



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 110392005 A

(43)申请公布日 2019.10.29

(21)申请号 201910611110.4

(22)申请日 2019.07.08

(71)申请人 江南大学

地址 214000 江苏省无锡市滨湖区蠡湖大道1800号

(72)发明人 李正权 周成 赵小青 吴琼 刘洋 李宝龙 武贵路

(74)专利代理机构 无锡盛阳专利商标事务所 (普通合伙) 32227

代理人 顾吉云 黄莹

(51)Int.Cl.

H04L 25/02(2006.01)

H04B 7/0413(2017.01)

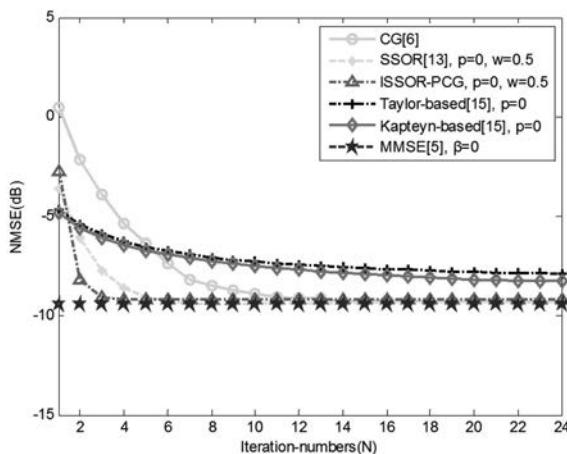
权利要求书2页 说明书6页 附图1页

(54)发明名称

基于ISSOR_PCG的低复杂度大规模MIMO系统的信道估计方法

(57)摘要

本发明提供基于ISSOR_PCG的低复杂度大规模MIMO系统的信道估计方法,其可以在维持现有性能的基础上,降低计算复杂度,且收敛速度更快。其包括:S1建立大规模MIMO系统模型,用户端发送导频序列信号到基站端;S2大规模MIMO系统模型中,基站端利用接收到的导频序列信号对信道状态信息进行估计;S3对基站端接收的导频信号矩阵Y进行向量化处理,得到向量y~;根据y~确定需要求逆的矩阵;S4利用对称逐步超松弛方法对需要求逆的矩阵进行分解,获得可以表达需要求逆的矩阵的线性方程,将求逆过程转换为求解线性方程;S5利用改进的对称逐步超松弛方法获得预处理矩阵,对线性方程通过迭代法求解;S6根据线性方程的近似解,求得最终的估计信道矩阵。



1. 基于ISSOR_PCG的低复杂度大规模MIMO系统的信道估计方法,其包括以下步骤:

S1: 建立大规模MIMO系统模型,用户端发送导频序列信号到基站端,所述基站端和所述用户端都安装有天线装置;

其特征在于:

S2: 所述大规模MIMO系统模型中,所述基站端利用接收到的导频序列信号对信道状态信息进行估计,所述MIMO系统模型中的接收端的导频信号矩阵由下式表示:

$$Y=HP+N$$

其中:Y表示所述基站端的天线装置接收到的导频信号矩阵,P表示所述用户端的天线装置发送的导频序列信号矩阵, $P \in C^{N_r \times B}$,N表示接收端噪声矩阵, $N \in C^{N_r \times B}$,H表示信道矩阵, $H \in C^{N_r \times N_t}$, N_r 表示接收天线数, N_t 表示发射天线数,B表示导频信号长度;

S3: 对所述基站端的天线装置接收的导频信号矩阵Y进行向量化处理,得到向量 $y \sim$,且根据 $y \sim$ 确定需要求逆的矩阵;

S4: 利用对称逐步超松弛方法对步骤S3中获得的所述需要求逆的矩阵进行分解,获得可以表达所述需要求逆的矩阵的线性方程,将求逆过程转换为求解所述线性方程;

S5: 利用改进的对称逐步超松弛方法获得预处理矩阵,且对步骤S4中的所述线性方程通过迭代法求解,求得所述线性方程的近似解;

