \dots, M$, $n=1, \dots, M$ 。

[0029] 进一步地, 所述酉矩阵 $\mathbf{U}$ 的后 $N(N \leq K-1)$ 列分别为干扰用户信道空间 $\text{span}\{\mathbf{h}_i, i=1, \dots, K, i \neq u\}$ 的标准正交基, 包括:

[0030] 令 $[\mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_{K-1}] \in \mathbb{C}^{M \times (K-1)}$ 为干扰用户信道向量组成的矩阵，若 $N=K-1$ ，所述酉矩阵 $\mathbf{U}$ 的后 $K-1$ 列分别为 $\frac{\bar{\mathbf{v}}_i}{\|\bar{\mathbf{v}}_i\|}, i=1, \dots, K-1$ ，其中：

$$\begin{cases} \bar{\mathbf{v}}_1 = \frac{\mathbf{v}_1}{\|\mathbf{v}_1\|} \\ \bar{\mathbf{v}}_2 = \mathbf{v}_2 - \frac{\bar{\mathbf{v}}_1^H \mathbf{v}_2}{\|\bar{\mathbf{v}}_1\|} \bar{\mathbf{v}}_1, \\ \bar{\mathbf{v}}_3 = \mathbf{v}_3 - \frac{\bar{\mathbf{v}}_1^H \mathbf{v}_3}{\|\bar{\mathbf{v}}_1\|} \bar{\mathbf{v}}_1 - \frac{\bar{\mathbf{v}}_2^H \mathbf{v}_3}{\|\bar{\mathbf{v}}_2\|} \bar{\mathbf{v}}_2 \\ \vdots \\ \bar{\mathbf{v}}_{K-1} = \mathbf{v}_{K-1} - \frac{\bar{\mathbf{v}}_1^H \mathbf{v}_{K-1}}{\|\bar{\mathbf{v}}_1\|} \bar{\mathbf{v}}_1 - \dots - \frac{\bar{\mathbf{v}}_{K-2}^H \mathbf{v}_{K-1}}{\|\bar{\mathbf{v}}_{K-2}\|} \bar{\mathbf{v}}_{K-2} \end{cases};$$

[0031] 若 $N < K-1$ ，计算 $\frac{\bar{\mathbf{v}}_i}{\|\bar{\mathbf{v}}_i\|}, i=1, \dots, K-1$ 后将得到 N 个非零向量，选取所述 N 个非零向量作为 $\mathbf{U}$ 的后 N 列。

[0032] 第二方面，本发明提供了一种超方向性天线阵列多用户预编码方法，包括：

[0033] 对终端用户 u ，构造酉矩阵 $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ ，所述酉矩阵 $\mathbf{W}$ 的前 N ($N \leq K-1$) 列分别为干扰用户信道空间 $\text{span}\{\mathbf{h}_i, i=1, \dots, K, i \neq u\}$ 的标准正交基，其中 N 为干扰用户信道空间的维数， $\mathbf{h}_i \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 表示第 i 个终端用户的信道状态信息， M 为网络设备侧天线总数， K 为进行通信的终端用户总数，且满足 $M \geq K$ ；

[0034] 截取酉矩阵 $\mathbf{W}$ 的后 $M-N$ 列得到矩阵 $\mathbf{R}$ ，其中 $\mathbf{R} \in \mathbb{C}^{M \times (M-N)}$ ；

[0035] 计算得到第 u 个终端用户的预编码矩阵 $\mathbf{a}_u = \mathbf{R} \mathbf{R}^H \mathbf{a}_u^{\text{opt}}$ ，其中 $\mathbf{a}_u^{\text{opt}} = \mathbf{Z}^{-1} \mathbf{h}_u^*$ ，上标 $\star$ 表示共轭， $\mathbf{h}_u$ 表示第 u 个终端用户的信道状态信息，矩阵 $\mathbf{Z} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ ， $\mathbf{Z}$ 中元素表示任意两根天线的耦合系数，上标 H 表示共轭转置。

[0036] 第三方面，本发明提供了一种网络设备，包括：

[0037] 构造单元，用于对终端用户 u ，构造酉矩阵 $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ ，所述酉矩阵 $\mathbf{U}$ 的后 N ($N \leq K-1$) 列分别为干扰用户信道空间 $\text{span}\{\mathbf{h}_i, i=1, \dots, K, i \neq u\}$ 的标准正交基，其中 N 为干扰用户信道空间的维数， $\mathbf{h}_i \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 表示第 i 个终端用户的信道状态信息， M 为网络设备侧天线总数， K 为进行通信的终端用户总数，且满足 $M \geq K$ ；

- [0038] 第一截取单元，用于截取矩阵 $\mathbf{U}^H \mathbf{h}_u$ 的前 $M-N$ 行得到矩阵 $\boldsymbol{\eta}_u$ ，其中
 $\boldsymbol{\eta}_u \in \mathbf{C}^{(M-N) \times 1}$ ， $\mathbf{h}_u$ 表示第 u 个终端用户的信道状态信息，上标 H 表示共轭转置；
- [0039] 第二截取单元，用于截取矩阵 $\mathbf{U}^H \mathbf{Z} \mathbf{U}$ 的前 $M-N$ 行、前 $M-N$ 列，得到矩阵 $\boldsymbol{\Xi}$ ，
 其中， $\boldsymbol{\Xi} \in \mathbf{C}^{(M-N) \times (M-N)}$ ，矩阵 $\mathbf{Z} \in \mathbf{C}^{M \times M}$ ， $\mathbf{Z}$ 中元素表示任意两根天线的耦合系数；
- [0040] 计算单元，用于计算得到第 u 个终端用户的预编码矩阵 $\mathbf{a}_u = \mathbf{U} \begin{pmatrix} \boldsymbol{\alpha}_u \\ \mathbf{0} \end{pmatrix}$ ，其中
 $\boldsymbol{\alpha}_u = \boldsymbol{\Xi}^{-1} \boldsymbol{\eta}_u^*$ ，上标 $*$ 表示共轭。
- [0041] 第四方面，本发明提供了一种网络设备，包括：
- [0042] 构造单元，用于对终端用户 u ，构造酉矩阵 $\mathbf{W} \in \mathbf{C}^{M \times M}$ ，所述酉矩阵 $\mathbf{W}$ 的前
 $N(N \leq K-1)$ 列分别为干扰用户信道空间 $\text{span}\{\mathbf{h}_i, i=1, \dots, K, i \neq u\}$ 的标准正
 交基，其中 N 为干扰用户信道空间的维数， $\mathbf{h}_i \in \mathbf{C}^{M \times 1}$ 表示第 i 个终端用户的信道
 状态信息， M 为网络设备侧天线总数， K 为进行通信的终端用户总数，且满足
 $M \geq K$ ；
- [0043] 截取单元，用于截取酉矩阵 $\mathbf{W}$ 的后 $M-N$ 列得到矩阵 $\mathbf{R}$ ，其中 $\mathbf{R} \in \mathbf{C}^{M \times (M-N)}$ ；
- [0044] 计算单元，用于计算得到第 u 个终端用户的预编码矩阵 $\mathbf{a}_u = \mathbf{R} \mathbf{R}^H \mathbf{a}_u^{\text{opt}}$ ，其中
 $\mathbf{a}_u^{\text{opt}} = \mathbf{Z}^{-1} \mathbf{h}_u^*$ ，上标 $*$ 表示共轭， $\mathbf{h}_u$ 表示第 u 个终端用户的信道状态信息，矩阵
 $\mathbf{Z} \in \mathbf{C}^{M \times M}$ ， $\mathbf{Z}$ 中元素表示任意两根天线的耦合系数，上标 H 表示共轭转置。
- [0045] 第五方面，本发明提供了一种电子设备，包括：
- [0046] 处理器；以及
- [0047] 存储器，用于存储所述处理器的可执行指令；
- [0048] 其中，所述处理器配置为经由执行所述可执行指令来执行第一方面或第二方面
 所述的超方向性天线阵列多用户预编码方法。
- [0049] 第六方面，本发明提供了一种计算机可读存储介质，所述计算机可读存储介质
 中存储有计算机执行指令，当处理器执行所述计算机执行指令时，实现如第一
 方面或第二方面所述的超方向性天线阵列多用户预编码方法。
- [0050] 总体而言，通过本发明提出的以上技术方案与现有技术相比，能够取得下列有
 益效果：

- [0051] (1)本发明利用不同用户信道的渐进正交特性，提出了一种低复杂度的方案求解凸优化问题，通过构造酉矩阵，并进行相应的数学变换，从而得到各终端用户的预编码矩阵。该方案充分考虑天线之间的耦合，并能够更好地区分和处理不同终端用户之间的通信信号，从而可以显著提高系统的频谱效率和容量，以满足日益增长的通信需求。
- [0052] (2)本发明通过引入正则化矩阵，以克服实际的超方向性多用户通信系统中，由于欧姆损耗和信道估计不准确等原因，出现系统容量下降的问题。
- [0053] (3)本发明提出了一种简化方案来求解凸优化问题，具体为：先求出目标函数的最优解，再把这个最优解投影在干扰用户的零空间上；从而避免了多次矩阵运算。

【附图说明】

- [0054] 图1是本发明提供的仿真对目标用户进行超方向性迫零波束赋形得到的方向图；
- [0055] 图2是本发明提供的仿真多用户情况下发明方案一与发明方案二、传统的最大比传输、迫零传输方案的频谱效率SE-SNR对比图；
- [0056] 图3是本发明提供的仿真多用户情况下发明方案一与发明方案三、传统的最大比传输、迫零传输方案的频谱效率SE-SNR对比图。

【具体实施方式】

- [0057] 为了使本发明的目的、技术方案及优点更加清楚明白，以下结合附图及实施例，对本发明进行进一步详细说明。应当理解，此处所描述的具体实施例仅仅用以解释本发明，并不用于限定本发明。
- [0058] 本发明可以应用于无线通信系统，需要说明的是，本申请实施例提及的无线通信系统包括但不限于：窄带物联网系统(Narrow Band-Internet of Things, NB-IoT)、全球移动通信系统(Global System for Mobile Communications, GSM)、增强型数据速率GSM演进系统(Enhanced Data rate for GSM Evolution, EDGE)、宽带码分多址系统(Wideband Code Division Multiple Access, WCDMA)、码分多址2000系统(Code Division Multiple Access, CDMA2000)、时分同步码分多址系统

