

(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
2017 年 1 月 5 日 (05.01.2017)



(10) 国际公布号
WO 2017/000752 A1

- (51) 国际专利分类号:
H04L 25/02 (2006.01)
- (21) 国际申请号: PCT/CN2016/085000
- (22) 国际申请日: 2016 年 6 月 6 日 (06.06.2016)
- (25) 申请语言: 中文
- (26) 公布语言: 中文
- (30) 优先权:
201510376921.2 2015 年 7 月 1 日 (01.07.2015) CN
- (71) 申请人: 东南大学 (SOUTHEAST UNIVERSITY)
[CN/CN]; 中国江苏省南京市玄武区四牌楼 2 号, Jiangsu 210096 (CN)。
- (72) 发明人: 王向阳 (WANG, Xiangyang); 中国江苏省南京市玄武区四牌楼 2 号, Jiangsu 210096 (CN)。 赵洋 (ZHAO, Yang); 中国江苏省南京市玄武区四牌楼 2 号, Jiangsu 210096 (CN)。 王东 (WANG, Dong); 中国江苏省南京市玄武区四牌楼 2 号, Jiangsu 210096 (CN)。 杨静雯 (YANG, Jingwen); 中国江苏省南京市玄武区四牌楼 2 号, Jiangsu 210096 (CN)。
- (74) 代理人: 南京经纬专利商标代理有限公司 (NANJING JINGWEI PATENT & TRADEMARK

AGENCY CO., LTD); 中国江苏省南京市鼓楼区中山路 179 号 12 楼 B 座, Jiangsu 210005 (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, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JP, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW。

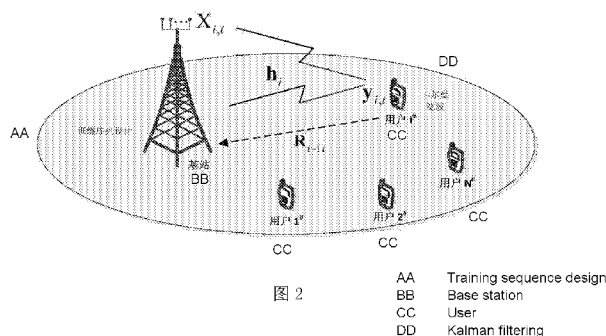
(84) 指定国 (除另有指明, 要求每一种可提供的地区保护): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 欧亚 (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), 欧洲 (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR),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

(54) Title: DOWNLINK TRAINING SEQUENCE DESIGN METHOD OF FDD LARGE-SCALE MIMO SYSTEM

(54) 发明名称: 一种 FDD 大规模 MIMO 系统下行链路训练序列设计方法



(57) Abstract: The present invention provides a downlink channel estimation training sequence design method of frequency division duplex (FDD) large-scale multiple-input multiple-output (MIMO) system. In the system, a base station configured with large-scale multi-antenna array communicates with a single-antenna terminal user. The present invention performs continuous channel estimation utilizing spatio-temporal correlation between multi-antenna MIMO channel and on the basis of Kalman filtering. At each coherence time, the user performs Kalman filtering and prediction, obtains an estimated value of channel state information at the current coherence time, and gives a predicted value of the channel at the next coherence time. Statistical information of an intermediate variable is generated during the Kalman filtering and prediction, and the user feeds the necessary statistical information back to the base station via the uplink, so that the base station performs an optimal training sequence design. Simulation and analysis shows that, by the present solution, accuracy of channel estimation can be improved, while the time occupied by downlink training sequence of the system is reduced, thus improving the link throughput and system capacity.

(57) 摘要:

[见续页]



本发明提出一种 FDD 大规模 MIMO 系统下行链路信道估计训练序列的设计方法。在此系统中，配置大规模多天线阵列的基站与单天线终端用户进行通信。本发明利用多天线 MIMO 信道的时间与空间相关特性，基于卡尔曼滤波进行连续信道估计。在每个相干时间，用户进行卡尔曼滤波和预测，得到当前相干时间内的信道状态信息估计值，并且给出下一个相干时间的信道预测值。在卡尔曼滤波和预测过程中产生了中间变量的统计信息，用户通过上行链路将必要的统计信息反馈回基站，以便基站进行最优训练序列设计。通过仿真分析可以看出，本方案能够提高信道估计的准确性，同时减少系统下行链路训练序列占用时长，从而提高了链路吞吐率与系统容量。

一种 FDD 大规模 MIMO 系统下行链路训练序列设计方法

技术领域

[0001] 本发明属于无线及移动通信技术领域,涉及一种 FDD 大规模 MIMO 系统下行链路训练序列设计方法。

[0002] 背景方法

[0003] 所谓大规模 MIMO 技术,实际上是 MIMO 技术的演进,其核心思想是通过部署海量的发射天线和接收天线,在相同的频率、时间资源内建立多个并行的数据传输通道,进而提升整个系统的频谱利用效率和能量效率,同时大幅地提高数据的传输速率。

[0004] 大规模 MIMO 系统一般采用基于训练序列的信道估计方法。大部分的大规模 MIMO 的研究都假设系统工作于时分双工 (Time Division Duplex, TDD) 模式下,而非频分双工 (Frequency Division Duplex, FDD) 模式,其原因是 FDD 模式下,信道状态信息 (Channel State Information, CSI) 获取较为困难。首先,由于无线传输信道的相干时间有限,在 FDD 大规模 MIMO 系统中,当散射较丰富时,如果信道服从独立同分布的平坦瑞利衰落,训练长度等于发送天线数的正交训练序列可以实现估计性能和数据速率之间的最优折中。由于基站侧部署了大量的发送天线,如果最优的训练序列长度等于发送天线数目,这将占用大量珍贵的下行链路资源。如果基站发送天线数量过大,训练序列长度甚至会超过相干时间,导致基于训练序列的信道估计算法失效。其次,每个用户在估计信道后需向基站反馈 CSI,巨大的信道向量的维度会占用大量的上行链路资源。而假设大规模 MIMO 系统工作于 TDD 模式下的好处在于,基站能够用 TDD 系统上下行链路信道的互易性获取下行链路的 CSI。在这种情况下,训练序列的长度由用户总数目决定,因此基站的的天线数量可以足够大。然而,由于下行和上行射频链路存在差异,上下行链路信道的互易性假设并不严格成立。因此在实际通信系统中,需要采取互易性校准技术以确保得到的下行链路 CSI 的精确性。

