

# [12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 02112698.4

[43] 公开日 2002 年 9 月 4 日

[11] 公开号 CN 1367591A

[22] 申请日 2002.2.26 [21] 申请号 02112698.4

[71] 申请人 东南大学

地址 210096 江苏省南京市四牌楼二号

共同申请人 江苏东大通信技术有限公司

[72] 发明人 尤肖虎 许昌龙 马章勇

蒋良成 缪开济

[74] 专利代理机构 南京经纬专利代理有限责任公司

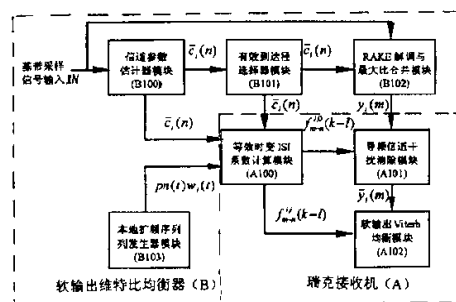
代理人 沈 廉

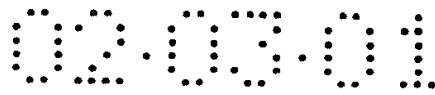
权利要求书 1 页 说明书 11 页 附图页数 3 页

[54] 发明名称 码分多址低扩频比下的瑞克和均衡级联接收方法及装置

[57] 摘要

码分多址低扩频比下的瑞克和均衡级联接收方法及装置是一种基于瑞克 (RAKE) 接收和软输出均衡 (SOVA) 相互级联的蜂窝 CDMA 接收方法与装置。该级联方法与装置既可合并接收有效多径信号, 又可抵消多径信号引起的符号间干扰, 特别适合于低扩频比下的 CDMA 系统高速数据传输。其基本构成包括瑞克接收机和软输出均衡器两部分, 首先对多径衰落信道参数估计并进行瑞克接收, 然后根据信道参数及有效径位置, 计算等效时变的符号间干扰 ISI 系数, 最后实现软输出维特比均衡算法。计算机仿真和试验结果表明, 该方法和装置能在计算量增加不多的条件下, 较为显著地改善第三代移动通信系统的高速数据传输性能。





## 权利要求书

1、一种码分多址低扩频比下的瑞克和均衡级联接收方法，其特征在于首先估计信道参数，其次对接收信号进行瑞克接收，然后利用估计出的各径信道参数及有效径的位置和接收机中生成的本地扩频码序列，计算等效时变的符号间干扰系数，最后实现软输出维特比均衡算法。

2、根据权利要求1所述的码分多址低扩频比下的瑞克和均衡级联接收方法，其特征在于计算等效时变的符号间干扰系数是利用估计出的各径信道参数及有效径的位置和接收机中生成的本地扩频码序列来确定瑞克接收机输出中所包含的等效符号间干扰时变系数。

3、根据权利要求1或2所述的一种码分多址低扩频比下的瑞克和均衡级联接收方法，其特征在于用计算瑞克接收机输出中所包含的导频符号干扰时变系数的方法及干扰消除方法来确定导频信号干扰时变系数，并从瑞克接收机输出中加以抵消。

4、根据权利要求1或2所述的一种码分多址低扩频比下的瑞克和均衡级联接收方法，其特征在于实现输出维特比均衡算法是利用计算出的时变等效 ISI 系数和除去导频符号序列干扰后的瑞克接收机的输出符号序列，进行软输出维特比均衡算法，输出一组取值与对数似然度量有关的符号概率序列，提供给后续的信道译码。

5、一种码分多址低扩频比下的瑞克和均衡级联接收装置，其特征在于该装置由瑞克接收机(A)和软输出维特比均衡器(B)两部分所组成，瑞克接收机(A)和输入端接基带采样信号输入，瑞克接收机(A)的输出端接软输出维特比均衡器(B)的输入端。

