



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 117040989 A

(43) 申请公布日 2023. 11. 10

(21) 申请号 202310967781.0

(22) 申请日 2023.08.02

(71) 申请人 西安电子科技大学

地址 710071 陕西省西安市太白南路2号

(72) 发明人 任光亮 王佳璐 纪金伟 许晨

高梦 杨青 沈力瑞

(74) 专利代理机构 西安嘉思特知识产权代理事

务所(普通合伙) 61230

专利代理师 王丹

(51) Int. Cl.

H04L 27/26 (2006.01)

H04B 7/0413 (2017.01)

H04L 25/02 (2006.01)

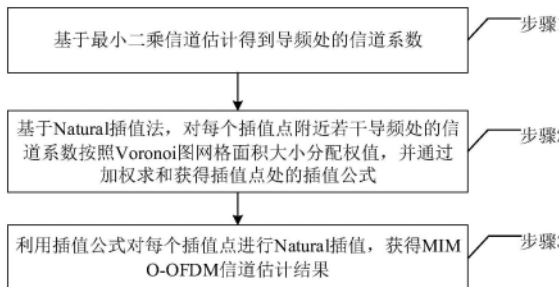
权利要求书2页 说明书10页 附图9页

(54) 发明名称

基于Natural插值的MIMO-OFDM信道估计方法及装置

(57) 摘要

本发明公开了一种基于Natural插值的MIMO-OFDM信道估计方法及装置,该方法包括:基于最小二乘信道估计得到导频处的信道系数;基于Natural插值法,对每个插值点附近若干导频处的信道系数按照Voronoi图网格面积大小分配权值,并通过加权求和获得插值点处的插值公式;利用所述插值公式对每个插值点进行Natural插值,获得MIMO-OFDM信道估计结果。该方法将Natural插值应用在信道估计中,将插值点处的信道频率响应估计值通过插值点附近若干导频处的值加权得到,从而能够同时利用信道的的时间和频率相关性,显著提高了信道估计精度,降低了信道估计误差,具有更平滑的插值效果和更好的插值性能。



1. 一种基于Natural插值的MIMO-OFDM信道估计方法,其特征在于,包括:

基于最小二乘信道估计得到导频处的信道系数;

基于Natural插值法,对每个插值点附近若干导频处的信道系数按照Voronoi图网格面积大小分配权值,并通过加权求和获得插值点处的插值公式;

利用所述插值公式对每个插值点进行Natural插值,获得MIMO-OFDM信道估计结果。

2. 根据权利要求1所述的基于Natural插值的MIMO-OFDM信道估计方法,其特征在于,基于最小二乘信道估计得到导频处的信道系数,包括:

基于发射信道频率响应和接收信道频率响应计算导频处的信道系数,计算公式为:

$$\hat{H}_{LS}[k,n] = \frac{Y(l_k, p_n)}{X(l_k, p_n)};$$

式中, $\hat{H}_{LS}[k,n]$ 表示频域上第k个、时域上第n个导频处的信道系数, $Y(l_k, p_n)$ 表示接收信道频率响应, $X(l_k, p_n)$ 表示发射信道频率响应, (l_k, p_n) 表示 $[k,n]$ 个导频所在的第 l_k 个子载波和第 p_n 个OFDM符号位置。

3. 根据权利要求1所述的基于Natural插值的MIMO-OFDM信道估计方法,其特征在于,基于Natural插值法,对每个插值点附近若干导频处的信道系数按照Voronoi图网格面积大小分配权值,并通过加权求和获得插值点处的插值公式,包括:

基于导频点绘制原始Voronoi图;

在所述原始Voronoi图的基础上加入插值点,绘制新的Voronoi图;其中,所述插值点所在的Voronoi Cell被原始Voronoi图分割为若干部分,每部分对应的导频点作为插值点的一个自然邻点;

通过各部分的面积大小确定对应自然邻点的权值;

基于所述权值对相应导频点处的信道系数进行加权求和,得到当前插值点处的插值公式。

4. 根据权利要求3所述的基于Natural插值的MIMO-OFDM信道估计方法,其特征在于,基于导频点绘制原始Voronoi图,包括:

根据导频点绘制Delaunay三角网;

对所述Delaunay三角网中每个三角形的各条边作垂直平分线,得到原始Voronoi图。

5. 根据权利要求3所述的基于Natural插值的MIMO-OFDM信道估计方法,其特征在于,所述通过各部分的面积大小确定对应自然邻点的权值的公式为:

$$k_i = \frac{S_i}{S}, i = 1, 2, \dots, N;$$

式中, k_i 表示第i个自然邻点的权值, N 表示插值点的自然邻点总个数, S_i 表示第i部分的面积, S 表示总面积。

6. 根据权利要求3所述的基于Natural插值的MIMO-OFDM信道估计方法,其特征在于,所述插值点处的插值公式表示为:

$$f(\alpha) = \sum_i^N k_i f(\alpha_i);$$

式中, α 表示插值点, $f(\alpha)$ 表示插值点 α 处的信道系数估计值, α_i 表示插值点 α 的自然邻点, k_i 表示自然邻点 α_i 对应的权值, $f(\alpha_i)$ 表示自然邻点 α_i 处的信道系数。

7. 根据权利要求1所述的基于Natural插值的MIMO-OFDM信道估计方法, 其特征在于, 在利用所述插值公式对每个插值点进行Natural插值, 获得MIMO-OFDM信道估计结果之前, 还包括:

基于导频样式计算权值组数, 计算公式为:

$$K = \left\lfloor \frac{n_f}{2} \right\rfloor \times (n_t + 1);$$

式中, K 表示权值组数, $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整, n_t 和 n_f 分别表示二维导频的时域间隔和频域间隔。

8. 根据权利要求7所述的基于Natural插值的MIMO-OFDM信道估计方法, 其特征在于, 利用所述插值公式对每个插值点进行Natural插值, 获得MIMO-OFDM信道估计结果, 包括:

基于所述权值组数, 按照平移和镜像的方式, 对所有插值点按照所述插值公式进行插值, 得到MIMO-OFDM信道估计结果。

9. 一种基于Natural插值的MIMO-OFDM信道估计装置, 其特征在于, 包括:

第一估计模块, 用于基于最小二乘信道估计得到导频处的信道系数;

第二估计模块, 用于基于Natural插值法, 对每个插值点附近若干导频处的信道系数按照Voronoi图网格面积大小分配权值, 并通过加权求和获得插值点处的插值公式;

插值模块, 用于利用所述插值公式对每个插值点进行Natural插值, 获得MIMO-OFDM信道估计结果。

基于Natural插值的MIMO-OFDM信道估计方法及装置

技术领域

[0001] 本发明属于通信技术领域,具体涉及一种基于Natural插值的MIMO-OFDM信道估计方法及装置。

背景技术

[0002] 正交频分复用技术(Orthogonal Frequency Division Multiplexing,OFDM)将信道分为相互正交的子信道,每个子信道可以看成平坦性衰落。多输入多输出正交频分复用(MIMO-OFDM)能进一步增大信道容量,提高传输速率,在不增加带宽和发射功率的情况下,成倍提高频谱利用率。

[0003] MIMO-OFDM系统在空时码解码和均衡时需要用到信道估计结果,基于导频辅助的非盲估计、盲估计以及半盲信道估计是常用的信道估计方法。其中,基于导频辅助的非盲估计由于原理简单被广泛采用。该方法首先在发送端每个OFDM符号插入已知导频序列,接收端通过最小二乘(LS)等方法估计出导频位置处的信道频率响应(CFR),接下来需要对导频位置的CFR进行插值,从而得到所有子载波位置完整的信道响应。其中,插值作为非盲信道估计的关键步骤,对于提升系统性能至关重要。

[0004] 目前,常用的插值方法主要有一维线性插值、二维线性插值、三次多项式插值、样条插值和DFT时域插值等方法。

[0005] 然而,一维线性插值每个插值点仅利用其临近的两个数据点进行插值,并不能很好的利用信道在时间和频率上的相关性,并且信道频率响应在时频维度上是非线性变化的,线性插值并不能很好的表征信道的特性。二维线性插值有很大的比重进行一维线性插值,即在有导频放置的子载波或OFDM符号维度上,另外二维线性插值基于三角剖分,插值结果不平滑。三次多项式插值在高速情境下效果不理想。样条插值对每段构造样条函数,其无法解决垂直切线问题,当二阶导数不连续时,拟合曲线会产生波动剧烈。DFT时域插值会将最大多径时延内的噪声通过插值扩散到了其他子载波中,在高信噪比下导致性能恶化。

[0006] 综上,对于MIMO-OFDM系统,现有的插值方案存在精度不高、高信噪比下性能恶化的问题。

发明内容

[0007] 为了解决现有技术中存在的上述问题,本发明提供了一种基于Natural插值的MIMO-OFDM信道估计方法及装置。本发明要解决的技术问题通过以下技术方案实现:

[0008] 本发明的对方面提供了一种基于Natural插值的MIMO-OFDM信道估计方法,包括:

[0009] 基于最小二乘信道估计得到导频处的信道系数;

[0010] 基于Natural插值法,对每个插值点附近若干导频处的信道系数按照Voronoi图网格面积大小分配权值,并通过加权求和获得插值点处的插值公式;

[0011] 利用所述插值公式对每个插值点进行Natural插值,获得MIMO-OFDM信道估计结果。

[0012] 本发明的第二方面提供了一种基于Natural插值的MIMO-OFDM信道估计装置,包括:

[0013] 第一估计模块,用于基于最小二乘信道估计得到导频处的信道系数;

[0014] 第二估计模块,用于基于Natural插值法,对每个插值点附近若干导频处的信道系数按照Voronoi图网格面积大小分配权值,并通过加权求和获得插值点处的插值公式;

[0015] 插值模块,用于利用所述插值公式对每个插值点进行Natural插值,获得MIMO-OFDM信道估计结果。

[0016] 本发明的有益效果:

[0017] 1、本发明提出的基于Natural插值的MIMO-OFDM信道估计方法将Natural插值应用在信道估计中,基于非结构化网格Voronoi图,将插值点处的信道频率响应估计值通过插值点附近若干导频处的值加权得到,从而能够同时利用信道的时间和频率相关性,显著提高了信道估计精度,降低了信道估计误差,具有更平滑的插值效果和更好的插值性能;

[0018] 2、本发明在使用Natural插值时,导频的间隔较小,从而只需计算较少的权值组数,即可通过平移或镜像的关系获得所有插值点的信道估计结果,算法复杂度较低,易于工程实现。

[0019] 以下将结合附图及实施例对本发明做进一步详细说明。

附图说明

[0020] 图1为本发明实施例提供的两发射天线导频样式的示意图;

[0021] 图2为本发明实施例提供的基于Natural插值的MIMO-OFDM信道估计方法的一种流程示意图;

[0022] 图3为本发明实施例提供的基于Natural插值的MIMO-OFDM信道估计方法的另一种流程示意图;

[0023] 图4为本发明实施例提供的基于6个导频点绘制的原始Voronoi图;

[0024] 图5为在图4的基础上加入一个插值点后绘制的新的Voronoi图;

[0025] 图6为本发明实施例提供的不同数据符号的Natural插值权值情况示意图;

[0026] 图7为多普勒频移 $f_d=4.17\text{Hz}$ 的NLOS环境下采用不同插值算法的系统BER曲线图;

[0027] 图8为多普勒频移 $f_d=250\text{Hz}$ 的NLOS环境下采用不同插值算法的系统BER曲线图;

[0028] 图9为导频处真实信道频率响应的局部数据云图;

[0029] 图10为通过LS估计得到的导频处信道频率响应估计值的局部数据云图;

[0030] 图11(a)-11(c)为真实信道频率响应以及分别进行二维线性插值和Natural插值得到的全部频率响应估计值图;

[0031] 图12为在多普勒频移 $f_d=4.17\text{Hz}$ 的NLOS环境下采用不同插值算法估计信道频率响应的NMSE曲线图;

[0032] 图13为在多普勒频移 $f_d=250\text{Hz}$ 的NLOS环境下采用不同插值算法估计信道频率响应的NMSE曲线图;

[0033] 图14为多普勒频移 $f_d=4.17\text{Hz}$ 的NLOS环境下由信道频率响应估计误差产生的干扰项的模平方和;

[0034] 图15为多普勒频移 $f_d=250\text{Hz}$ 的NLOS环境下由信道频率响应估计误差产生的干扰

项的模平方和；

[0035] 图16为本发明实施例提供的基于Natural插值的MIMO-OFDM信道估计装置的结构框图。

具体实施方式

[0036] 下面结合具体实施例对本发明做进一步详细的描述,但本发明的实施方式不限于此。

[0037] 实施例一

[0038] 本实施例考虑一个2发2收的MIMO-OFDM系统,采用二维导频,在时域和频域两个维度上间隔插入导频符号,二维导频结合了梳状导频和块状导频的特点,对于双色散信道有着较强的适应能力。请参见图1,图1是本发明实施例提供的两发射天线导频样式的示意图,其中,(a)图是发射天线1的时频资源,(b)图是发射天线2的时频资源,频域间隔为 n_f ,时域间隔为 n_t ,空闲符号是避免两天线间导频相互干扰而设置的保持静默的符号。

[0039] 需要说明的是,在时频域插入导频相当于对信道的频率响应(CFR)进行采样,导频的插入间隔需要满足奈奎斯特采样定理以便于恢复完整的信道信息,即时域上的间隔 n_t 要小于相干时间,频域上的间隔 n_f 小于相干带宽,如下式:

$$[0040] \quad \begin{aligned} n_t &\leq \frac{1}{2} \left(\frac{1}{f_m \times T_{symbol}} \right); \\ n_f &\leq \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\Delta f \times \tau_m} \right) \end{aligned}$$

[0041] 其中, f_m 为最大多普勒频移, T_{symbol} 为符号周期, Δf 为子载波间隔, τ_m 为最大时延拓展。

[0042] 对于图1所示的二维导频,在信道估计时需要在时(行)、频(列)两个维度上进行插值,通常采用两个一维插值器级联的方式来实现,一维插值方法包括一维线性插值、三次多项式插值、样条插值和DFT时域插值等,二维插值方法以二维线性插值为代表。两个一维插值器级联,可采用不同的插值顺序(先时域插值后频域插值或先频域插值后时域插值),从而得到每个OFDM符号上每个载频点的信道频率响应估计值,在对有导频放置的列进行插值时,由于仅仅使用插值点前后相邻的有限个导频处的信道频率响应估计值进行插值,当由于噪声的影响使得插值点相邻的导频点上的信道频率响应估计值出现较大偏差时,插值结果并不可靠。然而,对于慢衰落信道,在相干时间内信道的特性基本不变,二维插值便是在频域插值时同时利用邻近OFDM符号上的信道频率响应估计值,从而起到一定抑制噪声的作用。二维线性插值是基于三角剖分的线性插值,利用三点确定平面,即通过三个导频处的信道频率响应估计值对三点范围内的数据位置进行插值。

[0043] 自然邻点插值算法(Natural Neighbor Interpolation,NNI),又称Natural插值法,最早由Sibson提出,多应用在地理建模,流体力学网格化计算等领域,该插值方法能够自动调整空间上数据点分布不规则和密度不均匀的差异,其插值函数的一阶导在除原始点外处处连续,这些特性使得自然邻点插值适用于不规则空间数据插值。

[0044] 基于此,本实施例将Natural插值引入到了MIMO-OFDM信道估计中,提出了一种基

于Natural插值的MIMO-OFDM信道估计方法。该方法利用了插值点附近多个导频处的信道频率响应估计值,基于面积分别给予适当的权值,再加权求和,这样就能利用相干时间内信道的特性基本不变的性质,并且相比其他插值方法,Natural插值对每个数据载频点进行插值时都用到了更多的导频信息。

[0045] 请参见图2-3,图2是本发明实施例提供的基于Natural插值的MIMO-OFDM信道估计方法的一种流程示意图;图3是本发明实施例提供的基于Natural插值的MIMO-OFDM信道估计方法的另一种流程示意图;该方法主要包括以下步骤:

[0046] 步骤1:基于最小二乘信道估计得到导频处的信道系数。

[0047] 具体的,基于发射信道频率响应和接收信道频率响应计算导频处的信道系数,计算公式为:

$$[0048] \quad \hat{H}_{LS}[k, n] = \frac{Y(l_k, p_n)}{X(l_k, p_n)};$$

[0049] 式中, $\hat{H}_{LS}[k, n]$ 表示频域上第k个、时域上第n个导频处的信道系数,又称第[k, n]个导频信道频率响应的LS估计值为, $Y(l_k, p_n)$ 表示接收信道频率响应, $X(l_k, p_n)$ 表示发射信道频率响应, (l_k, p_n) 表示[k, n]个导频所在的第 l_k 个子载波和第 p_n 个OFDM符号位置。

[0050] 可以理解的是,还可以采用其他方法实现导频处的信道系数估计。

[0051] 步骤2:基于Natural插值法,对每个插值点附近若干导频处的信道系数按照Voronoi图网格面积大小分配权值,并根据权值获得插值点处的插值公式。

[0052] 21) 基于导频点绘制原始Voronoi图。

[0053] 具体的,本实施例以6个导频点 α_1 、 α_2 、 α_3 、 α_4 、 α_5 和 α_6 为例,绘制原始Voronoi图。请参见图4,图4是本发明实施例提供的基于6个导频点绘制的原始Voronoi图。

[0054] 首先,对于每个导频点,绘制Delaunay三角网;当任意四点不共圆时,Delaunay三角网是唯一的,如图4中的虚线所示。

[0055] 然后,对Delaunay三角网中每个三角形的各条边作垂直平分线得到的原始Voronoi图,如图4中的实线所示。

[0056] 此处,需要介绍几个概念,Voronoi图将导频点所在的平面划分成若干网格单元(Voronoi Cell),即图4中的 β_1 、 β_2 、 β_3 、 β_4 、 β_5 和 β_6 ,每个Voronoi Cell中只含有一个数据点,所在Voronoi Cell具有共同邻边的数据点称为自然邻点(Natural Neighbors, NN),例如: α_2 的自然邻点为 α_1 、 α_3 和 α_5 。

