

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H04J 11/00

H04J 1/00 H04Q 7/20

H04B 7/26



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 03142513.5

[43] 公开日 2005年1月19日

[11] 公开号 CN 1567762A

[22] 申请日 2003.6.10 [21] 申请号 03142513.5

[71] 申请人 北京邮电大学

地址 100876 北京市海淀区西土城路10号

共同申请人 北京三星通信技术研究有限公司

[72] 发明人 张平 张建华 徐月善

[74] 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利
商标事务所

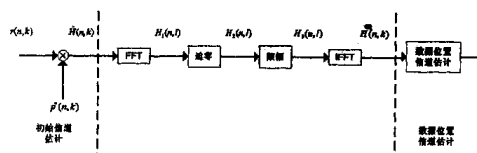
代理人 董莘

权利要求书1页 说明书6页 附图3页

[54] 发明名称 一种适用于正交频分多址系统的信道估计方法

[57] 摘要

本发明公开了一种适用于正交频分多址系统的信道估计方法，包括步骤：在接收端从接收到的多用户信息中提取某一用户的包含信道信息的导频序列，利用最小二估计得到导频部分的初始信道估计值；利用傅立叶变换，得到初始信道估计的频域序列；对所述的频域序列进行限幅、迫零操作；利用反傅立叶变换得到所述导频序列的精确信道估计值；将导频部分的信道估计值应用于非导频部分的信道特性估计，从而进行信道补偿和数据检测。根据本发明的方法，有效地降低了高斯白噪声的影响，从而得到了每用户精确的信道估计值。本发明不仅实现复杂度较低，不增加系统时延，而且明显地改善了系统的性能。



ISSN 1008-4274

1. 一种适用于正交频分多址系统的信道估计方法，包括步骤：
 - (1) 在接收端从接收到的多用户信息中提取某一用户的包含信道信息的导频序列，利用最小二估计得到导频部分的初始信道估计值；
 - (2) 利用傅立叶变换，得到初始信道估计的频域序列；
 - (3) 对所述的频域序列进行限幅、迫零操作；
 - (4) 利用反傅立叶变换得到所述导频序列的精确信道估计值；
 - (5) 将导频部分的信道估计值应用于非导频部分的信道特性估计，进行信道补偿和数据检测。
2. 根据权利要求 1 的信道估计方法，还包括步骤：如果所述用户的初始信道估计序列长度不足为 2 或 4 的幂次，对所述初始信道估计序列补零，然后进行傅立叶变换；
对反傅立叶变换后的序列只提取相应位置的信道信息。
3. 根据权利要求 1 的信道估计方法，其中在步骤 (3) 中还包括步骤：通过测量当前的信噪比来设定滤除噪声的门限值，从而实现限幅。
4. 根据权利要求 1 的信道估计方法，其中在步骤 (3) 中还包括步骤：在所述频域序列的中间部分自适应地应用迫零操作，该部分的长度取决于信道特性以及使用系统参数的设置。
5. 根据权利要求 1 的信道估计方法，其中在步骤 (5) 中，通过平均的方法或者一阶、二阶的方法，利用所述导频部分的信道估计值来计算非导频部分的信道特性估计。

一种适用于正交频分多址系统的信道估计方法

技术领域

本发明涉及一种正交频分多址（OFDMA）系统的信道估计方法。

背景技术

可以预见音频、视频、图像以及互联网等多媒体业务将成为未来移动通信的主导业务，而这些业务对于无线链路传输能力的要求明显提高（要求峰值业务速率大于 20Mbps）。在这种情况下，正交频分复用（OFDM）技术崭露头角。OFDM 技术将高速的数据流调制为频谱交叠的多个并行低速数据流发送。由于 OFDM 符号周期显著增加，因此提高了 OFDM 符号抗多径时延的能力，并且还通过在 OFDM 符号的前端增加大于最大多径时延的保护间隔（GI），则可以完全消除由多径时延引起的符号间干扰（ISI），简化了接收端均衡器的负担。目前 OFDM 也已被多个标准采用，而且已经基本被公认为 B3G 的物理层基本技术之一。将不同子载波分配给不同用户，OFDM 技术则自然而然地通过 FDMA 方式区分了用户，也就是 OFDMA 系统。OFDMA 系统通过将正交相邻的子载波灵活地分配给不同的用户，降低了小区内的干扰，提高了系统容量。而且，OFDMA 通过用户子载波数目的变化，易于提供变速率的信息传输，因此 OFDMA 是 B3G 系统极有可能采用的多址方案之一。