(Time Division-Synchronization Code Division Multiple Access, TD-SCDMA), 长期演进系统(Long Term Evolution, LTE)以及5G移动通信系统的三大应用场景 增强型移动宽带(Enhanced Mobile Broad Band, eMBB)、超高可靠与低时延通信 (Ultra-reliable and Low Latency Communications, URLLC)以及大规模机器通信 (Massive Machine-Type Communications, mMTC)。

[0059] 本发明涉及的通信装置主要包括网络侧设备或者终端设备。本发明中的发送端 为网络侧设备，则接收端为终端设备；或者，本发明中的发送端为终端设备， 则接收端为网络侧设备。

[0060] 本发明的终端设备可以是无线终端，无线终端可以是指向用户提供语音和/ 或其他业务数据连通性的设备，具有无线连接功能的手持式设备、或连接到无 线调制解调器的其他处理设备。无线终端可以经无线接入网(radio access network, RAN)与一个或多个核心网进行通信，无线终端可以是移动终端，如移动电 话(或称为“蜂窝”电话)和具有移动终端的计算机，例如，可以是便携式、袖珍 式、手持式、计算机内置的或者车载的移动装置，它们与无线接入网交换语言 和/或数据。例如，个人通信业务(personal communication service, PCS)电话、无 绳电话、会话发起协议(session initiation protocol, SIP)话机、无线本地环路(wireless local loop, WLL)站、个人数字助理(personal digital assistant, PDA)等设备。 无线终端也可以称为系统、订户单元(subscriber unit)、订户站(subscriber station), 移动站(mobile station)、移动台(mobile)、远程站(remotestation)、远程终端 (remote terminal)、接入终端(access Terminal)、用户终端(userterminal)、用户代理 (user agent)、用户设备(user device or user equipment)，在此不作限定。

[0061] 本发明的网络侧设备可以是用于与终端设备进行通信的设备，例如，可以是 GSM系统或CDMA中的基站(base transceiver station, BTS)，也可以是WCDMA 系统中的基站(nodeB, NB)，还可以是LTE系统中的演进型基站(evolutional nodeB, eNB或eNodeB)，还可以是LTE系统中的下一代基站(next generation eNodeB, ngeNB)，或者该网络侧设备可以为中继站、接入点(access point, AP)、车载 设备、可穿戴设备以及5G网络中的网络侧设备或未来演进的公共陆地移动网络

(public land mobile network, PLMN)中的网络侧设备等,例如,可以是新一代基站(generation nodeB, gNB或gNodeB)。

[0062] 以下首先对超方向性天线阵列多用户预编码方法的技术现状进行说明。

[0063] 1.1系统模型

[0064] 基站的第s根天线与第u个终端用户的信道可表示为:

$$h_{u,s}(f,t) = \sum_{p=1}^P \beta_p e^{j2\pi \hat{\mathbf{r}}_{rx,p}^T \bar{\mathbf{d}}_{rx,u} / \lambda_0} e^{j2\pi \hat{\mathbf{t}}_{tx,s}^T \bar{\mathbf{d}}_{tx,s} / \lambda_0} e^{-j2\pi f \tau_p} e^{j\omega_p t} \quad (1)$$

[0065] 其中 β_p 和 τ_p 分别为第p条径的复幅度和时延; λ_0 是中心频率的波长;分别用 $\theta_{p,ZOD}$ 、 $\phi_{p,AOD}$ 、 $\theta_{p,ZOA}$ 、 $\phi_{p,AOA}$ 表示第p条径的俯仰出发角、水平出发角、俯仰到达角、水平到达角度。

[0066] $\hat{\mathbf{r}}_{rx,p}$ 是具有水平到达角 $\phi_{p,AOA}$ 和俯仰到达角 $\theta_{p,ZOA}$ 的球面单位向量:

$$\hat{\mathbf{r}}_{rx,p} \triangleq \begin{bmatrix} \sin \theta_{p,ZOA} \cos \phi_{p,AOA} \\ \sin \theta_{p,ZOA} \sin \phi_{p,AOA} \\ \cos \theta_{p,ZOA} \end{bmatrix} \quad (2)$$

[0067] $\hat{\mathbf{t}}_{tx,p}$ 是具有俯仰出发角 $\theta_{p,ZOD}$ 和水平出发角 $\phi_{p,AOD}$ 的球面单位向量:

$$\hat{\mathbf{t}}_{tx,p} \triangleq \begin{bmatrix} \sin \theta_{p,ZOD} \cos \phi_{p,AOD} \\ \sin \theta_{p,ZOD} \sin \phi_{p,AOD} \\ \cos \theta_{p,ZOD} \end{bmatrix} \quad (3)$$

[0068] 其中, $\bar{\mathbf{d}}_{rx,u}$ 是3D直角坐标系中第i个终端用户的位置向量;类似的, $\bar{\mathbf{d}}_{tx,s}$ 是基站的第s根天线的位置向量;指数项 $e^{j\omega_p t}$ 是第p条径的多普勒,其中t表示时间; ω_p 为 $\omega_p \triangleq \hat{\mathbf{r}}_{rx,p}^T \bar{\mathbf{v}} / \lambda_0$,其中 $\bar{\mathbf{v}}$ 表示终端用户UE速度向量:

$$\bar{\mathbf{v}} \triangleq v [\sin \theta_v \cos \phi_v \quad \sin \theta_v \sin \phi_v \quad \cos \theta_v]^T \quad (4)$$

[0069] 其中, v 、 ϕ_v 、 θ_v 分别是UE移动速度、行进水平角、行进俯仰角。

[0070] 基站包含 N_v 行 N_h 列天线,将基站天线数用 N_t 表示, $N_t = N_v N_h$;将UE天线数用 N_r 表示,整个带宽包含 N_f 个子载波,相邻子载波间隔为 Δf 。

[0071] 用 $\mathbf{h}_u(f,t) \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$ 表示在时间t和频率f上基站的所有天线到第u个终端用户UE的信道;将所有 N_f 个子载波上的信道写成矩阵形式:

$$\mathbf{H}_u(t) \triangleq [\mathbf{h}_u(f_1, t) \quad \mathbf{h}_u(f_2, t) \quad \cdots \quad \mathbf{h}_u(f_{N_f}, t)] \quad (5)$$

[0072] 其中, f_i 是第 i 个子载波的频率, 并满足 $1 \leq i \leq N_{fo}$ 。

[0073] 第 u 个终端用户 UE 在时刻 t 、子载波 f 上接收到的信号为

$$y = \mathbf{h}_u^T(f_i, t) \mathbf{w}_u(f_i, t) x + n \quad (6)$$

[0074] 其中 $\mathbf{w}_u(f_i, t) \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ 为基站对第 u 个终端用户 UE 的波束成形预编码向量, h 为服从零均值、方差为 σ^2 的高斯白噪声。考虑某个时间 t 和频率 f_i , $\mathbf{h}_u^T(f_i, t)$ 简单表示为 $\mathbf{h}_u^T$ 。

[0075] 1.2. 传统多用户波束赋形方案一: 最大比传输

[0076] 最大比传输(Maximum Ratio Transmission, MRT)是一种多天线技术, 它利用接收端的信道状态信息来优化发送端的天线权重, 从而最大化接收信号的信噪比。

[0077] 最大比传输波束赋形矢量的数学表达式可以表示为:

$$\mathbf{w}_{\text{MRT}} = \beta \mathbf{h}^* \quad (7)$$

[0078] 其中, β 为基站对波束赋形向量的功率约束系数, $\mathbf{h}$ 是基站测量到的目标用户的信道状态信息(CSI), $\mathbf{h}^*$ 是它的共轭。通过为不同用户根据其信道状态信息分配不同的波束赋形向量, 达到实现多用户场景通信的目的。传统MIMO系统中, MRT方案的侧重点在于用户的信号增益最大化, 但在多用户系统的场景下, 随着传输信道相关性的提升, 此方案由于没有考虑如何对用户间的干扰进行处理, 将会导致整个系统性能快速下降。

[0079] 1.3 传统多用户波束赋形方案二: 迫零传输

[0080] 最大比传输方案只关注目标用户的有用信号, 忽略其他用户的干扰。与之相反的是, 迫零传输(Zero Forcing, ZF)方案致力于消除不同用户之间的干扰, 但不考虑噪声的影响。具体而言, MRT方案的预编码矩阵可以表示为目标用户信道向量的归一化值与发送信号的乘积, 而ZF方案的预编码矩阵可以表示为信道传输矩阵的伪逆与接收信号向量的乘积, 以此来消除不同用户之间的干扰并获得所需信号。

$$\mathbf{W}_{\text{ZF}} = \beta \mathbf{H}(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^\dagger \quad (8)$$

[0081] 其中 $H=[h_1, h_2, \dots, h_K]$ 为 K 个终端用户的信道状态信息组成的矩阵， W_{ZF} 中的第 k 列即为第 k 个终端用户的预编码向量。ZF方案在信噪比较高的区域能达到很好的系统和速率；在信噪比较低的区域，由于其忽略了噪声的影响，系统可达总速率没有MRT方案高。

[0082] 1.4超方向性波束赋形

[0083] 为了便于分析，假设一个由 M 根天线组成的间距为 d 的天线阵列，其中每根天线的方向图函数为 $k(\theta, \phi)$ ， θ 和 ϕ 为球坐标系下的远场坐标分量，这个阵列的远场方向图函数 $f(\theta, \phi)$ 为：

$$f(\theta, \phi) = \sum_{m=1}^M a_m k(\theta, \phi) e^{jk\hat{\mathbf{r}} \cdot \mathbf{r}_m}, \quad (9)$$

[0084] 其中 a_m 为第 m 根天线的激励系数， k 为波数， $\hat{\mathbf{r}}$ 为球坐标系下的单位矢量， $\mathbf{r}_m$ 为第 m 根天线的坐标， $m=1, \dots, M$ 。

[0085] 方向 (θ_0, ϕ_0) 上的方向性系数 $D(\theta_0, \phi_0)$ 定义为：

$$D(\theta_0, \phi_0) = \frac{\left| \sum_{m=1}^M a_m k(\theta_0, \phi_0) e^{jk\hat{\mathbf{r}}_0 \cdot \mathbf{r}_m} \right|^2}{\frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left| \sum_{m=1}^M a_m k(\theta, \phi) e^{jk\hat{\mathbf{r}} \cdot \mathbf{r}_m} \right|^2 \sin\theta d\theta d\phi}, \quad (10)$$