S6: 根据所述线性方程的近似解,求得最终的估计信道矩阵;所述最终的估计信道矩阵即为大规模MIMO系统的最终的信道估计结果。

2. 根据权利要求1所述基于ISSOR_PCG的低复杂度大规模MIMO系统的信道估计方法,其特征在于:步骤S1中,建立的所述大规模MIMO系统模型为:

$$y=Hx+n$$

其中:y表示大规模MIMO系统中基站端的天线装置接收到的信号向量, $y \in C^{N_r \times 1}$,H表示信道矩阵, $H \in C^{N_r \times N_t}$,x表示通过大规模MIMO系统中用户端的天线装置发射信号向量, $x \in C^{N_t \times 1}$,n表示噪声向量, $n \in C^{N_r \times 1}$, N_r 表示接收天线数, N_t 表示发射天线数。

3. 根据权利要求2所述基于ISSOR_PCG的低复杂度大规模MIMO系统的信道估计方法,其特征在于:步骤S3中,所述向量 \tilde{y} 的表达式为:

$$\tilde{y} = \tilde{P}h + n$$

其中: $\tilde{y} = \text{vec}(Y)$, \tilde{P} 定义为 $(P^T \otimes I)$, $h = \text{vec}(H)$, $n = \text{vec}(N)$ 。

4. 根据权利要求3所述基于ISSOR_PCG的低复杂度大规模MIMO系统的信道估计方法,其特征在于:步骤S3中,通过 $y \sim$ 获取需要求逆的矩阵的具体方法如下:

根据MMSE信道估计方法可知,假设信道的统计特性已知,则,估计得到的信道矩阵可以表示为:

$$\tilde{h}_{mmse} = R\tilde{P}^H (\tilde{P}R\tilde{P}^H + S)^{-1} \tilde{y}$$

其中:R表示信道协方差矩阵,且 $R \in C^{N_r N_t \times N_r N_t}$, N_r 表示大规模MIMO系统中的接收天线数, N_t 表示大规模MIMO系统中的发射天线数,S表示噪声协方差矩阵, $S \in C^{N_r B \times N_r B}$,B表示导频信号长度;

则可知,所述需要求逆的矩阵为: $(\tilde{P}R\tilde{P}^H + S)$ 。

5. 根据权利要求4所述基于ISSOR_PCG的低复杂度大规模MIMO系统的信道估计方法,其特征在于:步骤S4中,获得可以表达所述需要求逆的矩阵的线性方程的步骤为:

令 $A = \tilde{P}R\tilde{P}^H + S$, 则得到线性方程: $As = \tilde{y}$ 。

6. 根据权利要求5所述基于ISSOR_PCG的低复杂度大规模MIMO系统的信道估计方法,其特征在于:步骤S4中,在进行步骤S5之前还需要将矩阵A分解:

$$A = D + L + L^H$$

其中:D为对角矩阵,L为严格下三角矩阵, L^H 为严格上三角矩阵。

7. 根据权利要求6所述基于ISSOR_PCG的低复杂度大规模MIMO系统的信道估计方法,其特征在于:步骤S5中,所述预处理矩阵为:

$$W = \frac{1}{\omega}(D + \omega L)$$

$$V = \frac{(2 - \omega)D}{\omega}$$

其中: ω 为松弛因子。

8. 根据权利要求7所述基于ISSOR_PCG的低复杂度大规模MIMO系统的信道估计方法,其特征在于:步骤S5中,利用改进的对称逐步超松弛预处理共轭梯度算法求得所述线性方程的近似解的过程如下所示:

S5-1: 初始化: $s^{(0)} \in \mathbb{R}^n$, $r^{(0)} = As^{(0)} - \tilde{y}$, $g^{(0)} = W^{-1}r^{(0)}$, $z^{(0)} = -Vg^{(0)}$, $d^{(0)} = W^{-T}z^{(0)}$;

S5-2: 设 $k=0$;

S5-3: 如果 $s^{(k)}$ 未收敛,则执行如下迭代过程:

$$\alpha_k = \frac{(g^{(k)}, Vg^{(k)})}{(d^{(k)}, 2z^{(k)} - Vd^{(k)})}$$

$$s^{(k+1)} = s^{(k)} + \alpha_k d^{(k)}$$

$$g^{(k+1)} = g^{(k)} + \alpha_k (d^{(k)} + W^{-1}(z^{(k)} - Vd^{(k)}))$$

$$\beta_k = \frac{(g^{(k+1)}, Vg^{(k+1)})}{(g^{(k)}, Vg^{(k)})}$$

$$z^{(k+1)} = -Vg^{(k+1)} + \beta_k z^{(k)}$$

$$d^{(k+1)} = W^{-T}z^{(k+1)}$$

S5-4: 令 $k=k+1$, 执行步骤S5-3, 继续进行迭代;