[0005] 绝大部分大规模 MIMO 技术相关研究都是基于 TDD 系统的。然而基于 FDD 的蜂窝网络是当今的主流,因此研究 FDD 大规模 MIMO 系统的 CSI 获取问题具有重要的实际应用价值。目前已有研究人员提出 FDD 大规模 MIMO 系统的信道估计技术,如有限反馈,压缩感知和信道投影等。还有一些文献在闭环训练的假设下,提出大规模 MIMO 的导频波束设计,以提高信道估计性能。基于此,本发明提出了一种同时利用信道的空间和时间相关性的训练序列设计方案,以解决信道估计的准确性及训练开销的问题。

发明内容

[0006] 本发明提出一种 FDD 大规模 MIMO 系统的下行链路训练序列设计方法。FDD 大规模 MIMO 系统中,配备有大规模天线阵列的基站与单天线用户终端进行通信,下行链路信道状态信息的获得是一个重要的问题。下行链路的信道估计采用基于训练序列的方法,这就要求得到准确性和时间开销方面都具有优势的训练序列。本发明采用基于卡尔曼滤波的连续信道估计,同时利用了信道的时间及空间相关特性。在每个相干时间内,用户进行卡尔曼滤波和预测,得到当前相干时间的信道状态信息估计值,同时给出下一个相干时间的信道预测。在卡尔曼滤波和预测的过程中产生的一些中间量,即一些必要的统计信息,由用户通过

上行链路将必要的统计信息反馈回基站,以便于基站进行最优的训练序列设计。通过仿真分析可以看出,一方面,本发明能够提高信道估计的准确性;另一方面,可以大大减少 FDD 大规模 MIMO 系统的下行链路训练时长,因而更多的时间用于传输有用信号,从而极大的提高了链路吞吐率与系统容量。

[0007] 在一个无线通信蜂窝内,基站配置有 N_t 个天线,对于大规模 MIMO 系统, N_t 可以取非常大的值,小区内用户均为配置单根天线的终端,基站在同一时频资源上与多个用户进行无线通信。针对基站和一个单天线用户进行下行链路数据传输的场景,此时可以视为一个多输入单输出 (MISO) 系统,将下行信道建模为一个离散时间块衰落信道且定义相干时间长度为 T_c (单位为 channel use, 符号时间),即,在一个相干时间内信道状态信息 (CSI) 保持不变,一直持续到下一个相干时间。在第 i 个相干时间的第 k 个符号时间内,系统的输入输出函数表示为:

$$[0008] \quad y_i(k) = \mathbf{h}_i^H \mathbf{x}_i(k) + n_i(k), \quad (1)$$

[0009] 其中, $y_i(k)$ 为当前接收的信号, $\mathbf{h}_i \in \mathbb{C}^{N_t}$ 为第 i 个相干时间内的信道向量, $\mathbf{x}_i(k) \in \mathbb{C}^{N_t}$ 为当前发送的信号, $n_i(k)$ 满足标准复高斯分布 (即 $n_i(k) \sim \text{CN}(0, 1)$) 代表当前时刻的加性高斯白噪声 (AWGN)。

[0010] 对于下行链路的信道估计,可以采用基于训练序列的方法,并设计正交训练序列 (训练序列长度与基站天线数量相等),然而,这会导致不可接受的时间开销。分析此 MISO 系统可知:一方面,由于基站天线数量较大,多个天线和用户间的信道不会是完全独立的,而是会存在空间上的相关性;另一方面,由于用户不会以极高的速度在小区内移动,则地理场景不会发生急剧的变化,因此信道在连续两个相干时间内也不是完全独立的。利用一阶马尔可夫模型,信道可以写为如下形式:

$$[0011] \quad \begin{aligned} \mathbf{h}_0 &= \mathbf{R}_h^{1/2} \mathbf{g}_1 \\ \mathbf{h}_i &= \eta \mathbf{h}_{i-1} + \sqrt{1-\eta^2} \mathbf{R}_h^{1/2} \mathbf{g}_i, \quad i \geq 1, \end{aligned} \quad (2)$$

[0012] 式中 η 代表时间相关系数, $\mathbf{g}_i$ 为一组 N_t 维列向量代表一个复高斯过程,它的每个元素都服从标准复高斯分布,即 $\mathbf{g}_i \sim \text{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I}_{N_t})$,且对于不同的相干时间 $\mathbf{g}_i$ 是完全独立的。式中的矩阵 $\mathbf{R}_h$ 为信道空间相关矩阵,且可以建模为一个指数模型,即

[0013]

$$\mathbf{R}_h = \begin{bmatrix} 1 & a & \dots & a^{N_t-1} \\ a & 1 & \dots & a^{N_t-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a^{N_t-1} & a^{N_t-2} & \dots & 1 \end{bmatrix}, \quad (3)$$

[0014] 其中参数 a ($0 \leq a \leq 1$) 为信道的空间相关系数, a 越大代表信道间的相关性越强。

[0015] 大规模 MIMO 系统的帧结构如图 1 所示,其中,相干时间 T_c 分为三部分:第一部分为信道训练阶段,其时间长度记为 T_t ;第二部分为信道状态信息 (CSI) 反馈阶段;第三部分为有用信息传输阶段,其时间长度记为 T_d 。其中为了分析的简便,CSI 反馈阶段的时间长度可忽略不计。在训练阶段,用户接收到的 T_t 维训练信号可表示为:

[0016] $y_{i,t} = X_{i,t}^H h_i + n_{i,t}$, (4) 其中 $y_{i,t} = [y_i(1), \dots, y_i(T_t)]^H$ 表示接受的训练信号, $X_{i,t} = [x_i(1), \dots, x_i(T_t)]$ 为基站发送的训练序列, 它是一个 $N_t \times T_t$ 维的矩阵, 且满足能量约束 $\text{tr}(X_{i,t}^H X_{i,t}) = \rho T_t$. $n_{i,t} = [n_i(1), \dots, n_i(T_t)]^H$ 为加性高斯白噪声, 是一个 T_t 维列向量。

[0017] 根据公式 (2) 描述的信道状态方程, 以及公式 (4) 描述的训练阶段系统输入输出关系, 基于卡尔曼滤波的信道估计状态方程表示如下:

$$[0018] \quad \hat{\mathbf{h}}_{i|t} = \hat{\mathbf{h}}_{i|t-1} + \mathbf{K}_i (\mathbf{y}_{i,t} - \mathbf{X}_{i,t}^H \hat{\mathbf{h}}_{i|t-1}), \quad (5)$$