[0086] 对上式中的分母化简：

$$\begin{aligned} & \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left| \sum_{m=1}^M a_m k(\theta, \phi) e^{jk\hat{\mathbf{r}} \cdot \mathbf{r}_m} \right|^2 \sin\theta d\theta d\phi \\ &= \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \sum_{n=1}^M \sum_{m=1}^M a_n a_m^* |k(\theta, \phi)|^2 e^{jk\hat{\mathbf{r}} \cdot \mathbf{r}_n} e^{-jk\hat{\mathbf{r}} \cdot \mathbf{r}_m} \sin\theta d\theta d\phi \\ &= \sum_{n=1}^M \sum_{m=1}^M a_n a_m^* \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi |k(\theta, \phi)|^2 e^{jk\hat{\mathbf{r}} \cdot \mathbf{r}_n} e^{-jk\hat{\mathbf{r}} \cdot \mathbf{r}_m} \sin\theta d\theta d\phi, \end{aligned} \quad (11)$$

[0087] 对于上式中的积分项，令：

$$z_{mn} = \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi |k(\theta, \phi)|^2 e^{jk\hat{\mathbf{r}} \cdot \mathbf{r}_n} e^{-jk\hat{\mathbf{r}} \cdot \mathbf{r}_m} \sin\theta d\theta d\phi. \quad (12)$$

[0088] 所以式(11)可重写为：

$$\begin{aligned} & \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^M a_n a_m^* \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi |k(\theta, \phi)|^2 e^{jk\hat{\mathbf{r}} \cdot \mathbf{r}_n} e^{-jk\hat{\mathbf{r}} \cdot \mathbf{r}_m} \sin\theta d\theta d\phi \\ &= \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^M a_n a_m^* z_{mn}. \end{aligned} \quad (13)$$

[0089] 为了方便表示，式(10)可化简为

$$D = \frac{\mathbf{a}^T \mathbf{e} \mathbf{e}^H \mathbf{a}^*}{\mathbf{a}^T \mathbf{Z} \mathbf{a}^*}, \quad (14)$$

[0090] 其中，

$$\mathbf{a} = [a_1, a_2, \dots, a_M]^T, \quad (15)$$

[0091] 和

$$\mathbf{e} = [e^{jk_1 \cdot \mathbf{r}_1} k(\theta, \phi), e^{jk_2 \cdot \mathbf{r}_2} k(\theta, \phi), \dots, e^{jk_M \cdot \mathbf{r}_M} k(\theta, \phi)]^T. \quad (16)$$

[0092] Z为归一化实阻抗矩阵：

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} z_{11} & \dots & z_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ z_{M1} & \dots & z_{MM} \end{bmatrix}. \quad (17)$$

[0093] 使式(14)最大化的波束成形矢量a可求解为：

$$\mathbf{a} = \mathbf{Z}^{-1} \mathbf{e}^*, \quad (18)$$

[0095] 最大化的方向性系数为：

$$D_{\max} = \mathbf{e}^H \mathbf{Z}^{-1} \mathbf{e}. \quad (19)$$

[0097] 基于上述描述，可以看出目前的超方向性阵列研究仅从天线阵列的角度来探讨如何最大化方向性增益，还未与实际的通信系统相结合，如何利用其去提升整个系统的频谱效率仍是一个挑战。而传统的多用户波束形方案由于忽略了天线间的耦合作用，导致无法实现阵列的超方向性，从而也不能达到在基站为紧凑阵列时提升系统频谱效率的目的。

[0098] 为解决这一问题，需要研究一种适用于多用户的超方向性波束赋形算法，该算法应考虑天线之间的耦合，并能够更好地区分和处理不同用户之间的通信信号。通过使用这种算法，可以显著提高系统的频谱效率和容量，以满足日益增长的通信需求。

[0099] 对此，本发明在紧凑天线阵列中，将天线之间的耦合作用纳入分析模型，提供一种多用户波束赋形预编码算法，实现频谱效率的提升。

[0100] 实施例一

[0101] 2.1本发明方案一：超方向性迫零多用户传输

[0102] 考虑基站侧有M根天线，同时与K个终端用户进行通信，各自的信道状态信息为 $[h_1, h_2, \dots, h_K]$ ，满足 $M \geq K$ 。根据式(14)，第u个终端用户的方向性系数 D_u 为：

$$D_u = \frac{\mathbf{a}_u^H \mathbf{h}_u \mathbf{h}_u^H \mathbf{a}_u}{\mathbf{a}_u^H \mathbf{Z} \mathbf{a}_u} \quad (20)$$

[0103] 其中 $\mathbf{a}_u$ 为u个终端用户的波束赋形矢量。为了抑制其他用户的干扰且最大化目标用户的方向性增益，本发明提出了下面的优化问题：

$$\begin{aligned} \max \quad & \frac{\mathbf{a}_u^H \mathbf{h}_u \mathbf{h}_u^H \mathbf{a}_u}{\mathbf{a}_u^H \mathbf{Z} \mathbf{a}_u} \\ \text{s.t.} \quad & \mathbf{h}_i^H \mathbf{a}_u = 0, i = 1, \dots, K, i \neq u \end{aligned} \quad (21)$$

[0104] 该问题是一个线性约束的凸优化问题，可用一些优化工具箱求解，如CVX，Gurobi等，但需进行多次迭代优化，复杂度较高，无法满足基站的实时通信需求。本发明利用不同用户信道的渐进正交特性提出了一种最优的低复杂度解决方案。

[0105] 首先对干扰用户信道作正交化，令 $[\mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_{K-1}] \in \mathbb{C}^{M \times (K-1)}$ 为干扰用户信道向量组成的矩阵，则正交化的干扰用户标准正交基为 $\frac{\bar{\mathbf{v}}_i}{\|\bar{\mathbf{v}}_i\|}, i = 1, \dots, K-1$ ，其中：

$$\begin{cases} \bar{\mathbf{v}}_1 = \frac{\mathbf{v}_1}{\|\mathbf{v}_1\|} \\ \bar{\mathbf{v}}_2 = \mathbf{v}_2 - \frac{\bar{\mathbf{v}}_1^H \mathbf{v}_2}{\|\bar{\mathbf{v}}_1\|} \bar{\mathbf{v}}_1, \\ \bar{\mathbf{v}}_3 = \mathbf{v}_3 - \frac{\bar{\mathbf{v}}_1^H \mathbf{v}_3}{\|\bar{\mathbf{v}}_1\|} \bar{\mathbf{v}}_1 - \frac{\bar{\mathbf{v}}_2^H \mathbf{v}_3}{\|\bar{\mathbf{v}}_2\|} \bar{\mathbf{v}}_2 \\ \vdots \\ \bar{\mathbf{v}}_{K-1} = \mathbf{v}_{K-1} - \frac{\bar{\mathbf{v}}_1^H \mathbf{v}_{K-1}}{\|\bar{\mathbf{v}}_1\|} \bar{\mathbf{v}}_1 - \dots - \frac{\bar{\mathbf{v}}_{K-2}^H \mathbf{v}_{K-1}}{\|\bar{\mathbf{v}}_{K-2}\|} \bar{\mathbf{v}}_{K-2} \end{cases} \quad \circ$$

[0106] 考虑构造一个酉矩阵 $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ ，满足 $\mathbf{U}^H \mathbf{U} = \mathbf{I}_M$ ，所述酉矩阵U的后N($N \leq K-1$)列分别为干扰用户信道空间 $\text{span}\{\mathbf{h}_i, i = 1, \dots, K, i \neq u\}$ 的标准正交基

$\frac{\bar{\mathbf{v}}_i}{\|\bar{\mathbf{v}}_i\|}, i = 1, \dots, K-1$ ，其中N为干扰用户信道空间的维数，若 $N < K-1$ ，则标准正交

基为N个非零列向量，选取这N个非零列向量作为U的后N列。需要说明的是，

酉矩阵U的后N列中，不需要第1列为 $\frac{\bar{\mathbf{v}}_1}{\|\bar{\mathbf{v}}_1\|}$ ，第2列为 $\frac{\bar{\mathbf{v}}_2}{\|\bar{\mathbf{v}}_2\|}$ ，可以打乱顺序，只需满

足任意两列均不同即可。

[0107] 令

$$\mathbf{U}^H \mathbf{a}_u = \begin{pmatrix} \boldsymbol{\alpha}_u \\ \boldsymbol{\beta} \end{pmatrix} \quad (23)$$

[0108] 其中 $\boldsymbol{\alpha}_u \in \mathbb{C}^{(M-N) \times 1}$, $\boldsymbol{\beta} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$, 为满足优化问题中的线性约束, 令

$$\boldsymbol{\beta} = \left[\dots, \frac{\bar{\nu}_{u-1}}{\|\bar{\nu}_{u-1}\|}, \frac{\bar{\nu}_{u+1}}{\|\bar{\nu}_{u-1}\|}, \dots \right]^H \mathbf{a}_u = \mathbf{0}$$

$$\mathbf{U}^H \mathbf{h}_u = \begin{pmatrix} \boldsymbol{\eta}_u \\ \boldsymbol{\gamma} \end{pmatrix} \quad (24)$$

[0109] 其中 $\boldsymbol{\eta}_u \in \mathbb{C}^{(M-N) \times 1}$, $\boldsymbol{\gamma} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 。

[0110] 令

$$\mathbf{U}^H \mathbf{Z} \mathbf{U} = \begin{pmatrix} \boldsymbol{\Xi} & \boldsymbol{\Psi} \\ \boldsymbol{\Psi} & \boldsymbol{\Upsilon} \end{pmatrix} \quad (25)$$

[0111] 其中 $\boldsymbol{\Xi} \in \mathbb{C}^{(M-N) \times (M-N)}$, $\boldsymbol{\Psi}$ 、 $\boldsymbol{\Upsilon}$ 也为块矩阵。