[0057] 22) 在原始Voronoi图的基础上加入插值点,绘制新的Voronoi图;其中,插值点所在Voronoi Cell被原始Voronoi图分割为若干部分,每部分对应的导频点作为插值点的一个自然邻点。

[0058] 具体的,在图4的基础上,加入插值点 α ,按照步骤21)中的绘制过程得到新的Voronoi图。

[0059] 请参见图5,图5是在图4的基础上加入一个插值点后绘制的新的Voronoi图。其中,插值点 α 所在Voronoi Cell被原始Voronoi图分割为 $N=6$ 个部分,每部分对应的导频点作为插值点的一个自然邻点,也即插值点 α 共有6个自然邻点,分别为 α_1 、 α_2 、 α_3 、 α_4 、 α_5 和 α_6 。

[0060] 23) 通过各部分的面积大小确定对应自然邻点的权值。

[0061] 记各部分面积为 $S_i, i=1, 2, \dots, N$, S 为他们的面积之和, 也即插值点所在的Voronoi Cell的面积, 则权值计算公式如下:

$$[0062] \quad k_i = \frac{S_i}{S}, i=1, 2, \dots, N;$$

[0063] 式中, k_i 表示第 i 个自然邻点的权值, N 表示插值点的自然邻点总个数。

[0064] 24) 基于权值对相应导频点处的信道系数进行加权求和, 得到插值点处的插值公式。

[0065] 对于Natural插值, 其插值点的数值与其自然邻点有关, 插值点 α 有 N 个自然邻点 $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$, 插值公式如下:

$$[0066] \quad f(\alpha) = \sum_i^N k_i f(\alpha_i);$$

[0067] 式中, α 表示插值点, $f(\alpha)$ 为插值点 α 处的信道系数估计值, α_i 表示插值点 α 的自然邻点, k_i 表示自然邻点 α_i 对应的权值, $f(\alpha_i)$ 为自然邻点 α_i 处的插值结果, 也即信道系数的估计值。

[0068] 步骤3: 利用插值公式对每个插值点进行Natural插值, 获得MIMO-OFDM信道估计结果。

[0069] 需要说明的是, 对于图1所示的二维导频样式, 由于数据符号位置存在平移和镜像对称关系, 只需计算的权值组数, 然后按照上述方法计算出每组权值, 即可通过平移和镜像的方式实现所有插值点的插值处理。

[0070] 在本实施例中, 权值组数的计算公式为:

$$[0071] \quad K = \left\lfloor \frac{n_f}{2} \right\rfloor \times (n_t + 1);$$

[0072] 式中, K 表示权值组数, $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整, n_t 和 n_f 分别表示二维导频的时域间隔和频域间隔。

[0073] 可以理解的是, 由于二维导频边缘的子载波和OFDM符号上的数据符号处在进行Natural插值时, 等价于一维线性插值, 真实情况下, 为保证信道估计准确性, 导频的间隔并不会太大, 因此权值组数并不会太多, 算法复杂度也较低, 工程上容易实现。

[0074] 具体的, 对于图1所示的二维导频样式, $n_f=7, n_t=2$, 除边缘的子载波和边缘OFDM符号进行一维线性插值, 由权值组数的计算公式可知, 数据符号上的Natural插值只需要计算9组权值, 如图6所示, 其中, 蓝色实心圆圈为的导频数据点, 有黑色叉号的圆为避免天线间干扰保持静默的时频资源位置, 黑色空心圆圈为数据点 (包括橙色填充和绿色填充的位置)。只需要计算图6中黑色虚线方框中的9个数据点处的权值, 其他数据点处的权值均属于该权值集合, 在权值计算上, 黑色虚线方框中的数据点与其他数据点是平移和镜像对称的关系 (即黑色虚线方框外橙色填充的数据点处权值可通过黑色虚线方框内橙色填充的数据点处权值平移得到, 绿色填充的数据点处权值可以通过橙色填充的数据点处权值镜像对称得到), 因此权值无需重复计算, 硬件上容易实现。

[0075] 下表1给出了在图1所示的二维导频样式Natural插值的全部权值, 导频点 α_i 对应

其相应的权值 k_i ，下标是与导频位置的关系是从左上角开始，逐一顺时针旋转。

[0076] 表1权值列表

权值 编号	k_1	k_2	k_3	k_4	k_5	k_6	k_7	k_8
1	0.4565	0.3727	0.0280	0.0761	0.0621	0.0047	0	0
2	0.1837	0.4898	0.1837	0.0306	0.0816	0.0306	0	0
3	0.0299	0.3987	0.3987	0.0299	0.0050	0.0664	0.0664	0.0050
4	0.4129	0.2457	0.0557	0.1651	0.0983	0.0223	0	0
5	0.1995	0.3192	0.1915	0.0040	0.0798	0.1277	0.0766	0.0016
6	0.0660	0.2911	0.2911	0.0660	0.0264	0.1164	0.1164	0.0264

[0077]

7	0.3400	0.1771	0.0543	0.2550	0.1328	0.0407	0	0
8	0.1743	0.2324	0.1550	0.0097	0.1308	0.1743	0.1162	0.0073
9	0.0671	0.2186	0.2186	0.0671	0.0503	0.1640	0.1640	0.0503

[0078]

[0079] 通过上述方法即可实现在接收端对导频位置的CFR进行插值。对于具有多个发射端的系统，可通过多次插值处理，得到所有子载波位置完整的信道响应。

[0080] 本发明提出的基于Natural插值的MIMO-OFDM信道估计方法将Natural插值应用在信道估计中，基于非结构化网格Voronoi图，将插值点处的信道频率响应估计值通过插值点附近若干导频处的值加权得到，从而能够同时利用信道的时间和频率相关性，显著提高了信道估计精度，降低了均方误差。

[0081] 为了验证本发明所提方法的有效性，下面对本发明所提Natural插值方法进行计算机仿真，并与现有的线性插值、二阶插值、三次样条插值以及DFT插值进行比较。

[0082] 1、仿真条件：

[0083] 本次仿真针对2发2收MIMO-OFDM系统，采用Alamouti-STBC分集方案进行信道估计。其中，信道模型采用现有ITU-R M.1225中规定的6径的VA(城市)模型，同时考虑了存在多普勒频移的情况，接收端合并方式为MRC合并，导频位置处的信道频率响应采用LS估计方法，检测算法采用ZF检测。各项仿真参数设置如下表2所示：

[0084] 表2仿真参数设置

仿真参数	值
带宽	20MHz
子帧长度	2ms
子载波个数	1024

[0085]

[0086]	调制方式	QPSK
	MIMO 天线配置	2×2
	编码方式	LDPC
	编码效率	1/2
	信道类型	NLOS、nLOS
	多普勒频移 f_d	4.17Hz、250Hz

[0087] 2、仿真内容及结果分析

[0088] 实验一：仿真采用不同插值方法时系统的BER曲线

[0089] 请参见图7,图7是多普勒频移 $f_d=4.17\text{Hz}$ 的NLOS环境下采用不同插值算法的系统BER曲线图。由图7可知,在多普勒频移 $f_d=4.17\text{Hz}$ 的情况下,样条插值的性能最差。三次多项式插值的性能优于样条插值,一维线性插值优于二维线性插值,DFT时域插值优于线性插值,本发明的Natural插值的性能最为优异,当误码率较大时,Natural插值相较于DFT时域插值性能有明显提升,大约提升0.6dB。

[0090] 图8是多普勒频移 $f_d=250\text{Hz}$ 的NLOS环境下采用不同插值算法的系统BER曲线图。相较于图7,DFT时域插值性能变差,DFT时域插值性能不及线性插值,本发明的Natural插值性能同样最佳,相较于一维线性插值能带来约1.6dB性能提升。

[0091] 通过以上分析可知,在几种典型的信道场景下,本发明提出的基于Natural插值的信道估计方法相较于现有基于其他插值方式的信道估计方法有较大的性能提升。此外,当导频样式确定后,Natural插值的系数也能够相应的确定,因此非常便于工程上实现。

[0092] 实验二：仿真Natural插值的插值效果

[0093] 在多普勒频移 $f_d=83.3\text{Hz}$ 的LOS环境下,绘制一帧内相邻的多个OFDM符号的频域信道频率响应数据云图,幅值大小用颜色表示,直观的展现Natural插值与二维线性插值的插值效果,结果如图9和图10所示,其中,图9为导频处真实信道频率响应 H_{11_p} (实部)的局部数据云图,图10为通过LS估计得到的导频处信道频率响应估计值 $estH_{11_p}$ (实部)的局部数据云图。在图9和图10中,每个矩形格代表一个子载波位置,其中,标有“P”的代表导频子载波位置。可以看到,由于噪声等因素的影响,LS估计的导频处信道频率响应估计值 $estH_{11_p}$ 与真实的信道频率响应 H_{11_p} 存在偏差。