或者当 $s^{(k)}$ 收敛则停止迭代。

9. 根据权利要求8所述基于ISSOR_PCG的低复杂度大规模MIMO系统的信道估计方法,其特征在于:步骤S5中,利用改进的对称逐步超松弛预处理共轭梯度算法,求得的所述线性方程的近似解为 s^* 。

10. 根据权利要求9所述基于ISSOR_PCG的低复杂度大规模MIMO系统的信道估计方法,其特征在于:步骤S6中,求得的所述最终的估计信道矩阵,其表达式为:

$$\hat{h}_{mmse} = R\tilde{P}^H s^*。$$

基于ISSOR_PCG的低复杂度大规模MIMO系统的信道估计方法

技术领域

[0001] 本发明涉及无线通信技术领域,具体为基于ISSOR_PCG的低复杂度大规模MIMO系统的信道估计方法。

背景技术

[0002] 大规模MIMO (Massive Multiple-Input Multiple-Output, Massive MIMO) 系统是第五代移动通信系统的关键技术之一,通过在基站端和用户端配备大量天线,以此来提高系统的信道容量、数据传输速率、频谱效率和通信质量。随着基站端和用户端的天线数量的增多,导致信道矩阵的维度越来越高。而很多传统的方法被使用到大规模MIMO系统时,需要对高维的矩阵进行直接求逆运算,而直接的求逆运算在大规模MIMO系统中将会引入很高的计算复杂度:用现有方法,比如最常用的经典的的最小均方误差 (MMSE) 方法做信道估计时的其计算复杂度表达为: $O(M^3)$,其中 $M=N_r \times N_t$, N_r 表示接收天线数, N_t 表示发射天线数;过高的计算复杂度可能会导致在信号传输的一个相干时间内无法完成相关计算,进而导致无法完成相关估计;过高的计算复杂度也会对硬件设备的性能要求越来越高,导致其在实际中的应用受到阻碍。

发明内容

[0003] 为了解决在大规模MIMO系统中,由于随着天线数目的增加,矩阵的维度也随之增加,而直接对高维矩阵进行求逆时产生过高的计算复杂度,导致计算时间过长、对系统性能要求过高的问题,本发明提供基于ISSOR_PCG的低复杂度大规模MIMO系统的信道估计方法,其可以在维持现有性能的基础上,降低计算复杂度,且收敛速度更快。

[0004] 本发明的技术方案是这样的:基于ISSOR_PCG的低复杂度大规模MIMO系统的信道估计方法,其包括以下步骤:

[0005] S1:建立大规模MIMO系统模型,用户端发送导频序列信号到基站端,所述基站端和所述用户端都安装有天线装置;

[0006] 其特征在于:

[0007] S2:所述大规模MIMO系统模型中,所述基站端利用接收到的导频序列信号对信道状态信息进行估计,所述MIMO系统模型中的接收端的导频信号矩阵由下式表示:

$$[0008] \quad Y=HP+N$$

[0009] 其中: Y 表示所述基站端的天线装置接收到的导频信号矩阵, P 表示所述用户端的天线装置发送的导频序列信号矩阵, $P \in C^{N_r \times B}$, N 表示接收端噪声矩阵, $N \in C^{N_r \times B}$, H 表示信道矩阵, $H \in C^{N_r \times N_t}$, N_r 表示接收天线数, N_t 表示发射天线数, B 表示导频信号长度;

[0010] S3:对所述基站端的天线装置接收的导频信号矩阵 Y 进行向量化处理,得到向量 \tilde{y} ,且根据 \tilde{y} 确定需要求逆的矩阵;

[0011] S4:利用对称逐步超松弛方法对步骤S3中获得的所述需要求逆的矩阵进行分解,

获得可以表达所述需要求逆的矩阵的线性方程,将求逆过程转换为求解所述线性方程;

[0012] S5:利用改进的对称逐步超松弛方法获得预处理矩阵,且对步骤S4中的所述线性方程通过迭代法求解,求得所述线性方程的近似解;

