



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 1829206 B

(45) 授权公告日 2010.06.09

(21) 申请号 200510137750.4

CN 1384627 A, 2002.12.11, 全文.

(22) 申请日 2005.12.19

WO 00/060761 A1, 2000.10.12, 全文.

(73) 专利权人 北京邮电大学

地址 100876 北京市海淀区西土城路 10 号

专利权人 LG 电子株式会社

雷鸣, 徐月善, 刘宝玲, 张平. 一种提高 TDD 系统在快衰落信道中性能的新型时隙结构. 北京邮电大学学报 26 4. 2003, 26(4), 94-98.

(72) 发明人 李立华 杨晓辉 陶小峰 张平  
王毅 何丹丹

审查员 许洪岩

(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 11038

代理人 孙宝海

(51) Int. Cl.

H04L 25/02 (2006.01)

H04J 13/00 (2006.01)

(56) 对比文件

CN 1533191 A, 2004.09.29, 全文.

CN 1567762 A, 2005.01.19, 全文.

权利要求书 2 页 说明书 6 页 附图 2 页

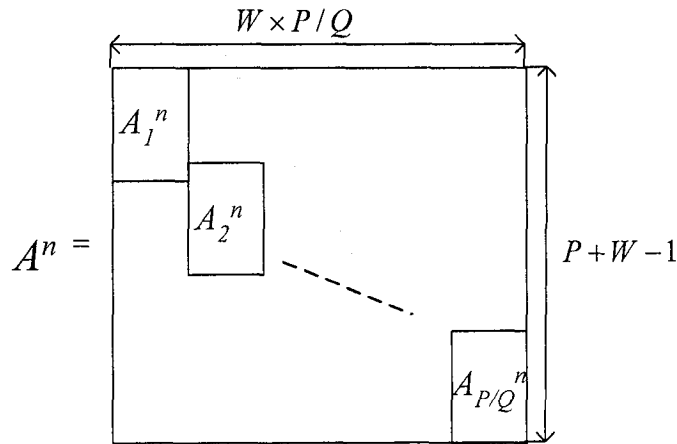
(54) 发明名称

一种用于时分同步码分多址系统的信道估计方法

(57) 摘要

本发明公开了一种用于时分同步码分多址系统的信道估计方法。根据本发明, 将一个时隙等分为若干个时间段, 假设信道特性在每个时间段内是恒定不变的, 将整个导频序列也相应的划分为具有相同长度的若干段, 改变中间码矩阵的排列方式, 新的矩阵由分割后得到的导频序列小段构成, 利用迫零算法或者最小均方误差算法, 可以得到各个时间段内的信道冲激响应估计值。对多个连续时隙内导频部分的信道估计值进行拟合计算出非导频部分的信道特性, 从而得到整个发送数据期间的信道精确信息。本发明基于现有 TD-SCDMA 系统, 以最小的复杂度代价换取信道估计精确度的极大提高, 从而改善了系统在快速变化信道条件下的性能。

1. 一种用于时分同步码分多址系统的信道估计方法,包括步骤:
  - (1) 将一个时隙等分为多个时间段,其中信道特性在每个时间段中保持不变;
  - (2) 将导频部分划分为具有相同长度的多个段,构造出如下的中间码矩阵:



$A_m^n$  为第  $n$  个用户发送的第  $m$  段导频构成的中间码矩阵:

$$A_m^n = \begin{bmatrix} p(n, 1+(m-1)*Q) & 0 & \dots & 0 \\ p(n, 2+(m-1)*Q) & p(n, 1+(m-1)*Q) & \vdots & \vdots \\ \vdots & p(n, 2+(m-1)*Q) & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & & p(n, 1+(m-1)*Q) \\ \vdots & \vdots & \ddots & p(n, 2+(m-1)*Q) \\ p(n, Q+(m-1)*Q) & \vdots & & \vdots \\ 0 & p(n, Q+(m-1)*Q) & & \vdots \\ \vdots & 0 & & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & p(n, Q+(m-1)*Q) \end{bmatrix}_{(Q+W-1) \times W}$$