[0019]

$$\mathbf{R}_{i|t} = (\mathbf{I}_{N_t} - \mathbf{K}_i \mathbf{X}_{i,t}^H) \mathbf{R}_{i|t-1}, \quad (6)$$

$$[0020] \quad \hat{\mathbf{h}}_{i+1|t} = \eta \hat{\mathbf{h}}_{i|t}, \quad (7)$$

$$[0021] \quad \mathbf{R}_{i+1|i} = \eta^2 \mathbf{R}_{i|i} + (1 - \eta^2) \mathbf{R}_h, \quad (8) \text{ 公式}$$

(6) 中, $\mathbf{K}_i = \mathbf{R}_{i|t-1} \mathbf{X}_{i,t} (\mathbf{X}_{i,t}^H \mathbf{R}_{i|t-1} \mathbf{X}_{i,t} + \mathbf{I}_{T_t})^{-1}$ 表示卡尔曼增益矩阵。卡尔曼滤波包含估计和预测两个部分, 其中公式 (5) 代表第 i 个相干时间的信道估计过程, 公式 (6) 中的 $\mathbf{R}_{i|i}$ 表示相应的估计误差协方差矩阵; 公式 (7) 表示该相干时间内的信道预测过程, $\mathbf{R}_{i+1|i}$ 为相应的预测误差协方差矩阵。卡尔曼滤波的初值设计为: $\hat{\mathbf{h}}_{0|i} = \mathbf{0}$ 以及 $\mathbf{R}_{0|i} = \mathbf{R}_h = E[h_0 h_0^H]$ 。

[0022] 当信道估计在用户端完成并通过上行链路反馈给基站后, 基站想用户发送有用的数据信号, 并对发送的数据进行预处理。此时基站端发出的信号可以表示为:

$$[0023] \quad x_{i,d}(k) = w_i s_i(k), \quad (9)$$

式中 $\mathbf{w}_i = \hat{\mathbf{h}}_{i|t} / \|\hat{\mathbf{h}}_{i|t}\|$ 表示第 i 个相干时间的预处理矩阵, 且满足 $\|\mathbf{w}_i\| = 1$; $s_i(k)$ 表示第 i 个相干时间的第 k 个符号时间内的有用信号, 且满足 $E[|s_i(k)|^2] = \rho_d$ 。因而在有用数据传输阶段用户端的归一化平均接收信噪比为:

$$[0024] \quad \text{SNR}_i = \frac{1}{\rho_d} E[|\mathbf{h}_i^H \mathbf{x}_{i,d}(k)|^2] = E[|\mathbf{h}_i^H \mathbf{w}_i|^2]. \quad (10)$$

[0025] 本发明的重点在于 FDD 大规模 MIMO 系统下行链路的训练序列设计, 而训练序列的设计基于最小化估计均方误差 (MMSE) 准则, 且在设计中需要的统计信息由用户端在进行估计时计算得到, 因而信道估计采用闭环训练模式。

[0026] 闭环训练的模型如图 2 所示: 在一个相干时间内的训练阶段, 基站向用户发送训练序列 $X_{i,t}$; 用户接收到相应的训练信号后, 利用卡尔曼滤波得到当前相干时间的信道估计值, 同时对下一个相干时间的信道进行预测; 最后将计算得到的信道预测误差协方差矩阵 $\mathbf{R}_{i+1|i}$ 反馈给基站, 以便基站设计下一个相干时间的最佳训练序列。

[0027] 分析卡尔曼滤波的状态方程可知, 在第 i 个相干时间内, 信道估计的均方误差可写为:

$$\begin{aligned}
\text{MSE}(\mathbf{X}_{i,t}) &= \frac{1}{N_t} E \left[\left\| \mathbf{h}_i - \hat{\mathbf{h}}_{i|t} \right\|^2 \right] \\
[0028] \quad &= \frac{1}{N_t} \text{tr}(\mathbf{R}_{i|t}) \\
&= \frac{1}{N_t} \text{tr}(\mathbf{R}_{i|t-1} - \mathbf{K}_t \mathbf{X}_{i,t}^H \mathbf{R}_{i|t-1}),
\end{aligned} \tag{11}$$

[0029] 其中, 训练序列 $\mathbf{X}_{i,t}$ 是待定量, $\mathbf{R}_{i|t-1}$ 表示上一相干时间到当前相干时间的信道预测值。

[0030] 根据优化目标, 同时结合训练序列的能量约束条件可以将此优化问题写为:

$$\begin{aligned}
[0031] \quad & \min_{\mathbf{X}_{i,t}} \text{tr}(\mathbf{R}_{i|t}) \\
& \text{s.t.} \quad \text{tr}(\mathbf{X}_{i,t} \mathbf{X}_{i,t}^H) = \rho T_t,
\end{aligned} \tag{12}$$

[0032] 式中 $\mathbf{R}_{i|t}$ 可以进行进一步的简化得到:

$$[0033] \quad \mathbf{R}_{i|t} = (\mathbf{R}_{i|t-1}^{-1} + \mathbf{X}_{i,t} \mathbf{X}_{i,t}^H)^{-1}. \tag{13}$$

[0034] 为了解决该优化问题, 将目标函数继续进行推导转化, 即:

$$\begin{aligned}
& \text{tr}(\mathbf{R}_{i|t}) = \text{tr}(\mathbf{R}_{i|t-1}^{-1} + \mathbf{X}_{i,t} \mathbf{X}_{i,t}^H)^{-1} \\
[0035] \quad & \stackrel{(a)}{=} \text{tr}(\mathbf{U}_i \Lambda_i^{-1} \mathbf{U}_i^H + \mathbf{X}_{i,t} \mathbf{X}_{i,t}^H)^{-1} \\
& = \text{tr}(\Lambda_i^{-1} + \mathbf{U}_i^H \mathbf{X}_{i,t} \mathbf{X}_{i,t}^H \mathbf{U}_i)^{-1},
\end{aligned} \tag{14}$$

[0036] 其中第一步推导, 即步骤 (a) 是由 $\mathbf{R}_{i|t}$ 的特征分解得出, 且满足 $\mathbf{R}_{i|t-1} = \mathbf{U}_i \Lambda_i \mathbf{U}_i^H$ 。

式中 Λ_i 代表 $\mathbf{R}_{i|t}$ 的特征值组成的对角阵, 即 $\text{diag} \left(\left[\lambda_{i,1}^{\mathbf{R}_{i|t-1}}, \dots, \lambda_{i,N_t}^{\mathbf{R}_{i|t-1}} \right] \right)$, 其中特征值 $\lambda_{i,\ell}^{\mathbf{R}_{i|t-1}}$ ($\ell=1, 2, \dots, N_t$) 是按数值大小降序排列的; 相应的, $\mathbf{U}_i$ 是与 1 个特征值相对应的特征向量组成的矩阵。

