



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101242388 B

(45) 授权公告日 2010.06.16

(21) 申请号 200810034568.X

US 7236747 B1, 2007.06.26, 全文.

(22) 申请日 2008.03.13

审查员 杨威明

(73) 专利权人 上海交通大学

地址 200240 上海市闵行区东川路 800 号

(72) 发明人 蒋铃鸽 王丹 何晨

(74) 专利代理机构 上海交达专利事务所 31201

代理人 毛翠莹

(51) Int. Cl.

H04L 27/26(2006.01)

H04B 1/69(2006.01)

(56) 对比文件

CN 101022280 A, 2007.08.22, 全文.

CN 1567732 A, 2005.01.19, 全文.

WO 2005/043830 A1, 2005.05.12, 全文.

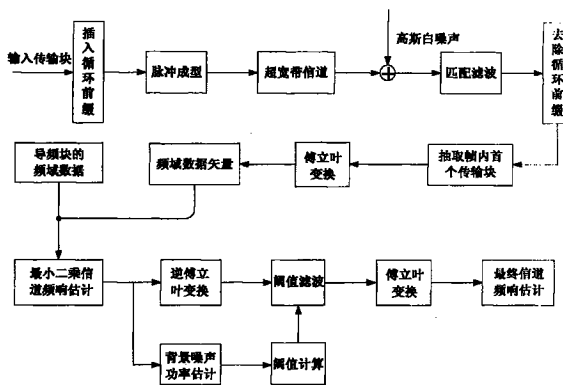
权利要求书 1 页 说明书 4 页 附图 1 页

(54) 发明名称

高速单载波频域均衡超宽带系统的信道估计方法

(57) 摘要

本发明涉及一种适用于高速单载波频域均衡超宽带系统的信道估计方法,本发明中无需任何信道统计特性信息和复杂矩阵运算,仅涉及了傅立叶变换和简单的乘法运算。接收端首先使用复数值的频域恒模导频信号进行频域最小二乘信道估计;然后,基于得到的最小二乘信道估计矢量构造新的数据矢量进行背景噪声功率估计;再将最小二乘信道估计矢量进行逆傅立叶变换,由频域变换到时域,再送入时域滤波器进行去噪,采用的判决阈值仅与背景噪声的功率有关;最后将去噪后的信道冲激响应估计矢量通过傅立叶变换得到最终的信道频响估计矢量。仿真结果表明:本发明在保持估计方法低复杂度特点的同时,大大提高了信道估计的精度,甚至可以逼近最小均方误差信道估计方法。



1. 一种高速单载波频域均衡超宽带系统的信道估计方法,其特征在于包括如下具体步骤:

1) 发送端采用单载波块传输方式,在各个传输块的前端插入循环前缀,多个插入循环前缀后的传输块形成一个数据帧,数据帧内首个传输块用于传输复数值的频域恒模导频信号,剩余的传输块用于传输数据,导频块及数据块以时分复用方式传送;然后各传输块经脉冲成型后从天线发射出去,经历超宽带信道并叠加高斯白噪声后到达接收端;

2) 接收端将经过信道衰落和高斯白噪声污染的发射信号匹配滤波,然后对数据帧内每个传输块去除循环前缀,再对去除循环前缀后的首个传输块进行傅立叶变换,得到频域数据矢量;

3) 将接收端已知的导频块进行傅立叶变换得到导频块的频域数据,由导频块的频域数据和步骤2)得到的频域数据矢量,计算得到最小二乘信道频响估计矢量;

4) 利用最小二乘信道频响估计矢量构造一个新数据矢量 $\Delta\hat{\mathbf{H}}$ ,  $\Delta\hat{\mathbf{H}}$ 中第k维数据的构造方法为: $\Delta\hat{H}_k = \hat{H}_k - \hat{H}_{N-k}^*$ ,  $k = 1, \dots, N/2-1$ ,其中 $\hat{H}_k$ 为最小二乘信道频响估计矢量中第k个子载波处的频响值,N为传输块大小;然后求出 $\Delta\hat{\mathbf{H}}$ 矢量的2范数值并进行矢量长度归一化,再乘以0.5得到背景噪声功率的估计值 $\hat{\sigma}_w^2$ ;

5) 利用式 $r(\hat{\sigma}_w^2) = \sqrt{2 \frac{\hat{\sigma}_w^2}{N} \ln \left( \frac{1}{1-p} \right)}$ 计算时域滤波器的判决阈值,其中,参数p取介于0和