[0013] S6:根据所述线性方程的近似解,求得最终的估计信道矩阵;所述最终的估计信道矩阵即为大规模MIMO系统的最终的的信道估计结果。

[0014] 其进一步特征在于:

[0015] 步骤S1中,建立的所述大规模MIMO系统模型为:

$$[0016] \quad y = Hx + n$$

[0017] 其中: y 表示大规模MIMO系统中基站端的天线装置接收到的信号向量, $y \in C^{N_r \times 1}$, H 表示信道矩阵, $H \in C^{N_r \times N_t}$, x 表示通过大规模MIMO系统中用户端的天线装置发射信号向量, $x \in C^{N_t \times 1}$, n 表示噪声向量, $n \in C^{N_r \times 1}$, N_r 表示接收天线数, N_t 表示发射天线数;

[0018] 步骤S3中,所述向量 \tilde{y} 的表达式为:

$$[0019] \quad \tilde{y} = \tilde{P}h + n$$

[0020] 其中: $\tilde{y} = \text{vec}(Y)$, \tilde{P} 定义为 $(P^T \otimes I)$, $h = \text{vec}(H)$, $n = \text{vec}(N)$;

[0021] 步骤S3中,通过 \tilde{y} 获取需要求逆的矩阵的具体方法如下:

[0022] 根据MMSE信道估计方法可知,假设信道的统计特性已知,则,估计得到的信道矩阵可以表示为:

$$[0023] \quad \tilde{h}_{mmse} = R\tilde{P}^H (\tilde{P}R\tilde{P}^H + S)^{-1} \tilde{y}$$

[0024] 其中: R 表示信道协方差矩阵,且 $R \in C^{N_r N_t \times N_r N_t}$, N_r 表示大规模MIMO系统中的接收天线数, N_t 表示大规模MIMO系统中的发射天线数, S 表示噪声协方差矩阵, $S \in C^{N_r B \times N_r B}$, B 表示导频信号长度;

[0025] 则可知,所述需要求逆的矩阵为: $(\tilde{P}R\tilde{P}^H + S)$;

[0026] 步骤S4中,获得可以表达所述需要求逆的矩阵的线性方程的步骤为:

[0027] 令 $A = \tilde{P}R\tilde{P}^H + S$,则得到线性方程: $As = \tilde{y}$;

[0028] 步骤S4中,在进行步骤S5之前还需要将矩阵 A 分解:

$$[0029] \quad A = D + L + L^H$$

[0030] 其中: D 为对角矩阵, L 为严格下三角矩阵, L^H 为严格上三角矩阵;

[0031] 步骤S5中,所述预处理矩阵为:

$$[0032] \quad W = \frac{1}{\omega} (D + \omega L)$$

$$[0033] \quad V = \frac{(2 - \omega)D}{\omega}$$

[0034] 其中: ω 为松弛因子;

[0035] 步骤S5中,利用改进的对称逐步超松弛预处理共轭梯度算法求得所述线性方程的近似解的过程如下所示:

[0036] S5-1:初始化: $S^{(0)} \in \mathbb{R}^n$, $r^{(0)} = AS^{(0)} - \tilde{y}$, $g^{(0)} = W^{-1}r^{(0)}$, $z^{(0)} = -Vg^{(0)}$, $d^{(0)} = W^{-T}z^{(0)}$;

[0037] S5-2:设 $k=0$;

[0038] S5-3:如果 $s^{(k)}$ 未收敛,则执行如下迭代过程:

$$[0039] \quad \alpha_k = \frac{(\mathbf{g}^{(k)}, \mathbf{Vg}^{(k)})}{(\mathbf{d}^{(k)}, 2\mathbf{z}^{(k)} - \mathbf{Vd}^{(k)})}$$

$$[0040] \quad s^{(k+1)} = s^{(k)} + \alpha_k d^{(k)}$$

$$[0041] \quad g^{(k+1)} = g^{(k)} + \alpha_k (d^{(k)} + W^{-1}(z^{(k)} - Vd^{(k)}))$$

$$[0042] \quad \beta_k = \frac{(\mathbf{g}^{(k+1)}, \mathbf{Vg}^{(k+1)})}{(\mathbf{g}^{(k)}, \mathbf{Vg}^{(k)})}$$

$$[0043] \quad z^{(k+1)} = -Vg^{(k+1)} + \beta_k z^{(k)}$$

$$[0044] \quad d^{(k+1)} = W^{-T}z^{(k+1)}$$

[0045] S5-4:令 $k=k+1$,执行步骤S5-3,继续进行迭代;