$n = 1, 2; m = 1, \dots, M$

其中  $P$  是导频序列的长度,  $p(n, k)$  ( $k = 1+(m-1)*Q, \dots, Q+(m-1)*Q$ ) 是第  $n$  个用户的第  $k$  个导频符号,  $W$  为信道径数,  $M$  是导频分段的最大数量,  $Q = P/M$  为每一段导频数据的长度;

- (3) 根据上述中间码矩阵估计各个时间段内的信道特性,得到导频部分的信道估计;
- (4) 根据所述得到的导频部分的信道估计,计算出非导频部分的信道特性,从而得到整个发送数据期间内的信道估计。

2. 根据权利要求 1 所述的方法,其中步骤 (3) 还包括步骤:

根据上述中间码矩阵估计各个时间段内的信道特性,利用迫零原则得到导频部分的信道冲激响应。

3. 根据权利要求 1 所述的方法,其中步骤 (3) 还包括步骤:

根据上述中间码矩阵估计各个时间段内的信道特性,利用最小均方误差原则得到导频部分的信道冲激响应。

4. 根据权利要求 1 所述的方法,其中步骤(4)还包括步骤:  
利用多个连续时隙内的导频部分的信道估计,进行多时隙拟合而得到非导频部分的信道特性。
5. 根据权利要求 1 所述的方法,其中根据信道特性以及系统要求设定所述导频分段的最大数量 M。

## 一种用于时分同步码分多址系统的信道估计方法

### 技术领域

[0001] 本发明涉及一种用于时分同步码分多址 (TD-SCDMA) 系统的信道估计方法。

### 背景技术

[0002] 时分同步码分多址 (TD-SCDMA) 系统是基于时分双工 (TDD) 方式的第三代移动通信系统,它运用了上行同步、智能天线、联合检测等一系列关键技术,而这些技术的实现都依赖于对无线信道响应的快速而准确的估计。TD-SCDMA 系统在突发 (Burst) 结构中设置了用来进行信道估计的导频序列部分,根据接收到的信号和已知的导频序列,可以估算出信道冲激响应。目前 TD-SCDMA 系统采用的信道估计方案假设信道在一个时隙内是恒定不变的。然而随着移动台速度的不断增大,一个时隙内信道衰落的包络相关性下降,TDD 时隙用于信道估计的导频序列,无法准确反映这种信道变化,将此信道估计值用于整个时隙,则无疑带来系统性能的极大下降。

### 发明内容

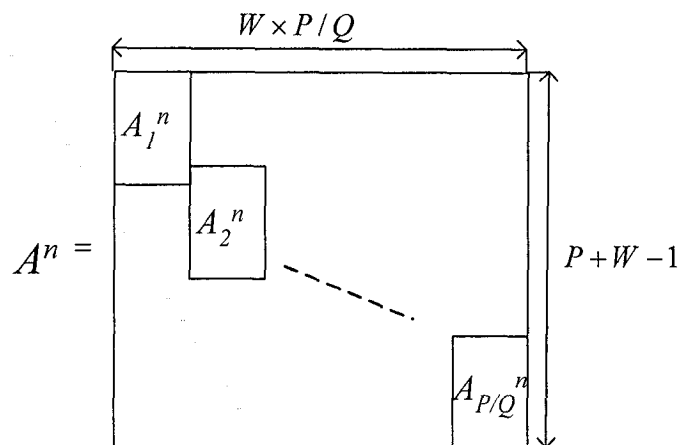
[0003] 针对现有 TD-SCDMA 系统中对快速变化信道难以准确估计的缺点,本发明在不改变现有 TD-SCDMA 系统帧结构和导频数据的前提下,提出了一种用于 TD-SCDMA 系统的信道估计方法,以应对目前 TDD 系统中终端高速运动所带来的技术问题。

[0004] 根据本发明,提供了一种适用于时分同步码分多址系统的信道估计方法,包括步骤:

[0005] (1) 将一个时隙等分为多个时间段,其中信道特性在每个时间段中保持不变;

[0006] (2) 将导频部分划分为具有相同长度的多个段,构造出如下的中间码矩阵:

[0007]



[0008]  $A_m^n$  为第  $n$  个用户发送的第  $m$  段导频构成的中间码矩阵:

[0009]

$$\mathbf{A}_m^n = \begin{bmatrix} p(n, 1+(m-1)*Q) & 0 & \dots & 0 \\ p(n, 2+(m-1)*Q) & p(n, 1+(m-1)*Q) & \vdots & \vdots \\ \vdots & p(n, 2+(m-1)*Q) & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & p(n, 1+(m-1)*Q) \\ \vdots & \vdots & \ddots & p(n, 2+(m-1)*Q) \\ p(n, Q+(m-1)*Q) & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & p(n, Q+(m-1)*Q) & \vdots & \vdots \\ \vdots & 0 & \vdots & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & p(n, Q+(m-1)*Q) \end{bmatrix}_{(Q+(m-1)*W) \times W}$$

[0010]  $n = 1, 2; m = 1, \dots, M$

[0011] 其中  $P$  是导频序列的长度,  $p(n, k)$  ( $k = 1+(m-1)*Q, \dots, Q+(m-1)*Q$ ) 是第  $n$  个用户的第  $k$  个导频符号,  $M$  是导频分段的最大数量,  $W$  为信道径数,  $Q$  为每一段导频数据的长度, 其中  $Q = P/M$ ;

[0012] (3) 根据上述中间码矩阵估计各个时间段内的信道特性, 得到导频部分的信道估计;

[0013] (4) 根据所述得到的导频部分的信道估计, 计算出非导频部分的信道特性, 从而得到整个发送数据期间内的信道估计。

[0014] 根据本发明的一个实施例, 根据信道特性以及系统要求设定导频分段的最大数量  $M$ 。

[0015] 本发明的基本构思在于, 改变传统信道估计算法对在传送整个导频期间信道不变的假设, 提出将一个时隙等分为若干个时间段, 假设信道特性在每个时间段内是恒定不变的, 将整个导频序列也相应的划分为具有相同长度的若干段, 改变中间码 (midamble) 矩阵的排列方式, 新的矩阵由分割后得到的导频序列小段构成, 利用迫零算法或者最小均方误差算法, 可以得到各个时间段内的信道冲激响应估计值。对多个连续时隙内导频部分的信道估计值进行拟合计算出非导频部分的信道特性, 从而得到整个发送数据期间内的信道精确信息。

[0016] 本发明基于现有 TD-SCDMA 系统, 以最小的复杂度代价换取信道估计精确度的极大提高, 从而改善了系统在快速变化信道条件下的性能。

## 附图说明

[0017] 下面参照附图并结合实例来进一步描述本发明, 其中:

[0018] 图 1 示出目前采用的 TD-SCDMA 系统的模型图;

[0019] 图 2 比较了在 150km/h 车速下, 根据本发明的信道估计方法和现有的信道估计方法对连续四个时隙的信道特性进行估计得到的结果;

[0020] 图 3 示出多天线系统的模型图;

[0021] 图 4 分别示出了采用本发明的信道估计方法的上行 MIMO(多天线)-JD(联合检

测)链路和下行 MIMO-JT(联合发送)链路在不同信噪比条件下系统误比特率的性能曲线。为了便于比较,图中还同时示出了采用现有信道估计方法的 MIMO-JD/JT 性能。仿真中假设在 TD-SCDMA 常规时隙中,除 TS0 用于广播信息以外,TS1、TS2、TS3 配置为上行业务时隙,TS4、TS5、TS6 配置为下行业务时隙。3 个上行时隙的信道特性根据本发明的信道估计方法得到,3 个下行时隙的信道特性则利用上行时隙的信道估计结果预测得出。

### 具体实施方式

[0022] 本发明采用现有 TD-SCDMA 系统导频序列。为了提高信道估计的精度,修改传统估计器整个时隙信道不变的假设,将一个时隙等分为多个时间段,假设信道特性在每个时间段内保持不变的,设信道径数为  $W$ 。首先,将整个导频序列划分为  $M$  个小段,利用各小段重构中间码矩阵,根据迫零或者最小均方误差方法估计导频部分各个时间段内的信道冲激响应。然后,利用相邻多个时隙导频部分的信道估计值进行 LSM 拟合计算出数据部分的信道特性,从而得到整个信道的响应特性。