1且接近于1的任意值;

6) 对最小二乘信道频响估计矢量作逆傅立叶变换,由频域转换到时域,得到信道冲激响应估计矢量,然后将信道冲激响应估计矢量送入时域滤波器进行滤波,滤波准则为:将信道冲激响应估计矢量中每一维系数的幅度与所计算的判决阈值 $r(\hat{\sigma}_w^2)$ 比较,保留不小于该阈值的信道冲激响应系数,并使其余元素为零,得到去噪后的信道冲激响应估计矢量;

7) 对去噪后的信道冲激响应估计矢量作傅立叶变换,由时域转到频域,得到最终的信道频响估计矢量。

## 高速单载波频域均衡超宽带系统的信道估计方法

### 技术领域

[0001] 本发明涉及一种高速单载波频域均衡超宽带 (SC-FDE UWB) 系统的信道估计方法, 具体涉及一种应用于频域均衡器的低复杂度信道估计方法。属于无线通信系统的高速超宽带技术领域。

### 背景技术

[0002] 目前, 超宽带 (UWB) 通信系统的物理层传输方案主要分为三类: 基于脉冲的 UWB、多带正交频分复用 (OFDM) 的 UWB 以及单载波频域均衡 (SC-FDE) 的 UWB。其中 SC-FDE UWB 的传输方案比其它两种方案在整体性能和执行问题上都具有优势。然而, 类似于传统的窄带或宽带通信系统, 准确的信道估计信息对于确保 UWB 通信环境中可靠的数据传输起着至关重要的作用。

[0003] 一般而言, 信道估计方法通常基于最小均方误差 (MMSE) 或者最小二乘 (LS) 准则进行设计。OFDM 系统中已有的信道估计算法可以通过简单的修改推广到 SC-FDE UWB 系统中。其中的 MMSE 信道估计方法由于利用了信道的频域相关特性, 所以获得了重要的性能增益, 但复杂度较高。尽管 LS 信道估计方法执行简单, 但信道估计误差较大, 具有较高的均方误差 (MSE) 值。基于时域最大 (ML) 似然标准的估计方法, 可在一定程度上减少信道估计的 MSE 值, 但缺点是信道长度 (或信道的有限延时扩展) 信息需要在 ML 估计前被准确获得。再者, OFDM 系统中现有的基于时域低通滤波的信道估计方案也需事先获得信道长度信息。这类信道估计算法涉及了相关信道长度的估计算法, 因此, 增加了系统信道估计过程的持续时间。

[0004] 在 SC-FDE UWB 通信系统中, 性能较优的信道估计方法是基于最小均方误差准则的 (Y. Wang and X. D. Dong, "Frequency-domain channel estimation for SC-FDE in UWB communications," IEEE Transactions on communications, vol. 54, No. 12, pp. 2155-2163, Dec. 2006.)。由于估计过程中利用了信道的统计特性, 所以可以获得较优的信道估计性能。然而, 该方法未涉及 UWB 系统估计过程中所必须的背景噪声功率估计问题, 同时该方法不仅需要信道的统计特性信息进行估计, 而且还需要进行矩阵求逆运算, 故复杂度很高。

### 发明内容

[0005] 本发明的目的在于针对现有技术的不足, 提供一种高速单载波频域均衡超宽带系统的信道估计方法, 非但不需要信道统计特性的任何信息, 而且还可获取噪声功率值, 运算过程中又能避免矩阵逆的计算, 且可以实现较优的估计性能。

[0006] 为实现这一目的, 本发明提供的方法中无需任何信道统计特性信息和复杂矩阵运算, 仅涉及了傅立叶变换和简单的乘法运算。接收端首先使用复数值的频域恒模导频信号进行频域最小二乘信道估计; 然后, 基于得到的最小二乘信道估计矢量构造新的数据矢量进行背景噪声功率估计; 再将最小二乘信道估计矢量进行逆傅立叶变换, 由频域变换到时域, 再送入时域滤波器进行去噪, 采用的判决阈值仅与背景噪声的功率有关; 最后将去噪后

的信道冲激响应估计通过傅立叶变换得到最终的信道频响估计矢量。

[0007] 本发明的方法包括如下具体步骤：

[0008] 1、发送端采用单载波块传输方式，在各个传输块的前端插入循环前缀，多个插入循环前缀后的传输块形成一个数据帧，数据帧内首个传输块用于传输复数值的频域恒模导频信号，剩余的传输块用于传输数据，导频块及数据块以时分复用方式传送；然后各传输块经脉冲成型后从天线发射出去，经历超宽带信道并叠加高斯白噪声后到达接收端。