[0094] 图11(a)-11(c)为真实信道频率响应 H_{11} 以及分别进行二维线性插值和Natural插值得到的全部频率响应估计值,其中,图11(a)给出了真实的信道频率响应 H_{11} ,图11(b)给出了对 $estH_{11_p}$ 进行二维线性插值得到的全部频率响应估计值 $estH_{11_{2Dlinear}}$,图11(c)给出了是对 $estH_{11_p}$ 进行Natural插值得到的全部频率响应估计值 $estH_{11_{Natural}}$ 。图中标有“P”的矩形格为导频子载波位置,其他矩形格为数据子载波位置,由于二维线性插值是基于三角剖分的线性插值,在三角形的边缘(即在有导频的行或列上)进行一维线性插值,所以插值结果表现为不均匀的条纹状,整体上看,Natural插值的结果相比于二维线性插值,插值结果更加均匀。

[0095] 对于二维导频,二维线性插值很大一部分进行的是一维线性插值,而一维线性插值仅利用临近的两个数据点进行插值,当两个临近数据点的值偏差较大时,将导致该段的插值结果整体不可靠。而Natural插值是对自然邻点处的数值进行加权求和,对于仿真采用

的图1所示的导频样式,任意数据点(除一帧的边缘子载波和OFDM符号)的插值需要附近至少六个导频点的数据,各个导频点的权重则是由分割Voronoi Cell面积得到,这使得Natural插值能够更充分且合理的利用信道在时域和频域上的相关性,起到抑制噪声的效果,提高了信道频率响应的插值精度,因此在进行信道频率响应插值时,Natural插值的插值效果更好。

[0096] 实验三:仿真采用不同插值方法时系统NMSE曲线

[0097] 具体的,在多普勒频移 $f_d=4.17\text{Hz}$ 的NLOS以及 $f_d=250\text{Hz}$ 的nLOS信道环境下,比较Natural插值与其他插值的NMSE性能。图12给出了在多普勒频移 $f_d=4.17\text{Hz}$ 的NLOS环境下采用不同插值算法估计信道频率响应的NMSE曲线,可以看出,样条插值估计效果最差。三次多项式插值性能优于样条插值,一维线性插值优于二维线性插值,DFT时域插值优于一维线性插值,Natural插值效果最好,Natural插值的NMSE相较于二维线性插值降低了50%。

[0098] 图13给出了在多普勒频移 $f_d=250\text{Hz}$ 的nLOS环境下采用不同插值算法估计信道频率响应的NMSE曲线,相较于图12,DFT时域插值在这种信道环境下性能变差,即DFT时域插值在高信噪比下存在性能恶化,而Natural插值的NMSE仍然最小。

[0099] 实验四:仿真采用不同插值算法时的信道估计误差干扰项

[0100] 具体的,假设OFDM系统的子载波总数为 N ,接收信号的矩阵形式表示为:

$$[0101] \quad Y=HX+N;$$

[0102] 其中, X 为 $N \times 1$ 的发送信号向量, Y 为 $N \times 1$ 的接收信号向量, N 为加性高斯白噪声向量, H 为 $N \times N$ 的信道频率响应矩阵,它是对角矩阵,对角线上的元素分别是信道冲激响应 h 的快速傅里叶变换(FFT)。

[0103] 系统采用Alamouti-STBC分集方案,假设输入的两个相邻OFDM符号序列为 $X_1=[x_1(0),x_1(1),\dots,x_1(N-1)]^T$, $X_2=[x_2(0),x_2(1),\dots,x_2(N-1)]^T$,将两个符号序列按照以下形式编码:

$$[0104] \quad X = \begin{bmatrix} X_1 & -X_2^* \\ X_2 & X_1^* \end{bmatrix};$$

[0105] 其中, $(\cdot)^*$ 表示对符号求复共轭,为公式简便,只单个接收天线进行推导,假设信道在两个连续符号周期内保持不变,接收信号表示为:

$$[0106] \quad \begin{aligned} Y_1 &= H_1 X_1 + H_2 X_2 + N_1 \\ Y_2 &= -H_1 X_2^* + H_2 X_1^* + N_2 \end{aligned};$$

[0107] 其中, H_1 和 H_2 分别表示发送天线1和发送天线2到接收天线的信道矩阵。迫零(ZF)检测由于原理简单被广泛使用,即对上式求复共轭,并对等式两边乘估计的信道矩阵的厄米特转置,为了方便检测,通常认为信道是准静态的,假设信道在两个OFDM符号周期内不变,有:

$$\begin{aligned}
 & \begin{bmatrix} \hat{H}_1^* & \hat{H}_2 \\ \hat{H}_2^* & -\hat{H}_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2^* \end{bmatrix} \\
 [0108] \quad & = \begin{pmatrix} |\hat{H}_1|^2 + |\hat{H}_2|^2 & 0 \\ 0 & |\hat{H}_1|^2 + |\hat{H}_2|^2 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} ; \\
 & + \begin{bmatrix} \hat{H}_1^* & \hat{H}_2 \\ \hat{H}_2^* & -\hat{H}_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_1 - \hat{H}_1 & H_2 - \hat{H}_2 \\ H_2^* - \hat{H}_2^* & \hat{H}_1^* - H_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} \\
 & + \begin{bmatrix} \hat{H}_1^* & \hat{H}_2 \\ \hat{H}_2^* & -\hat{H}_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} N_1 \\ N_2^* \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

[0109] 进一步,对上式左乘 $\begin{pmatrix} |\hat{H}_1|^2 + |\hat{H}_2|^2 & 0 \\ 0 & |\hat{H}_1|^2 + |\hat{H}_2|^2 \end{pmatrix}^{-1}$ 后,通常将等式右边作为ZF

检测结果:

$$\begin{aligned}
 [0110] \quad & \begin{bmatrix} \hat{X}_1 \\ \hat{X}_2 \end{bmatrix}_{ZF} = \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} \\
 & + \begin{bmatrix} \hat{H}_1 & \hat{H}_2 \\ \hat{H}_2^* & -\hat{H}_1^* \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} H_1 - \hat{H}_1 & H_2 - \hat{H}_2 \\ H_2^* - \hat{H}_2^* & \hat{H}_1^* - H_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} ; \\
 & + \begin{bmatrix} \hat{H}_1 & \hat{H}_2 \\ \hat{H}_2^* & -\hat{H}_1^* \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} N_1 \\ N_2^* \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

[0111] 关注每个OFDM符号下由信道频率响应估计误差产生的干扰项,即上式中的第二项,记为 $\hat{\gamma}$,即:

$$[0112] \quad \hat{\gamma} = \begin{bmatrix} \hat{H}_1 & \hat{H}_2 \\ \hat{H}_2^* & -\hat{H}_1^* \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} H_1 - \hat{H}_1 & H_2 - \hat{H}_2 \\ H_2^* - \hat{H}_2^* & \hat{H}_1^* - H_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} .$$

[0113] 插值得到的信道频率响应估计值越接近真实值,则干扰项 $\hat{\gamma}$ 越小,检测结果越好。因此,插值精度对系统性能有着重大影响。

[0114] 下面绘制不同插值方法下,由信道频率响应估计误差产生的干扰项 $\hat{\gamma}$ 的模值平方和。图14和图15分别为根据 $\hat{\gamma}$ 的公式绘制的两种信道环境下,一帧内由信道频率响应估计误差产生的干扰项 $\hat{\gamma}$ 的模平方和,着重比较了Natural插值和一维线性插值。其中,图14对应多普勒频移 $f_d=4.17\text{Hz}$,图15对应多普勒频移 $f_d=250\text{Hz}$ 。

[0115] 由图14-15可知,在两种信道环境下,Natural插值相比于一维线性插值干扰项 $\hat{\gamma}$ 的模平方和更小,即Natural插值得到的信道频率响应估计值更加接近信道频率响应真实值,因此检测结果将更准确。

[0116] 综上,本发明针对现有MIMO-OFDM系统中基于导频辅助的非盲信道估计插值算法存在的问题,例如插值精度不高,高信噪比下性能恶化等,提出了一种基于Natural插值的MIMO-OFDM信道估计方法,并与常用的一维线性插值、二维线性插值、三次多项式插值、样条插值和DFT时域插值进行了对比。仿真结果显示,本发明所提方法Natural插值能够更充分的利用信道在时域和频域上的相关性,起到抑制噪声的效果,基于面积计算权值,每个数据载频点进行插值时都能用到较多的导频信息,插值结果更加均匀,从而得到更加准确的信道估计值。在进行检测时,更准确的信道估计结果使得由信道频率响应估计误差产生的干扰项更小,从而提高了检测准确性。从而本发明所提方法具有更优的性能。

