



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 102487290 A

(43) 申请公布日 2012.06.06

(21) 申请号 201110140038.5

(22) 申请日 2011.05.24

(30) 优先权数据

100101844 2011.01.18 TW

12/959,664 2010.12.03 US

(71) 申请人 财团法人工业技术研究院

地址 中国台湾新竹县

(72) 发明人 林普喧 蔡尚津 林永权 庄俊雄

(74) 专利代理机构 北京律诚同业知识产权代理

有限公司 11006

代理人 梁挥 邱建国

(51) Int. Cl.

H04B 7/04 (2006.01)

H04L 1/00 (2006.01)

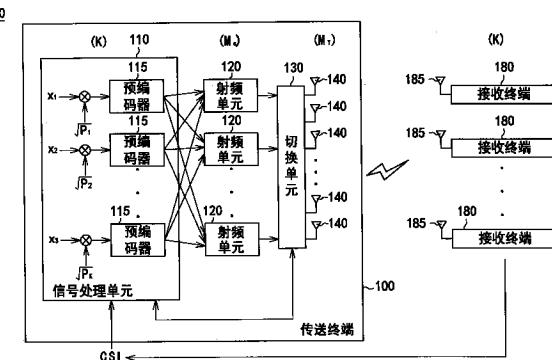
权利要求书 3 页 说明书 8 页 附图 10 页

(54) 发明名称

传送终端及其传送天线选择方法

(57) 摘要

一种传送终端，包括一信号处理单元、MS 个射频单元、MT 根传送天线以及一切换单元。信号处理单元预编码 K 个数据串流。MS 个射频单元基于预编码后的数据串流输出 MS 个升频转换传送信号。切换单元连接于所述射频单元及所述传送天线之间，并受控于信号处理单元以选择所述传送天线。信号处理单元将 MT 根传送天线设定为一全集合，依据一通道状态信息计算排除第 i 根传送天线的多个子集合的多个总传输率和，并选择具最大总传输率和的子集合为下一循环的全集合。信号处理单元重复计算及选择步骤，直到具最大总传输率和的子集合剩下 Ms 根传送天线为止。



1. 一种传送终端,包括:

一信号处理单元,具有 K 个预编码器,用以预编码对应 K 个接收终端的 K 个数据串流; MS 个射频单元,用以基于预编码后的该 K 个数据串流输出 MS 个升频转换传送信号; MT 根传送天线;以及

一切换单元,连接于所述射频单元及所述传送天线之间,并用以受控于该信号处理单元以选择所述传送天线;

其中,该信号处理单元将该 MT 根传送天线设定为一全集合,依据一通道状态信息计算该全集合中各自排除第 i 根传送天线的多个子集合对应的多个总传输率和,并选择具最大总传输率和的孩子集合为下一循环的全集合,然后该信号处理单元重复该计算及选择步骤,直到具最大总传输率和的孩子集合剩下 Ms 根传送天线为止;

其中, K、MS、MT 及 i 为正整数, MT 大于 MS, MS 大于或等于 K, i 为 1 ~ 该全集合所包含传送天线个数。

2. 如权利要求 1 所述的传送终端,其特征在于:该信号处理单元控制该切换单元选择剩下的该 Ms 根传送天线以输出该 MS 个升频转换传送信号。

3. 如权利要求 1 所述的传送终端,其特征在于:该 K 个预编码器为 K 个强制归零预编码器。

4. 如权利要求 3 所述的传送终端,其特征在于:该信号处理单元根据该全集合内的所述传送天线为等功率分配,计算所述子集合对应的多个通道容量损失以取代计算所述总传输率和,并选择具最小通道容量损失的孩子集合为下一循环的全集合,然后重复该计算及选择步骤,直到具最小通道容量损失的孩子集合剩下 Ms 根传送天线为止。

5. 如权利要求 4 所述的传送终端,其特征在于:该信号处理单元计算 $\frac{\|\mathbf{h}_i^H \mathbf{A}_s\|^2}{1 - \mathbf{h}_i^H \mathbf{A}_s \mathbf{h}_i}$ 为每一子集合的通道容量损失,其中 $\mathbf{A}_s = (\mathbf{H}_s \mathbf{H}_s^H)^{-1}$, \mathbf{H}_s 为该全集合对应的通道转换矩阵, \mathbf{h}_i 为该第 i 根传送天线对应的行向量。

6. 如权利要求 1 所述的传送终端,其特征在于:该 K 个预编码器为 K 个最小均方误差预编码器。

7. 如权利要求 6 所述的传送终端,其特征在于:该信号处理单元视该全集合内的所述传送天线为等功率分配,计算每一子集合的 $\sum_{l=1}^K \log(1 + SINR_{s_l, l})$ 以取代计算所述总传输率和,并选择具最大 $\sum_{l=1}^K \log(1 + SINR_{s_l, l})$ 的孩子集合为下一循环的全集合,然后重复该计算及选择步骤,直到具最大 $\sum_{l=1}^K \log(1 + SINR_{s_l, l})$ 的孩子集合剩下 Ms 根传送天线为止,其中 $SINR_{s_1, 1}$ 为第 1 个接收终端对应于该子集合的信号对干扰与噪声比。

8. 如权利要求 6 所述的传送终端,其特征在于:该信号处理单元根据该全集合内的所述传送天线为等功率分配,计算所述子集合对应的多个均方误差以取代计算所述总传输率和,并选择具最小均方误差的孩子集合为下一循环的全集合,然后重复该计算及选择步骤,直到具最小均方误差的孩子集合剩下 Ms 根传送天线为止。

9. 如权利要求 8 所述的传送终端,其特征在于:该信号处理单元计算 $\frac{\|\mathbf{A}'_s \mathbf{h}_i\|^2}{1 - \mathbf{h}_i^H \mathbf{A}'_s \mathbf{h}_i}$ 为每一

子集合的均方误差,其中 $\mathbf{A}_s = (\alpha \mathbf{I} + \mathbf{H}_s \mathbf{H}_s^H)^{-1}$, $\alpha = \frac{\text{tr}(\mathbf{R}_n)}{P_c}$, P_c 为总功率限制, \mathbf{R}_n 为共变异矩阵, \mathbf{H}_s 为该全集合对应的通道转换矩阵, \mathbf{h}_i 为该第 i 根传送天线对应的行向量。

10. 如权利要求 1 所述的传送终端,其特征在于:该传送终端为一基站。

11. 如权利要求 1 所述的传送终端,其特征在于:该传送终端为一蜂窝式基站。

12. 一种传送终端的传送天线选择方法,该传送终端应用于一多使用者多输入多输出系统,该传送终端包括具有 K 个预编码器的一信号处理单元、MS 个射频单元、MT 根传送天线以及一切换单元,该切换单元连接于所述射频单元及所述传送天线之间,并受控于该信号处理单元以选择所述传送天线, K 、MS 及 MT 为正整数, MT 大于 MS, MS 大于或等于 K, 该传送天线选择方法包括:

该 K 个预编码器预编码对应 K 个接收终端的 K 个数据串流;

该 MS 个射频单元基于预编码后的该 K 个数据串流输出 MS 个升频转换传送信号;

该信号处理单元将该 MT 根传送天线设定为一全集合,并依据一通道状态信息计算该全集合中各自排除第 i 根传送天线的多个子集合对应的多个总传输率和, i 为 $1 \sim$ 该全集合所包含传送天线个数;以及

该信号处理单元选择具最大总传输率和的该子集合为下一循环的全集合,然后重复该计算及选择步骤,直到具最大总传输率和的该子集合剩下 M_s 根传送天线为止。

13. 如权利要求 12 所述的传送天线选择方法,其特征在于进一步包括:

该信号处理单元控制该切换单元选择剩下的该 M_s 根传送天线以输出该 MS 个升频转换传送信号。

14. 如权利要求 12 所述的传送天线选择方法,其特征在于:该 K 个预编码器以一强制归零预编码技术预编码该 K 个数据串流。

15. 如权利要求 14 所述的传送天线选择方法,其特征在于该计算及选择步骤进一步包括:

该信号处理单元视该全集合内的所述传送天线为等功率分配,并计算所述子集合对应的多个通道容量损失以取代计算所述总传输率和;以及

该信号处理单元选择具最小通道容量损失的该子集合为下一循环的全集合,然后重复该计算及选择步骤,直到具最小通道容量损失的该子集合剩下 M_s 根传送天线为止。

16. 如权利要求 15 所述的传送天线选择方法,其特征在于进一步包括:该信号处理单

元计算 $\frac{\|\mathbf{h}_i^H \mathbf{A}_s\|^2}{1 - \mathbf{h}_i^H \mathbf{A}_s \mathbf{h}_i}$ 为每一子集合的通道容量损失,其中 $\mathbf{A}_s = (\mathbf{H}_s \mathbf{H}_s^H)^{-1}$, \mathbf{H}_s 为该全集合对应的通道转换矩阵, \mathbf{h}_i 为该第 i 根传送天线对应的行向量。

17. 如权利要求 12 所述的传送天线选择方法,其特征在于:该 K 个预编码器以一最小均方误差预编码技术预编码该 K 个数据串流。

18. 如权利要求 17 所述的传送天线选择方法,其特征在于该计算及选择步骤进一步包括:

该信号处理单元视该全集合内的所述传送天线为等功率分配,并计算每一子集合的 $\sum_{l=1}^K \log(1 + SINR_{s_l, l})$ 以取代计算所述总传输率和;以及该信号处理单元选择具最大

$\sum_{l=1}^K \log(1 + SINR_{S_l,l})$ 的该子集合为下一循环的全集合, 然后重复该计算及选择步骤, 直到具最大 $\sum_{l=1}^K \log(1 + SINR_{S_l,l})$ 的该子集合剩下 M_s 根传送天线为止, 其中 $SINR_{S_1,1}$ 为第 1 个接收终端对应于该子集合的信号对干扰与噪声比。