[0037] 分析可知, 当公式 (14) 中的矩阵 $\mathbf{U}_i^H \mathbf{X}_{i,t} \mathbf{X}_{i,t}^H \mathbf{U}_i$ 为一个对角阵时, 可以使得估计均方误差达到最小值。记 $\mathbf{U}_i^H \mathbf{X}_{i,t, \text{opt}} \mathbf{X}_{i,t, \text{opt}}^H \mathbf{U}_i = \Gamma_i$, 其中 Γ_i 是一个待定对角矩阵, 因而最佳训练序列的结构可以由以下推导得出:

$$\begin{aligned}
& \mathbf{U}_i^H \mathbf{X}_{i,t, \text{opt}} \mathbf{X}_{i,t, \text{opt}}^H \mathbf{U}_i = \Gamma_i^{1/2} (\Gamma_i^{1/2})^H, \\
[0038] \quad & \Rightarrow \mathbf{X}_{i,t, \text{opt}} \mathbf{X}_{i,t, \text{opt}}^H = \mathbf{U}_i \Gamma_i^{1/2} (\mathbf{U}_i \Gamma_i^{1/2})^H, \\
& \Rightarrow \mathbf{X}_{i,t, \text{opt}} = \mathbf{U}_i \Gamma_i^{1/2},
\end{aligned} \tag{15}$$

[0039] 式中 $\Gamma_i = \Gamma_i^{1/2} (\Gamma_i^{1/2})^H$ 代表 Γ_i 的 Cholesky 分解。

[0040] 根据上文的推导, 优化问题可以重新写为以下形式:

$$\begin{aligned}
[0041] \quad & \min_{\gamma_{i,\ell}} \sum_{\ell=1}^{N_i} \left(\frac{1}{\lambda_{i,\ell}^{\mathbf{R}_{i|\ell-1}}} + \gamma_{i,\ell} \right)^{-1} \\
& \text{s.t. } 1) \sum_{\ell=1}^{N_i} \gamma_{i,\ell} \leq \rho T_i, \quad , \\
& \quad 2) \gamma_{i,\ell} \geq 0, \forall \ell
\end{aligned} \tag{16}$$

[0042] 式中 $\gamma_{i,1} (1 = 1, 2, \dots, N_i)$ 是对角矩阵 Γ_i 的对角线元素。为了求解这一组待定的 $\gamma_{i,1}$, 可采用拉格朗日乘子法, 由优化问题写出的拉格朗日函数为:

$$[0043] \quad L(\mu, \gamma_{i,\ell}) = \sum_{\ell=1}^{N_i} \left(\frac{1}{\lambda_{i,\ell}^{\mathbf{R}_{i|\ell-1}}} + \gamma_{i,\ell} \right)^{-1} + \mu \left(\sum_{\ell=1}^{N_i} \gamma_{i,\ell} - \rho T_i \right), \tag{17}$$

[0044] 将拉格朗日函数 $L(\mu, \gamma_{i,1})$ 对变量 $\gamma_{i,1}$ 分别求偏导, 且令其值为 0, 此时得到的 $\gamma_{i,1}$ 的值为:

$$[0045] \quad \gamma_{i,\ell} = \max \left\{ \left(\frac{1}{\mu} \right)^{1/2} - \frac{1}{\lambda_{i,\ell}^{\mathbf{R}_{i|\ell-1}}}, 0 \right\}, \quad (\ell = 1, 2, \dots, N_i). \tag{18}$$

[0046] 从公式 (18) 中可以看出, 最优的 $\gamma_{i,1}$ 值是由拉格朗日乘子 μ 确定的。利用拉格朗日乘子法中的快速迭代算法, μ 的值可以算出, 相应的 $\gamma_{i,1}$ 的值也随之确定。乘子 μ 的迭代由下式给出:

$$[0047] \quad \mu \leftarrow \mu + \delta \left[\sum_{\ell=1}^{N_i} \gamma_{i,\ell} - \rho T_i \right], \quad 0 < \delta < 1, \tag{19}$$

[0048] 其中 δ 表示迭代过程中的步长, 该值决定了 μ 的迭代速度; 此外, μ 的初值为:

$$[0049] \quad \mu_0 = \left[N_i \left(\rho T_i + \sum_{\ell=1}^{N_i} \frac{1}{\lambda_{i,\ell}^{\mathbf{R}_{i|\ell-1}}} \right)^{-1} \right]^2, \tag{20}$$

[0050] μ_0 的得出是将公式 (18) 带入约束条件 $\sum_{\ell=1}^{N_i} \gamma_{i,\ell} \leq \rho T_i$ 中计算得到的。

[0051] 从上述的分析中可以看出, 第 i 个相干时间的最佳训练序列 $X_{i,t,\text{opt}}$ 是由前一个相干时间的预测误差协方差矩阵 $R_{i|i-1}$ 的特征向量确定的, 因此 $X_{i,t,\text{opt}}$ 的各列之间是相互正交的。此外, $X_{i,t,\text{opt}}$ 的每一列所乘的功率因子, 是由注水算法得出, 具体的说是针对 $R_{i|i-1}$ 的特征值进行注水。

附图说明

[0052] 图 1 为大规模 MIMO 系统帧结构示意图;

[0053] 图 2 为下行链路闭环信道估计概念示意图;

[0054] 图 3 为大规模 MIMO 系统下行链路中, 三种不同的信道估计方法对应的估计归一化均方误差以及不同的信道空间相关系数对该值的影响;

[0055] 图 4 为大规模 MIMO 系统下行链路中, 三种不同的信道估计方法对应的归一化平均

接收信噪比以及不同的信道空间相关系数对该值的影响；

[0056] 图5为大规模MIMO系统下行链路中,本发明中提出的信道估计方法的归一化平均接收信噪比以及不同的训练序列发送信噪比和用户移动速度对该值的影响；

[0057] 图6为大规模MIMO系统下行链路中,本发明中提出的信道估计方法的归一化平均接收信噪比随基站天线数的变化以及不同的训练序列长度该值的影响。

具体实施方式

[0058] 以下结合具体实施例进一步阐述本发明,应理解这些实施例仅用于说明本发明而不适用于限制本发明的范围,本发明的保护范围不限于下述实施例。在阅读了本发明之后,本领域技术人员对于本发明的各种等价形式的修改均落于本申请所附权利要求所限定的范围。