[0117] 此外,由于Natural插值可以对随机分散的数据进行插值,因此适用于对于复杂的导频设计。

[0118] 实施例二

[0119] 在上述实施例一的基础上,本实施例提供了一种基于Natural插值的MIMO-OFDM信道估计装置。请参见图16,图16为本发明实施例提供的基于Natural插值的MIMO-OFDM信道估计装置的结构框图,该装置包括:

[0120] 第一估计模块,用于基于最小二乘信道估计得到导频处的信道系数;

[0121] 第二估计模块,用于基于Natural插值法,对每个插值点附近若干导频处的信道系数按照Voronoi图网格面积大小分配权值,并通过加权求和获得插值点处的插值公式;

[0122] 插值模块,用于利用所述插值公式对每个插值点进行Natural插值,获得MIMO-OFDM信道估计结果。

[0123] 本实施例提供的装置可以实现上述实施例一提供的方法,详细过程可参见上述实施例一。由此,该装置也可以显著提高信道估计精度,降低信道估计误差,具有更平滑的插值效果和更好的插值性能。

[0124] 以上内容是结合具体的优选实施方式对本发明所作的进一步详细说明,不能认定本发明的具体实施只局限于这些说明。对于本发明所属技术领域的普通技术人员来说,在不脱离本发明构思的前提下,还可以做出若干简单推演或替换,都应当视为属于本发明的保护范围。