6、根据权利要求5所述的一种码分多址低扩频比下的瑞克和均衡级联接收装置，其特征在于瑞克接收机包括信道参数估计器模块(B100)、有效到达径选择器模块(B101)、瑞克解调与最大比合并模块(B102)、本地扩频序列发生器模块(B103)，软输出维特比均衡器包括等效时变 ISI 系数计算模块(A100)、导频信道干扰消除模块(A101)、软输出维特比均衡模块(A102)，其中信道参数估计模块(B100)、有效到达径选择器模块(B101)、瑞克解调与最大比合并模块(B102)、导频信道干扰消除模块(A101)、软输出维特比均衡模块(A102)依次顺序串联连接，等效时变 ISI 系数计算模块(A100)的输入端分别接信道参数估计器模块(B100)、有效到达径选择器模块(B101)、本地扩频序列发生器模块(B103)，等效时变 ISI 系数计算模块(A101)和软输出维特比均衡模块(A102)。



# 说明书

---

## 码分多址低扩频比下的瑞克和均衡级联接收方法及装置

### 一、技术领域：

本发明属于 CDMA（码分多址）蜂窝通信系统中实现多径分集接收与软输出维特比均衡算法的技术的领域。

### 二、背景技术：

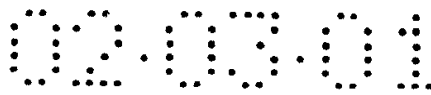
CDMA 蜂窝通信技术以其频率规划简单、系统容量大、抗多径能力强、通信质量好、电磁干扰小等特点显示出巨大的发展潜力，是未来第三代移动通信的主流技术。CDMA 扩频信号接收机分为相干接收机和非相干接收机两种。相干接收机需要知道接收信号的相位信息，而非相干接收机不需要知道接收信号的相位信息，但要求发送信号为正交调制方式。移动通信系统中存在多径衰落现象，会造成严重的多径干扰。在采用了扩展频谱技术的 CDMA 蜂窝移动通信系统中，通过接收带有确知信息的导频（Pilot）信号，可以对多径信号的幅度和相位信息进行估计，从而使得多径分集和相干接收成为可能。针对多径衰落信号进行分集处理的相干扩频接收机称为瑞克（RAKE）接收机，它可对多个携有相同信息且衰落特性相互独立的单径信号进行相位校正并进行最大比合并处理，从而达到克服多径衰落，提高接收信号干扰比之目的。

在采用 RAKE 接收方案时，由于多径的存在造成了符号间干扰。当扩频比较大时，这种干扰与接收符号的能量相比较小，可以忽略不计。但是，为了支持较高的数据速率，必须使用较小（低）的扩频比。这时，符号间干扰严重影响了 RAKE 接收机的性能，即使是在信噪比较高的情况下，RAKE 接收机也无法达到理想的效果。解决符号间干扰的传统方法是均衡技术，如 GSM 系统中的信道均衡算法等。在扩频系统中如何使用均衡技术来抵消符号间干扰是能否支持高速数据速率业务的关键。

### 三、发明内容：

#### （1）发明目的

本发明的目的是提出一种既可以合并接收的多径信号，又可以抵消各径信号中的符号间干扰，从而能有效克服传统 RAKE 接收机在存在符号间干扰时所带



来的系统性能恶化的一种码分多址低扩频比下的瑞克和软输出维特比算法均衡级联接收方法及装置。

### (2) 技术方案

一种码分多址低扩频比下的瑞克和软输出维特比算法均衡级联接收方法，首先估计信道参数，其次对接收信号进行瑞克接收，然后利用估计出的各径信道参数及有效径的位置和接收机中生成的本地扩频码序列，计算等效时变的符号间干扰 ISI 系数，最后实现软输出维特比均衡算法。

估计信道参数是利用已有的信道参数估计方法，在导频符号序列的辅助下，对多径信道进行较准确的估计，得到各径的时延、相位和幅度等参数，并从各接收径中选出若干有效径；对接收信号进行瑞克接收是对接收信号进行瑞克接收的有效径信号进行最大比合并，实现瑞克接收，得到接收的符号序列。

实现输出维特比均衡算法是利用计算出的时变等效 ISI 系数和除去导频符号序列干扰后的瑞克接收机的输出符号序列，进行软输出维特比均衡算法，输出一组取值与对数似然度量有关的符号概率序列，提供给后续的信道译码。