[0009] 2、接收端将经过信道衰落和高斯白噪声污染的发射信号匹配滤波，然后对数据帧内每个传输块去除循环前缀，再对去除循环前缀后的首个传输块进行傅立叶变换，得到频域数据矢量。

[0010] 3、将接收端已知的导频块进行傅立叶变换得到导频块的频域数据，由导频块的频域数据和步骤 2 得到的频域数据矢量，计算得到最小二乘信道频响估计矢量。

[0011] 4、利用最小二乘信道频响估计矢量构造一个新数据矢量 $\Delta\hat{\mathbf{H}}$ ， $\Delta\hat{\mathbf{H}}$ 中第 k 维数据的构造方法为： $\Delta\hat{H}_k = \hat{H}_k - \hat{H}_{N-k}^*$ ， $k = 1, \dots, N/2 - 1$ ，其中 $\hat{H}_k$ 为最小二乘信道频响估计矢量中第 k 个子载波处的频响值，N 为传输块大小；然后根据克拉美罗界定理，求出 $\Delta\hat{\mathbf{H}}$ 矢量的 2 范数值并进行矢量长度归一化，再乘以 0.5 得到背景噪声功率的估计值 $\hat{\sigma}_w^2$ 。

[0012] 5、利用式 $r(\hat{\sigma}_w^2) = \sqrt{2 \frac{\hat{\sigma}_w^2}{N} \ln \left( \frac{1}{1-p} \right)}$ 计算时域滤波器的判决阈值，其中，参数 p 取介于 0 和 1 且接近于 1 的任意值。

[0013] 6、对最小二乘信道频响估计矢量作逆傅立叶变换，由频域转换到时域，得到信道冲激响应估计矢量，然后将信道冲激响应估计矢量送入时域滤波器进行滤波，滤波准则为：将信道冲激响应估计矢量中每一维系数的幅度与步骤 5 所计算的判决阈值 $r(\hat{\sigma}_w^2)$ 比较，保留不小于该阈值的信道冲激响应系数，并使其余元素为零，得到去噪后的信道冲激响应估计矢量。

[0014] 7、对去噪后的信道冲激响应估计矢量作傅立叶变换，由时域转到频域，得到最终的信道频响估计矢量，此时信道频响估计矢量的每一维具有更低的噪声水平。

[0015] 本发明方法使用复数值的频域恒模导频信号进行频域最小二乘信道估计，得到信道频响估计矢量，通过逆傅立叶变换得到信道冲激响应估计矢量，再使用阈值滤波对信道冲激响应估计矢量进行去噪，滤波器的阈值计算仅需背景噪声的功率值，而背景噪声的功率值可直接由最小二乘信道频响估计矢量构造的新数据矢量计算得到。整个过程无需任何的信道统计特性信息，因此它的复杂度远小于需要矩阵求逆的 MMSE 估计方法。在高速 UWB 系统环境下，本发明信道估计方法的性能非常接近于最小均方误差估计方法，而且发明中同时解决了背景噪声功率估计的问题，使其更加适用于实际的应用场景。

[0016] 本发明方法的计算量主要源于傅立叶变换，为了分析简单起见，本发明仅比较各算法所需的乘法次数的最高阶。传统的 MMSE 估计方法由于需要矩阵求逆，所以复杂度高达 $O(N^3)$  阶。而由于本发明方法主要涉及傅立叶变换的操作，因此复杂度仅为 $O(N \log_2 N)$ ，远远低于 $O(N^3)$ ，所以易于实用化。

## 附图说明

[0017] 图 1 为本发明信道估计方法的流程框图。

[0018] 图 2 为 CM3 信道下传统信道估计算法和本发明的信道估计方法均方误差性能的比较。

### 具体实施方式

[0019] 以下结合附图和实施例对本发明的技术方案作进一步描述。

[0020] 考虑单天线、单用户的 SC-FDE UWB 块传输系统,其通信环境为频选较严重的 CM3 信道,背景噪声服从零均值的复加性高斯分布。每个长度为 256 的传输块的块首插入了长度为 64 的循环前缀 (CP),此时系统无块间干扰产生。采用本发明方法进行信道估计的流程框图如图 1 所示,具体的实施步骤如下:

[0021] 1) 发送端采用单载波块传输方式,在各个传输块的前端插入循环前缀 CP,多个插入 CP 后的传输块形成一个数据帧,每个数据帧内首个传输块用于传输 Chu' s 导频信号,以用于信道估计,导频块和剩余的 100 个数据块以时分复用方式传送;然后各传输块经脉冲成型后从天线发射出去,经历超宽带信道并叠加高斯白噪声后到达接收端;

[0022] 2) 接收端将经过信道衰落和高斯白噪声污染的发射信号匹配滤波,然后对数据帧内每个传输块去除循环前缀,再对去除循环前缀后的首个传输块进行傅立叶变换,得到频域数据矢量  $Y = XH+W$ 。其中,矢量  $H = [H_0, \dots, H_k, \dots, H_{N-1}]^T$  表示阶数为  $L$  的时域信道冲激响应矢量  $h = [h_0, \dots, h_{L-1}]^T$  的频响,  $X$  是所发射的收端已知的 Chu' s 导频信号频域矢量  $[X_0, \dots, X_k, \dots, X_{N-1}]^T$  所形成的对角矩阵,噪声的频域矢量  $W = [W_0, \dots, W_k, \dots, W_{N-1}]^T$  的各维是零均值、方差为  $\sigma_w^2 = N\sigma_h^2$  的复高斯噪声,其中  $\sigma_w^2$  为时域噪声的功率大小;

[0023] 3) 将接收端已知的导频块进行傅立叶变换得到导频块的频域数据  $[X_0, \dots, X_k, \dots, X_{N-1}]^T$  以生成相应的对角矩阵  $X$ ,由步骤 2) 得到的频域数据矢量  $Y$  和导频块的频域数据形成的对角矩阵  $X$ ,计算最小二乘信道频响估计  $\hat{H}_{LS} = X^{-1}Y$ ,该值将用于接下来噪声功率的获取;

[0024] 4) 利用  $\hat{H}_{LS}$  构造一个新数据矢量  $\Delta\hat{H}$ 。首先,以标量的形式表示  $\hat{H}_{LS}$  为  $\hat{H}_k = \frac{Y_k}{X_k} = H_k + \frac{W_k}{X_k}, k=0, \dots, N-1$ ,其中  $\hat{H}_k$  为  $\hat{H}_{LS}$  中第  $k$  个子载波处的频响值,  $N$  为传输块大小。然后,根据高速 UWB 信道的实值性以及傅立叶变换的共轭对称特性,可以构造  $\Delta\hat{H}$  中第  $k$  维数据为:  $\Delta\hat{H}_k = \hat{H}_k - \hat{H}_{N-k}^*, k=1, \dots, N/2-1$ 。那么,由克拉美罗界定理可以得到噪声方差估计值为  $\hat{\sigma}_w^2 = \frac{1}{N-2} \sum_{k=1}^{N/2-1} |\Delta\hat{H}_k|^2$ ;

[0025] 5) 利用步骤 3) 和步骤 4) 计算时域滤波器的判决阈值。将最小二乘信道估计矢量表示成  $\hat{H}_{LS} = H + X^{-1}W$ 。相应的时域冲激相应估计矢量为  $\hat{h}_{LS} = h + F^H(X^{-1}W) = h + b$ ,其中,矢量  $b = F^H(X^{-1}W)$  代表信道的估计误差或者估计噪声,而且傅立叶变换矩阵满足  $F^H F = NI_N$  的关系。矢量  $b$  的协方差矩阵为  $E\{bb^H\} = \sigma_w^2 F^H (X^H X)^{-1} F$ 。由于系统中使用了复值导频序列,因此矢量  $b$  中各维幅度  $|b_n|$  将服从瑞利分布,其分布函数为  $D(|b_n|) = 1 - e^{-\frac{|b_n|^2}{2\sigma_{b_n}^2}}, n =$

$0, \dots, N-1$ 。其中,瑞利分布的方差  $\sigma_{b_n}^2 = \frac{1}{N} \text{tr}\{E\{bb^H\}\} = \sigma_w^2 \sum_{k=0}^{N-1} \frac{1}{|X_k|^2}, n = 0, \dots, N-1$ 。那么,