[0059] 为了通过仿真评估对比本发明的下行链路训练方案以及训练序列设计与仅考虑单个相干时间的信道估计的性能,采用蒙特卡洛方法进行仿真得到前十个相干时间的信道估计均方误差以及归一化平均接收信噪比。考虑信道在空间和时间上都是相关的,其中空间相关系数 α 人为给定;另一方面,当用户移动速度 $v = 3\text{km/h}$ 时,由 Jacks 模型可以得到时间相关系数 $\eta = 0.9881$ 。作为对比,另外一种基于卡尔曼滤波的闭环信道训练方法(先确定训练序列集合,用户在该集合中选择最佳训练序列并将其序号反馈回基站)的信道估计均方误差以及归一化平均接收信噪比也由仿真给出。

[0060] 实施例1:一种单个相干时间内的信道训练场景

[0061] 大规模MIMO下行链路训练中,仅考虑基站和用户信道在空间上的相关性而忽略其时间上的相关性,简称该方法为 single-shot 训练。在每个相干时间内进行信道估计时,采用传统的 MMSE 信道估计方法;同时,最佳训练序列的设计也满足最小化均方误差准则。基站天线数 N_t 设置为 64,训练序列的发送信噪比 $\rho = 20\text{dB}$,训练序列时间长度 $T_t = 2$,用户移动速度 $v = 3\text{km/h}$,在信道空间相关系数 $\alpha = 0.6$ 和 0.9 时,相应的 single-shot 训练的均方误差以及归一化接收信噪比如图3和图4所示。由图可知,由于没有采用卡尔曼,不同的相干时间内的信道估计不会彼此影响,因此,信道估计的均方误差以及相应的归一化接收信噪比不会随时间变化,表现在图中是一条水平线。另外,当相关系数 α 增大时,估计的均方误差减小,对应的归一化接受信噪比增大,这说明,信道在空间上越相关,在相同条件下,估计的准确性越高。

[0062] 实施例2:一种预设训练序列集合的基于卡尔曼滤波的闭环信道估计场景

[0063] 作为对比,另外一种基于卡尔曼滤波的闭环信道训练方法的信道估计均方误差以及归一化平均接收信噪比也由仿真给出。为区别于本发明提出的训练模式及训练序列设计方法,称其为有备选集合的闭环信道估计方法。该方法与本发明的不同之处在于,基站根据某种准则,预先准备好一个训练序列集合 $\mathcal{P}$,其中包含 2^B 个备选的训练序列, B 为反馈长度。该方法采用基于卡尔曼滤波的信道估计方法,在每个相干时间内用户进行信道的估计和预测,并基于最小化估计均方误差或最大化接收信噪比的准则在集合 $\mathcal{P}$ 中选取最佳的训练序列,并将 $B(\text{bit})$ 序号反馈回基站。基站天线数 N_t 设置为 64,训练序列的发送信噪比 $\rho = 20\text{dB}$,训练序列时间长度 $T_t = 2$,用户移动速度 $v = 3\text{km/h}$,信道空间相关系数取 $\alpha = 0.6$ 和

0.9。从图 3 和图 4 中看出,相比于 single-shot 训练,该方法的估计准确性更高,且随着卡尔曼滤波的收敛,估计准确性进一步的提高。这是由于该方法考虑了信道在时间上的相关性,同时,用户采用卡尔曼滤波的方法,不仅考虑当前相干时间接收到的训练序列,还考虑了之前的接收值,因此,随着迭代次数增加,卡尔曼滤波的准确性也随之增加。

[0064] 实施例 3:一种训练序列实时设计的基于卡尔曼滤波的闭环信道估计场景

[0065] 与例 2 中方法不同,本发明提出的训练序列设计是实时的,即每个相干时间内,都要设计出下一相干时间的最佳训练序列。训练序列的设计由基站来完成,用户负责将训练序列设计所必要的信息(如信道预测误差协方差矩阵 $R_{i|i-1}$) 反馈回基站,因此这也是一个闭环的设计方法。基站天线数 N_t 设置为 64,训练序列的发送信噪比 $\rho = 20\text{dB}$,训练序列时间长度 $T_t = 2$,信道空间相关系数取 $a = 0.6$ 和 0.9 。图 3 和图 4 是三个例子中的估计方法性能对比,从图中看出本例的方法比例 2 的设计方法准确性更高,这是由于训练序列设计时进行了功率分配,对信噪比大的信道分配了更高的功率。

[0066] 图 5 描述了本发明的信道估计方法在不同的信噪比以及不同的用户移动速率时归一化平均接收信噪比的值。此处设定空间相关系数取 $a = 0.6$,当 $v = 10\text{km/h}$ 时, $\eta = 0.8721$,其他条件相同。从图中可以看出,当用户移动速度增大时,时间相关系数 η 减小,即时间维度上的相关性减弱,此时信道估计的准确性也随之降低。当训练序列的功率提高(发送信噪比变大)时,信道估计的准确性也会相应的有所提高,但表现在图中并不明显。这是由于本例的信道估计方法存在一种称为饱和效应的局限,即接收信噪比的上界仅受空间相关系数 a 影响, a 确定后上界也随之确定,因此无论发送信噪比如何增大,归一化接收信噪比也不会出现极其明显的增大。

[0067] 图 6 描述了本发明的信道估计方法在第九个相干时间内的归一化接受信噪比随基站天线数的变化曲线。训练序列的发送信噪比设定为 $\rho = 20\text{dB}$,用户移动速度 $v = 3\text{km/h}$,信道空间相关系数取 $a = 0.9$ 。由于基站天线数 N_t 的变化会对信道预测误差协方差矩阵 $R_{i|i-1}$ 的特征值产生影响,从而影响到对训练序列功率的分配,因此归一化平均接收信噪比会随着 N_t 的增大而增大。同时,当训练序列时间长度 T_t 增大时,信道估计的准确性也会随之提高。

权 利 要 求 书

1. 一种 FDD 大规模 MIMO 系统下行链路训练序列设计方法,其特征在于:

(1) 在一个小区内,基站配备由 N_t 根天线组成的大规模天线阵列,小区内用户均为配置单根天线的终端,基站在同一时频资源上与多个用户进行无线通信,其中, N_t 可以取较大的值,如 64、128 或 256;

(2) 信道在空间上的相关性可以由一个空间相关矩阵 R_h 表示,且 $R_h = E[h_i h_i^H]$,同时考虑信道在时间上的相关性,将信道建模为离散一阶马尔可夫模型;

(3) 下行链路训练阶段,用户端的接收信号为 $y_{i,t} = X_{i,t}^H h_i + n_{i,t}$,其中 $X_{i,t}$ 是基站发送得训练序列,且满足能量约束: $\text{tr}(X_{i,t}^H X_{i,t}) = \rho T_t$, h_i 为当前相干时间的信道矩阵, $n_{i,t}$ 为加性高斯白噪声;