19. 如权利要求 17 所述的传送天线选择方法, 其特征在于该计算及选择步骤进一步包括:

该信号处理单元视该全集合内的所述传送天线为等功率分配, 并计算所述子集合对应的多个均方误差以取代计算所述总传输率和; 以及

该信号处理单元选择具最小均方误差的该子集合为下一循环的全集合, 然后重复该计算及选择步骤, 直到具最小均方误差的该子集合剩下 M_s 根传送天线为止。

20. 如权利要求 19 所述的传送天线选择方法, 其特征在于进一步包括: 该信号处理单元计算 $\frac{\|\mathbf{A}_s \mathbf{h}_i\|^2}{1 - \mathbf{h}_i^H \mathbf{A}_s \mathbf{h}_i}$ 为每一子集合的均方误差, 其中 $\mathbf{A}_s = (\alpha \mathbf{I} + \mathbf{H}_s \mathbf{H}_s^H)^{-1}$, $\alpha = \frac{tr(\mathbf{R}_n)}{P_c}$, P_c 为总功率限制, \mathbf{R}_n 为共变异矩阵, \mathbf{H}_s 为该全集合对应的通道转换矩阵, \mathbf{h}_i 为该第 i 根传送天线对应的行向量。

传送终端及其传送天线选择方法

技术领域

[0001] 本发明是有关于一种传送终端及其传送天线选择方法。

背景技术

[0002] 在无线通信系统中,多输入多输出 (multi-input multi-output, MIMO) 技术被广泛使用在收发器用以达成高速传输。在下行广播通道 (broadcast channels, BCs) 中, 基站 (base station) 会以相同的频带同时传送多个信号给多个行动基站 (mobile station)。在这种多个基站 (cell) 共同存在以形成一广覆盖范围网路的多使用者系统中, 单一使用者的信号会导致其他使用者的干扰, 进而严重降低系统效能。在现行的 WiMAX 或 LTE 标准中, 蜂窝式基站 (femtocell) 配合大型基站 (macrocell) 被部署以降低传送功率及增加连线品质。然而, 导因于几何分布上的不规则, 由蜂窝式基站本身引起的干扰更甚于由大型基站引起的干扰。为了降低干扰, 多种干扰回避技术被发展出来以减少传输功率及增加整体通道容量。然而, 现行诸多干扰回避技术可能导致复杂度过高。因此, 一种兼具高性能与可行性的干扰回避技术是目前无线通信领域的主要课题。

发明内容

[0003] 本发明是有关于一种传送终端及其传送天线选择方法, 通过合理的选择传送终端的传送天线数目, 而得以在接收终端达成使用者干扰回避, 并兼具低运算复杂度与高性能的优点。

[0004] 根据本实施范例, 提出一种传送终端, 包括一信号处理单元、MS 个射频单元、MT 根传送天线以及一切换单元。信号处理单元, 具有 K 个预编码器, 用以预编码对应 K 个接收终端的 K 个数据串流。MS 个射频单元用以基于预编码后的 K 个数据串流输出 MS 个升频转换传送信号。切换单元连接于所述射频单元及所述传送天线之间, 并用以受控于信号处理单元以选择所述传送天线。其中, 信号处理单元将 MT 根传送天线设定为一全集合, 依据一通道状态信息计算全集合中各自排除第 i 根传送天线的多个子集合对应的多个总传输率和, 并选择具最大总传输率和的子集合为下一循环的全集合。然后信号处理单元重复该计算及选择步骤, 直到具最大总传输率和的子集合剩下 Ms 根传送天线为止。其中, K、MS、MT 及 i 为正整数, MT 大于 MS, MS 大于或等于 K, i 为 1 ~ 全集合所包含传送天线个数。该信号处理单元控制该切换单元选择剩下的该 Ms 根传送天线以输出该 MS 个升频转换传送信号。该 K 个预编码器为 K 个强制归零预编码器。该信号处理单元根据该全集合内的所述传送天线为等功率分配, 计算所述子集合对应的多个通道容量损失以取代计算所述总传输率和, 并选择具最小通道容量损失的孩子集合为下一循环的全集合, 然后重复该计算及选择步骤, 直到具最小通道容量损失的孩子集合剩下 Ms 根传送天线为止。该信号处理单元计算

$\frac{\|\mathbf{h}_i^H \mathbf{A}_s\|^2}{1 - \mathbf{h}_i^H \mathbf{A}_s \mathbf{h}_i}$ 为每一子集合的通道容量损失, 其中 $\mathbf{A}_s = (\mathbf{H}_s \mathbf{H}_s^H)^{-1}$, \mathbf{H}_s 为该全集合对应的通道转换矩阵, \mathbf{h}_i 为该第 i 根传送天线对应的行向量。该 K 个预编码器为 K 个最小均方误差预

编码器。该信号处理单元视该全集合内的所述传送天线为等功率分配,计算每一子集合的 $\sum_{l=1}^K \log(1+ SINR_{S_l,l})$ 以取代计算所述总传输率和,并选择具最大 $\sum_{l=1}^K \log(1+ SINR_{S_l,l})$ 的孩子集合为下一循环的全集合,然后重复该计算及选择步骤,直到具最大 $\sum_{l=1}^K \log(1+ SINR_{S_l,l})$ 的孩子集合剩下Ms根传送天线为止,其中 $SINR_{S_1,1}$ 为第1个接收终端对应于该子集合的信号对干扰与噪声比。该信号处理单元根据该全集合内的所述传送天线为等功率分配,计算所述子集合对应的多个均方误差以取代计算所述总传输率和,并选择具最小均方误差的孩子集合为下一循环的全集合,然后重复该计算及选择步骤,直到具最小均方误差的孩子集合

剩下Ms根传送天线为止。该信号处理单元计算 $\frac{\|A_s h_i\|^2}{1 - h_i^H A_s h_i}$ 为每一子集合的均方误差,其中

$A_s = (\alpha I + H_s H_s^H)^{-1}$, $\alpha = \frac{tr(R_n)}{P_c}$, P_c 为总功率限制, R_n 为共变异矩阵, H_s 为该全集合对应的通道转换矩阵, h_i 为该第i根传送天线对应的行向量。该传送终端为一基站。该传送终端为一蜂窝式基站。

[0005] 另一实施范例,提出一种传送终端的传送天线选择方法,传送终端应用于一多使用者多输入多输出系统。传送终端包括具有K个预编码器的一信号处理单元、MS个射频单元、MT根传送天线以及一切换单元。切换单元连接于所述射频单元及所述传送天线之间,并受控于信号处理单元以选择所述传送天线。K、MS及MT为正整数,MT大于MS,MS大于或等于K。传送天线选择方法包括下列步骤。K个预编码器预编码对应K个接收终端的K个数据串流。MS个射频单元基于预编码后的K个数据串流输出MS个升频转换传送信号。信号处理单元将该MT根传送天线设定为一全集合,并依据一通道状态信息计算全集合中各自排除第i根传送天线的多个子集合对应的多个总传输率和,i为1~全集合所包含传送天线个数。信号处理单元选择具最大总传输率和的子集合为下一循环的全集合,然后重复计算及选择步骤,直到具最大总传输率和的子集合剩下Ms根传送天线为止。进一步包括:该信号处理单元控制该切换单元选择剩下的该Ms根传送天线以输出该MS个升频转换传送信号。该K个预编码器以一强制归零预编码技术预编码该K个数据串流。该计算及选择步骤进一步包括:

[0006] 该信号处理单元视该全集合内的所述传送天线为等功率分配,并计算所述子集合对应的多个通道容量损失以取代计算所述总传输率和;以及

[0007] 该信号处理单元选择具最小通道容量损失的孩子集合为下一循环的全集合,然后重复该计算及选择步骤,直到具最小通道容量损失的孩子集合剩下Ms根传送天线为

止。进一步包括:该信号处理单元计算 $\frac{\|h_i^H A_s\|^2}{1 - h_i^H A_s h_i}$ 为每一子集合的通道容量损失,其中

$A_s = (H_s H_s^H)^{-1}$, H_s 为该全集合对应的通道转换矩阵, h_i 为该第i根传送天线对应的行向量。该K个预编码器以一最小均方误差预编码技术预编码该K个数据串流。该计算及选择步骤进一步包括:该信号处理单元视该全集合内的所述传送天线为等功率分配,并计算每一子集合的 $\sum_{l=1}^K \log(1+ SINR_{S_l,l})$ 以取代计算所述总传输率和;以及该信号处理单元选择

具最大 $\sum_{l=1}^K \log(1 + SINR_{S_l,l})$ 的该子集合为下一循环的全集合, 然后重复该计算及选择步骤, 直到具最大 $\sum_{l=1}^K \log(1 + SINR_{S_l,l})$ 的该子集合剩下 M_s 根传送天线为止, 其中 $SINR_{i,1}$ 为第1个接收终端对应于该子集合的信号对干扰与噪声比。该计算及选择步骤进一步包括: 该信号处理单元视该全集合内的所述传送天线为等功率分配, 并计算所述子集合对应的多个均方误差以取代计算所述总传输率和; 以及该信号处理单元选择具最小均方误差的该子集合为下一循环的全集合, 然后重复该计算及选择步骤, 直到具最小均方误差的该子集合剩下 M_s 根传送天线为止。进一步包括: 该信号处理单元计算 $\frac{\|\mathbf{A}_s^\top \mathbf{h}_i\|^2}{1 - \mathbf{h}_i^\top \mathbf{A}_s^\top \mathbf{h}_i}$ 为每一子集合的均方误差,

其中 $\mathbf{A}_s^\top = (\alpha \mathbf{I} + \mathbf{H}_s \mathbf{H}_s^\top)^{-1}$, $\alpha = \frac{tr(\mathbf{R}_n)}{P_c}$, P_c 为总功率限制, \mathbf{R}_n 为共变异矩阵, \mathbf{H}_s 为该全集合对应的通道转换矩阵, \mathbf{h}_i 为该第*i*根传送天线对应的行向量。