整个装置由瑞克接收机和软输出维特比均衡器两部分所组成，瑞克接收机和输入端接基带采样信号输入，瑞克接收机的输出端接软输出维特比均衡器的输入端；瑞克接收机包括信道参数估计器模块、有效到达径选择器模块、瑞克解调与最大比合并模块、本地扩频序列发生器模块，软输出维特比均衡器包括等效时变 ISI 系数计算模块、导频信道干扰消除模块、软输出维特比均衡模块，其中信道参数估计模块、有效到达径选择器模块、瑞克解调与最大比合并模块、导频信道干扰消除模块、软输出维特比均衡模块依次顺序串联连接，等效时变 ISI 系数计算模块的输入端分别接信道参数估计器模块、有效到达径选择器模块、本地扩频序列发生器模块，等效时变 ISI 系数计算模块和软输出维特比均衡模块。

### (3) 技术效果

由于低扩频比时，符号间的干扰通常仅持续 2 至 5 个符号间隔，本发明提出的基于上述原理的接收机装置简单易行，计算量较传统的 RAKE 接收机增加不多，非常适合于第三代移动通信系统的高速数据传输。

本发明所提出的 RAKE 和软输出维特比均衡联合接收的算法，适用于 CDMA 系统中扩频比较低的情况下，利用 RAKE 接收技术来合并多径信号，实现接收分集；同时利用软输出维特比均衡算法来抵消合并各径中的符号间干扰，从而达到提高接收性能的目的。

本发明的主要优点在于计算简单易行，可在传统的 RAKE 接收机中加三个

独立的模块来完成，而且可用于任何具有连续导频的 CDMA 移动通信系统，包括 3GPP WCDMA 和 3GPP2 cdma2000 系统。在低扩频比时，符号间干扰的影响往往是不可忽略的，本发明能在这种条件下有效地克服传统 RAKE 接收机所产生的系统性能恶化，满足高速数据业务的要求。

#### 四、附图说明：

图 1 是 RAKE 和软输出维特比均衡联合接收方法的装置总框图。其中有软输出维特比均衡器 B，它包括信道参数估计器模块 B100、有效到达径选择器模块 B101、瑞克解调与最大比合并模块 B102、本地扩频序列发生器模块 B103，瑞克接收机 A 包括等效时变 ISI 系数计算模块 A100、导频信道干扰消除模块 A101、软输出维特比均衡模块 A102、基带采样信号输入 IN。

图 2 是等效时变 ISI 系数计算示意图。其中包括确定有效径位置模块 C100、计算各有效径 ISI 系数模块 C101、合并各有效径 ISI 系数模块 C102、计算各有效径 ISI 系数模块 DC103、合并各有效径 ISI 系数模块 DC104。

图 3 是第一径所对应的等效时变 ISI 系数计算的示意例图。

图 4 是传统 RAKE 接收机和本发明所提出的 RAKE 与软输出 Viterbi 均衡联合接收机的性能比较例图。

下面结合附图对本发明做进一步的详细说明。

#### 五、具体实施方式

以下对发明中的各个组成分别加以论述。

##### 1、信道参数估计器模块 (B100)：

CDMA 系统中的导频 (*Pilot*) 信道用于传送事先确知的导频序列，可用于系统定时和载波的提取、信道估计、越区切换等。若系统同时发射如下式所示的若干个码道的信号，

$$x(t) = \sum_i \sum_{n=-\infty}^{+\infty} d_i(n)w_i(t - nT_{s,i})pn(t) \equiv \sum_i x_i(t) \quad \text{[公式 1a]}$$