(4) 用户根据接收到的训练信号,利用卡尔曼滤波方法进行信道估计和预测,得到估计值 $\hat{h}_{i|t}$ 、预测值 $\hat{h}_{i+1|t}$,以及相应的误差协方差矩阵 $R_{i|t}$ 和 $R_{i+1|t}$,根据基站设计最佳训练序列的需求,用户将 $R_{i+1|t}$ 反馈回基站;

(5) 基站根据最小化信道估计均方误差的准则设计最优训练序列 $X_{i,t,\text{opt}}$,优化目标函数可写为:

$$\begin{aligned} \min_{X_{i,t}} \quad & \text{tr}(\mathbf{R}_{i|t}) \\ \text{s.t.} \quad & \text{tr}(\mathbf{X}_{i,t} \mathbf{X}_{i,t}^H) = \rho T_t, \end{aligned}$$

其中约束条件是根据训练序列的能量约束写出的;

(6) 基站遵循最优训练序列的设计准则及能量约束,在设计过程中,对用户反馈回的信息 $R_{i+1|t}$ 进行处理,同时,在保证总能量 ρT_t 不变的前提下,对每个符号时间的功率进行调整,得到最佳的训练序列,用于下一个相干时间的信道估计。

2. 根据权利要求 1 所述的一种 FDD 大规模 MIMO 系统下行链路训练序列设计方法,其特征在于:将下行链路信道建模为离散时间块衰落模型,即信道是时变的,但在系统的相干时间 T_c 内,信道保持不变;一个相干时间内,一部分时间 T_t 用于信道估计,一部分时间 T_d 用于反馈必要的信息,剩余的时间进行有用信号的传输。

3. 根据权利要求 1 所述的一种 FDD 大规模 MIMO 系统下行链路训练序列设计方法,其特征在于:对于信道的空间相关性,利用信道矩阵 h 的自协方差矩阵 R_h 来表示:

$$\mathbf{R}_h = \begin{bmatrix} 1 & a & \cdots & a^{N_t-1} \\ a & 1 & \cdots & a^{N_t-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a^{N_t-1} & a^{N_t-2} & \cdots & 1 \end{bmatrix},$$

其中 a 表示空间相关系数;定义时间相关系数为 η ,结合信道的空间和时间相关特性,将信道建模为一个离散一阶马尔可夫模型:

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_0 &= \mathbf{R}_h^{1/2} \mathbf{g}_0 \\ \mathbf{h}_i &= \eta \mathbf{h}_{i-1} + \sqrt{1-\eta^2} \mathbf{R}_h^{1/2} \mathbf{g}_i, \quad i \geq 1 \end{aligned}$$

4. 根据权利要求 1 所述的一种 FDD 大规模 MIMO 系统下行链路训练序列设计方法,其特征在于:利用卡尔曼滤波方法给出每个相干时间内信道的估计值及预测值,其中卡尔曼滤

波的状态方程为：

$$\mathbf{K}_{i|t} = \mathbf{R}_{i|t-1} \mathbf{X}_{i,t} (\mathbf{X}_{i,t}^H \mathbf{R}_{i|t-1} \mathbf{X}_{i,t} + \mathbf{I}_{T_t})^{-1}$$

$$\hat{\mathbf{h}}_{i|t} = \hat{\mathbf{h}}_{i|t-1} + \mathbf{K}_{i|t} (\mathbf{y}_{i,t} - \mathbf{X}_{i,t}^H \hat{\mathbf{h}}_{i|t-1}),$$

$$\mathbf{R}_{i|t} = (\mathbf{I}_{N_t} - \mathbf{K}_{i|t} \mathbf{X}_{i,t}^H) \mathbf{R}_{i|t-1},$$

$$\hat{\mathbf{h}}_{i+1|t} = \eta \hat{\mathbf{h}}_{i|t},$$

$$\mathbf{R}_{i+1|i} = \eta^2 \mathbf{R}_{i|i} + (1 - \eta^2) \mathbf{R}_h,$$

其中 $\mathbf{K}_i$ 表示卡尔曼增益矩阵。

5. 根据权利要求 1 所述的一种 FDD 大规模 MIMO 系统下行链路训练序列设计方法, 其特征在于: 基站设计最优训练序列需利用卡尔曼滤波过程中计算得出的信道预测的误差协方差矩阵 $\mathbf{R}_{i+1|i}$, 用户通过上行链路将一些必要的统计量反馈回基站, 即闭环的估计方法。

6. 根据权利要求 1 所述的一种 FDD 大规模 MIMO 系统下行链路训练序列设计方法, 其特征在于: 基站将 $\mathbf{R}_{i+1|i}$ 进行特征分解, 选取前 T_t 个最大特征值对应的特征向量, 并根据 $\mathbf{X}_{i,t}$ 满足的能量约束条件, 对每个符号时间的训练序列进行功率调整, 得到最优训练序列。

7. 根据权利要求 1 所述的一种 FDD 大规模 MIMO 系统下行链路训练序列设计方法, 其特征在于: 设计出的最佳训练序列的时间长度不需要与发送天线个数相同, 而是远小于发送天线数, 即 $T_t \ll N_t$ 。