[0008] 为了对本发明的上述及其他方面有更佳的了解, 下文特举多个实施例, 并配合所附图式, 作详细说明如下。

附图说明

- [0009] 图1是依照一实施例的无线通信系统的示意图。
- [0010] 图2是依照一实施例的传送终端的传送天线选择方法的流程图。
- [0011] 图3是依照一实施例的采用强制归零预编码技术的传送天线选择方法的流程图。
- [0012] 图4是依照一实施例的采用最小均方误差预编码技术的传送天线选择方法的一例流程图。
- [0013] 图5是依照一实施例的采用最小均方误差预编码技术的传送天线选择方法的另一例流程图。
- [0014] 图6是依照一实施例的采用强制归零预编码技术的传送天线选择方法与传统采用强制归零预编码技术的穷举搜寻方法的平均总通道容量示意图。
- [0015] 图7是依照一实施例的采用最小均方误差预编码技术的传送天线选择方法与传统采用最小均方误差预编码技术的穷举搜寻方法的平均总通道容量示意图。
- [0016] 图8是依照一实施例的采用强制归零预编码技术及不同功率分配的传送天线选择方法的平均总通道容量示意图。
- [0017] 图9是依照一实施例的采用最小均方误差预编码技术的传送天线选择方法的平均总通道容量示意图。
- [0018] 图10是依照一实施例的采用不同数目的射频单元的传送天线选择方法的平均总通道容量示意图。
- [0019] 【主要元件符号说明】

| | | |
|--------|-------------------|------------|
| [0020] | 10 : 多使用者多输入多输出系统 | 100 : 传送终端 |
| [0021] | 110 : 信号处理单元 | 115 : 预编码器 |
| [0022] | 120 : 射频单元 | 130 : 切换单元 |
| [0023] | 140 : 传送天线 | 180 : 接收终端 |
| [0024] | 185 : 接收天线 | |

具体实施方式

[0025] 根据本实施范例提出一种传送终端及其传送天线选择方法,通过合理的选择传送终端的传送天线数目,而得以在接收终端达成使用者干扰回避,并使得整体系统兼具低运算复杂度与高性能的优点。

[0026] 请参照图 1,其是依照一实施例的无线通信系统的示意图。无线通信系统 10 为一多使用者 (multi-user) 多输入多输出 (multi-input multi-output, MIMO) 系统,其包括一传送终端 100 以及多个接收终端 180。在本实施例中,传送终端 100 例如为一基站 (base station) 或一蜂窝式基站 (femtocell),接收终端 180 例如为一行动基站 (mobile station),并不限制。更进一步地,为了简明,每一个接收终端 180 被假定为只具有一接收天线 185,但实质上不限于此。

[0027] 传送终端 100 包括包括一信号处理单元 110、MS 个射频单元 (RF unit) 120、一切换单元 130 以及 MT 根传送天线 140。信号处理单元 110 具有 K 个预编码器 (precoder) 115,切换单元 130 连接于所述射频单元 120 及所述传送天线 140 之间,并受控于信号处理单元 110 以选择所述传送天线 140。其中, K、MS 及 MT 为正整数,MT 大于 MS,MS 大于或等于 K。此外,在本实施例中,所有通道被假定为准静态及平坦,并假定多个接收终端 180 的通道状态信息 (channel state information) CSI 会完整地反馈至传送终端 100,故一总功率限制 P_c 为已知。

[0028] 请配合参照图 2,其是依照一实施例的传送终端的传送天线选择方法的流程图。基于前述单一接收天线的假定,传送终端 100 的功率分配 (power allocation) 矩阵 P_k 、通道转换矩阵 H_k 及预编码矩阵 W_k 分别降为功率分配向量 P_k 、通道转换向量 h_k 及预编码向量 w_k ,k 为 1 ~ K。于步骤 S200 中,K 个预编码器 115 分别依据对应的预编码矩阵 $W_1 \sim W_K$ 及功率分配项次 $\sqrt{P_1} \sim \sqrt{P_K}$ 预编码对应 K 个接收终端 180 的 K 个数据串流 $x_1 \sim x_k$ 。于步骤 S210 中,MS 个射频单元 120 基于预编码后的 K 个数据串流输出 MS 个升频转换传送信号。

[0029] 于步骤 S220 中,信号处理单元 110 将现有的 MT 根传送天线设定为一全集合 (universal set)。于步骤 S230 中,信号处理单元 110 依据通道状态信息 CSI 计算全集合中各自排除第 i 根传送天线的多个子集合对应的多个总传输率和 (sum rate),i 为 1 ~ 全集合所包含传送天线个数。令排除第 i 根传送天线的子集合为 S_i ,对应的总传输率和为 R_{S_i} ,则每一子集合 S_i 的总传输率和 R_{S_i} 可由等式 (1) 得到

$$[0030] R_{S_i} = \max_k \sum_{l=1}^K \log(1 + P_{S_k, l}) \text{ s.t. } \sum_{l=1}^K \|w_{S_k}\| P_{S_k, l} \leq P_c \quad (1)$$

[0031] 于步骤 S240 中,信号处理单元 110 选择多个子集合 S_i 中具最大传输率和的子集合。于步骤 S250 中,信号处理单元 110 判断所选择的子集合中的传送天线数目是否大于 Ms。若是,则回到步骤 S220;亦即,信号处理单元 110 设定所选择的子集合为下一循环的全集合,然后重复步骤 S230 及 S240,直到所选择的子集合剩下 Ms 根传送天线为止。的后,进入步骤 S260,信号处理单元 110 控制切换单元 130 选择剩下的 Ms 根传送天线以输出 MS 个升频转换传送信号给接收终端 180。

[0032] 以传送终端 100 包括 6 个射频单元 120 及 10 根传送天线 140 举例做说明。在第 1、2 及 3 次的循环中,信号处理单元 110 分别计算 10、9 及 8 个子集合的总传输率和,并选

择具最大总传输率和的子集合且移除对应的传送天线而进入下一循环。在第 4 次的循环中,信号处理单元 110 计算 7 个子集合的总传输率和,并选择具最大总传输率和的子集合且移除对应的传送天线而剩下 6 根传送天线。在此实施例中,相较于穷举搜寻 (exhaustive search) 法则的总传输率和计算量 C_6^{10} ,信号处理单元 110 采用贪婪搜寻 (greedy search) 法则而使得总传输率和计算量仅为 $(C_1^{10} + C_1^9 + C_1^8 + C_1^7)$,大幅降低计算复杂度,而此节省计算量的优点将随着传送天线的数目增加而更为明显。

[0033] 更进一步地,在上述实施例的每一循环中,预编码矩阵及总传输率和的运算实质上都会涉及矩阵反转及行列式 (determinant) 的计算,并且随着矩阵大小增加而使得整体运算趋于复杂。为了克服上述困难,本实施例更在预编码器采用强制归零 (zero-forcing, ZF) 预编码技术及最小均方误差 (minimum mean square error, MMSE) 预编码技术以提出等效但更简化的提案。

[0034] 请参照图 3,其是依照一实施例的采用强制归零预编码技术的传送天线选择方法的流程图。相较于图 2 的方法,图 3 的传送天线选择方法的不同处在于步骤 S300、步骤 S330 及步骤 S340。在步骤 S300 中的 K 个预编码器 115 采用强制归零预编码器,如此一来,由于强制归零预解码对所有独立的接收终端具有无干扰特性,无线通信系统 10 可被设定为一点对点多输入单输出系统,因此矩阵运算可以降低为所有接收终端的传输率和。

[0035] 此外,在步骤 S330 中,信号处理单元 110 视全集合内的多根传送天线 140 为等功率分配 (equal power allocated) 而非传统的水注式 (water-filling) 功率分配,故总传输率和 R_{Si} 可由等式 (1) 转换为等式 (2)。

$$[0036] R_{Si} = K \times \log\left(1 + \frac{P_c}{tr((\mathbf{H}_{Si}\mathbf{H}_{Si}^H)^{-1})}\right) \quad (2)$$

[0037] 其中,项次 $tr((\mathbf{H}_{Si}\mathbf{H}_{Si}^H)^{-1})$ 可视为等式 (2) 的等效式,且其可被更进一步简化而得到子集合的通道容量损失 (capacity loss),故信号处理单元 110 可计算所述子集合对应的多个通道容量损失以取代计算总传输率和。然后,在步骤 S340,信号处理单元 110 选择具最小通道容量损失的子集合。在项次 $tr((\mathbf{H}_{Si}\mathbf{H}_{Si}^H)^{-1})$ 仍需要矩阵反转,故应用矩阵特性及矩阵等式可将选择最小项次 $tr((\mathbf{H}_{Si}\mathbf{H}_{Si}^H)^{-1})$ 的动作等效为等式 (3a) ~ (3d),其中 $\mathbf{A}_s = (\mathbf{H}_s\mathbf{H}_s^H)^{-1}$, \mathbf{H}_s 为该全集合对应的通道转换矩阵, \mathbf{h}_i 为该第 i 根传送天线对应的行向量。

$$[0038] \min_i tr((\mathbf{H}_{Si}\mathbf{H}_{Si}^H)^{-1}) \equiv \min_i tr(\mathbf{H}_s\mathbf{H}_s^H - \mathbf{h}_i\mathbf{h}_i^H)^{-1} \quad (3a)$$

$$[0039] \equiv \min_i tr(\mathbf{A}_s + \frac{\mathbf{A}_s\mathbf{h}_i\mathbf{h}_i^H\mathbf{A}_s}{1 - \mathbf{h}_i^H\mathbf{A}_s\mathbf{h}_i}) \quad (3b)$$

$$[0040] \equiv \min_i tr(\frac{\mathbf{A}_s\mathbf{h}_i\mathbf{h}_i^H\mathbf{A}_s}{1 - \mathbf{h}_i^H\mathbf{A}_s\mathbf{h}_i}) \quad (3c)$$

$$[0041] \equiv \min_i \frac{\|\mathbf{h}_i^H\mathbf{A}_s\|^2}{1 - \mathbf{h}_i^H\mathbf{A}_s\mathbf{h}_i} \quad (3d)$$