[0023] 根据实际及性能要求,导频分段可以采用不同的大小。信道变化很慢时可采用较小的  $M$ ;信道快速变化时采用比较大的  $M$ 。

[0024] 下面举例说明在 TD-SCDMA 系统中的应用。

[0025] 不失一般性,下面的分析中以两个用户为例,即图 1 中  $M_t = 2$ 。信道最大径数设为  $W = 8$ ;导频分的段数为  $M = 8$ 。每一段中间码中数据的长度为  $Q = P/M$ ,  $P = 128$  为导频序列的长度。

[0026] 用户端 1 发送的导频序列为  $M(1) = [p(1,0), p(1,1), \dots, p(1,P-1)]^T$ , 用户端 2 发送的导频序列为  $M(2) = [p(2,0), p(2,1), \dots, p(2,P-1)]^T$ , 其中  $p(n,k)$  是第  $n$  个用户的第  $k$  个导频符号,总的导频符号数为  $P = 128$ 。

[0027] 接收方接收的信号可以表示为:

$$[0028] \quad R = AH+n$$

[0029] 其中  $R = [r_1, r_2, \dots, r_{P+W-1}]^T$ ,  $r_k$  代表接收方所接收的第  $k$  个符号。

[0030] 信道矩阵为:

$$[0031] \quad \mathbf{H} = [h_{1,1}^1 h_{2,1}^1 \dots h_{W,1}^1 \dots h_{1,M}^1 h_{2,M}^1 \dots h_{W,M}^1, h_{1,1}^2 h_{2,1}^2 \dots h_{W,1}^2 \dots h_{1,M}^2 h_{2,M}^2 \dots h_{W,M}^2]$$

[0032]  $h_{w,m}^n$  表示第  $n$  个用户第  $m$  段导频序列第  $w$  条径的信道响应值。例如代表第一个用户在导频序列的第一段的信道冲击响应,假设在传送该段导频序列时信道在各个径上的值保持不变,  $h_{1,1}^1 h_{2,1}^1 \dots h_{W,1}^1$  分别是第一径,第二径一直到第  $W$  径。

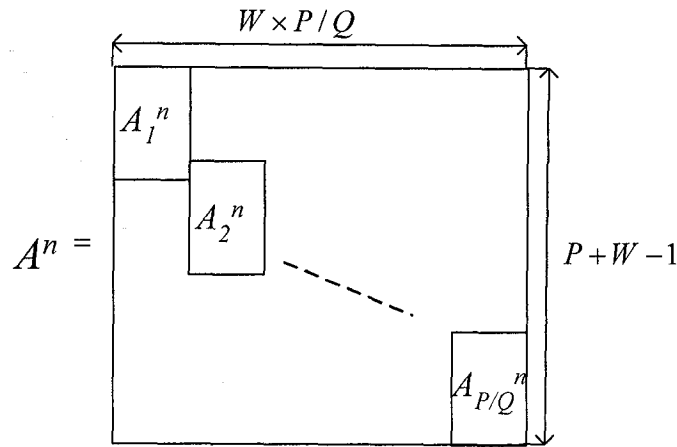
[0033] 考虑到多径信道,接收到的每一段导频序列都会叠加到下一段导频序列中。

[0034] 发送的中间码矩阵可以写成:

$$[0035] \quad A = [A^1 A^2]$$

[0036] 其中  $A^1, A^2$  分别代表用户 1、2 的中间码矩阵

[0037]



[0038]  $A_m^n$  为第  $n$  个用户发送的第  $m$  段导频构成的中间码矩阵：

[0039]

$$A_m^n = \begin{bmatrix} p(n, 1+(m-1)*Q) & 0 & \dots & 0 \\ p(n, 2+(m-1)*Q) & p(n, 1+(m-1)*Q) & \vdots & \vdots \\ \vdots & p(n, 2+(m-1)*Q) & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & p(n, 1+(m-1)*Q) \\ \vdots & \vdots & \vdots & p(n, 2+(m-1)*Q) \\ p(n, Q+(m-1)*Q) & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & p(n, Q+(m-1)*Q) & \vdots & \vdots \\ \vdots & 0 & \vdots & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & p(n, Q+(m-1)*Q) \end{bmatrix}_{(Q+W-1) \times W}$$