[0112] 则

$$\begin{aligned} \frac{\mathbf{a}_u^H \mathbf{h}_u \mathbf{h}_u^H \mathbf{a}_u}{\mathbf{a}_u^H \mathbf{Z} \mathbf{a}_u} &= \frac{\mathbf{a}_u^H \mathbf{U} \mathbf{U}^H \mathbf{h}_u \mathbf{h}_u^H \mathbf{U} \mathbf{U}^H \mathbf{a}_u}{\mathbf{a}_u^H \mathbf{U} \mathbf{U}^H \mathbf{Z} \mathbf{U} \mathbf{U}^H \mathbf{a}_u} \\ &= \frac{(\boldsymbol{\alpha}_u^H, \mathbf{0}) \begin{pmatrix} \boldsymbol{\eta}_u \\ \boldsymbol{\gamma} \end{pmatrix} (\boldsymbol{\eta}_u^H, \boldsymbol{\gamma}) \begin{pmatrix} \boldsymbol{\alpha}_u \\ \mathbf{0} \end{pmatrix}}{(\boldsymbol{\alpha}_u^H, \mathbf{0}) \begin{pmatrix} \boldsymbol{\Xi} & \boldsymbol{\Psi} \\ \boldsymbol{\Psi} & \boldsymbol{\Upsilon} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \boldsymbol{\alpha}_u \\ \mathbf{0} \end{pmatrix}} \\ &= \frac{\boldsymbol{\alpha}_u \boldsymbol{\eta}_u \boldsymbol{\eta}_u^H \boldsymbol{\alpha}_u}{\boldsymbol{\alpha}_u \boldsymbol{\Xi} \boldsymbol{\alpha}_u} \end{aligned} \quad (26)$$

[0113] 于是优化问题(21)可转换为

$$\max \frac{\boldsymbol{\alpha}_u \boldsymbol{\eta}_u \boldsymbol{\eta}_u^H \boldsymbol{\alpha}_u}{\boldsymbol{\alpha}_u \boldsymbol{\Xi} \boldsymbol{\alpha}_u} \quad (27)$$

[0114] 类比于式(18), 这个问题的闭式解为

$$\boldsymbol{\alpha}_u = \boldsymbol{\Xi}^{-1} \boldsymbol{\eta}_u^* \quad (28)$$

[0115] 根据式(23), 可得

$$\begin{aligned} \mathbf{a}_u &= \mathbf{U} \begin{pmatrix} \boldsymbol{\alpha}_u \\ \boldsymbol{\beta} \end{pmatrix} \\ &= \mathbf{U} \begin{pmatrix} \boldsymbol{\alpha}_u \\ \mathbf{0} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (29)$$

[0116] 对于酉矩阵U的构造，只需U的后N(N≤K-1)列分别为干扰用户信道空间 $\text{span}\{\mathbf{h}_i, i=1, \dots, K, i \neq u\}$ 的标准正交基。本实施例采用以下方案，当然其他方案只要满足U的条件也可，例如施密特正交化。

[0117] 先构造总干扰协方差矩阵：

$$\mathbf{R}_{\text{int}} = \sum_{i \neq u} (\mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H) \quad (30)$$

[0118] 对 $\mathbf{R}_{\text{int}}$ 做SVD分解得

$$\mathbf{R}_{\text{int}} = \mathbf{W}^H \mathbf{\Lambda} \mathbf{W} \quad (31)$$

[0119] W的前N列即为干扰用户的单位正交化信道，即 $\frac{\bar{\mathbf{h}}_i}{\|\bar{\mathbf{h}}_i\|}$ ，而W本身为一个酉矩阵，则U可构造为：

$$\mathbf{U} = [\mathbf{W}_{\text{后}M-N \text{列}}, \mathbf{W}_{\text{前}N \text{列}}] \quad (32)$$

[0120] 获得每个终端用户的超方向性迫零预编码矩阵步骤如下：

[0121] S1、循环1： $u=1, \dots, K$ ；

[0122] S2、参照公式(30)计算干扰协方差矩阵；

[0123] S3、计算干扰协方差矩阵的SVD分解，如公式(31)所示；

[0124] S4、参照公式(32)构造酉矩阵U；

[0125] S5、参照公式(24)得到 η_u ；

[0126] S6、参照公式(25)得到矩阵 Ξ ；

[0127] S7、参照公式(28)得到 α_u ；

[0128] S8、参照公式(29)得到第u个终端用户的预编码矩阵 $\mathbf{a}_u$ ；

[0129] 结束循环1。

[0130] 由此，本发明提出了一种超方向性天线阵列多用户预编码方法，包括：

[0131] 对终端用户u，构造酉矩阵 $\mathbf{U} \in \mathbf{C}^{M \times M}$ ，所述酉矩阵U的后N(N≤K-1)列分别为干扰用户信道空间 $\text{span}\{\mathbf{h}_i, i=1, \dots, K, i \neq u\}$ 的标准正交基，其中N为干扰用户信道空间的维数， $\mathbf{h}_i \in \mathbf{C}^{M \times 1}$ 表示第i个终端用户的信道状态信息，M为网络设备侧天线总数，K为进行通信的终端用户总数，且满足 $M \geq K$ ；

[0132] 截取矩阵 $\mathbf{U}^H \mathbf{h}_u$ 的前 $M-N$ 行得到矩阵 $\boldsymbol{\eta}_u$ ，其中 $\boldsymbol{\eta}_u \in \mathbb{C}^{(M-N) \times 1}$ ， $\mathbf{h}_u$ 表示第 u 个终端用户的信道状态信息，上标 H 表示共轭转置；

[0133] 截取矩阵 $\mathbf{U}^H \mathbf{Z} \mathbf{U}$ 的前 $M-N$ 行、前 $M-N$ 列，得到矩阵 $\boldsymbol{\Xi}$ ，其中， $\boldsymbol{\Xi} \in \mathbb{C}^{(M-N) \times (M-N)}$ ，矩阵 $\mathbf{Z} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ ， $\mathbf{Z}$ 中元素表示任意两根天线的耦合系数；

[0134] 计算得到第 u 个终端用户的预编码矩阵 $\mathbf{a}_u = \mathbf{U} \begin{pmatrix} \boldsymbol{\alpha}_u \\ \mathbf{0} \end{pmatrix}$ ，其中 $\boldsymbol{\alpha}_u = \boldsymbol{\Xi}^{-1} \boldsymbol{\eta}_u^*$ ，上标表示共轭。

[0135] 2.2本发明方案二：超方向性干扰零空间投影法

[0136] 考虑到方案一需要进行多次矩阵运算，本发明提出了发明方案一的简化方案：超方向性干扰零空间投影法。

[0137] 再次考虑优化问题

$$\begin{aligned} \max \quad & \frac{\mathbf{a}_u^H \mathbf{h}_u \mathbf{h}_u^H \mathbf{a}_u}{\mathbf{a}_u^H \mathbf{Z} \mathbf{a}_u} \\ \text{s.t.} \quad & \mathbf{h}_i^H \mathbf{a}_u = 0, i = 1, \dots, K, i \neq u \end{aligned} \quad (33)$$

[0138] 本方案对这个优化问题的解决思路为先求出目标函数的最优解，再把这个最优解投影在干扰用户的零空间上。

[0139] 根据式(18)，目标函数的最优解为：

$$\mathbf{a}_u^{\text{opt}} = \mathbf{Z}^{-1} \mathbf{h}_u^* \quad (34)$$

[0140] 干扰用户的零空间可以利用式(32)得到，定义

$$\mathbf{R} = \mathbf{W} \text{后} M-N \text{列} \quad (35)$$

[0141] 则最优解在干扰用户的零空间上的投影为

$$\mathbf{a}_u = \mathbf{R} \mathbf{R}^H \mathbf{a}_u^{\text{opt}} \quad (36)$$

[0142] 由此，本发明提出了另一种超方向性天线阵列多用户预编码方法，包括：

[0143] 对终端用户 u ，构造酉矩阵 $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ ，所述酉矩阵 $\mathbf{W}$ 的前 N ($N \leq K-1$) 列分别为干扰用户信道空间 $\text{span}\{\mathbf{h}_i, i=1, \dots, K, i \neq u\}$ 的标准正交基，其中 N 为干扰用户信道空间的维数， $\mathbf{h}_i \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 表示第 i 个终端用户的信道状态信息， M 为网络设备侧天线总数， K 为进行通信的终端用户总数，且满足 $M \geq K$ ；

[0144] 截取酉矩阵 $\mathbf{W}$ 的后 $M-N$ 列得到矩阵 $\mathbf{R}$ ，其中 $\mathbf{R} \in \mathbb{C}^{M \times (M-N)}$ ；

[0145] 计算得到第 u 个终端用户的预编码矩阵 $\mathbf{a}_u = \mathbf{R}\mathbf{R}^H \mathbf{a}_u^{\text{opt}}$, 其中 $\mathbf{a}_u^{\text{opt}} = \mathbf{Z}^{-1} \mathbf{h}_u^*$, $\mathbf{h}_u$ 表示第 u 个终端用户的信道状态信息, 矩阵 $\mathbf{Z} \in \mathbf{C}^{M \times M}$, $\mathbf{Z}$ 中元素表示任意两根天线的耦合系数, 上标 H 表示共轭转置, 上标 $*$ 表示共轭。

[0146] 2.3本发明方案三: 正则化超方向性迫零多用户传输

[0147] 实际的超方向性多用户通信系统中, 由于欧姆损耗和信道估计不准确等原因, 会出现系统容量下降的情况。本发明提出了第三种解决方案: 正则化超方向性迫零多用户传输。即解决下面的优化问题:

$$\begin{aligned} \max \quad & \frac{\mathbf{a}_u^H \mathbf{h}_u \mathbf{h}_u^H \mathbf{a}_u}{\mathbf{a}_u^H \mathbf{Z}_R \mathbf{a}_u} \\ \text{s.t.} \quad & \mathbf{h}_i^H \mathbf{a}_u = 0, i = 1, \dots, K, i \neq u \end{aligned} \quad (37)$$

[0148] 其中

$$\mathbf{Z}_R = \mathbf{Z} + \mathbf{\Lambda} \quad (38)$$

[0149] $\mathbf{\Lambda}$ 为正则化矩阵。注意到优化问题(37)与优化问题(21)的解决方法一致, 下面介绍三种确定 $\mathbf{\Lambda}$ 的方法。

[0150] 第一种方法中 $\mathbf{\Lambda}$ 通过天线单元的材料和结构来确定。考虑天线的辐射电阻为 R_{rad} , 在阵列中, 整个天线阵列的辐射电阻受到耦合的影响变为: $R_{\text{rad}} = R_{\text{rad}} \mathbf{Z}$ 。因此天线的辐射效率为:

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{P_{\text{rad}}}{P_{\text{rad}} + P_{\text{loss}}} \\ &= \frac{\mathbf{a}^H \mathbf{R}_{\text{rad}} \mathbf{a}}{\mathbf{a}^H \mathbf{R}_{\text{rad}} \mathbf{a} + P_{\text{loss}}} \end{aligned} \quad (39)$$

[0151] 天线的增益为辐射效率和方向性系数的乘积:

$$\begin{aligned} G &= \eta D \\ &= \eta \frac{\mathbf{a}^H \mathbf{e} \mathbf{e}^H \mathbf{a}}{\mathbf{a}^H \mathbf{Z} \mathbf{a}} \end{aligned} \quad (40)$$

[0152] 代入公式(39), 则 G 可表示为

$$\begin{aligned} G &= \frac{\mathbf{a}^H \mathbf{e} \mathbf{e}^H \mathbf{a}}{\mathbf{a}^H \mathbf{Z} \mathbf{a} + \frac{P_{\text{loss}}}{R_{\text{rad}}}} \\ &= \frac{\mathbf{a}^H \mathbf{e} \mathbf{e}^H \mathbf{a}}{\mathbf{a}^H \mathbf{Z} \mathbf{a} + \frac{r_{\text{loss}} \mathbf{a}^H \mathbf{a}}{R_{\text{rad}}}} \end{aligned} \quad (41)$$

[0153] 可得 $\mathbf{\Lambda} = \frac{r_{\text{loss}}}{R_{\text{rad}}} \mathbf{I}_M$ 。

[0154] 对于偶极子天线，天线的损耗 r_{loss} 为

$$r_{\text{loss}} = \frac{L}{6\pi a} \sqrt{\frac{\pi f \mu}{\sigma}} \quad (42)$$

[0155] 其中 a 为偶极子天线的半径， L 为长度， f 为工作频率， μ 为材料的磁导率， σ 为材料的电导率。

[0156] 辐射阻抗 R_{rad} 则为：

$$R_{\text{rad}} \approx 24.7(kL/2)^{2.5} \quad (43)$$

[0158] 第二种方法中 Λ 通过信道估计不准确来确定。考虑若对于每个用户的信道估计都带有零均值，方差为 σ^2 的高斯白噪声，即第 u 个终端用户的信道估计 $\hat{\mathbf{h}}_u$ 为：

$$\hat{\mathbf{h}}_u = \mathbf{h}_u + \mathbf{n}_u \quad (44)$$

[0159] 其中 $\mathbf{n}_u$ 为估计高斯噪声，满足 $\mathbf{n}_u \sim \mathcal{C}(0, \epsilon^2)$ ，即 $\mathbf{n}_u$ 服从零均值、方差为 ϵ^2 的复高斯分布， $\|\mathbf{h}_u\|=1$ 。根据式(12)中关于 $\mathbf{Z}$ 中元素的计算方法，可得 $\mathbf{Z}_R$ 中元素的计算方法为

$$z_{im}^R = \frac{1}{4\pi} \mathbb{E} \left\{ \int_0^{2\pi} \int_0^\pi |k(\theta, \phi)|^2 (e^{jk\hat{\mathbf{z}} \cdot \mathbf{r}_i} + n_i) (e^{-jk\hat{\mathbf{z}} \cdot \mathbf{r}_m} + n_m) \sin\theta d\theta d\phi \right\} \quad (45)$$

[0160] 其中 $\mathbb{E}\{\cdot\}$ 为期望算符。则

$$\mathbf{\Lambda} = \frac{\epsilon^2}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi |k(\theta, \phi)|^2 d\theta d\phi \mathbf{I}_M \quad (46)$$

[0161] 其中 $\mathbf{I}_M$ 为 $M \times M$ 的矩阵。

[0162] 第三种方法为同时考虑欧姆损耗和信道估计误差，则

$$\mathbf{\Lambda} = \frac{r_{\text{loss}}}{R_{\text{rad}}} \mathbf{I}_M + \frac{\epsilon^2}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi |k(\theta, \phi)|^2 d\theta d\phi \mathbf{I}_M \quad (47)$$

[0163] 3.1具体应用步骤

[0164] 通过本发明提出的方案一至方案三，均可以计算得到第 u 个终端用户的预编码矩阵 $\mathbf{a}_u$ 。

[0165] 进一步，令 P_{tot} 为基站发射功率，每个用户等功率分配，高斯白噪声功率为 σ^2 。则发射信噪比为：

$$\text{SNR} = \frac{P_{\text{tot}}}{\sigma^2} \quad (48)$$

[0166] 考虑K为进行通信的终端用户总数，第u个终端用户的预编码矩阵为 $\mathbf{a}_u$ ，信道状态信息为 $\mathbf{h}_u$ ，则系统总吞吐量SE为

$$SE = \sum_{u=1}^K \log_2 \left(1 + \frac{|\mathbf{h}_u^T \mathbf{a}_u|^2}{\sum_{j \neq u} |\mathbf{h}_j^T \mathbf{a}_j|^2 + \sigma^2} \right) \quad (49)$$

[0167] 每个波束赋形向量受到功率约束使得每个用户的发射功率为 $\mathbf{a}_u^H \mathbf{Z} \mathbf{a}_u = \frac{P_{tot}}{K}$ (考虑欧姆损耗或信道估计误差时为 $\mathbf{a}_u^H \mathbf{Z}_R \mathbf{a}_u = \frac{P_{tot}}{K}$)。

[0168] 3.2仿真结果

[0169] 首先仿真本发明方案一对目标用户的信号增强以及对其他用户的信号抑制效果，不失一般性，本次仿真中将天线数设置为20，间距为0.25波长，用户数目为4，目标用户位于 76° 处，其他用户分别位于 -51° ， 9° ， 39° 处。仿真对目标用户进行超方向性迫零波束赋形得到的方向图如图1所示。

[0170] 从图1可以看出，目标用户的角度上的信号强度最强，而其他用户的角度上信号强度均接近0，表明本发明方案一可以有效地在增强目标用户的信号的同时减少对其他用户的干扰。

[0171] 接下来仿真多用户情况下本发明方案一与本发明方案二、传统的最大比传输、迫零传输方案的频谱效率-SNR对比图，本次仿真中，天线数设置为20，间距为0.25倍波长，用户数目为8，仿真结果如图2所示。

[0172] 从图2可以看出，本发明通过考虑紧凑阵列中的耦合，并利用其超方向性，实现了相比于传统的最大比传输、迫零传输方案，频谱效率的大幅度提升。在整个SNR区间内，本发明方案一因为既利用了超方向性对用户信号的增强，又考虑了其他用户干扰的影响，表现均最为优秀。本发明方案二因为只是简单的将超方向性赋形的最优解投影到干扰用户的零空间上，所以性能比不上本发明方案一，但比传统的最大比传输和迫零方案更优。而最大比传输和迫零传输因为忽略了天线阵列的耦合，未利用其超方向性，在各个SNR下性能均不如本发明提出的方案。

[0173] 接下来仿真考虑欧姆损耗时的系统频谱效率，并加入了本发明方案三的对比，考虑每根天线工作于1.6GHz频段，材料为铜，半径为0.75mm，长度为85mm，磁导率为 $4\pi \times 10^{-7}$ ，电导率为 5.8×10^7 ，天线数为20，间距为0.25波长，用户数为8，仿真结果如图3所示。

[0174] 从图3可以看出，可以看到，由于未考虑到欧姆损耗，本发明方案一表现较差，而本发明方案三通过引入正则化矩阵，获得了频谱效率的提升，在所有方案中表现最好。

[0175] 实施例二

[0176] 一种网络设备，包括：

[0177] 构造单元，用于对终端用户 u ，构造酉矩阵 $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ ，所述酉矩阵 $\mathbf{U}$ 的后 $N(N \leq K-1)$ 列分别为干扰用户信道空间 $\text{span}\{\mathbf{h}_i, i=1, \dots, K, i \neq u\}$ 的标准正交基，其中 N 为干扰用户信道空间的维数， $\mathbf{h}_i \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 表示第 i 个终端用户的信道状态信息， M 为网络设备侧天线总数， K 为进行通信的终端用户总数，且满足 $M \geq K$ ；

[0178] 第一截取单元，用于截取矩阵 $\mathbf{U}^H \mathbf{h}_u$ 的前 $M-N$ 行得到矩阵 $\boldsymbol{\eta}_u$ ，其中 $\boldsymbol{\eta}_u \in \mathbb{C}^{(M-N) \times 1}$ ， $\mathbf{h}_u$ 表示第 u 个终端用户的信道状态信息，上标 H 表示共轭转置；

[0179] 第二截取单元，用于截取矩阵 $\mathbf{U}^H \mathbf{Z} \mathbf{U}$ 的前 $M-N$ 行、前 $M-N$ 列，得到矩阵 $\boldsymbol{\Xi}$ ，其中， $\boldsymbol{\Xi} \in \mathbb{C}^{(M-N) \times (M-N)}$ ，矩阵 $\mathbf{Z} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ ， $\mathbf{Z}$ 中元素表示任意两根天线的耦合系数；

[0180] 计算单元，用于计算得到第 u 个终端用户的预编码矩阵 $\mathbf{a}_u = \mathbf{U} \begin{pmatrix} \boldsymbol{\alpha}_u \\ \mathbf{0} \end{pmatrix}$ ，其中

$$\boldsymbol{\alpha}_u = \boldsymbol{\Xi}^{-1} \boldsymbol{\eta}_u^*, \text{ 上标} \star \text{ 表示共轭。}$$

[0181] 相关技术方案同实施例一，在此不再赘述。

[0182] 另一种网络设备，包括：

[0183] 构造单元，用于对终端用户 u ，构造酉矩阵 $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ ，所述酉矩阵 $\mathbf{W}$ 的前 $N(N \leq K-1)$ 列分别为干扰用户信道空间 $\text{span}\{\mathbf{h}_i, i=1, \dots, K, i \neq u\}$ 的标准正交基，其中 N 为干扰用户信道空间的维数， $\mathbf{h}_i \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 表示第 i 个终端用户的信道状态信息， M 为网络设备侧天线总数， K 为进行通信的终端用户总数，且满足 $M \geq K$ ；