由于相干检测与非相干检测相比有 2.3-3dB 的性能的提高，所以在接收端一般采用相干检测技术。如果采用检测技术，那么就必须对信道如何发送信号进行估计，即对信道进行估计。对于 OFDMA 系统中的信道估计算法，大致可以分为导频信号辅助和盲信道估计两类。由于导频符号辅助的信道估计算法性能优越，因此目前多数 B3G

系统采用了导频符号辅助的信道估计方案。对于导频符号辅助的信道估计算法来说，最简单可行的算法是最小二（LS）算法，例如无线局域网 Hiperlan 2 标准中信道估计就采用了两个导频序列最小二估计后求平均的方法。但是，这种算法受高斯噪声的影响明显，在低信噪比时此算法性能恶化显著，尤其对于 OFDMA 系统，每个用户只有部分的子载波，导频序列尺度远远小于反傅立叶变换（IFFT）的尺度，因而这种算法不能适用于 OFDMA 系统。

由于无线信道的脉冲响应可以等效为有限抽头的滤波器，而且信道的最大多径时延远远小于 OFDM 符号周期，因此可以认为无线信道的脉冲响应等效为低通滤波器。这样可以对最小二估计后的导频序列信道采用进一步的算法来提高其估计的精度。例如有的学者建议对已知序列进行 IFFT 变换，然后采用滤波的方法来消除时变信道引起的邻载波间干扰，提高信道估计精度。另外有些学者建议对信号进行 IFFT 处理，然后利用序列的相关矩阵，进行滤波，提高信道估计精度等。但是，由于这些算法在滤波上的复杂性，限制了其应用的可能性。尤其是上述算法的提出，都只是针对 OFDM 系统，而没有考虑多用户的问题，因此离应用到 B3G 系统还有相当的距离。

发明内容

针对现有技术中存在的问题，本发明提供了一种在 OFDMA 系统中利用导频序列为多用户提供精确信道估计的方法，该方法包括步骤：

- (1) 在接收端从接收到的多用户信息中提取某一用户的包含信道信息的导频序列，利用最小二估计得到导频部分的初始信道估计值；
- (2) 利用傅立叶变换，得到初始信道估计的频域序列；
- (3) 对所述的频域序列进行限幅、迫零操作；
- (4) 利用反傅立叶变换得到所述导频序列的精确信道估计值；
- (5) 将导频部分的信道估计值应用于非导频部分的信道特性估

计, 从而进行信道补偿和数据检测。

在本发明中, 利用 FFT 变换, 得到了每一用户的初始信道特性序列的频域特性, 通过对频域信道特性序列的限幅和迫零, 有效地降低了高斯白噪声的影响, 从而得到了每用户精确的信道估计值。本发明不仅实现复杂度较低, 不增加系统时延, 而且明显地改善了系统的性能。

附图说明

下面参照附图并结合实例来进一步描述本发明。其中:

图 1 示出了假设的 OFDMA 系统的一种时频结构;

图 2 示出了根据本发明的接收机原理图;

图 3 示出了根据本发明的信道估计方法的详细方框图;

图 4 示出了信噪比为 5dB 时, 理想信道导频位置的信道特性做傅立叶变换之后的结果和做最小二之后的导频位置的信道特性做傅立叶变换之后的结果;

图 5 示出了高速和低速时误比特率随着限幅因子变化的曲线;