[0042] 如此一来,信号处理单元 110 可计算 $\frac{\|\mathbf{h}_i^H\mathbf{A}_s\|^2}{1 - \mathbf{h}_i^H\mathbf{A}_s\mathbf{h}_i}$ 为每一子集合的通道容量损失,并

选择具最小通道容量损失的子集合,大幅降低计算复杂度。此外,这一循环的计算结果可以传递给下一循环以轻易获得下一循环的 A_s ,进一步提高整体运算性能。

[0043] 请参照图 4,其是依照一实施例的采用最小均方误差预编码技术的传送天线选择方法的一例流程图。相较于图 2 的方法,图 4 的传送天线选择方法的不同处在于步骤 S400、步骤 S430 及步骤 S440。在步骤 S400 中的 K 个预编码器 115 采用最小均方误差预编码器。

[0044] 在步骤 S430 中,信号处理单元 110 视全集合内的多根传送天线 140 为等功率分配而非传统的水注式功率分配,故使用最小均方误差预编码技术搭配等功率分配的通道容量 R_{MMSE} 可参考 M. Sharif 及 B. Hassibi 在 IEEE Trans. Information Theory, Feb. 2005 提出的“On the capacity of MIMO broadcast channels with partial side information”一文而如等式 (4) 所示,其中 $SINR_{Si,1}$ 为第 1 个接收终端对应于子集合 S_i 的信号对干扰与噪声比。

$$[0045] R_{MMSE} = \sum_{l=1}^K \log(1 + SINR_{Si,l}) \quad (4)$$

[0046] 如此一来,信号处理单元 110 计算每一子集合的 $\sum_{l=1}^K \log(1 + SINR_{Si,l})$ 以取代计算每一子集合的总传输率和。然后,在步骤 S440 中信号处理单元 110 选择最大 $\sum_{l=1}^K \log(1 + SINR_{Si,l})$ 的子集合。

[0047] 此外,由于等功率分配,最小均方误差预编码中的功率分配矩阵 P_{Si} 可由总功率限制 P_c 决定,如等式 (5a) ~ (5b) 所示。同时,应用矩阵特性及矩阵等式可得到等式 (5b) 的

$$\text{等效等式 (5c) } \sim \text{ (5d), 其中, } \mathbf{A}_s = (\alpha \mathbf{I} + \mathbf{H}_s \mathbf{H}_s^H)^{-1}, \alpha = \frac{\text{tr}(\mathbf{R}_n)}{P_c}, \mathbf{R}_n \text{ 为共变异矩阵, } \mathbf{H}_s \text{ 为全集合对应的通道转换矩阵, } \mathbf{H}_{Si} \text{ 为子集合对应的通道转换矩阵, } \mathbf{h}_i \text{ 为该第 } i \text{ 根传送天线对应的行向量。}$$

$$[0048] P_{Si} = \sqrt{\beta_{MMSE}} = \frac{P_c}{\text{tr}((\mathbf{T}_{Si}^{-1} \mathbf{H}_{Si}^H)(\mathbf{T}_{Si}^{-1} \mathbf{H}_{Si}^H)^H)} \quad (5a)$$

$$[0049] \text{wherein } \mathbf{T}_{Si} = \mathbf{H}_{Si}^H \mathbf{H}_{Si} + \frac{\text{tr}(\mathbf{R}_n)}{P_c} \cdot \mathbf{I} \quad (5b)$$

$$[0050] (\mathbf{T}_{Si})^{-1} = (\mathbf{H}_{Si}^H \mathbf{H}_{Si} + \alpha \mathbf{I})^{-1} = \frac{\mathbf{I}}{\alpha} + \frac{1}{\alpha} \mathbf{H}_{Si}^H (\alpha \mathbf{I} + \mathbf{H}_{Si} \mathbf{H}_{Si}^H)^{-1} \mathbf{H}_{Si} \quad (5c)$$

$$[0051] (\alpha \mathbf{I} + \mathbf{H}_{Si} \mathbf{H}_{Si}^H)^{-1} = (\alpha \mathbf{I} + \mathbf{H}_s \mathbf{H}_s^H - \mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H)^{-1}$$

$$[0052] = \mathbf{A}_s + \frac{\mathbf{A}_s \mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H \mathbf{A}_s}{1 - \mathbf{h}_i^H \mathbf{A}_s \mathbf{h}_i} \quad (5d)$$

[0053] 其中,由等式 (5a) ~ (5d) 可知,在图 4 中这一循环的计算结果亦可以传递给下一循环,同时降低计算复杂度并提高整体运算性能。此外,由于在最小均方误差预编码技术中,均方误差 $\delta_{Si} = \text{tr}((\alpha \mathbf{I} + \mathbf{H}_{Si} \mathbf{H}_{Si}^H)^{-1})$,因此可以计算子集合对应的均方误差以取代计算总传输率和。请参照图 5,其是依照一实施例的采用最小均方误差预编码技术的传送天线选择方法的另一例流程图。相较于图 4 的方法,图 5 的传送天线选择方法的不同处在于步骤步骤 S530 及步骤 S540。在步骤 S530 中,信号处理单元视 110 计算每一子集合对应的均方误差以取代计算每一子集合的总传输率和。然后,在步骤 S540 中信号处理单元 110 选择具最

小均方误差的子集合。

[0054] 此外,基于等功率分配,并应用矩阵特性及矩阵等式,可将选择最小均方误差的动作等效为等式(6a)~(6e),其中, $\mathbf{A}_S' = (\alpha \mathbf{I} + \mathbf{H}_S \mathbf{H}_S^H)^{-1}$, $\alpha = \frac{\text{tr}(\mathbf{R}_n)}{P_c}$, \mathbf{R}_n 为共变异矩阵, \mathbf{H}_S 为全集合对应的通道转换矩阵, \mathbf{H}_{Si} 为子集合对应的通道转换矩阵, \mathbf{h}_i 为该第 i 根传送天线对应的通道转换矩阵, \mathbf{h}_i' 为该第 i 根传送天线对应的行向量。

$$[0055] \min_i \delta_{Si} = \min_i \text{tr}((\alpha \mathbf{I} + \mathbf{H}_{Si} \mathbf{H}_{Si}^H)^{-1}) \quad (6a)$$

$$[0056] = \min_i \text{tr}(\alpha \mathbf{I} + \mathbf{H}_S \mathbf{H}_S^H - \mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H)^{-1} \quad (6b)$$

$$[0057] \equiv \min_i \text{tr}(\mathbf{A}_S' \mathbf{h}_i (\mathbf{I} - \mathbf{h}_i^H \mathbf{A}_S' \mathbf{h}_i)^{-1} \mathbf{h}_i^H \mathbf{A}_S') \quad (6c)$$

$$[0058] \equiv \min_i \frac{\text{tr}(\mathbf{A}_S' \mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H \mathbf{A}_S')}{1 - \mathbf{h}_i^H \mathbf{A}_S' \mathbf{h}_i} \quad (6d)$$

$$[0059] \equiv \min_i \frac{\|\mathbf{A}_S' \mathbf{h}_i\|^2}{1 - \mathbf{h}_i^H \mathbf{A}_S' \mathbf{h}_i} \quad (6e)$$

[0060] 因此,信号处理单元计算 $\frac{\|\mathbf{A}_S' \mathbf{h}_i\|^2}{1 - \mathbf{h}_i^H \mathbf{A}_S' \mathbf{h}_i}$ 为每一子集合的均方误差,大幅降低计算复杂度。此外,由等式(6a)~(6e)可知,在图 5 中,这一循环的计算结果可以传递给下一循环以轻易获得下一循环的 \mathbf{A}_S ,进一步提高整体运算性能。

[0061] 请参照图 6 及图 7,图 6 是依照一实施例的采用强制归零预编码技术的传送天线选择方法与传统采用强制归零预编码技术的穷举搜寻方法的平均总通道容量示意图,图 7 是依照一实施例的采用最小均方误差预编码技术的传送天线选择方法与传统采用最小均方误差预编码技术的穷举搜寻方法的平均总通道容量示意图。由图 6 及图 7 中可以得知,计算复杂度被大幅降低的本实施例的传送天线选择方法的平均总通道容量非常接近穷举搜寻方法的平均总通道容量。