[0046] 或者当 $s^{(k)}$ 收敛则停止迭代;

[0047] 步骤S5中,利用改进的对称逐步超松弛预处理共轭梯度算法,求得的所述线性方程的近似解为 s^* ;

[0048] 步骤S6中,求得的所述最终的估计信道矩阵,其表达式为:

$$[0049] \quad \hat{h}_{mmse} = R\tilde{P}^H s^*。$$

[0050] 本发明提供的基于ISSOR_PCG的低复杂度大规模MIMO系统的信道估计方法,将对称逐步超松弛方法(Symmetric Successive Over Relaxation,SSOR)方法与共轭梯度(Conjugate Gradient,CG)方法相结合,并进一步在对称逐步超松弛预处理共轭梯度(Symmetric Successive Over Relaxation Preconditioned Conjugate Gradient,SSOR-PCG)的方法上做出改进,先获取获得可以表达所述需要求逆的矩阵的线性方程,然后对所需求逆矩阵以求解线性方程的方式进行代替,并利用迭代法求解线性方程,最终获得信道估计结果;通过本发明的技术方案对信道进行估计的过程中,由于没有直接对高维矩阵进行求逆运算,而是分解求逆矩阵后通过迭代法完成,其计算复杂度相对于现有的方法大大降低。本方案中,基于ISSOR-PCG(Improved Symmetric Successive Over Relaxation Preconditioned Conjugate Gradient,ISSOR-PCG)方法的计算复杂度为 $O(k(2M^2+13M))$,其中 k 为迭代次数;而现有的比较常用的其他方法的复杂度分别为:基于MMSE方法的计算复杂度为 $O(M^3)$,基于泰勒(Taylor)级数展开的信道估计方法的计算复杂度为 $O(NM^2)$,其中 N 为展开级数的阶数,基于卡普坦(Kapteyn)级数展开的信道估计方法的计算复杂度为 $O(KNM^2)$,其中 K 为截短贝塞尔函数阶数;可见,与其他方法相比,本发明的技术方案的计算复杂度大大降低。通过本发明的技术方案进行信道估计,即便系统中的天线数增加,但是仍然可以用更低的计算复杂度,保持与现有MMSE方法相近的性能,且收敛速度更快。

附图说明

[0051] 图1为信噪比一定时,在不同迭代次数下,通过不同方法得到的归一化最小均方误差性能的比较图。

具体实施方式

[0052] 如图1所示,本发明基于ISSOR_PCG的低复杂度大规模MIMO系统的信道估计方法,其包括以下步骤。

[0053] S1:建立大规模MIMO系统模型,用户端发送导频序列信号到基站端,基站端和用户端都安装有天线装置;

[0054] 建立的大规模MIMO系统模型为:

$$[0055] \quad y = Hx + n$$

[0056] 其中: y 表示大规模MIMO系统中基站端的天线装置接收到的信号向量, $y \in C^{N_r \times 1}$, H 表示信道矩阵, $H \in C^{N_r \times N_t}$, x 表示通过大规模MIMO系统中用户端的天线装置发射信号向量, $x \in C^{N_t \times 1}$, n 表示噪声向量, $n \in C^{N_r \times 1}$, N_r 表示接收天线数, N_t 表示发射天线数。

[0057] S2:由经典的MMSE信道估计方法可知,大规模MIMO系统模型中,基站端利用接收到的导频序列信号对信道状态信息进行估计,MIMO系统模型中的接收端的导频信号矩阵由下式表示:

$$[0058] \quad Y = HP + N$$

[0059] Y 表示基站端的天线装置接收到导频信号矩阵, P 表示用户端的天线装置发送的导频序列信号矩阵, $P \in C^{N_r \times B}$, N 表示接收端噪声矩阵, $N \in C^{N_r \times B}$, H 表示信道矩阵, $H \in C^{N_r \times N_t}$, N_r 表示接收天线数, N_t 表示发射天线数, B 表示导频信号长度。