图 6(a) 和图 6(b) 分别示出了根据本发明的信道估计方法和现有的信道估计方法在高速和低速时不同信噪比条件下系统误比特率的性能曲线。

具体实施方式

图 1 示出了我们假设的 OFDMA 系统的一种时频结构。假设系统中总的子载波数为 1024, 其中用于数据传输的有 768 个子载波; 并且每隔 3 个 OFDM 符号插入一个导频序列, 由 13 个 OFDM 符号组成一个数据块, 进行编码和检测。系统中假设了同时有 3 个用户, 即每个用户有 256 个子载波。图 1 中某一用户的导频、数据已经用斜线标注出来。

图 2 为接收机的原理图。首先根据图 1 所示, 从接收到的数据块中分别解出每一用户的导频信息, 然后进行信道估计。不失一般性,

下面的分析中我们只以其中一个用户为例。在发送端如果某一用户在第 n 个 OFDM 符号上发送的导频序列为 $P(n)=[p(n,0),p(n,1),\dots,p(n,K-1)]^T$ ，其中 $p(n,k)$ 是第 k 个导频符号，且总的导频符号数为 $K=256$ 。那么在接收端，经过 FFT 解调单元后的接收信号可以表示为：

$$r(n,k) = p(n,k)H(n,k) + w(n,k) \quad k = 0,1,\dots,K-1 \quad (1)$$

其中 $w(n,k)$ 为第 n 个 OFDM 符号上第 k 个导频符号上的高斯白噪声，其均值为零，方差为 σ^2 。 $H(n,k)$ 为第 n 个 OFDM 符号、第 k 个导频符号上的信道值，它是时域信道脉冲响应的傅立叶变换。

通常，可以利用最小二算法估计信道，即

$$\hat{H}(n,k) = \frac{r(n,k)}{p(n,k)} = H(n,k) + \frac{w(n,k)}{p(n,k)} \quad (2)$$

此估计算法的均方误差为：

$$mse_{LS} = E\left[\left(\hat{H}(n,k) - H(n,k)\right)^2\right] = \frac{\sigma^2}{E_p} = \frac{1}{\beta \cdot SNR} \quad (3)$$

其中 β 为导频符号功率和数据符号功率的比值， SNR 即为当前系统的信噪比。尽管我们可以通过提高导频符号的发送功率，即增大 β 值，来一定程度上提高系统信道估计的精度，但是这种方法会带来峰平比增大等问题，因此我们不能一味的增大 β 。因此最小二估计算法的精度主要取决于系统受到的高斯白噪声大小，即高斯白噪声越小， SNR 值越高，信道估计误差就越小，反之则估计误差越大。下面我们将提出一种 DFT 基的信道估计方案，此信道估计方案可以显著地提高信道估计的精度。

首先，用 $\hat{H}_{LS}(n)=[\hat{H}(n,0),\dots,\hat{H}(n,k),\dots,\hat{H}(n,K-1)]$ 表示某用户的信道估计值序列。然后对此序列进行傅立叶变换，得到信道估计值的频域值为：

$$H_1(n,l) = DFT[\hat{H}_{LS}(n)] = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{k=0}^{K-1} \hat{H}(n,k) W_K^{kl} \quad l = 0,1,\dots,K-1 \quad (4)$$

其中 $W_K^{kl} = e^{-j2\pi kl/K}$ 。

由于无线信道的脉冲响应可以等效为有限抽头的滤波器，而且信道的最大多径时延远远小于 OFDM 符号周期，因此可以等效的认为无线信道的脉冲响应为低通滤波器，在仿真中可以观察到信道值 $H(n,k)$ 是缓慢变化的。因此在对信道估计序列进行傅立叶变换后，信

道特性的抽头将出现在低频部分（频谱的两头），而高频部分的起伏主要是因为加性高斯白噪声引起的（频谱的中部）。图 4 (a) 和图 4 (b) 分别示出了理想，最小二估计信道特性做傅立叶变换之后的结果，仿真中我们选用的是 M.1225 表三 A 的信道参数。显然，在信道估计序列傅立叶变换后的幅度值只有部分抽头是信道的主要抽头，而其余主要是噪声。因此我们采用了迫零方法的方法来滤除高频部分的噪声，即

$$H_2(n,l) = \begin{cases} H_1(n,l) & l \leq \alpha_1 \\ 0 & \alpha_1 < l < \alpha_2 \\ H_1(n,l) & l \geq \alpha_2 \end{cases} \quad l = 0, 1, \dots, K-1 \quad (5)$$