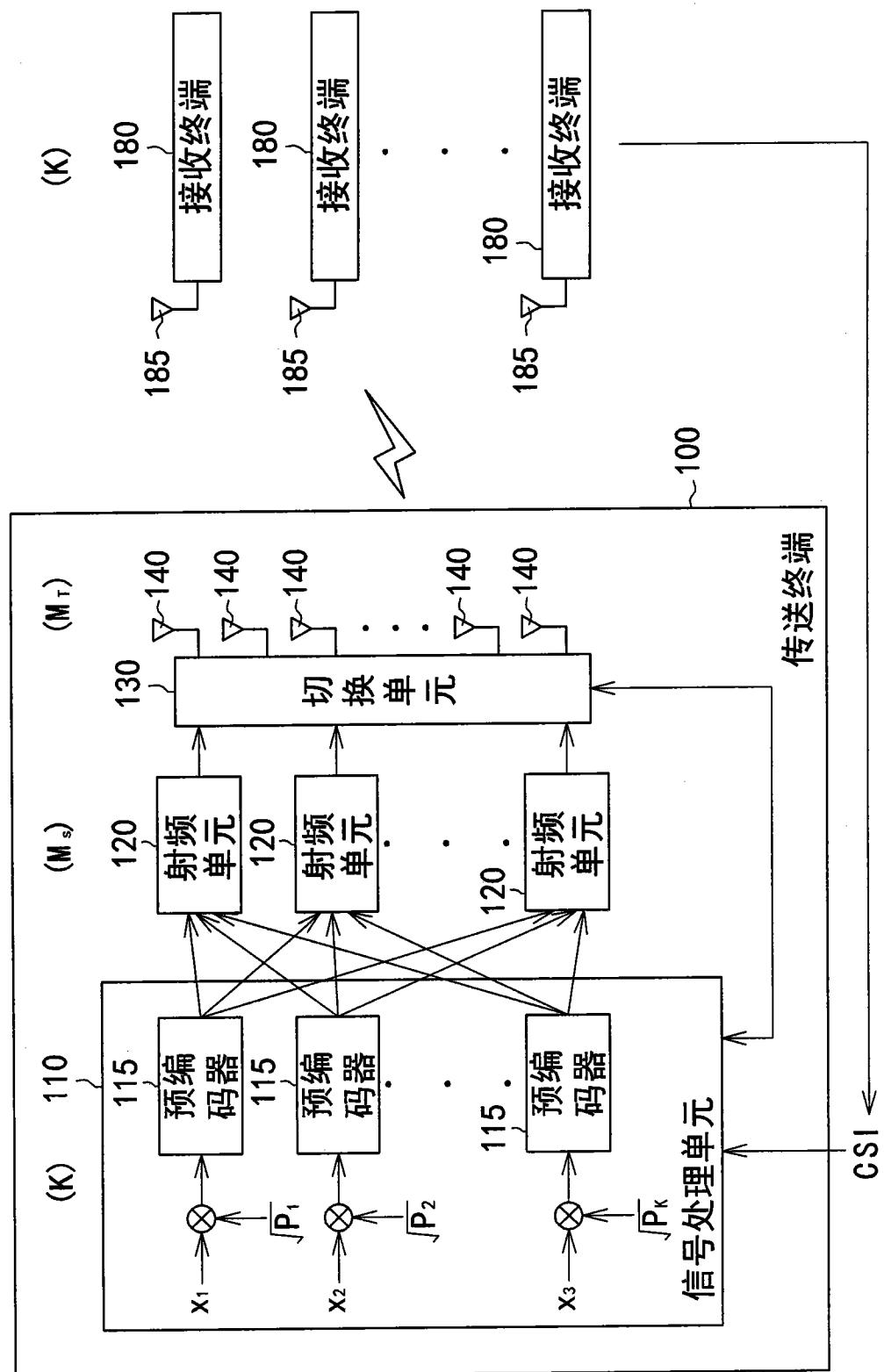
[0062] 请参照图 8,其是采用强制归零预编码技术及不同功率分配的传送天线选择方法的平均总通道容量示意图。由图 8 中可以得知,基于强制归零预编码技术,采用等功率分配的本实施例的传送天线选择方法的平均总通道容量非常接近传统采用水注式功率分配方法的平均总通道容量,性能几乎不会损失,且计算复杂度大幅降低。请参照图 9,其是依照一实施例的采用最小均方误差预编码技术的传送天线选择方法的平均总通道容量示意图。由图 9 中可以得知,图 4 及图 5 对应的采用等功率分配的最小均方误差预编码几乎不会损失性能,并可大幅降低计算复杂度。

[0063] 此外,请参照图 10,其是依照一实施例的采用不同数目的射频单元的传送天线选择方法的平均总通道容量示意图。由图 10 可知,随着射频单元数目的增加,平均总通道容量会趋近一极限值。通过本实施例的传送天线选择方法,无线通信系统可在基于已固定的接收终端数目 K 及传送天线数目 MT,让传送终端采用较少数目的射频单元亦能达成可接受性能目标,并降低成本(射频单元为类比元件,成本高)。

[0064] 本发明上述实施例所发明的传送终端及其传送天线选择方法,舍弃穷举搜寻法则而改用贪婪搜寻法则以选择合理的传送终端的传送天线数目,并可更进一步采用等功率分

配搭配强制归零预编码技术及最小均方误差预编码技术,故得以在接收终端达成使用者干扰回避,并大幅降低计算复杂度又同时可以维持整体系统的高性能。

[0065] 综上所述,虽然本发明已以多个实施例发明如上,然其并非用以限定本发明。本发明所属技术领域中具有通常知识者,在不脱离本发明的精神和范围内,当可作各种的更动与润饰。因此,本发明的保护范围当视后附的申请专利范围所界定者为准。