[0184] 截取单元，用于截取酉矩阵 $\mathbf{W}$ 的后 $M-N$ 列得到矩阵 $\mathbf{R}$ ，其中 $\mathbf{R} \in \mathbb{C}^{M \times (M-N)}$ ；

[0185] 计算单元，用于计算得到第 u 个终端用户的预编码矩阵 $\mathbf{a}_u = \mathbf{R}\mathbf{R}^H \mathbf{a}_u^{\text{opt}}$ ，其中 $\mathbf{a}_u^{\text{opt}} = \mathbf{Z}^{-1} \mathbf{h}_u^*$ ，上标 $*$ 表示共轭， $\mathbf{h}_u$ 表示第 u 个终端用户的信道状态信息，矩阵 $\mathbf{Z} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ ， $\mathbf{Z}$ 中元素表示任意两根天线的耦合系数，上标 H 表示共轭转置。

[0186] 相关技术方案同实施例一，在此不再赘述。

[0187] 实施例三

[0188] 一种电子设备，包括：

[0189] 处理器；以及

[0190] 存储器，用于存储所述处理器的可执行指令；

[0191] 其中，所述处理器配置为经由执行所述可执行指令来执行实施例一所述的超方向性天线阵列多用户预编码方法。

[0192] 相关技术方案同实施例一，在此不再赘述。

[0193] 实施例四

[0194] 一种计算机可读存储介质，所述计算机可读存储介质中存储有计算机执行指令，当处理器执行所述计算机执行指令时，实现如实施例一所述的超方向性天线阵列多用户预编码方法。

[0195] 相关技术方案同实施例一，在此不再赘述。

[0196] 本领域的技术人员容易理解，以上所述仅为本发明的较佳实施例而已，并不用以限制本发明，凡在本发明的精神和原则之内所作的任何修改、等同替换和改进等，均应包含在本发明的保护范围之内。

权利要求书

- [权利要求 1] 一种超方向性天线阵列多用户预编码方法，其特征在于，包括：
对终端用户 u ，构造酉矩阵 $\mathbf{U} \in \mathbf{C}^{M \times M}$ ，所述酉矩阵 $\mathbf{U}$ 的后 N ($N \leq K-1$) 列分别为干扰用户信道空间 $\text{span}\{\mathbf{h}_i, i=1, \dots, K, i \neq u\}$ 的标准正交基，其中 N 为干扰用户信道空间的维数， $\mathbf{h}_i \in \mathbf{C}^{M \times 1}$ 表示第 i 个终端用户的信道状态信息， M 为网络设备侧天线总数， K 为进行通信的终端用户总数，且满足 $M \geq K$ ；
截取矩阵 $\mathbf{U}^H \mathbf{h}_u$ 的前 $M-N$ 行得到矩阵 $\boldsymbol{\eta}_u$ ，其中 $\boldsymbol{\eta}_u \in \mathbf{C}^{(M-N) \times 1}$ ， $\mathbf{h}_u$ 表示第 u 个终端用户的信道状态信息，上标 H 表示共轭转置；
截取矩阵 $\mathbf{U}^H \mathbf{Z} \mathbf{U}$ 的前 $M-N$ 行、前 $M-N$ 列，得到矩阵 $\boldsymbol{\Xi}$ ，其中， $\boldsymbol{\Xi} \in \mathbf{C}^{(M-N) \times (M-N)}$ ，矩阵 $\mathbf{Z} \in \mathbf{C}^{M \times M}$ ， $\mathbf{Z}$ 中元素表示任意两根天线的耦合系数；
计算得到第 u 个终端用户的预编码矩阵 $\mathbf{a}_u = \mathbf{U} \begin{pmatrix} \boldsymbol{\alpha}_u \\ \mathbf{0} \end{pmatrix}$ ，其中 $\boldsymbol{\alpha}_u = \boldsymbol{\Xi}^{-1} \boldsymbol{\eta}_u^*$ ，上标 $*$ 表示共轭。
- [权利要求 2] 根据权利要求1所述的超方向性天线阵列多用户预编码方法，其特征在于，在截取矩阵 $\mathbf{U}^H \mathbf{Z} \mathbf{U}$ 的前 $M-N$ 行、前 $M-N$ 列，得到矩阵 $\boldsymbol{\Xi}$ 之前，所述方法还包括：将矩阵 $\mathbf{Z}$ 更新为 $\mathbf{Z} + \boldsymbol{\Lambda}$ ，其中 $\boldsymbol{\Lambda} \in \mathbf{C}^{M \times M}$ 为矩阵 $\mathbf{Z}$ 的正则化矩阵。
- [权利要求 3] 根据权利要求2所述的超方向性天线阵列多用户预编码方法，其特征在于，正则化矩阵 $\boldsymbol{\Lambda}$ 为：

$$\boldsymbol{\Lambda} = \frac{r_{\text{loss}}}{R_{\text{rad}}} \mathbf{I}_M$$

$$r_{\text{loss}} = \frac{L}{6\pi a} \sqrt{\frac{\pi f \mu}{\sigma}}$$

$$R_{\text{rad}} \approx 24.7 (\text{kL}/2)^{2.5}$$

其中, r_{loss} 和 R_{rad} 分别为天线的损耗和辐射阻抗, $\mathbf{I}_M$ 为 $M \times M$ 的单位矩阵, L 、 a 、 f 、 μ 、 σ 和 k 分别为天线的长度、半径、工作频率、磁导率、电导率和波数。

[权利要求 4]

根据权利要求2所述的超方向性天线阵列多用户预编码方法, 其特征在于, 正则化矩阵 Λ 为:

$$\Lambda = \frac{\epsilon^2}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi |k(\theta, \phi)|^2 d\theta d\phi \mathbf{I}_M$$

其中, ϵ^2 为高斯噪声功率, $k(\theta, \phi)$ 为天线的方向图函数, θ 和 ϕ 分别为球坐标系下的远场坐标分量, $\mathbf{I}_M$ 为 $M \times M$ 的单位矩阵。

[权利要求 5]

根据权利要求2所述的超方向性天线阵列多用户预编码方法, 其特征在于, 正则化矩阵 Λ 为:

$$\Lambda = \frac{r_{\text{loss}}}{R_{\text{rad}}} \mathbf{I}_M + \frac{\epsilon^2}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi |k(\theta, \phi)|^2 d\theta d\phi \mathbf{I}_M$$

$$r_{\text{loss}} = \frac{L}{6\pi a} \sqrt{\frac{\pi f \mu}{\sigma}}$$

$$R_{\text{rad}} \approx 24.7(kL/2)^{2.5}$$

其中, r_{loss} 和 R_{rad} 分别为天线的损耗和辐射阻抗, $\mathbf{I}_M$ 为 $M \times M$ 的单位矩阵, L 、 a 、 f 、 μ 、 σ 和 k 分别为天线的长度、半径、工作频率、磁导率、电导率和波数, ϵ^2 为高斯噪声功率, $k(\theta, \phi)$ 为天线的方向图函数, θ 和 ϕ 分别为球坐标系下的远场坐标分量。

[权利要求 6]

根据权利要求1至5任一项所述的超方向性天线阵列多用户预编码方法, 其特征在于, 所述构造酉矩阵 $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ 具体为:

构造总干扰协方差矩阵:

$$\mathbf{R}_{\text{int}} = \sum_{i \neq u} (\mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H)$$

对 $\mathbf{R}_{\text{int}}$ 做SVD分解得:

$$\mathbf{R}_{\text{int}} = \mathbf{W}^H \Lambda \mathbf{W}$$

酉矩阵 $\mathbf{U}$ 为:

$$\mathbf{U} = [\mathbf{W}_{\text{后}M-N \text{列}}, \mathbf{W}_{\text{前}N \text{列}}].$$

[权利要求 7]

根据权利要求1所述的超方向性天线阵列多用户预编码方法，其特征在于，矩阵

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} z_{11} & \cdots & z_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ z_{M1} & \cdots & z_{MM} \end{bmatrix}, \quad z_{mn} = \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi |k(\theta, \phi)|^2 e^{jk\hat{\mathbf{r}} \cdot \mathbf{r}_m} e^{-jk\hat{\mathbf{r}} \cdot \mathbf{r}_n} \sin\theta d\theta d\phi;$$

其中， z_{mn} 表示第 m 根和第 n 根天线的耦合系数， $k(\theta, \phi)$ 为天线的方向图函数， θ 和 ϕ 分别为球坐标系下的远场坐标分量， k 为天线的波数， $\hat{\mathbf{r}}$ 为球坐标系下的单位矢量， $\mathbf{r}_m$ 和 $\mathbf{r}_n$ 分别为第 m 根和第 n 根天线的坐标， $m=1, \dots, M$ ， $n=1, \dots, M$ 。

[权利要求 8]

根据权利要求1所述的超方向性天线阵列多用户预编码方法，其特征在于，所述酉矩阵 $\mathbf{U}$ 的后 N ($N \leq K-1$) 列分别为干扰用户信道空间 $\text{span}\{\mathbf{h}_i, i=1, \dots, K, i \neq u\}$ 的标准正交基，包括：

令 $[\boldsymbol{\nu}_1, \dots, \boldsymbol{\nu}_{K-1}] \in \mathbf{C}^{M \times (K-1)}$ 为干扰用户信道向量组成的矩阵，若 $N = K-1$ ，所述酉矩阵 $\mathbf{U}$ 的后 $K-1$ 列分别为 $\frac{\bar{\boldsymbol{\nu}}_i}{\|\boldsymbol{\nu}_i\|}, i=1, \dots, K-1$ ，其中：

$$\begin{cases} \bar{\boldsymbol{\nu}}_1 = \frac{\boldsymbol{\nu}_1}{\|\boldsymbol{\nu}_1\|} \\ \bar{\boldsymbol{\nu}}_2 = \boldsymbol{\nu}_2 - \frac{\bar{\boldsymbol{\nu}}_1^H \boldsymbol{\nu}_2}{\|\bar{\boldsymbol{\nu}}_1\|} \bar{\boldsymbol{\nu}}_1, \\ \bar{\boldsymbol{\nu}}_3 = \boldsymbol{\nu}_3 - \frac{\bar{\boldsymbol{\nu}}_1^H \boldsymbol{\nu}_3}{\|\bar{\boldsymbol{\nu}}_1\|} \bar{\boldsymbol{\nu}}_1 - \frac{\bar{\boldsymbol{\nu}}_2^H \boldsymbol{\nu}_3}{\|\bar{\boldsymbol{\nu}}_2\|} \bar{\boldsymbol{\nu}}_2 \\ \vdots \\ \bar{\boldsymbol{\nu}}_{K-1} = \boldsymbol{\nu}_{K-1} - \frac{\bar{\boldsymbol{\nu}}_1^H \boldsymbol{\nu}_{K-1}}{\|\bar{\boldsymbol{\nu}}_1\|} \bar{\boldsymbol{\nu}}_1 - \dots - \frac{\bar{\boldsymbol{\nu}}_{K-2}^H \boldsymbol{\nu}_{K-1}}{\|\bar{\boldsymbol{\nu}}_{K-2}\|} \bar{\boldsymbol{\nu}}_{K-2} \end{cases};$$