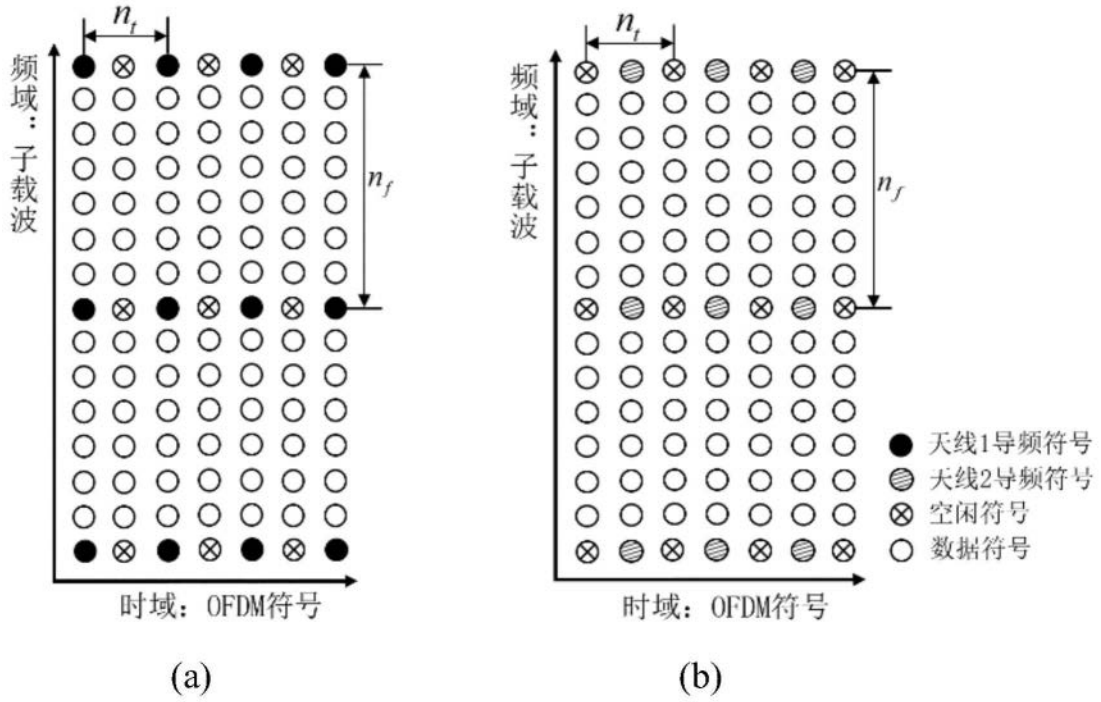


图1

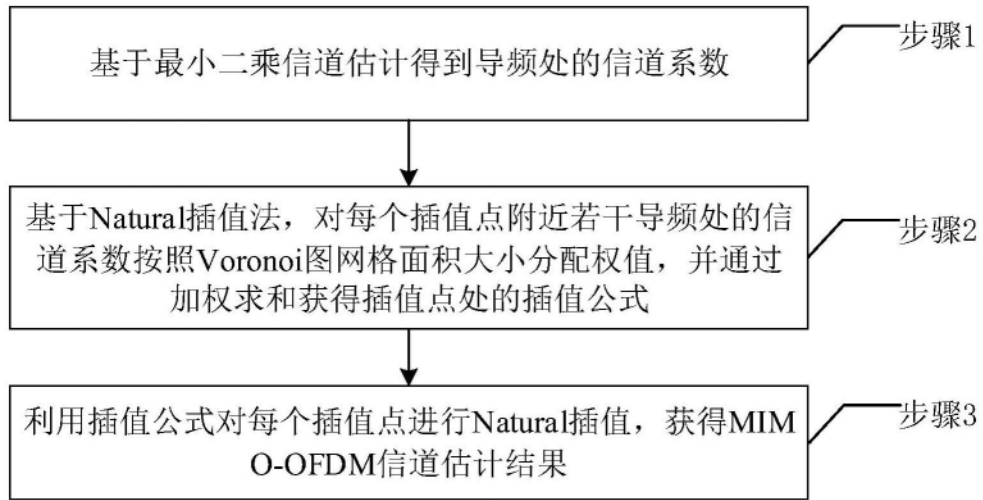


图2

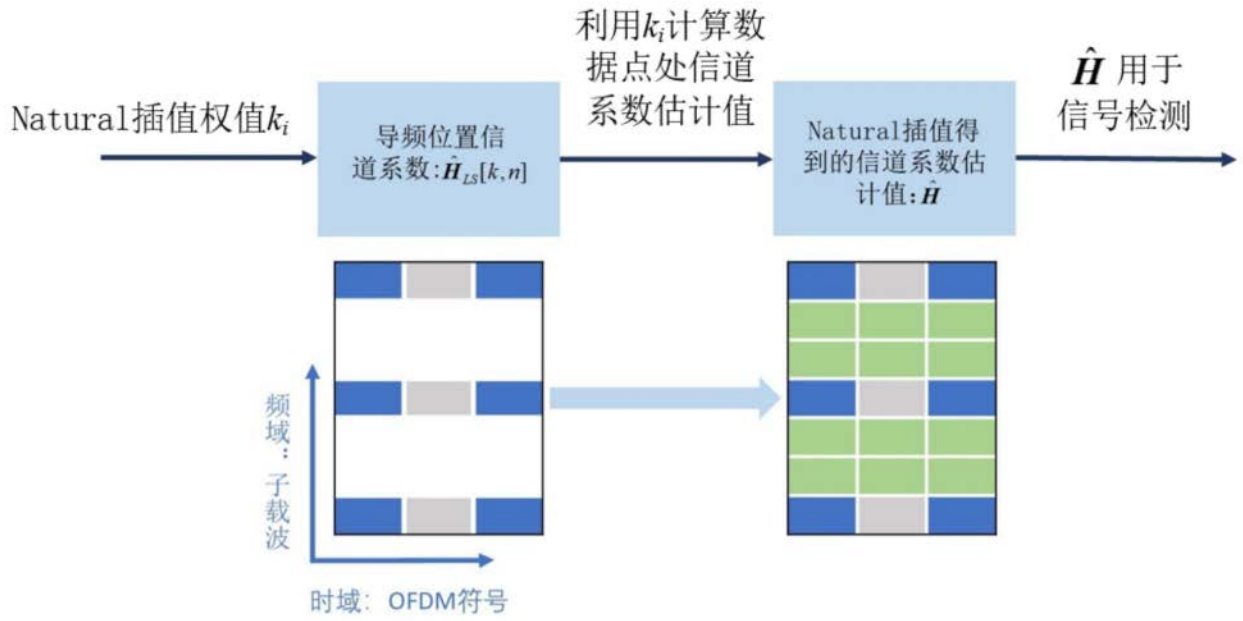


图3

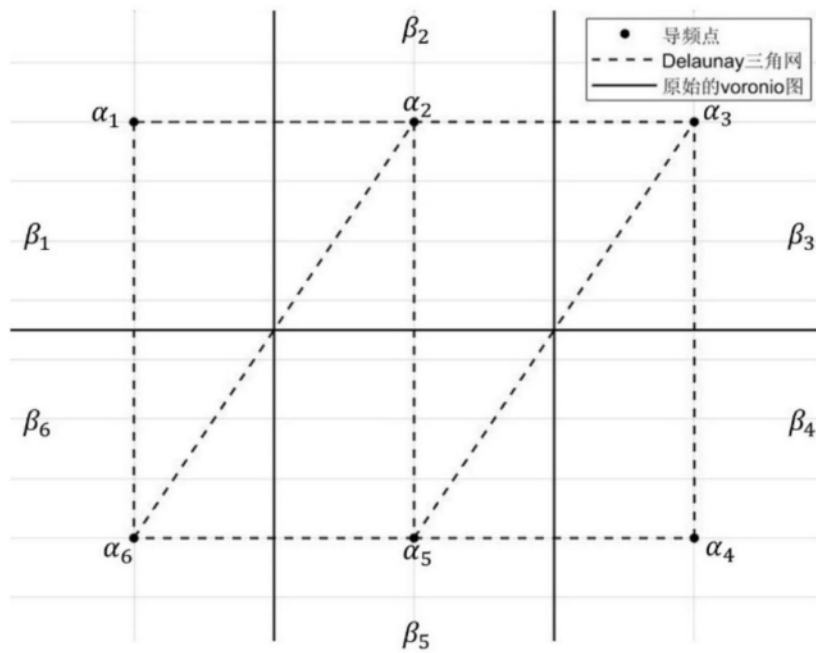


图4

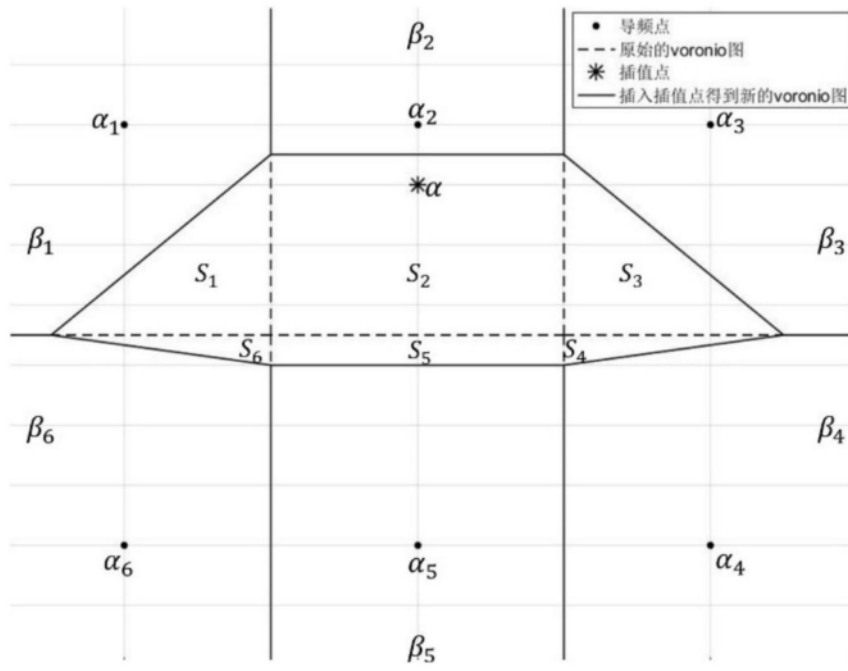


图5

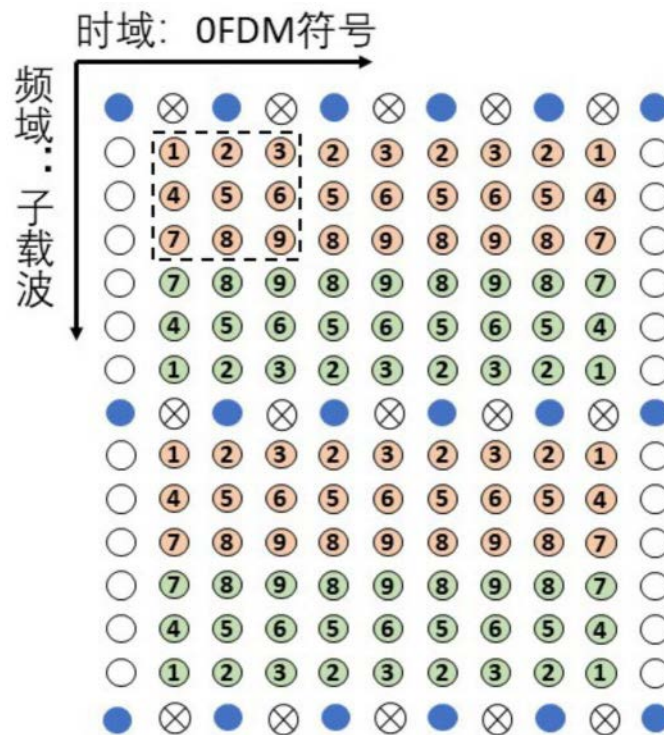


图6