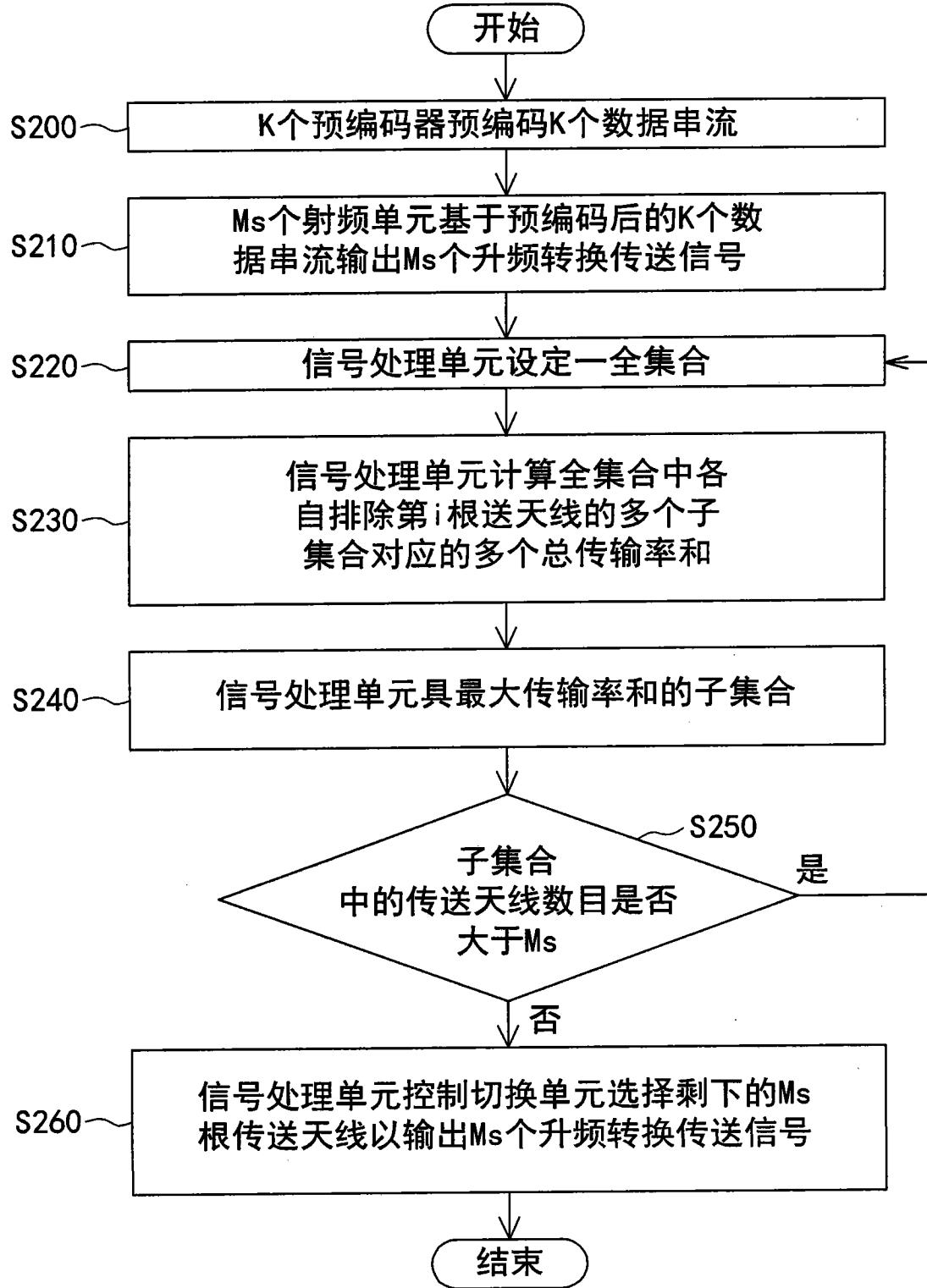


图 2

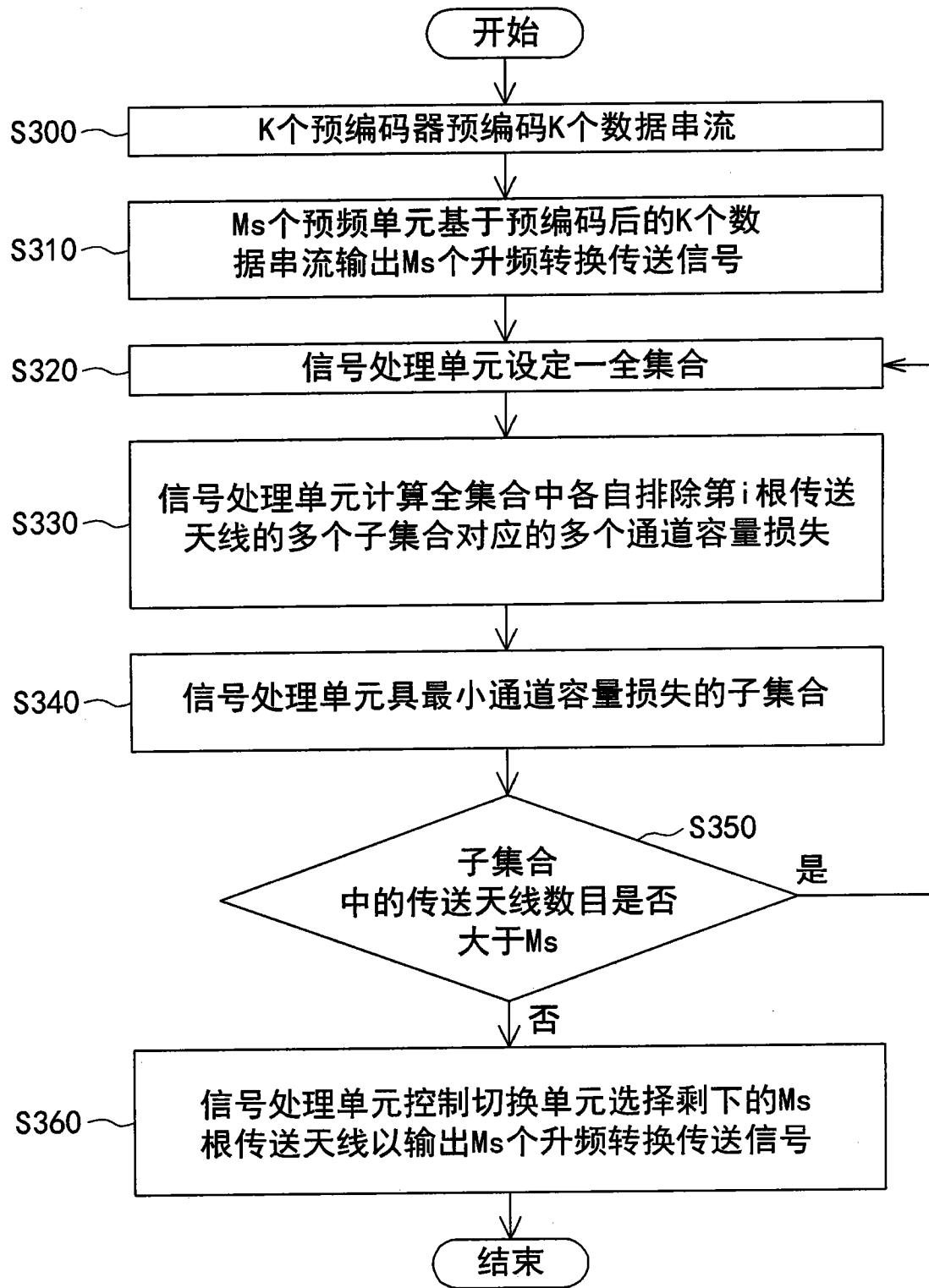


图 3

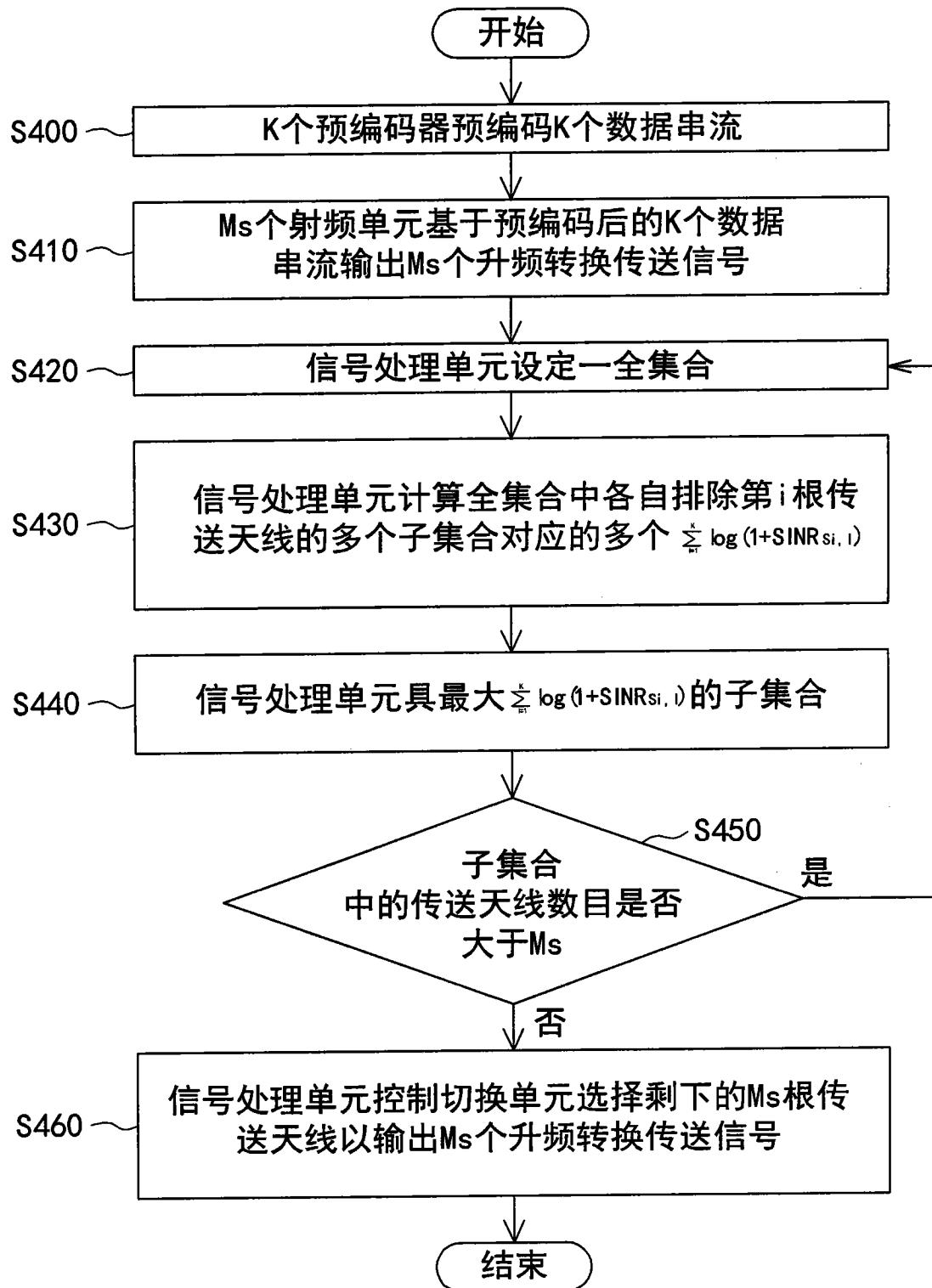


图 4