$|b_n|$  会按概率  $p$  逼近某一值  $r_n > 0$ , 即  $\frac{r_n}{1 - e^{-\frac{r_n}{2\sigma_{b_n}^2}}} = p$ 。则有,  $r_n = \sqrt{2\sigma_{b_n}^2 \ln \frac{1}{1-p}}$ ,  $n = 0, \dots, N-1$ ,

则参数  $p$  为介于 0 和 1 且接近于 1 的任意值。利用导频的频域恒模特性并将方差  $\sigma_{b_n}^2$  带入  $r_n$

中, 阈值可简化为  $r(\sigma_w^2) = r_n = \sqrt{2 \frac{\sigma_w^2}{N} \ln \frac{1}{1-p}}$ ,  $n = 0, \dots, N-1$ 。如果取概率  $p = 0.95$ , 则上述

阈值的含义为: 各维噪声元的幅度会以 95% 的概率逼近值  $r(\sigma_w^2)$ 。利用上述特性, LS 信道时域估计矢量  $\hat{\mathbf{h}}_{LS}$  中的信道子空间和噪声子空间可以得到有效的分离, 而且无需使用任何信道的统计特性;

[0026] 6) 对  $\hat{\mathbf{H}}_{LS}$  作逆傅立叶变换, 由频域转换到时域, 得到信道冲激响应估计矢量  $\hat{\mathbf{h}}_{LS}$ , 然后将  $\hat{\mathbf{h}}_{LS}$  送入时域滤波器进行滤波, 滤波准则为: 将信道冲激响应估计矢量中每一维系数的幅度与所计算的判决阈值  $r(\sigma_w^2)$  比较, 保留不小于该阈值的信道冲激响应系数, 并使其余元素为零, 得到去噪后的信道冲激响应估计, 即  $\tilde{\mathbf{h}}_k = \begin{cases} \hat{h}_k, & |\hat{h}_k| \geq r(\sigma_w^2) \\ 0, & otherwise \end{cases}, k = 0, \dots, N-1$ 。其中,

$\tilde{\mathbf{h}} = [\tilde{h}_0, \dots, \tilde{h}_{N-1}]^T$  代表经过滤波后的信道冲激响应估计矢量。此时, 估计矢量中所含噪声元减少到原来的  $L_n/N$ , 从而实现了原信道冲激响应估计矢量  $\hat{\mathbf{h}}_{LS}$  中噪声的滤除。注意到参数  $L_n$  是经过滤波的信道径数, 它小于信道长度的真实值  $L$ ;

[0027] 7) 对去噪后的信道冲激响应估计矢量  $\tilde{\mathbf{h}} = [\tilde{h}_0, \dots, \tilde{h}_{N-1}]^T$  作傅立叶变换, 由时域转到频域, 得到最终的信道频响估计矢量  $\tilde{\mathbf{H}} = [\tilde{H}_0, \dots, \tilde{H}_{N-1}]^T$ , 此时所有子载波的噪声水平更低。

[0028] 上述的信道估计过程, 通过时域滤波去噪大大改善了信道的估计性能, 同时, 通过使用最小二乘信道估计矢量所构造的新数据矢量解决了背景噪声功率估计的问题, 整个过程未使用任何信道统计特性知识和复杂的矩阵逆操作。因此, 使用本发明的信道估计方法计算频域均衡器系数, 不仅复杂度低, 而且不需要任何信道的统计特性信息, 简单实用。

[0029] 图 2 为本发明方法采用的低复杂度信道估计方法、最小均方误差估计方法以及最小二乘估计方法均方误差估计性能的比较结果。100 次 UWB 信道是通过将滚降因子为 0.5 奈奎斯特脉冲成型滤波器、接收机匹配滤波和 IEEE 802.15.3aCM3 信道模型的任意一次实现进行卷积而形成。其它信道模型下, 可得到相同的算法相对性能比较结果。从图上可以看出, 本发明的低复杂度信道估计算法的均方误差性能明显优于传统的最小二乘信道估计方法, 并且十分接近于传统的 MMSE 信道估计方法。本发明信道估计方法不需要进行矩阵求逆运算, 也无需事先获取信道的统计特性信息, 计算复杂度远小于最小均方误差估计方法, 而它的估计性能十分接近于最小均方误差估计方法, 易于实用化。