[0040]  $n = 1, 2 ; m = 1, \dots, M$

[0041]  $Q = P/M$ , 为每一段导频数据的长度。矩阵  $A_m^n$  中, 每一列非零数据相等, 都是该段中间码导频数据。

[0042] 根据迫零原则可以得到信道估计为：

[0043]  $H = A^+R$

[0044] 其中  $A^+$  表示  $A$  的伪逆。

[0045] 根据 MMSE 原则可得信道估计为：

[0046]  $H = A^T(AA^T + \sigma^2 I)R$

[0047] 其中  $A^T$  表示  $A$  的共轭转置,  $\sigma^2$  为噪声方差,  $I$  为单位对角阵。

[0048] 应用该算法, 可以得到多个连续上行时隙发送导频序列时间段的信道估计值, 根据不同的原则对这些估计值进行拟合, 得到发送导频序列之间数据时间段上的信道估计。

[0049] 图 2 是对连续 4 个时隙进行信道估计的。

[0050] 信道估计的均方误差值可由下式计算：

[0051]  $E[|e(\tau)|^2] = E\left[|c(\tau) - \hat{c}(\tau)|^2\right]$

[0052] 其中  $c(\tau)$  表示实际信道值,  $\hat{c}(\tau)$  表示信道估计值。经仿真计算可得, 传统方法的均方估计误差为  $E_{org} = 0.0035$ , 而新的信道估计方法的均方误差为  $E_{est1} = 3.1038e-004$ 。可见, 采用新的估计方法可使信道估计的准确性显著提高。

[0053] 以上方法说明均针对两发一收系统, 如图 1 所示。

[0054] 实际上该算法也可应用于 MIMO 系统, 此时只需将基站单天线扩展为基站多天线, 以两发两收系统 (参见图 3) 为例:

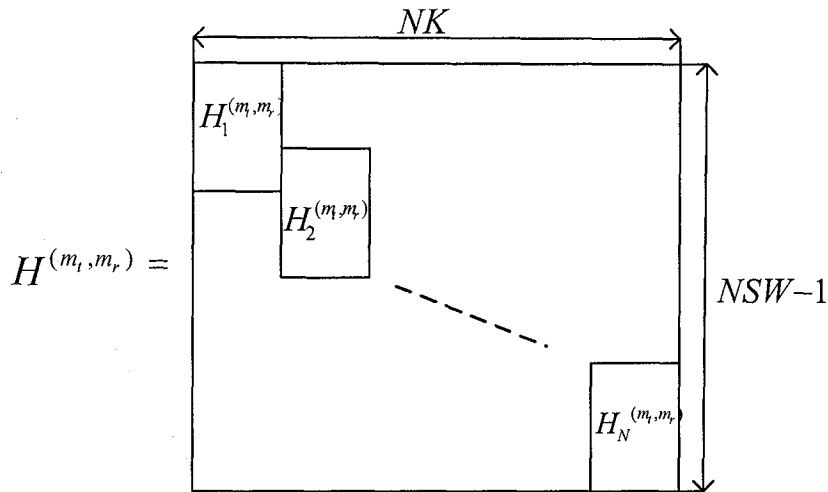
[0055] 图中的两发两收系统可看作由两个两发一收系统构成, 系统 1 和系统 2 分别如图中实线和虚线所示。两个系统分别按照上文说明进行信道估计, 则可分别估得两个发射天线与第一个接收天线之间的信道响应  $H^{(1)} = [H^{(1,1)}, H^{(2,1)}]$  和两个发射天线与第二个接收天线之间的信道响应  $H^{(2)} = [H^{(1,2)}, H^{(2,2)}]$ 。

[0056] 在利用信道估计结果进行联合检测时, 信道矩阵  $H$  可表示为

[0057] 
$$H = \begin{bmatrix} H^{(1,1)} & H^{(2,1)} & \dots & H^{(M_t,1)} \\ H^{(1,2)} & H^{(2,2)} & \dots & H^{(M_t,2)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ H^{(1,M_r)} & H^{(2,M_r)} & \dots & H^{(M_t,M_r)} \end{bmatrix}$$

[0058] 其中

[0059]