[0060] S3:对基站端接收的导频信号矩阵 Y 进行向量化处理,得到向量 \tilde{y} ,且根据 \tilde{y} 确定需要逆的矩阵;向量 \tilde{y} 的表达式为:

$$[0061] \quad \tilde{y} = \tilde{P}h + n$$

[0062] 其中: $\tilde{y} = \text{vec}(Y)$, \tilde{P} 定义为 $(P^T \otimes I)$, $h = \text{vec}(H)$, $n = \text{vec}(N)$;

[0063] 根据MMSE信道估计方法可知,假设信道的统计特性已知,则,估计得到的信道矩阵可以表示为:

$$[0064] \quad \tilde{h}_{mmse} = R\tilde{P}^H (\tilde{P}R\tilde{P}^H + S)^{-1} \tilde{y}$$

[0065] 其中: R 表示信道协方差矩阵,且 $R \in C^{N_r N_t \times N_r N_t}$, N_r 表示大规模MIMO系统中的接收天线数, N_t 表示大规模MIMO系统中的发射天线数, S 表示噪声协方差矩阵, $S \in C^{N_r B \times N_r B}$, B 表示导频信号长度;

[0066] 则可知,需要逆的矩阵为: $(\tilde{P}R\tilde{P}^H + S)$ 。

[0067] S4:利用对称逐步超松弛方法对步骤S3中获得的需要逆的矩阵进行分解,获得可以表达需要逆的矩阵的线性方程;

[0068] 获得可以表达需要逆的矩阵的线性方程的步骤为:

[0069] 令 $A = \tilde{P}R\tilde{P}^H + S$,则得到线性方程: $As = \tilde{y}$;将求逆运算 $A^{-1}\tilde{y}$ 转换为对线性方程 $As = \tilde{y}$ 的求解;

[0070] 在进行步骤S5之前还需要将矩阵 A 分解:

$$[0071] \quad A = D + L + L^H$$

[0072] 其中： D 为对角矩阵， L 为严格下三角矩阵， L^H 为严格上三角矩阵。

[0073] S5:利用改进的对称逐步超松弛方法获得的预处理矩阵，且对步骤S4中的线性方程通过迭代法求解，求得线性方程的近似解；

[0074] 利用改进的对称逐步超松弛预处理共轭梯度算法，求得线性方程的近似解的具体迭代过程如下所示：

ISSOR-PCG

初始化： $S^{(0)} \in R^n$ ， $r^{(0)} = As^{(0)} - \tilde{y}$ ， $g^{(0)} = W^{-1}r^{(0)}$ ， $z^{(0)} = -Vg^{(0)}$ ， $d^{(0)} = W^{-T}z^{(0)}$ ；

For $k = 0$ ；

$$\alpha_k = \frac{(\mathbf{g}^{(k)}, \mathbf{V}\mathbf{g}^{(k)})}{(\mathbf{d}^{(k)}, 2\mathbf{z}^{(k)} - \mathbf{V}\mathbf{d}^{(k)})}$$

$$\mathbf{s}^{(k+1)} = \mathbf{s}^{(k)} + \alpha_k \mathbf{d}^{(k)}$$

$$\mathbf{g}^{(k+1)} = \mathbf{g}^{(k)} + \alpha_k (\mathbf{d}^{(k)} + \mathbf{W}^{-1}(\mathbf{z}^{(k)} - \mathbf{V}\mathbf{d}^{(k)}))$$

[0075]

$$\beta_k = \frac{(\mathbf{g}^{(k+1)}, \mathbf{V}\mathbf{g}^{(k+1)})}{(\mathbf{g}^{(k)}, \mathbf{V}\mathbf{g}^{(k)})}$$

$$\mathbf{z}^{(k+1)} = -\mathbf{V}\mathbf{g}^{(k+1)} + \beta_k \mathbf{z}^{(k)}$$

$$\mathbf{d}^{(k+1)} = \mathbf{W}^{-T} \mathbf{z}^{(k+1)}$$

$k = k + 1$

end；

$$\hat{h}_{mmse} = R\tilde{P}^H s^*$$

[0076] 预处理矩阵为：

[0077] $W = \frac{1}{\omega}(D + \omega L)$

[0078] $V = \frac{(2 - \omega)D}{\omega}$

[0079] 其中： ω 为松弛因子。

[0080] S6:根据线性方程的近似解，求得最终的估计信道矩阵，其表达式为：

[0081] $\hat{h}_{mmse} = R\tilde{P}^H s^*$

[0082] 最终的估计信道矩阵即为最终的的信道估计结果。

[0083] 图1是在基站端接收天线数为100，用户端发送信号的天线数为10，信噪比一定的条件下，通过不同方法得到的信道估计归一化最小均方误差性能的比较图。在基站端的天线数和用户数相同的情况下，假设导频污染参数 $p=0$ ，松弛因子 $\omega=0.5$ ，比较了不同方法在不同迭代次数下的归一化均方误差。