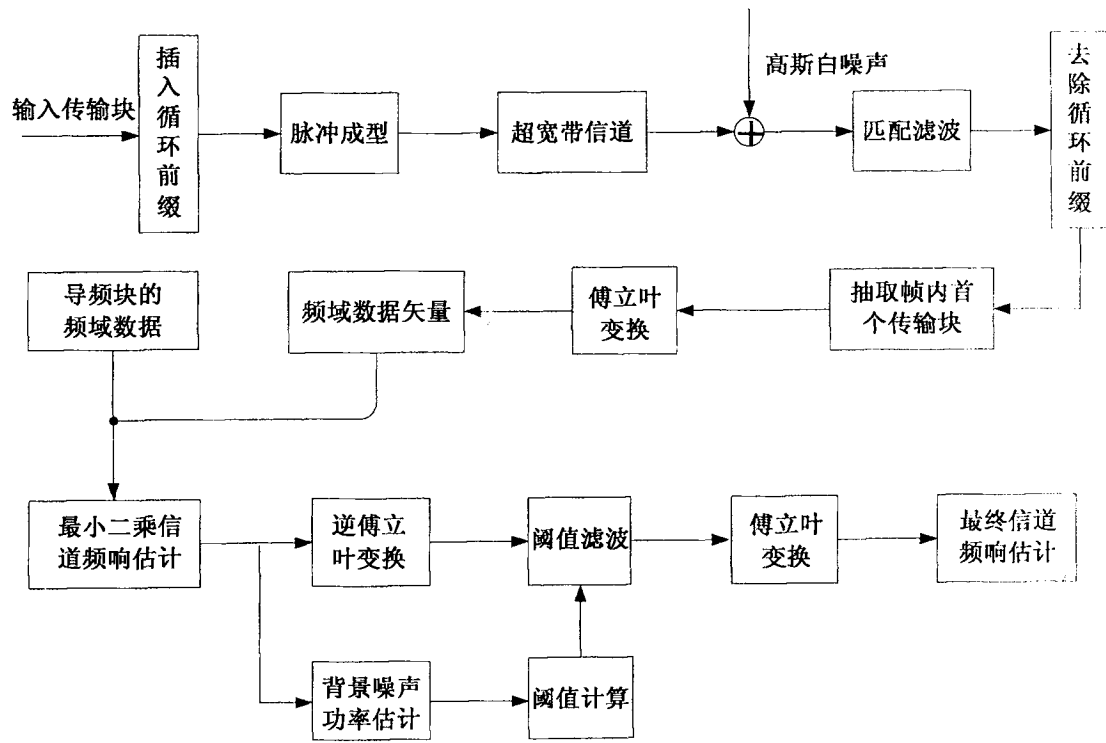


图 1

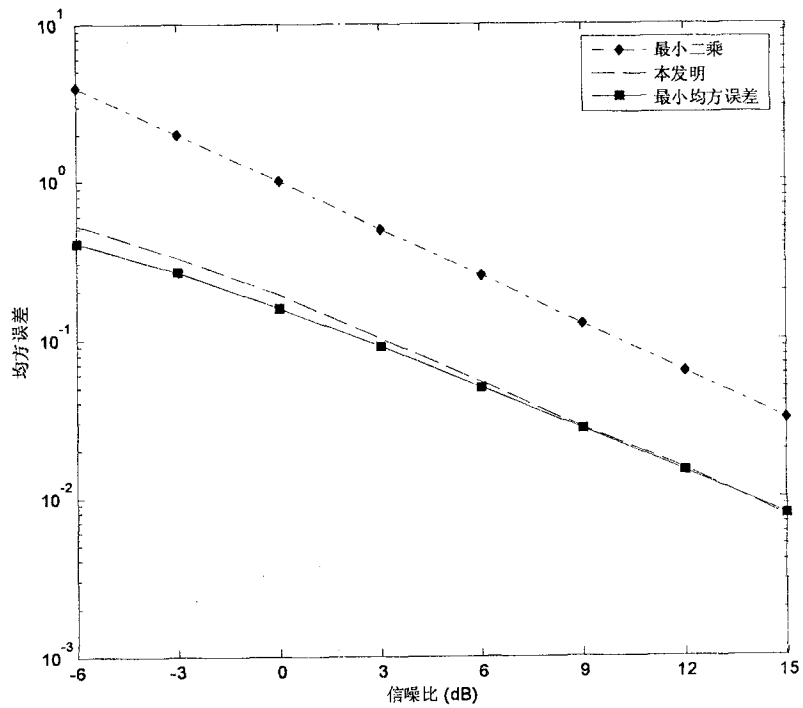


图 2