[0060]  $H_n^{(m_t, m_r)} = [H_{1,n}^{(m_t, m_r)}, H_{2,n}^{(m_t, m_r)}, \dots, H_{K,n}^{(m_t, m_r)}]$  为其中的第  $n$  个单元,  $n = 1, \dots, N$ ,  $m_t = 1, \dots, M_t$ ,  $m_r = 1, \dots, M_r$ 。  $N$  为每个时隙的符号个数,  $M_t$  与  $M_r$  分别表示发射天线数和接收天线数,  $K$  为每个用户的码道数,  $S$  为扩频因子。为若采用传统算法估得的结果, 则有  $H_{k,n}^{(m_t, m_r)} = c_k * h_k^{(m_t, m_r)}$ , 其中  $c_k$  为第  $k$  个码道的扩频序列,  $h_k^{(m_t, m_r)}$  为第  $k$  个码道第  $m_t$  个发射天线与第  $m_r$  个接收天线之间的信道冲激响应:  $h_k^{(m_t, m_r)} = [h_{k,1}^{(m_t, m_r)}, h_{k,2}^{(m_t, m_r)}, \dots, h_{k,W}^{(m_t, m_r)}]^T$ ; 而如果用新的信道估计算法, 则有  $H_{k,n}^{(m_r, m_t)} = c_k * h_{k,n}^{(m_r, m_t)}$ ,  $h_{k,n}^{(m_r, m_t)}$  为第  $k$  个码道第  $m_t$  个发射天线与第  $m_r$  个接收天线之间第  $n$  个数据符号位置上的信道冲激响应:  $h_{k,n}^{(m_r, m_t)} = [h_{k,1,n}^{(m_r, m_t)}, h_{k,2,n}^{(m_r, m_t)}, \dots, h_{k,W,n}^{(m_r, m_t)}]^T$ , 这里  $n$  表示数据符号的位置,  $N$  为每个用户每个时隙传送的数据符号数。由此可见, 传统算法假定信道冲激响应在一个时隙内不变, 而在新算法中, 一个时隙内各个数据符号位置上的



信道冲激响应是不同的,故采用新算法得到的信道估计结果进行联合检测将更为精确;但是检测算法中的信道矩阵  $H$  的维数并没有改变,因此新的信道估计算法不会增加联合检测算法的复杂度。

[0061] 本发明已结合具体实例作了说明。然而对于熟悉本领域的人员来说,显而易见可以在不偏离本发明的教导的情况下,将本发明的构思应用到不同的具体实例中去。这里的描述只是说明性的,而完全不应认为是限制性的。本发明的专利保护范围由所附权利要求书限定,而不是前面的说明。因此所有落在权利要求范围内的各种变型和等效形式都应属于本发明的保护范围之内。