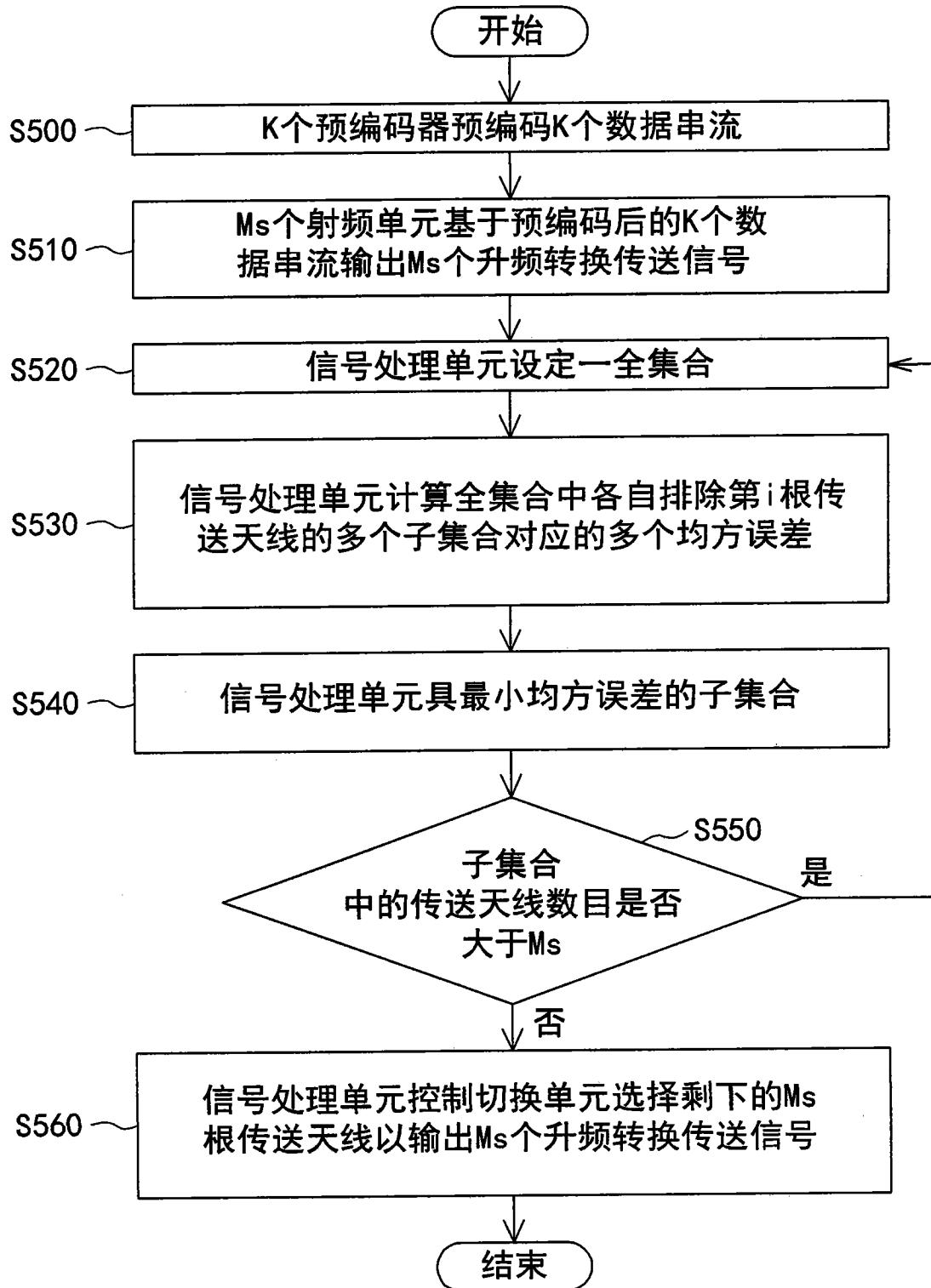


图 5

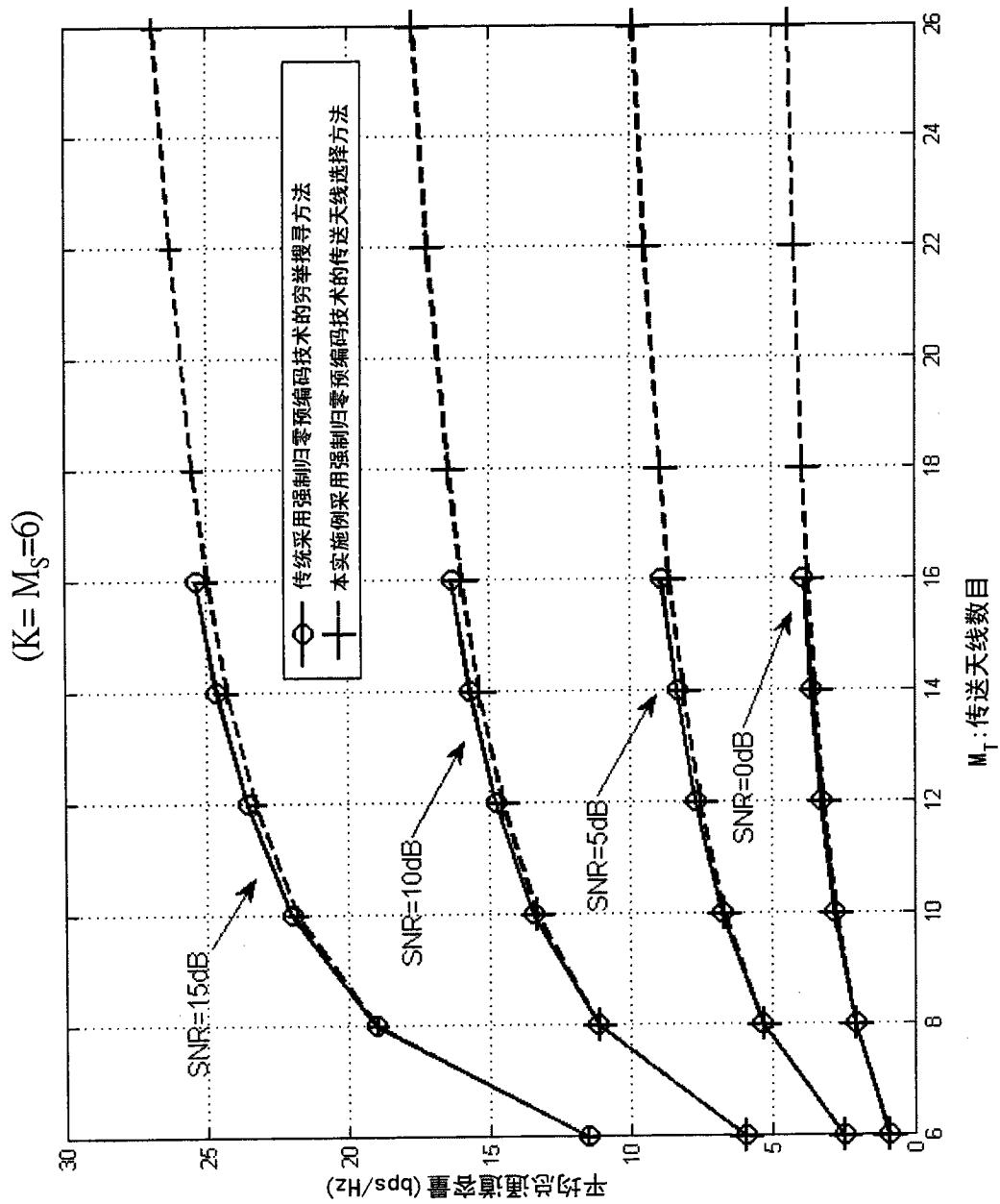


图 6

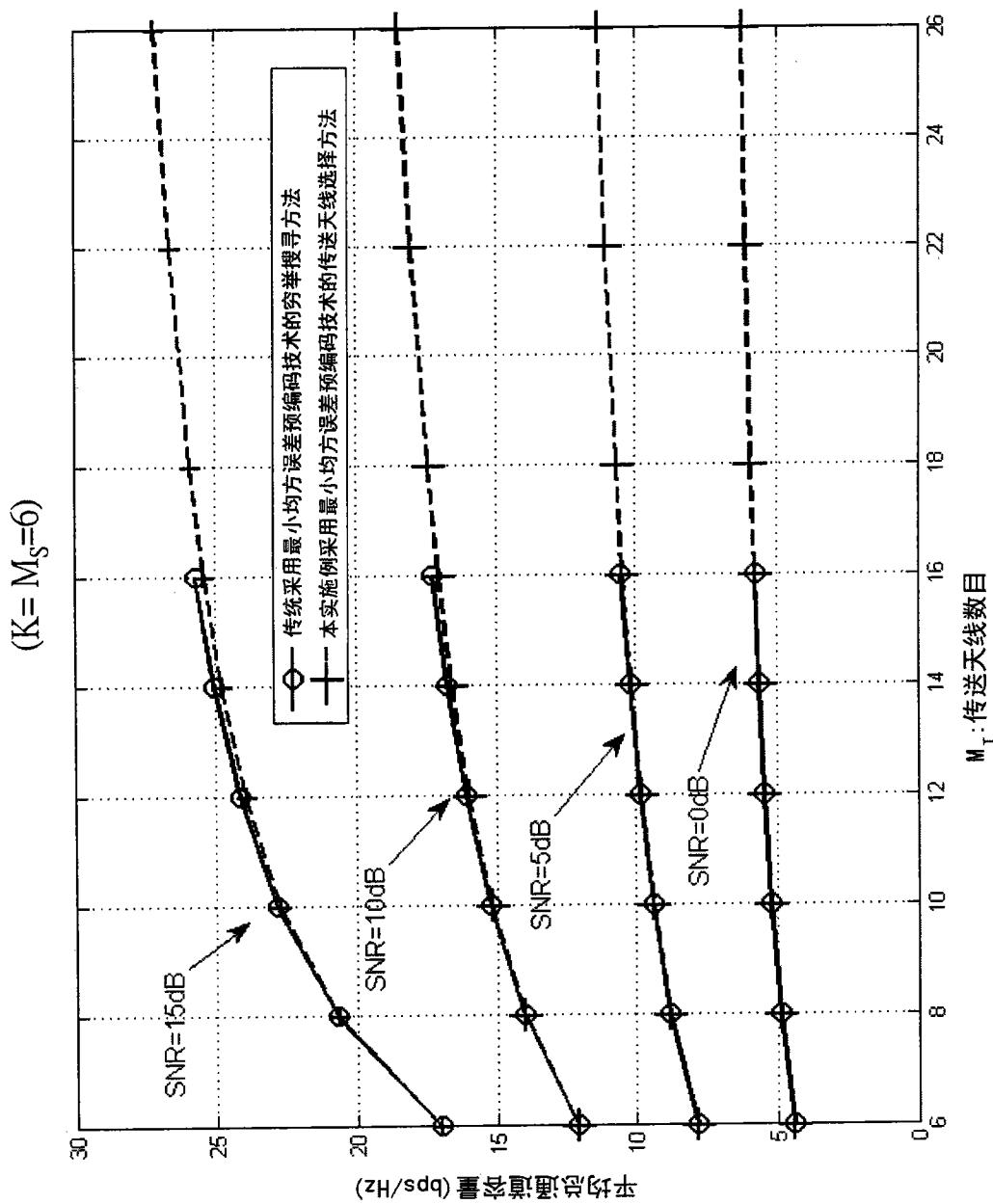


图 7