若 $N < K-1$ ，计算 $\frac{\bar{\boldsymbol{\nu}}_i}{\|\boldsymbol{\nu}_i\|}, i=1, \dots, K-1$ 后将得到 N 个非零向量，选取

所述 N 个非零向量作为 $\mathbf{U}$ 的后 N 列。

[权利要求 9]

一种超方向性天线阵列多用户预编码方法，其特征在于，包括：

对终端用户 u ，构造酉矩阵 $\mathbf{W} \in \mathbf{C}^{M \times M}$ ，所述酉矩阵 $\mathbf{W}$ 的前 N ($N \leq K-1$) 列分别为干扰用户信道空间 $\text{span}\{\mathbf{h}_i, i=1, \dots, K, i \neq u\}$ 的标准正交基，其中 N 为干扰用户信道空间的维数， $\mathbf{h}_i \in \mathbf{C}^{M \times 1}$ 表示第 i 个终

端用户的信道状态信息， M 为网络设备侧天线总数， K 为进行通信的终端用户总数，且满足 $M \geq K$ ；

截取酉矩阵 $\mathbf{W}$ 的后 $M-N$ 列得到矩阵 $\mathbf{R}$ ，其中 $\mathbf{R} \in \mathbb{C}^{M \times (M-N)}$ ；

计算得到第 u 个终端用户的预编码矩阵 $\mathbf{a}_u = \mathbf{R} \mathbf{R}^H \mathbf{a}_u^{\text{opt}}$ ，其中

$\mathbf{a}_u^{\text{opt}} = \mathbf{Z}^{-1} \mathbf{h}_u^*$ ， $\mathbf{h}_u$ 表示第 u 个终端用户的信道状态信息，矩阵

$\mathbf{Z} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ ， $\mathbf{Z}$ 中元素表示任意两根天线的耦合系数，上标 H 表示共轭转置，上标 $*$ 表示共轭。

[权利要求 10]

一种网络设备，其特征在于，包括：

构造单元，用于对终端用户 u ，构造酉矩阵 $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ ，所述酉矩

阵 $\mathbf{U}$ 的后 N ($N \leq K-1$) 列分别为干扰用户信道空间 $\text{span}\{\mathbf{h}_i, i =$

$1, \dots, K, i \neq u\}$ 的标准正交基，其中 N 为干扰用户信道空间的维

数， $\mathbf{h}_i \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 表示第 i 个终端用户的信道状态信息， M 为网络设备侧天线总数， K 为进行通信的终端用户总数，且满足 $M \geq K$ ；

第一截取单元，用于截取矩阵 $\mathbf{U}^H \mathbf{h}_u$ 的前 $M-N$ 行得到矩阵 $\boldsymbol{\eta}_u$ ，其中 $\boldsymbol{\eta}_u \in \mathbb{C}^{(M-N) \times 1}$ ， $\mathbf{h}_u$ 表示第 u 个终端用户的信道状态信息，上标 H 表示共轭转置；

第二截取单元，用于截取矩阵 $\mathbf{U}^H \mathbf{Z} \mathbf{U}$ 的前 $M-N$ 行、前 $M-N$ 列，得到矩阵 $\boldsymbol{\Xi}$ ，其中， $\boldsymbol{\Xi} \in \mathbb{C}^{(M-N) \times (M-N)}$ ，矩阵 $\mathbf{Z} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ ， $\mathbf{Z}$ 中元素表示任意两根天线的耦合系数；

计算单元，用于计算得到第 u 个终端用户的预编码矩阵

$\mathbf{a}_u = \mathbf{U} \begin{pmatrix} \boldsymbol{\alpha}_u \\ \mathbf{0} \end{pmatrix}$ ，其中 $\boldsymbol{\alpha}_u = \boldsymbol{\Xi}^{-1} \boldsymbol{\eta}_u^*$ ，上标 $*$ 表示共轭。

[权利要求 11]

一种网络设备，其特征在于，包括：

构造单元，用于对终端用户 u ，构造酉矩阵 $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ ，所述酉矩

阵 $\mathbf{W}$ 的前 N ($N \leq K-1$) 列分别为干扰用户信道空间 $\text{span}\{\mathbf{h}_i, i =$

$1, \dots, K, i \neq u\}$ 的标准正交基，其中 N 为干扰用户信道空间的维

数， $\mathbf{h}_i \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 表示第 i 个终端用户的信道状态信息， M 为网络设备侧天线总数， K 为进行通信的终端用户总数，且满足 $M \geq K$ ；

截取单元，用于截取酉矩阵 $\mathbf{W}$ 的后 $M-N$ 列得到矩阵 $\mathbf{R}$ ，其中

$$\mathbf{R} \in \mathbb{C}^{M \times (M-N)};$$

计算单元，用于计算得到第 u 个终端用户的预编码矩阵

$\mathbf{a}_u = \mathbf{R} \mathbf{R}^H \mathbf{a}_u^{\text{opt}}$ ，其中 $\mathbf{a}_u^{\text{opt}} = \mathbf{Z}^{-1} \mathbf{h}_u^*$ ，上标 $*$ 表示共轭， $\mathbf{h}_u$ 表示第 u 个终端用户的信道状态信息，矩阵 $\mathbf{Z} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ ， $\mathbf{Z}$ 中元素表示任意两根天线的耦合系数，上标 H 表示共轭转置。

[权利要求 12]

一种电子设备，其特征在于，包括：

处理器；以及

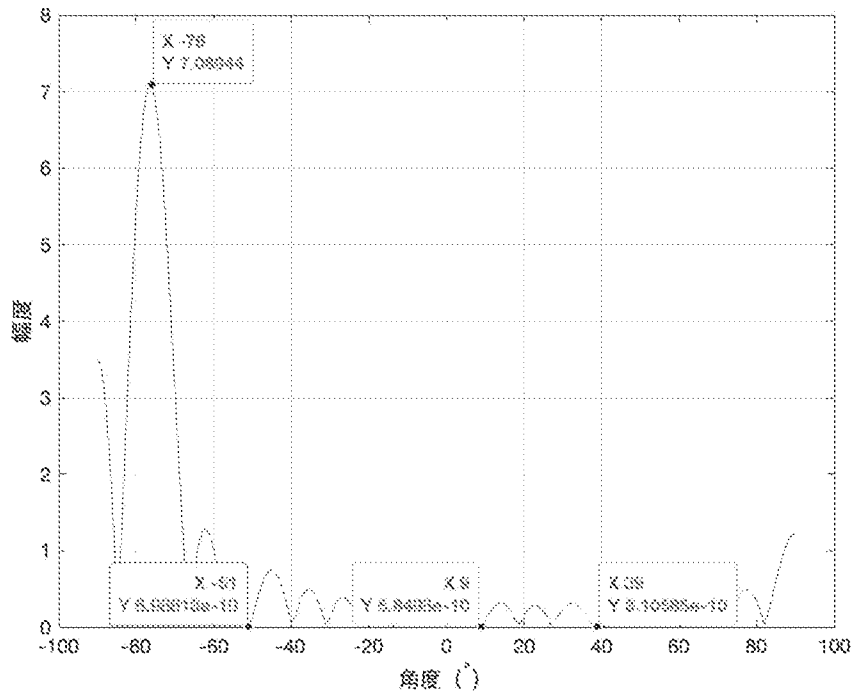
存储器，用于存储所述处理器的可执行指令；

其中，所述处理器配置为经由执行所述可执行指令来执行权利要求1-9任一项所述的超方向性天线阵列多用户预编码方法。

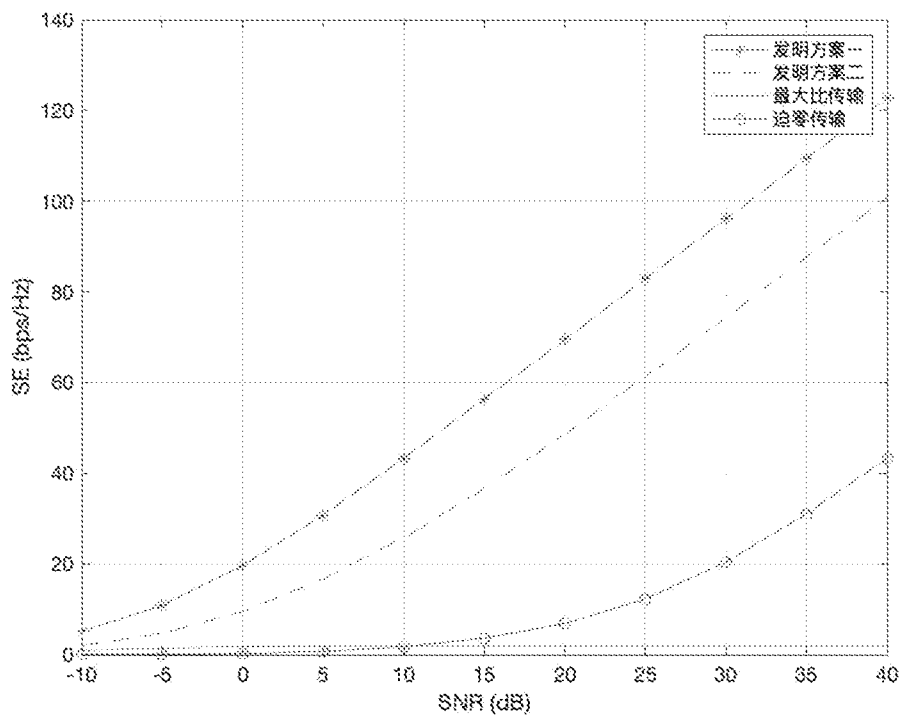
[权利要求 13]