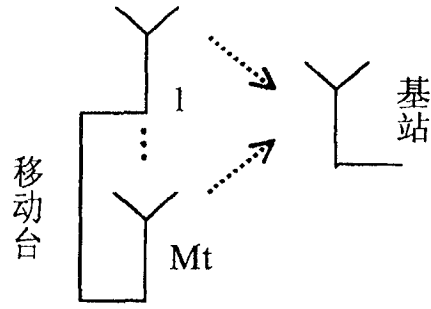


图 1

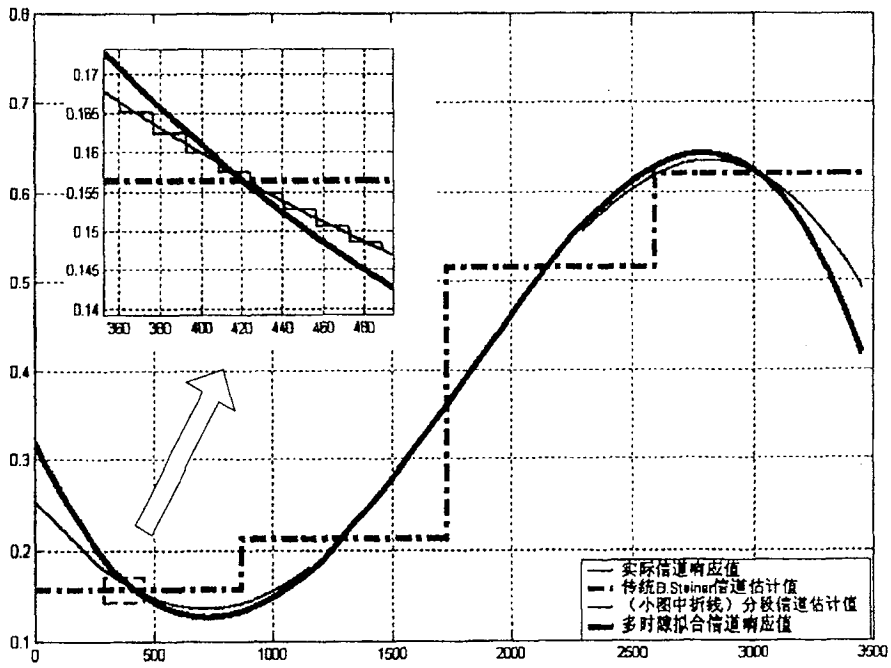


图 2

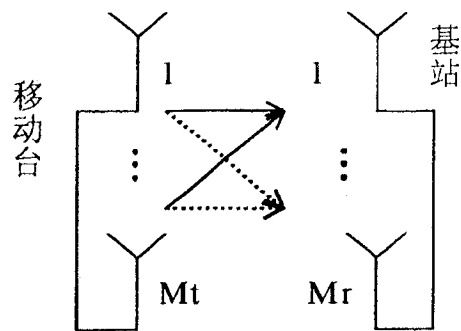


图 3

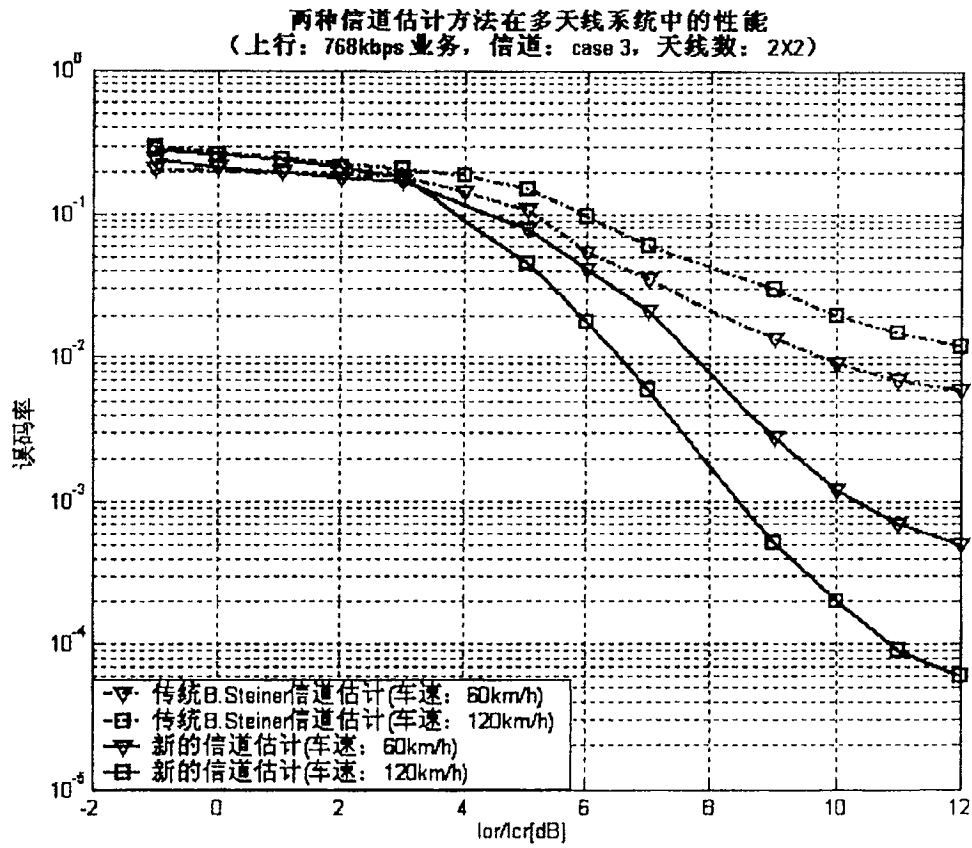


图 4