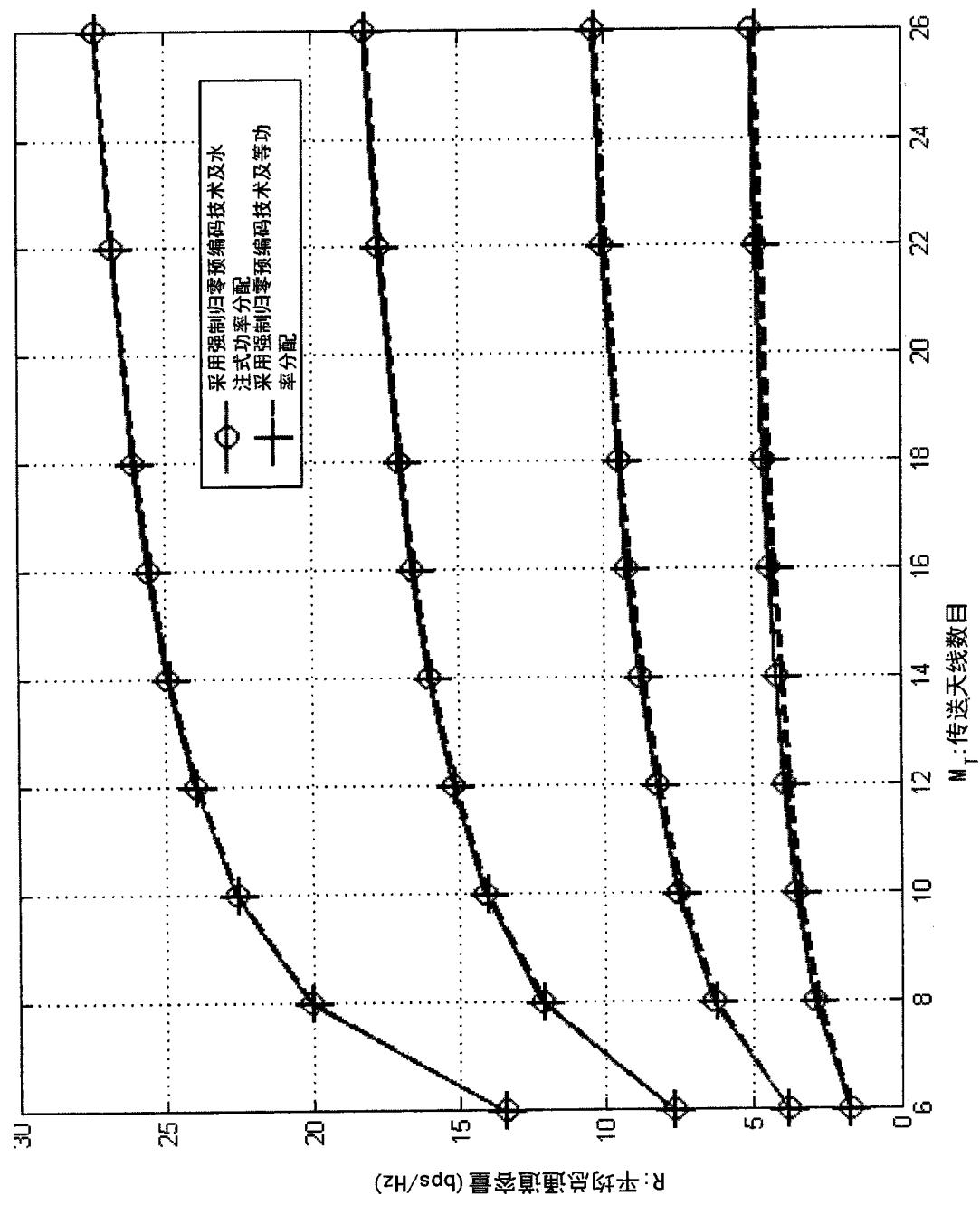


图 8

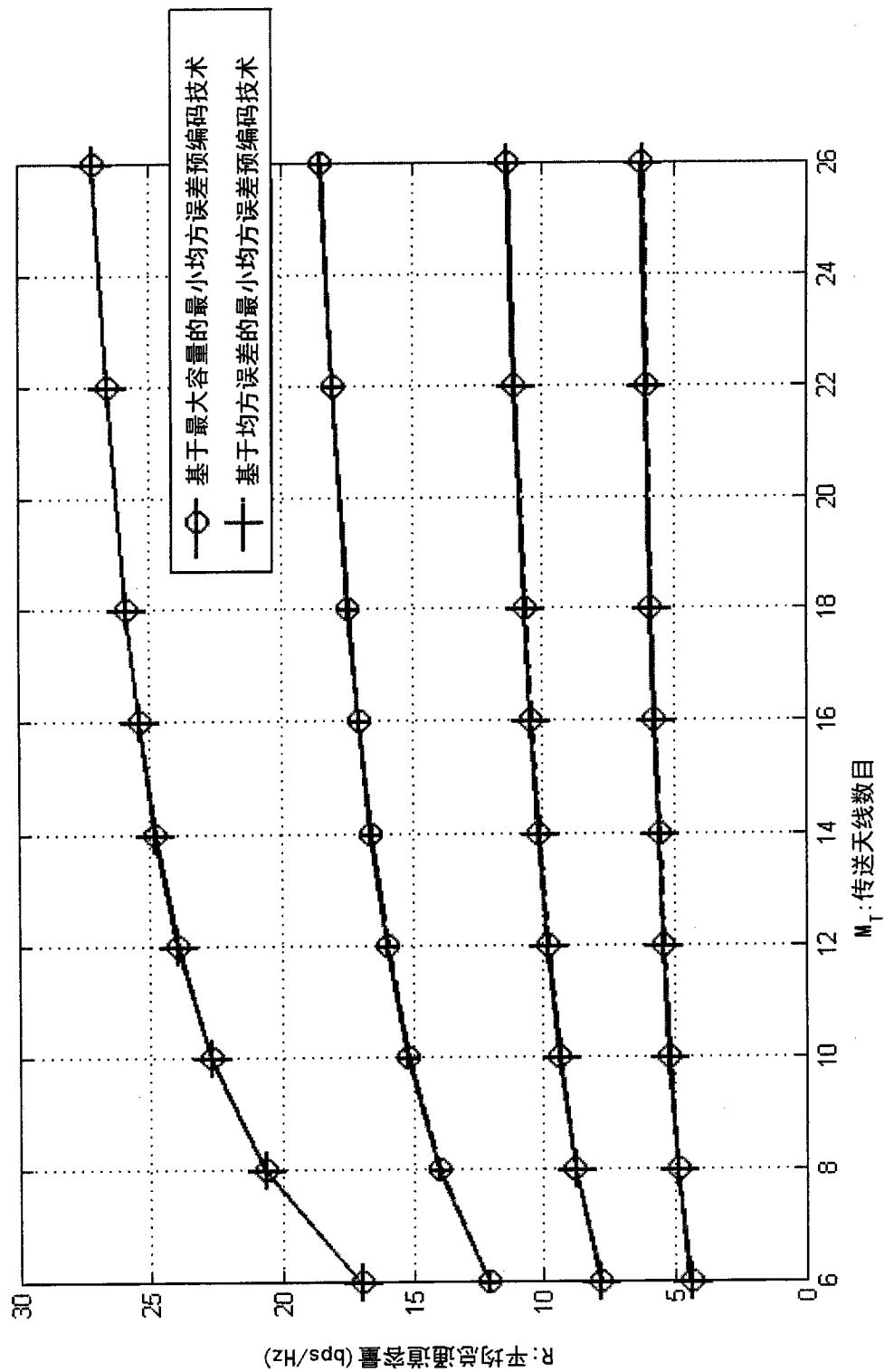


图 9

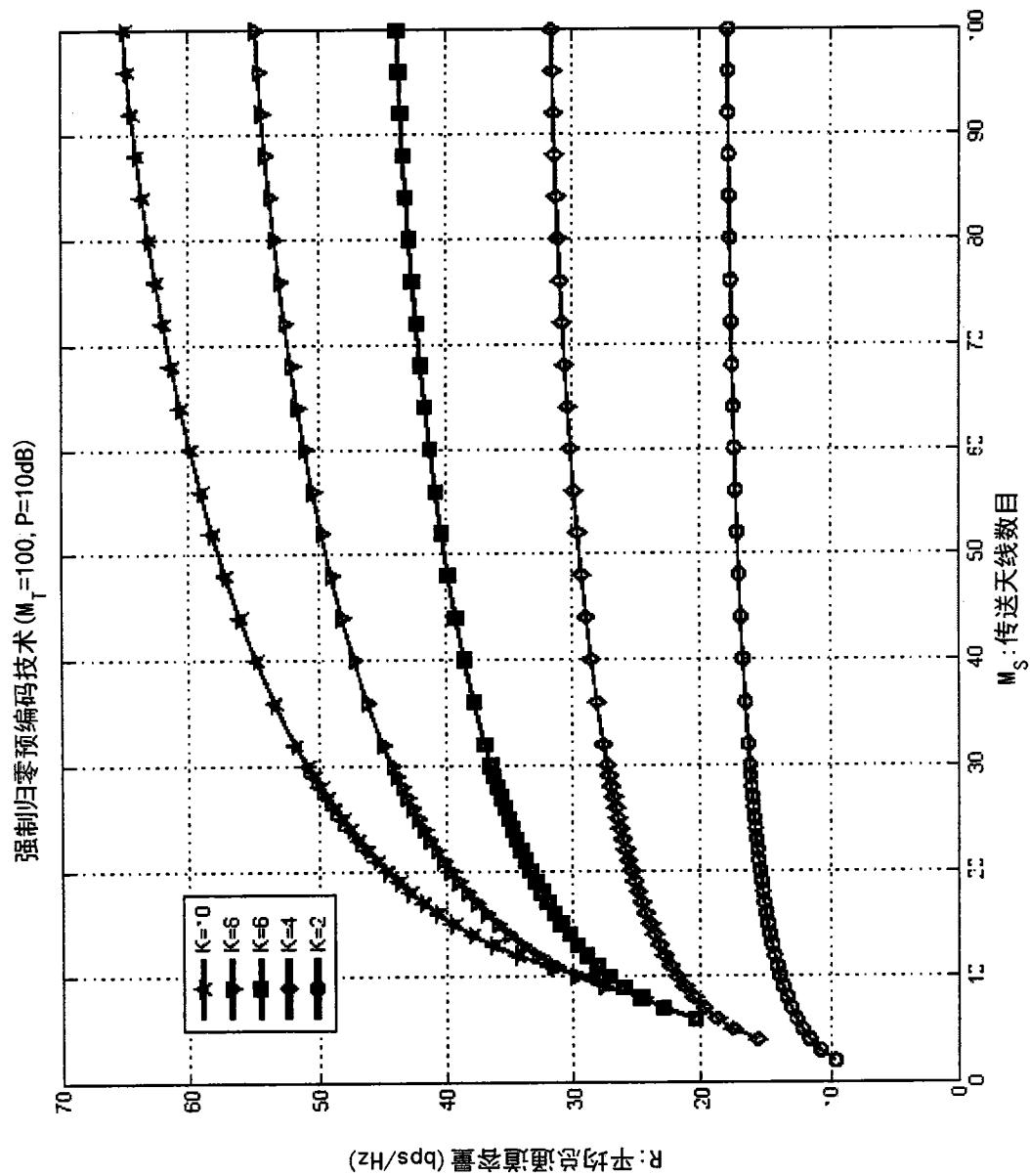


图 10