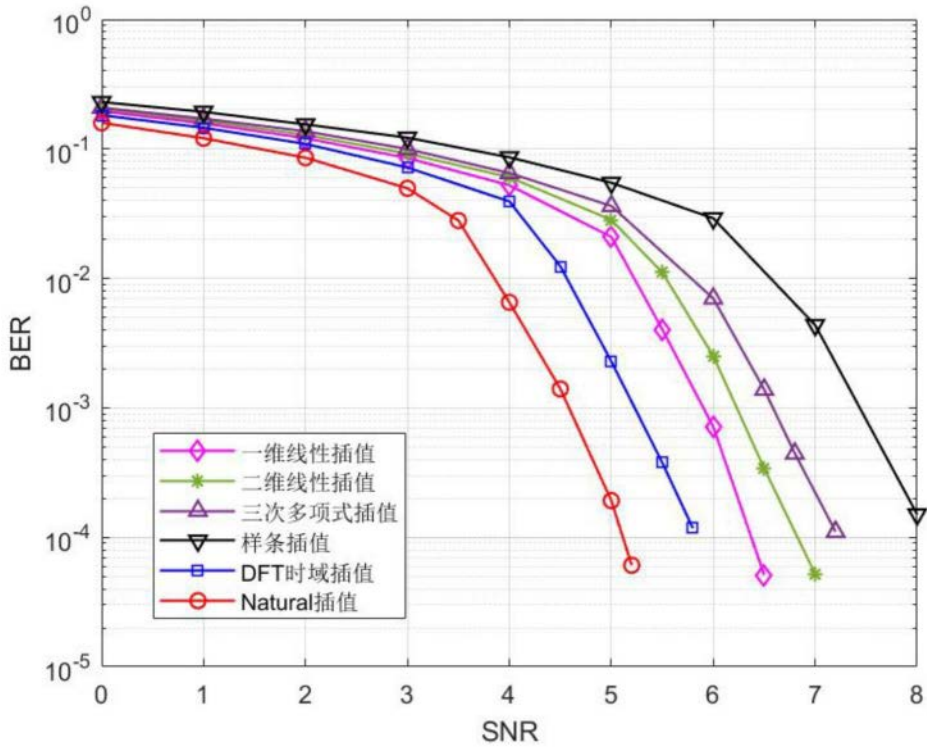


图7

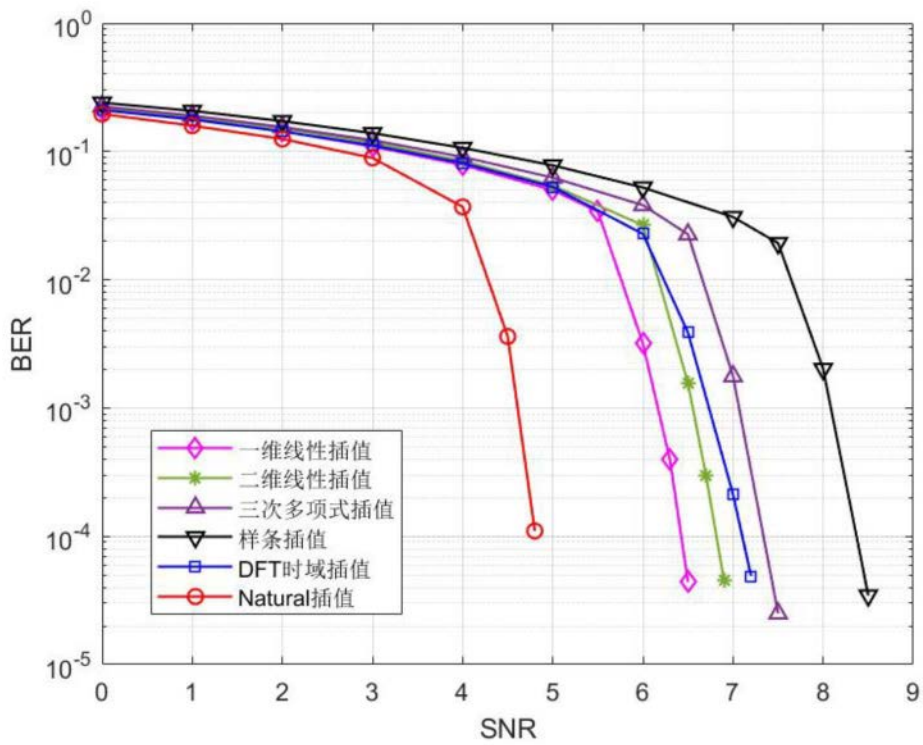


图8

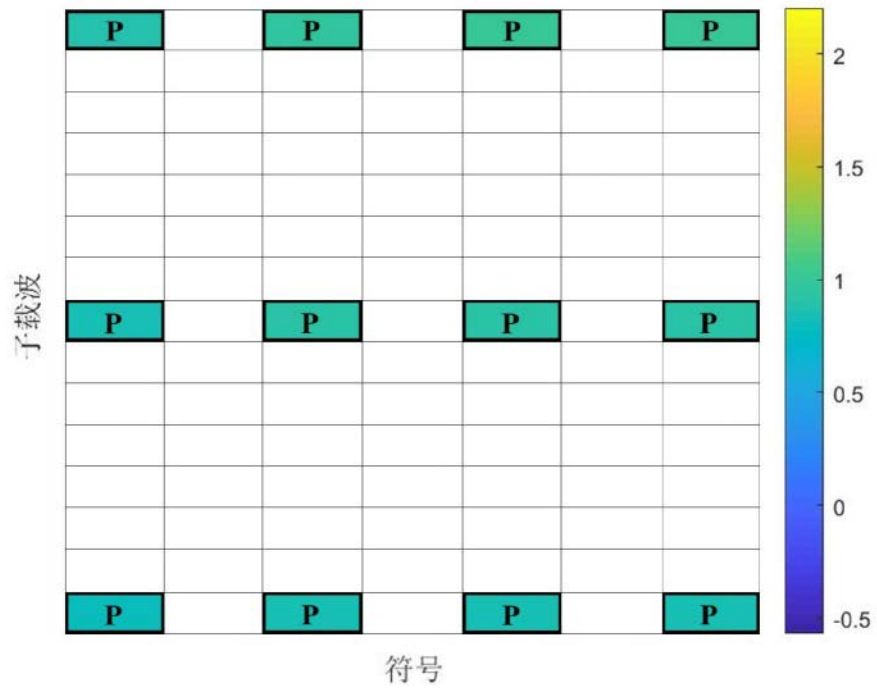


图9



图10

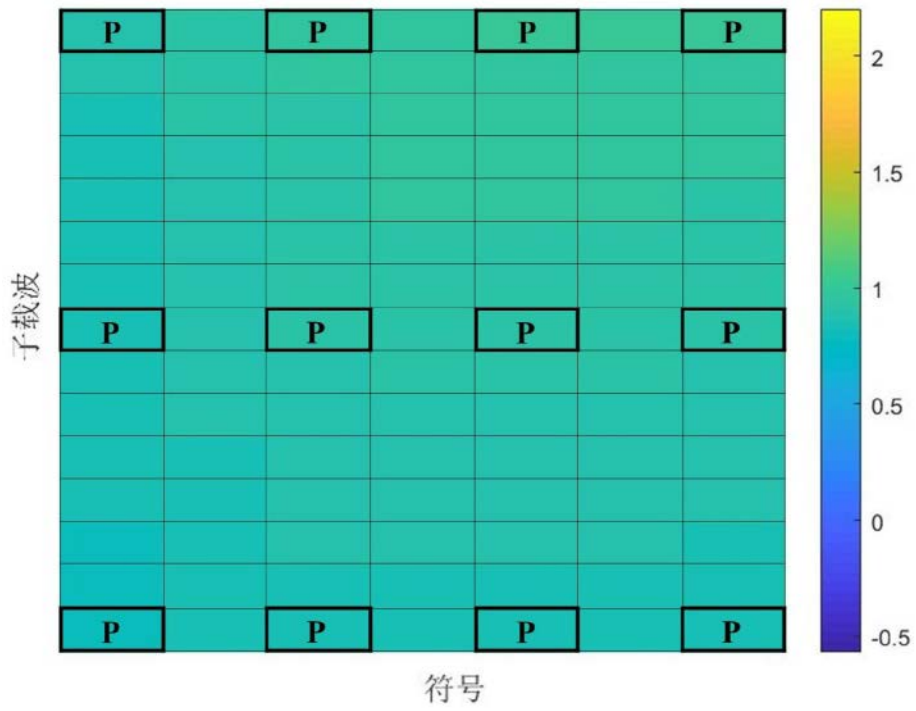


图11(a)

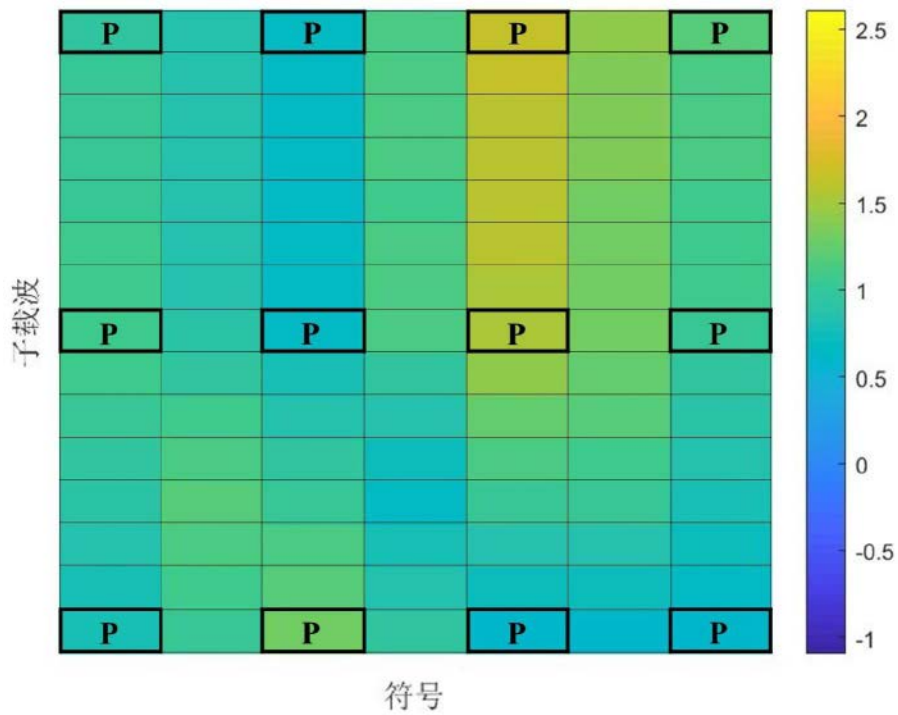


图11(b)

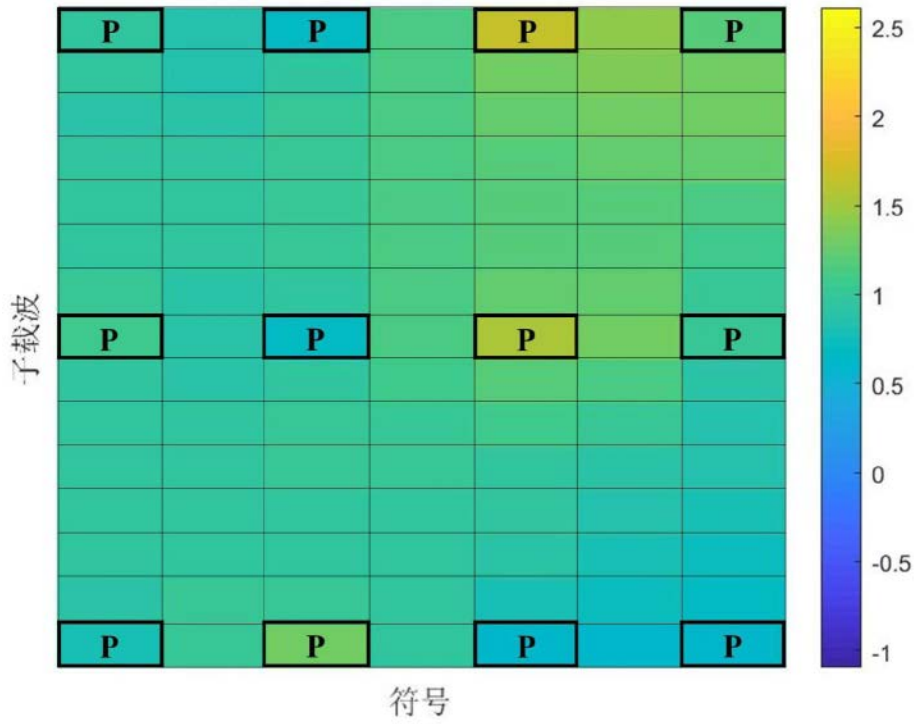


图11(c)