[0084] 由附图中的图1可以看出,随着迭代次数的增加,基于CG,SSOR,ISSOR-PCG,Taylor级数展开以及Kapteyn级数展开等方法的归一化均方误差随之减少且性能逐渐接近MMSE方法。但本发明的技术方案(ISSOR-PCG)的收敛速度要优于其他方案,在迭代次数相同的情况下,本发明的技术方案能更快的达到与MMSE方法接近的性能。

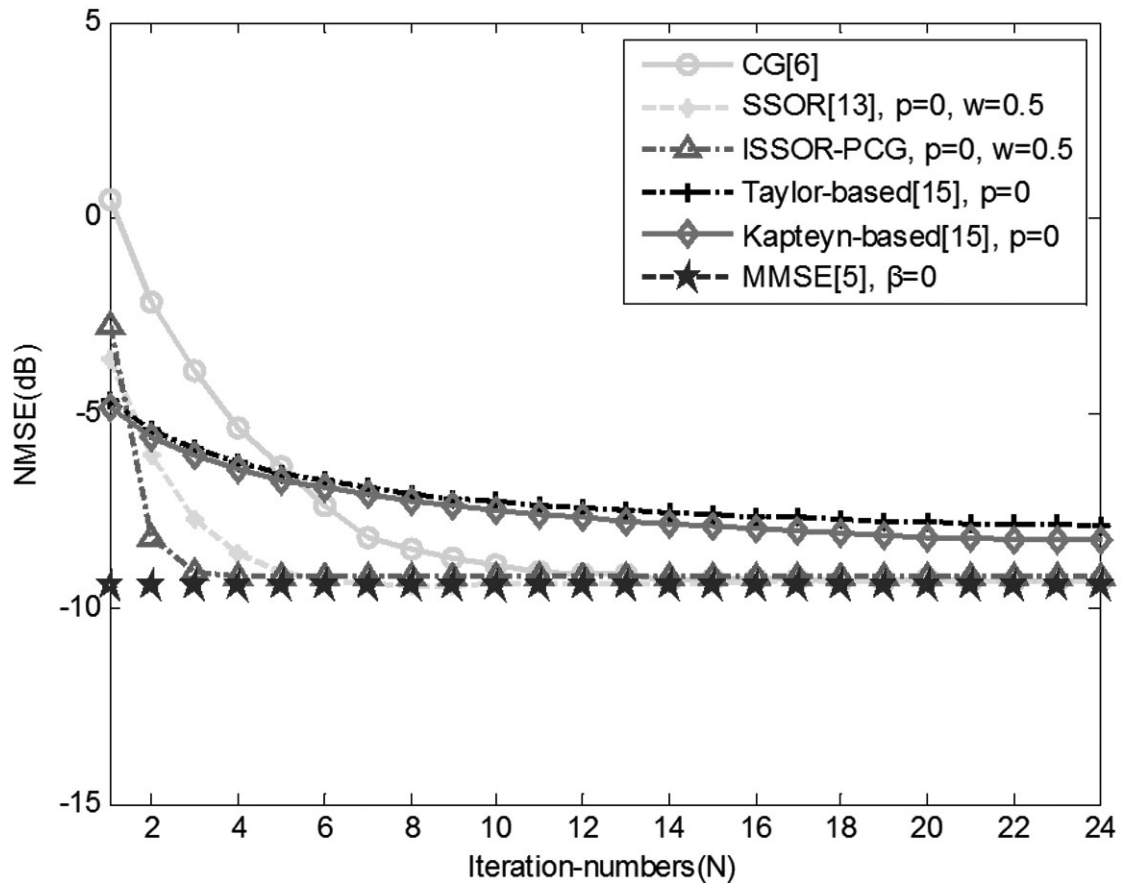


图1