其中迫零域值 α_1 、 α_2 的选择主要根据信道条件进行选取。为了有效滤除噪声，同时又保留信道的特征，在图 4 (a) 中我们选择的 α_1 、 α_2 的参数值为 1 和 216。

更进一步，我们还可以对低频部分的噪声进行了滤波。主要的操作是设定门限 β_1 、 β_2 ($\beta_1 < \beta_2$)，对于大于 β_2 或者小于 β_1 的 $H_2(n,l)$ ，将其保留作为有效抽头，否则认为是高斯噪声引起的信号波动，将其迫值为零，可以表达为

$$H_3(n,l) = \begin{cases} 0 & \beta_1 < H_2(n,l) < \beta_2 \\ H_2(n,l) & H_2(n,l) \leq \beta_1 \text{ 或 } H_2(n,l) \geq \beta_2 \end{cases} \quad l = 0, 1, \dots, K-1 \quad (6)$$

门限 β_1 、 β_2 的值可以是固定不变的，也可以是随信噪比的变化而变化的（当前噪声功率的数值可以利用同步序列估计得到），仿真结果表明随信噪比变化的自适应门限值的性能较好。在仿真中我们选用的 β_1, β_2 的值为 $\beta_1 = -\theta^{1-\frac{SNR}{10}}$ ， $\beta_2 = \theta^{1-\frac{SNR}{10}}$ ，表达式中 θ 为限幅因子。图 5 示出了高速和低速时误比特率随着限幅因子变化的曲线，综合考虑高速和低速时系统的性能，我们选择了限幅因子 $\theta = 4.0$ 。

最后，对 $H_3(n)$ 做相应的反傅立叶变换，就得到了信道特性的精确估计值，即

$$\tilde{H}(n,k) = IDFT[H_3(n)] = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{l=0}^{K-1} H_3(n,l) W_K^{-lk} \quad (7)$$

得到了导频部分的信道估计值后，通过平均的方法或一阶、二阶

内插的方法可以计算出整个数据块的信道特性，然后进行信道补偿和数据检测。

图 6 示出了高速和低速时误比特率随着信噪比 (SNR) 的变化曲线，从图中可以看出，本专利相比于最小二估计算法，低速时的性能和理想信道估计性能几乎重合，高速时的性能和理想信道估计的性能差 2dB 左右。因此本专利无论是在高速和低速时，都显著的提高了信道估计的精度，从而改善了系统的性能。