图 1

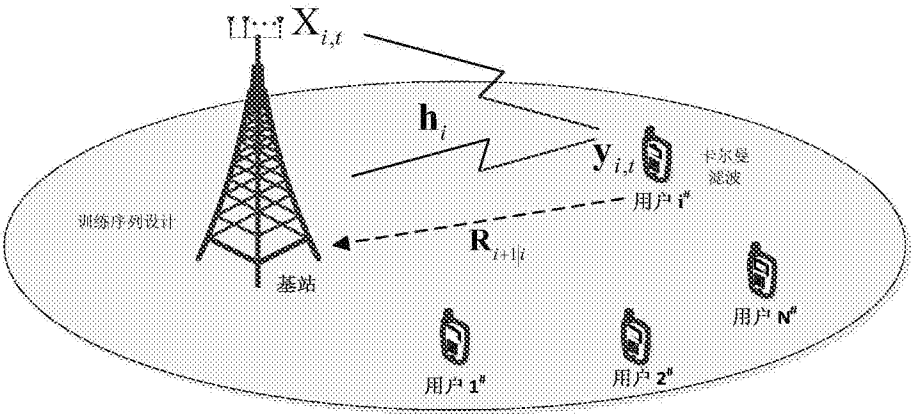


图 2

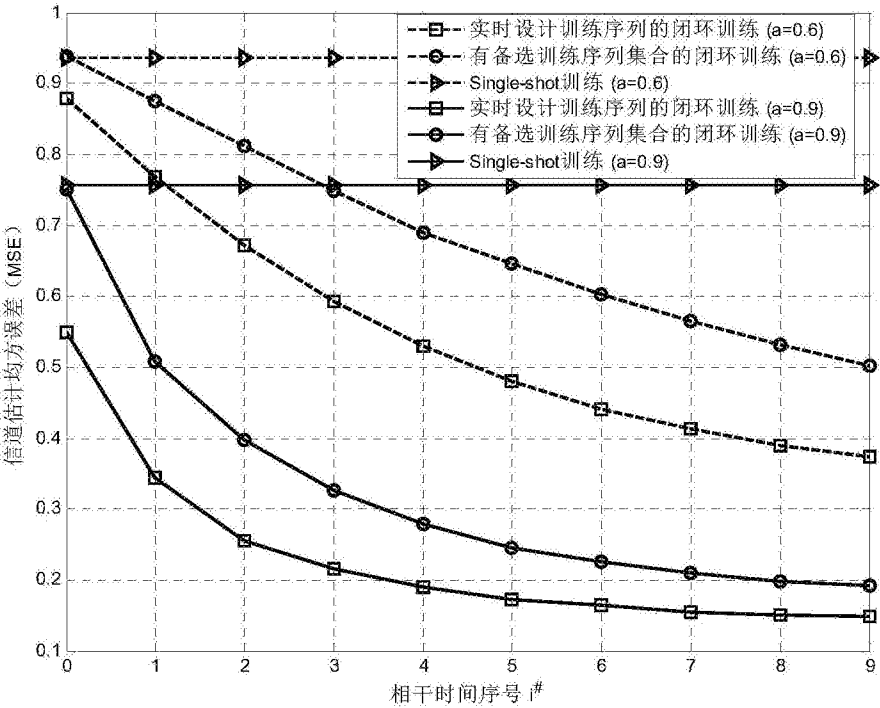


图 3

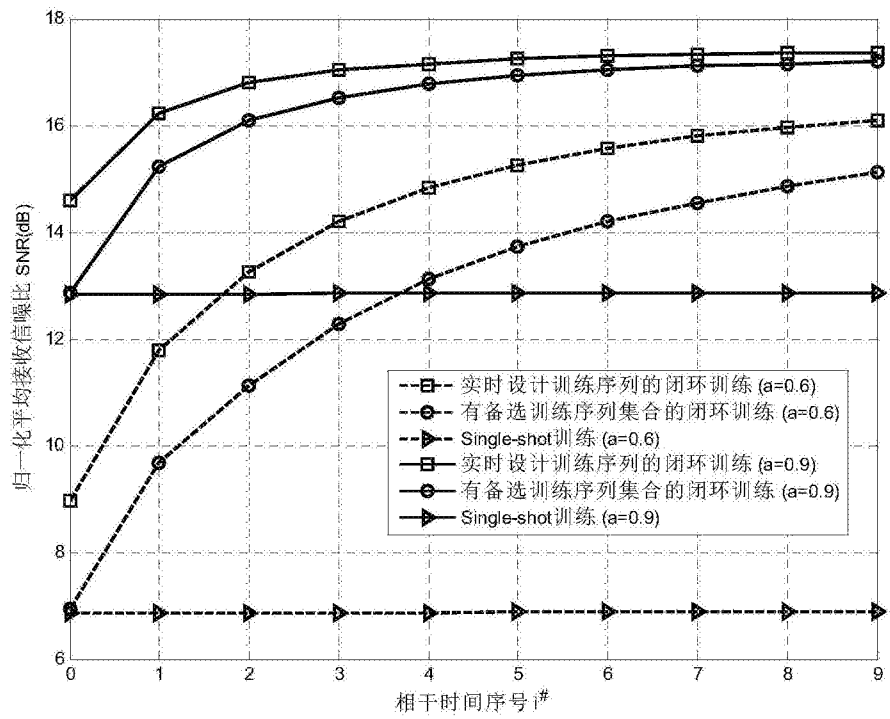


图 4

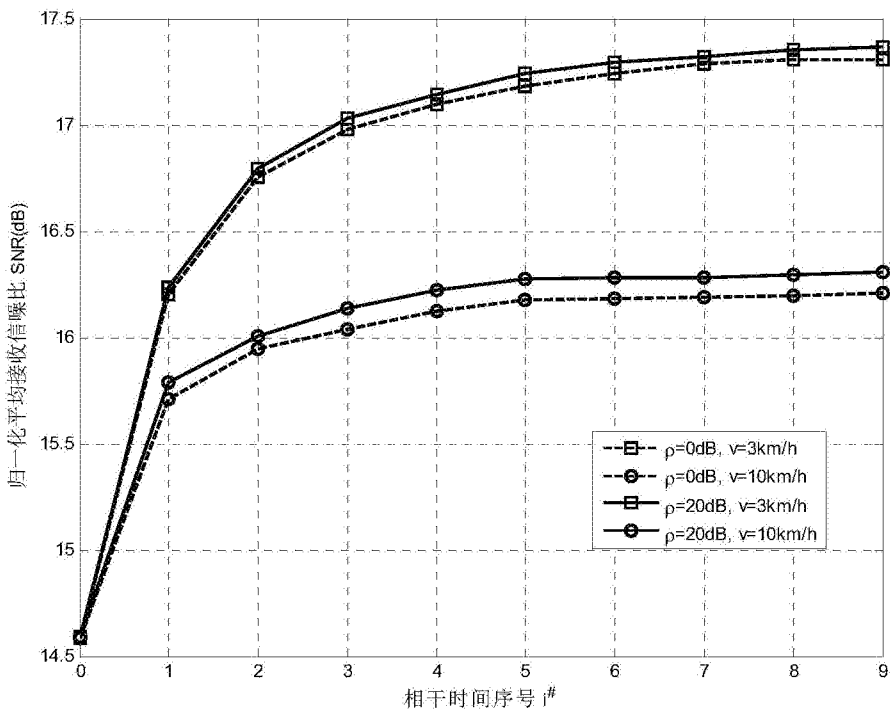


图 5

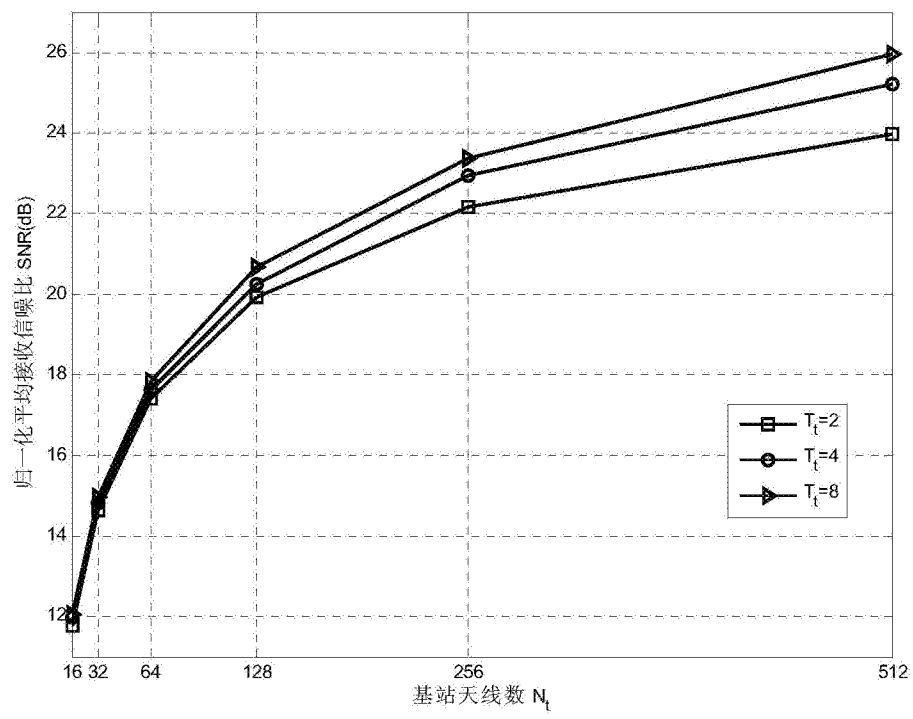


图 6

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/CN2016/085000

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H04L 25/02 (2006.01) 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)

H04L; H04B

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)

WPI, EPODOC, CNPAT, CNKI, 3GPP, IEEE; FDD, MIMO, massive, downlink, training, sequence, antenna, correlation, matrix, Markov, covariance, error, Kahnan, filtering, optimal, power, channel, estimate.

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
PX	CN 105049383 A (UNIV SOUTHEAST) 11 November 2015 (11.11.2015) claims 1-7	1-7
Y	NOH Song et al. "Pilot Beam Pattern Design for Channel Estimation in Massive MIMO Systems" IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, vol. 8, no. 5, 30 May 2014 (30.05.2014), ISSN: 1932-4553, section I-III	1-7
Y	WANG Dong et al. "Design of Downlink Training Sequences for FDD Massive MIMO systems" 2015 IEEE International Conference on Communications (ICC), 12 June 2015 (12.06.2015) ISSN: 1550-3607, section I-III	1-7
A	CN 102916735 A (UNIV SOUTHEAST) 06 February 2013 (06.02.2013) the whole document	1-7
A	WO 2014154293 A1 (NOKIA SOLUTIONS AND NETWORKS OY) 02 October 2014 (02.10.2014) the whole document	

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☒ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"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
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"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
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date	"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
"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)	"&" document member of the same patent family
"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	

Date of the actual completion of the international search 07 July 2016	Date of mailing of the international search report 27 July 2016
Name and mailing address of the ISA State Intellectual Property Office of the P. R. China No. 6, Xitucheng Road, Jimenqiao Haidian District, Beijing 100088, China Facsimile No. (86-10) 62019451	Authorized officer GU, Yizhen Telephone No. (86-10) 010-82246963