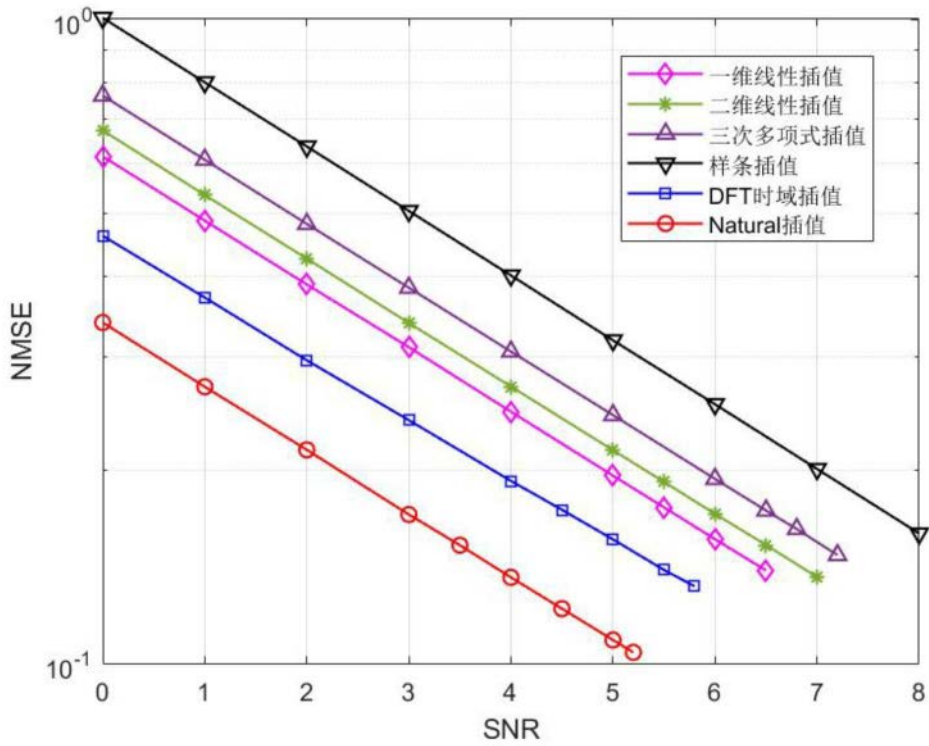


图12

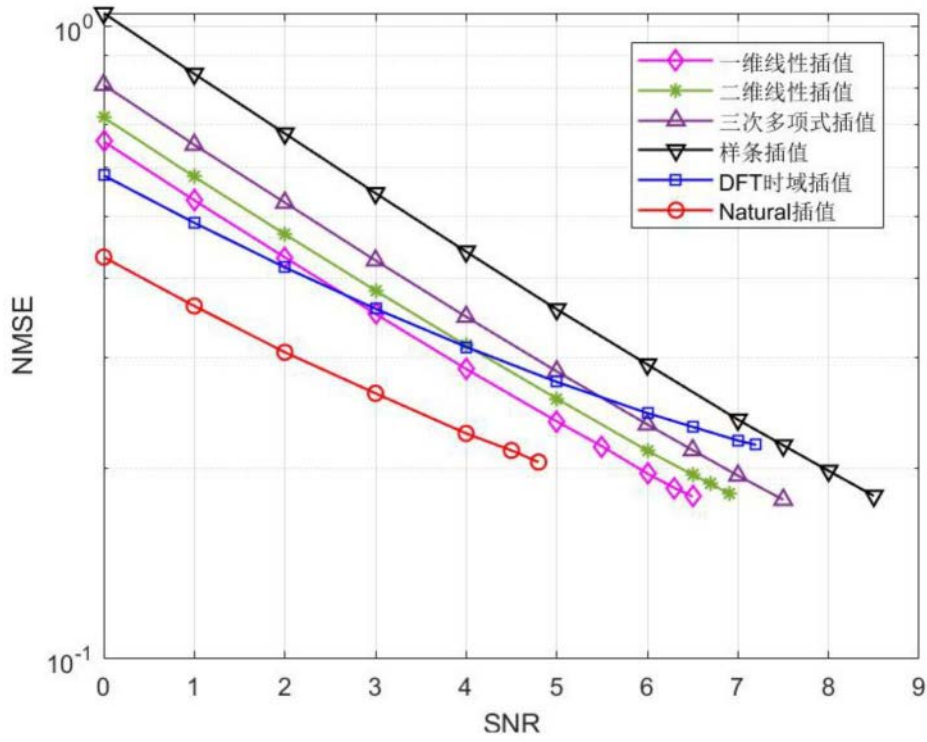


图13

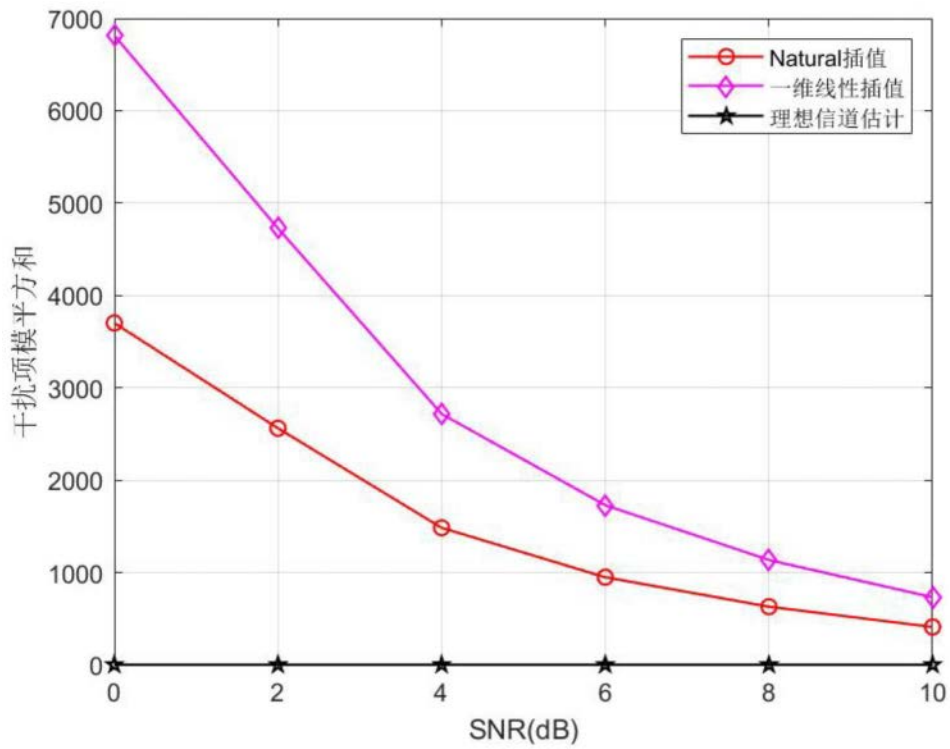


图14

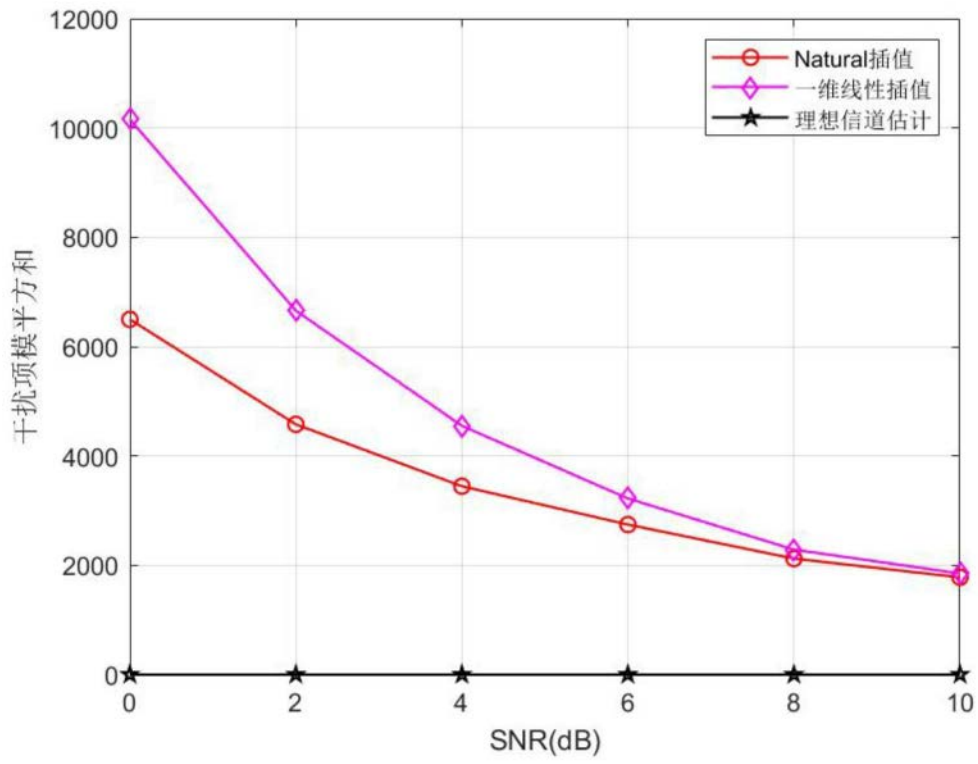


图15

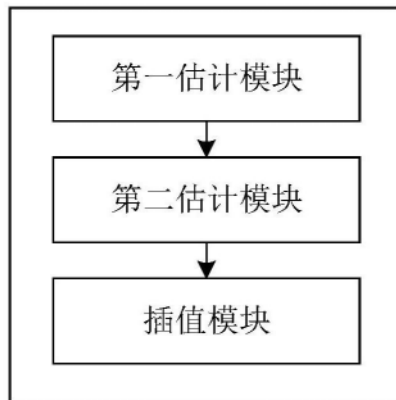


图16