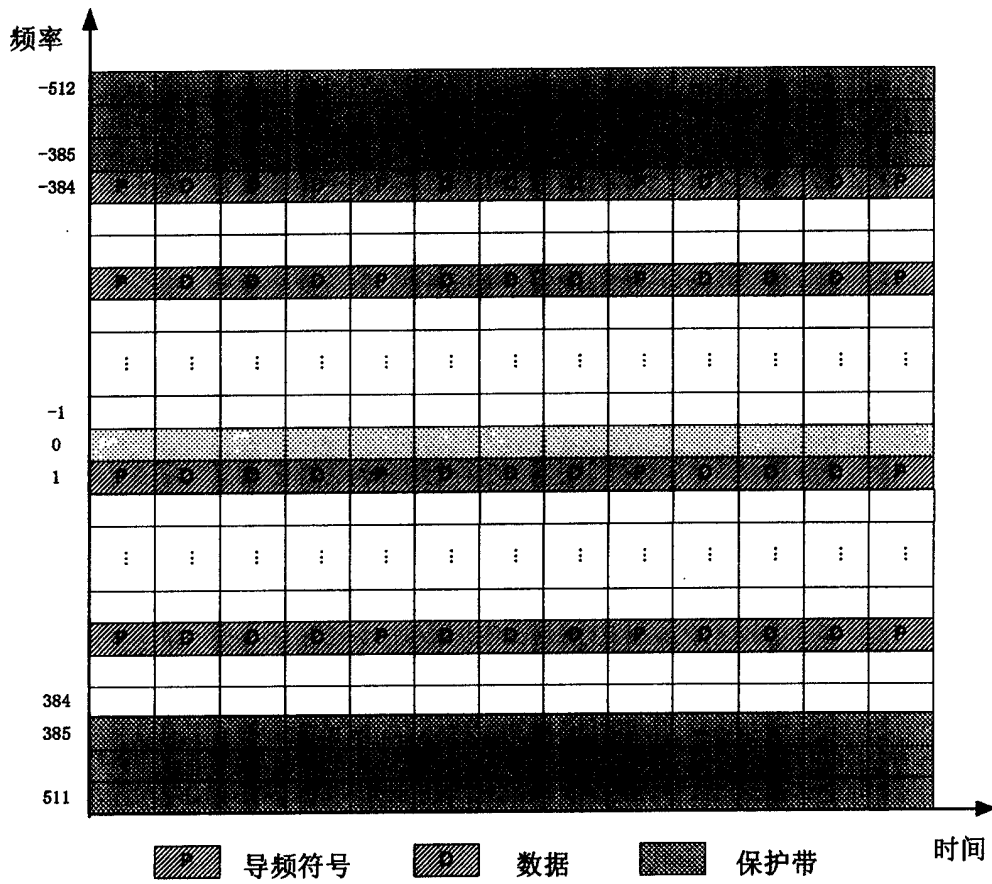


图 1

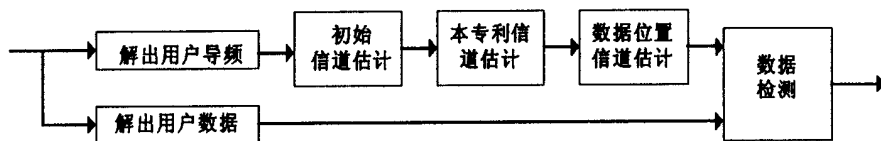


图 2