一种计算机可读存储介质，其特征在于，所述计算机可读存储介质中存储有计算机执行指令，当处理器执行所述计算机执行指令时，实现如权利要求1-9任一项所述的超方向性天线阵列多用户预编码方法。

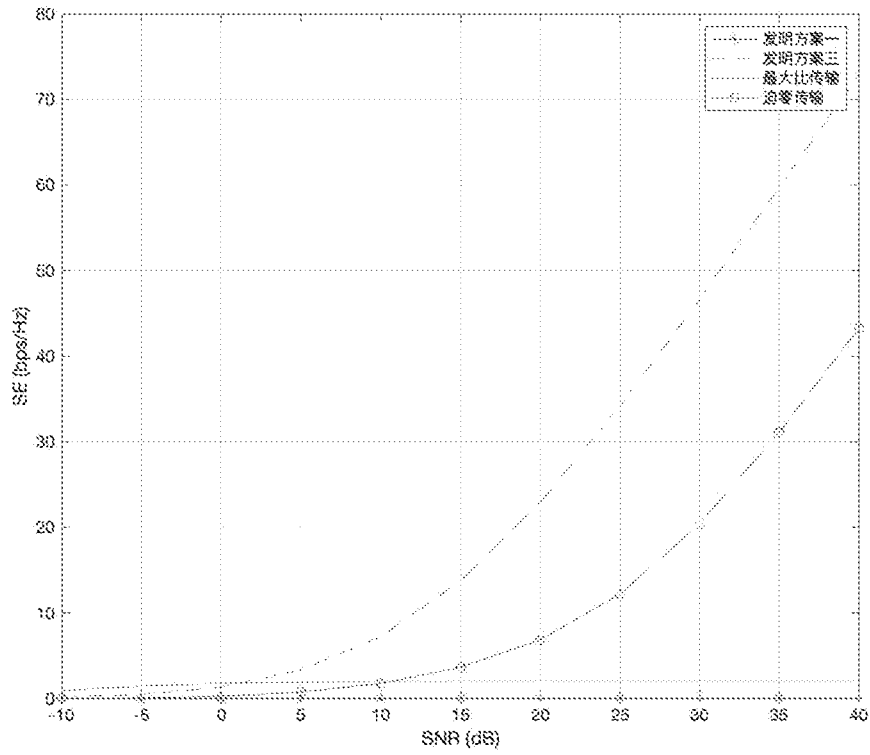
[图 1]



[图 2]

细则 26,
17.08.2023细则 26,
17.08.2023

[图 3]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/CN2023/103004

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER H04B 7/0456(2017.01)i According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) IPC: H04B,H04L Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used) CJFD, CNTXT, ENTXT, ENTXTC, DWPI: 天线, 阵列, 预编码, 酉矩阵, 干扰, 正交, 信道, 超方向, antenna, array, precoding, matrix, interference, MIMO, orthogonalization		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	CN 105099530 A (HARBIN INSTITUTE OF TECHNOLOGY) 25 November 2015 (2015-11-25) description, paragraphs 20-47	1-13
A	CN 107359921 A (XI'AN UNIVERSITY OF SCIENCE AND TECHNOLOGY) 17 November 2017 (2017-11-17) entire document	1-13
A	CN 111342874 A (PEKING UNIVERSITY) 26 June 2020 (2020-06-26) entire document	1-13
A	CN 114884598 A (HUAZHONG UNIVERSITY OF SCIENCE AND TECHNOLOGY) 09 August 2022 (2022-08-09) entire document	1-13
A	US 2013058433 A1 (NTT DOCOMO, INC.) 07 March 2013 (2013-03-07) entire document	1-13
☐ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☒ See patent family annex.		
* Special categories of cited documents: “A” document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance “D” document cited by the applicant in the international application “E” earlier application or patent but published on or after the international filing date “L” document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) “O” document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means “P” document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed “T” later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention “X” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone “Y” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art “&” document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search 28 July 2023		Date of mailing of the international search report 12 December 2023
Name and mailing address of the ISA/CN China National Intellectual Property Administration (ISA/CN) China No. 6, Xitucheng Road, Jimenqiao, Haidian District, Beijing 100088		Authorized officer Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.

PCT/CN2023/103004

Patent document cited in search report			Publication date (day/month/year)	Patent family member(s)			Publication date (day/month/year)
CN	105099530	A	25 November 2015	None			
CN	107359921	A	17 November 2017	None			
CN	111342874	A	26 June 2020	None			
CN	114884598	A	09 August 2022	None			
US	2013058433	A1	07 March 2013	EP	2568676	A2	13 March 2013
				JP	2013059028	A	28 March 2013
				CN	102983935	A	20 March 2013

A. 主题的分类 H04B 7/0456(2017.01)i 按照国际专利分类(IPC)或者同时按照国家分类和IPC两种分类																						
B. 检索领域 检索的最低限度文献(标明分类系统和分类号) IPC: H04B,H04L 包含在检索领域中的除最低限度文献以外的检索文献 在国际检索时查阅的电子数据库(数据库的名称, 和使用的检索词(如使用)) CJFD,CNXTXT,ENTXT,ENTXTC,DWPI: 天线, 阵列, 预编码, 酉矩阵, 干扰, 正交, 信道, 超方向, antenna, array, precoding, matrix, interference, MIMO, orthogonalizatio																						
C. 相关文件 <table border="1"> <thead> <tr> <th>类 型*</th> <th>引用文件, 必要时, 指明相关段落</th> <th>相关的权利要求</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>A</td> <td>CN 105099530 A (哈尔滨工业大学) 2015年11月25日 (2015 - 11 - 25) 说明书第20-47段</td> <td>1-13</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>CN 107359921 A (西安科技大学) 2017年11月17日 (2017 - 11 - 17) 全文</td> <td>1-13</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>CN 111342874 A (北京大学) 2020年6月26日 (2020 - 06 - 26) 全文</td> <td>1-13</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>CN 114884598 A (华中科技大学) 2022年8月9日 (2022 - 08 - 09) 全文</td> <td>1-13</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>US 2013058433 A1 (NTT DOCOMO INC.) 2013年3月7日 (2013 - 03 - 07) 全文</td> <td>1-13</td> </tr> </tbody> </table> ☐ 其余文件在C栏的续页中列出。 ☒ 见同族专利附件。 <table border="0"> <tr> <td> * 引用文件的具体类型: “A” 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件 “D” 申请人在国际申请中引证的文件 “E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利 “L” 可能对优先权要求构成怀疑的文件, 或为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件(如具体说明的) “O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件 “p” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件 </td> <td> “T” 在申请日或优先权日之后公布, 与申请不相抵触, 但为了理解发明之理论或原理的在后文件 “X” 特别相关的文件, 单独考虑该文件, 认定要求保护的发明不是新颖的或不具有创造性 “Y” 特别相关的文件, 当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时, 要求保护的发明不具有创造性 “&” 同族专利的文件 </td> </tr> </table>			类 型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求	A	CN 105099530 A (哈尔滨工业大学) 2015年11月25日 (2015 - 11 - 25) 说明书第20-47段	1-13	A	CN 107359921 A (西安科技大学) 2017年11月17日 (2017 - 11 - 17) 全文	1-13	A	CN 111342874 A (北京大学) 2020年6月26日 (2020 - 06 - 26) 全文	1-13	A	CN 114884598 A (华中科技大学) 2022年8月9日 (2022 - 08 - 09) 全文	1-13	A	US 2013058433 A1 (NTT DOCOMO INC.) 2013年3月7日 (2013 - 03 - 07) 全文	1-13	* 引用文件的具体类型: “A” 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件 “D” 申请人在国际申请中引证的文件 “E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利 “L” 可能对优先权要求构成怀疑的文件, 或为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件(如具体说明的) “O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件 “p” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件	“T” 在申请日或优先权日之后公布, 与申请不相抵触, 但为了理解发明之理论或原理的在后文件 “X” 特别相关的文件, 单独考虑该文件, 认定要求保护的发明不是新颖的或不具有创造性 “Y” 特别相关的文件, 当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时, 要求保护的发明不具有创造性 “&” 同族专利的文件
类 型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求																				
A	CN 105099530 A (哈尔滨工业大学) 2015年11月25日 (2015 - 11 - 25) 说明书第20-47段	1-13																				
A	CN 107359921 A (西安科技大学) 2017年11月17日 (2017 - 11 - 17) 全文	1-13																				
A	CN 111342874 A (北京大学) 2020年6月26日 (2020 - 06 - 26) 全文	1-13																				
A	CN 114884598 A (华中科技大学) 2022年8月9日 (2022 - 08 - 09) 全文	1-13																				
A	US 2013058433 A1 (NTT DOCOMO INC.) 2013年3月7日 (2013 - 03 - 07) 全文	1-13																				
* 引用文件的具体类型: “A” 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件 “D” 申请人在国际申请中引证的文件 “E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利 “L” 可能对优先权要求构成怀疑的文件, 或为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件(如具体说明的) “O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件 “p” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件	“T” 在申请日或优先权日之后公布, 与申请不相抵触, 但为了理解发明之理论或原理的在后文件 “X” 特别相关的文件, 单独考虑该文件, 认定要求保护的发明不是新颖的或不具有创造性 “Y” 特别相关的文件, 当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时, 要求保护的发明不具有创造性 “&” 同族专利的文件																					
国际检索实际完成的日期 2023年7月28日		国际检索报告邮寄日期 2023年12月12日																				
ISA/CN的名称和邮寄地址 中国国家知识产权局 中国北京市海淀区蓟门桥西土城路6号 100088		授权官员 冉建国 电话号码 (+86) 010-53961729																				

国际检索报告
关于同族专利的信息

国际申请号
PCT/CN2023/103004

检索报告引用的专利文件			公布日 (年/月/日)	同族专利			公布日 (年/月/日)
CN	105099530	A	2015年11月25日	无			
CN	107359921	A	2017年11月17日	无			
CN	111342874	A	2020年6月26日	无			
CN	114884598	A	2022年8月9日	无			
US	2013058433	A1	2013年3月7日	EP	2568676	A2	2013年3月13日
				JP	2013059028	A	2013年3月28日
				CN	102983935	A	2013年3月20日