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International application No.
PCT/CN2016/085000

Patent Documents referred in the Report	Publication Date	Patent Family	Publication Date
CN 105049383 A	11 November 2015	None	
CN 102916735 A	06 February 2013	US 2015334726 A1	19 November 2015
		WO 2014059774 A1	24 April 2014
WO 2014154293 A1	02 October 2014	US 2016043883 A1	11 February 2016
		EP 2979410 A1	03 February 2016
		CN 105191236 A	23 December 2015

国际检索报告

国际申请号

PCT/CN2016/085000

A. 主题的分类

H04L 25/02(2006.01)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)

H04L; H04B

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))

数据库: WPI, EPODOC, CNPAT, CNKI, 3GPP, IEEE; 关键词: FDD, MIMO, 大规模, 下行链路, 训练, 序列, 天线, 相关, 矩阵, 马尔可夫, 协方差, 误差, 卡尔曼, 滤波, 最佳, 最优, 能量, 功率, 约束, 信道, 估计;
massive, downlink, training, sequence, antenna, correlation, matrix, Markov, covariance, error, Kalman, filtering, optimal, power, channel, estimate.

C. 相关文件

类型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求
PX	CN 105049383 A (东南大学) 2015年 11月 11日 (2015-11-11) 权利要求1-7	1-7
Y	NOH Song等. "Pilot Beam Pattern Design for Channel Estimation in Massive MIMO Systems" <i>IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing</i> , 第8卷, 第5期, 2014年 5月 30日 (2014-05-30), ISSN: 1932-4553, 第I-III节	1-7
Y	WANG Dong等. "Design of Downlink Training Sequences for FDD Massive MIMO systems" <i>2015 IEEE International Conference on Communications (ICC)</i> , 2015年 6月 12日 (2015-06-12), ISSN: 1550-3607, 第I-III节	1-7
A	CN 102916735 A (东南大学) 2013年 2月 6日 (2013-02-06) 全文	1-7

☒ 其余文件在C栏的续页中列出。☒ 见同族专利附件。

* 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

“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

2016年 7月 7日

国际检索报告邮寄日期

2016年 7月 27日

ISA/CN的名称和邮寄地址

中华人民共和国国家知识产权局(ISA/CN)
中国北京市海淀区蓟门桥西土城路6号 100088

传真号 (86-10)62019451

授权官员

古毅真

电话号码 (86-10)010-82246963

表 PCT/ISA/210 (第2页) (2009年7月)

C. 相关文件		
类 型*	引用文件，必要时，指明相关段落	相关的权利要求
A	WO 2014154293 A1 (NOKIA SOLUTIONS AND NETWORKS OY) 2014年 10月 2日 (2014-10-02) 全文	1-7

国际检索报告
关于同族专利的信息

国际申请号
PCT/CN2016/085000

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	105049383	A	2015年 11月 11日	无			
CN	102916735	A	2013年 2月 6日	US	2015334726	A1	2015年 11月 19日
				WO	2014059774	A1	2014年 4月 24日
WO	2014154293	A1	2014年 10月 2日	US	2016043883	A1	2016年 2月 11日
				EP	2979410	A1	2016年 2月 3日
				CN	105191236	A	2015年 12月 23日

表 PCT/ISA/210 (同族专利附件) (2009年7月)