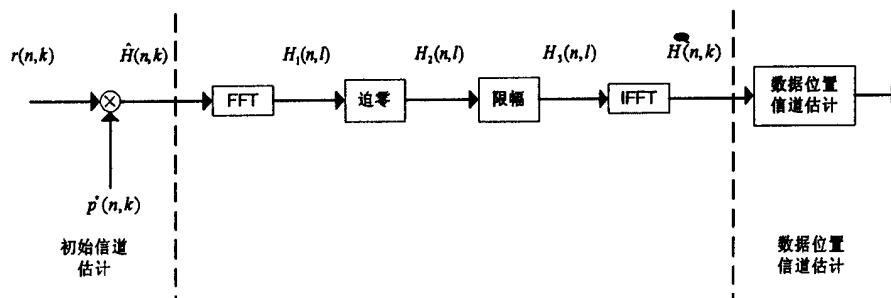


图 3

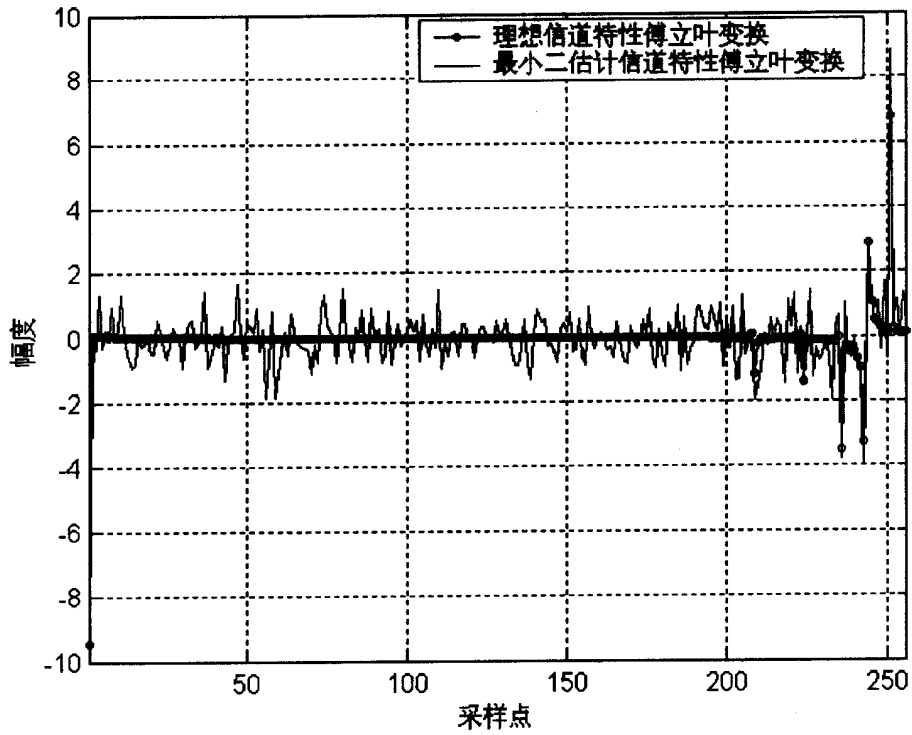


图 4

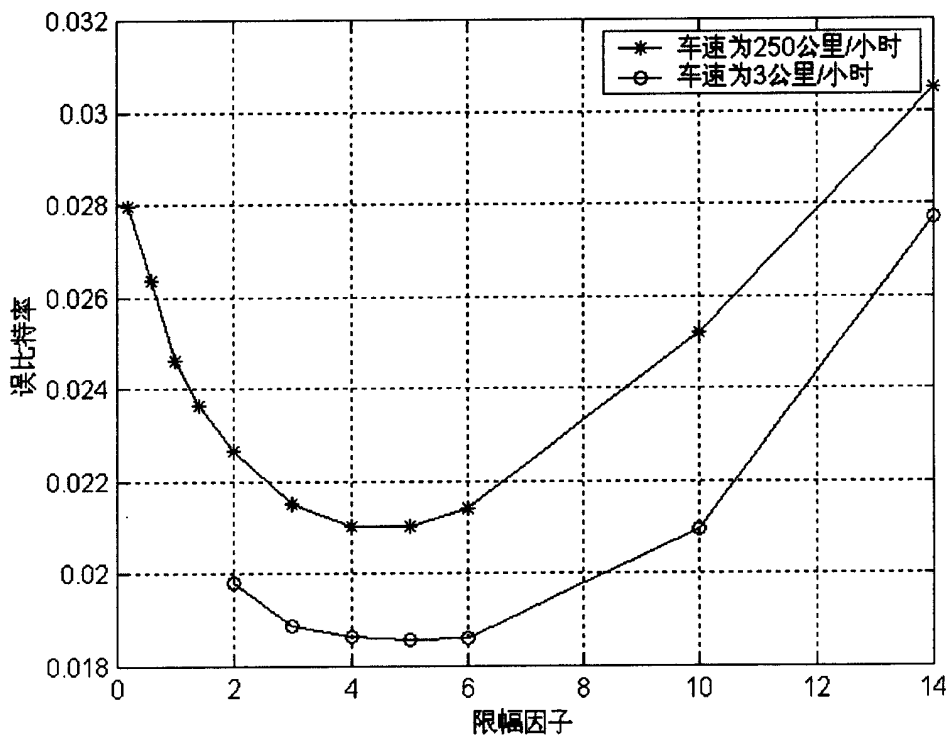


图 5

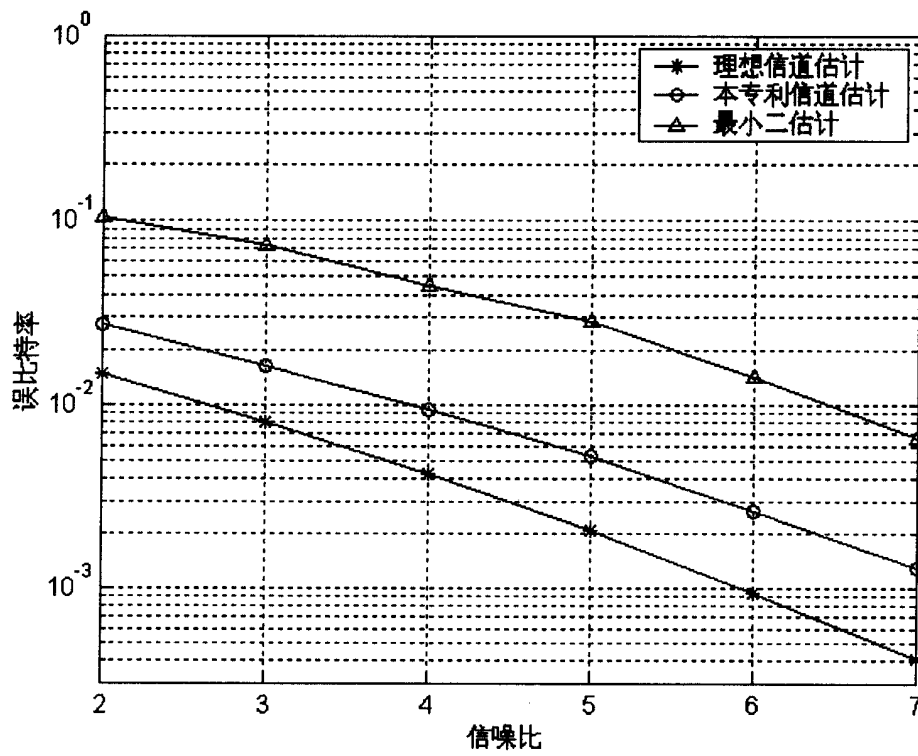


图 6(a)

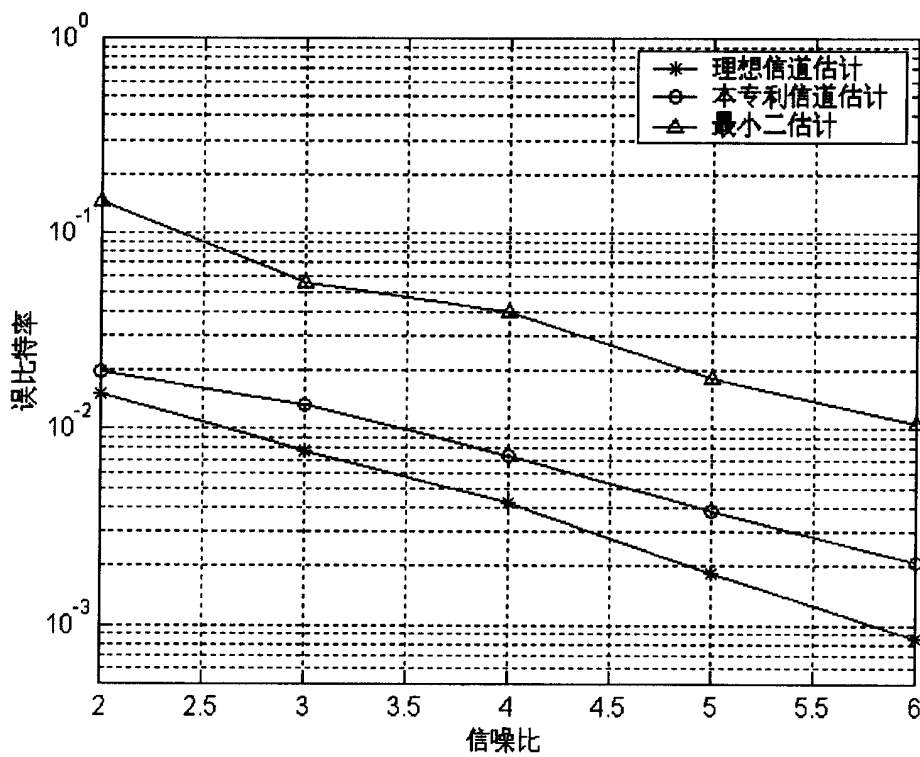


图 6(b)