其中，第  $i$  项对应于第  $i$  个码分信道的等效基带信号； $d_i(n)$  为第  $i$  个码道所发送的符号序列； $w_i(t)$  为第  $i$  个码道所指定的编号为  $i$  的正交 Walsh 序列，其值仅在  $0 < t \leq T_s$  区间内取非零值； $pn(t)$  为伪随机扩频序列； $T_{s,i}$  为第  $i$  个码道所发送符号间隔。 $i=0$  的分项  $x_0(t)$  对应于 *Pilot* 信道。不失一般性，可假设导频序列所发送的符号恒等于 1，也即  $d_0(n) = 1$ ，且  $w_0(t) = 1, 0 < t \leq T_s$ 。经过多径衰落信道后，接收端的等效基带接收信号可表示为：

$$r(t) = \sum_l c_l \cdot x(t - lT_c) + z(t) \quad \text{[公式 1b]}$$

式中  $T_c$  为码片间隔； $z(t)$  是零均值的复数白色高斯噪声； $c_l$  为信道第  $l$  径的衰落因子；信道参数估计的目的在于根据接收信号  $r(t)$  和确知的导频序列  $x_0(t)$  估计出信道衰落因子  $c_l$ 。

假设移动信道为频率选择性慢衰落信道模型，则可认为在一个信道估计区间内  $c_l$  近似为常数。由此可得出  $c_l$  的估计值如下：

$$\bar{c}_l = \frac{1}{NE_c} \int_{nT_c}^{nT_c + NT_c} r(t + lT_c) \cdot x_0^*(t) dt = c_l + N_a + N_c + N_z \quad \text{[公式 2]}$$

式中  $N_a$ 、 $N_c$  和  $N_z$  分别是扩频码的相关特性不够理想造成的多径干扰、多址干扰以及白噪声通过相关器后产生的输出； $T_c$  为一个码片的时间宽度， $NT_c$  为信道估计的积分区间； $E_c$  是导频信道在一个码片之内的发送能量。

### 2、有效到达径选择器模块 (B101)

在实际应用中，并不是所有信号的到达径均是有效的。为此应设定合适的门限，对窗口内每一径信号的能量进行判决。若位于同一径位置上的信道估计强度值连续两次大于门限，则为有效到达信号径；否则则为纯干扰径 (IOP)。为避免性能恶化，所有的纯干扰径均不应参加运算。判决门限的选取应略大于导频信号 (PN 码) 部分互相关 (*Partial Correlation*) 值的旁瓣值。

### 3、RAKE 解调与最大比合并模块 (B102)：

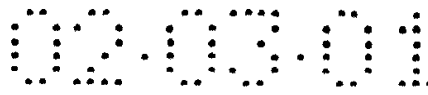
在得到了各径的信道参数估计值之后即可对承载数据传输的其它码道进行相干解调，为此只需将其它码道各径分别进行解扩，并利用 [公式 2] 得到的信道估计参数  $\bar{c}_l$  对各径解扩结果进行幅度加权和相位校正，使之能够同相合成。该过程称作为最大比合并，具体可由以下公式描述：

$$y_i(m) = \sum_l \bar{c}_l^* \int_{nT_s}^{(m+1)T_s} r(t + lT_c) \cdot w_i(t - mT_s) pn^*(t) dt \quad \text{[公式 3]}$$

式中  $y_i(m)$  为第  $i$  路数据承载码道所传输的第  $m$  个符号估计值； $T_s$  为该数据的持续间隔； $\bar{c}_l^*$  为  $\bar{c}_l$  的共轭运算。实际应用中，并不是 RAKE 接收机所能分辨的每一径上均有有效信号分量，需要对  $\bar{c}_l$  进行门限判决，并只需对有效到达径选择模块 (B101) 中所选择出的高于门限的多径分量进行合并。

### 4、本地扩频序列发生器模块 (B103)

为实现扩频接收机的相干接收，需在本地恢复出与接收信号同步的扩频序



列。为此需要利用本地发生的导频序列实现扩频序列初始同步，实现本地导频序列的粗同步，然后利用迟早门跟踪环路或基于多径能量窗重心的跟踪环路实现本地导频序列的细同步。其它码道的本地扩频序列的发生一般可通过正交 Walsh 序列与本地导频序列的复合（异或）运算而得到。

### 5、等效时变 ISI 系数计算模块 (A100)

当多径时延扩展与传输符号间隔  $T_{s,i}$  相接近时，符号间干扰将显著影响接收机性能，为此先计算在 RAKE 输出中由多径时延扩展所带来的符号间干扰 ISI，然后考虑采用均衡算法，消除 ISI 的所带来的性能恶化。由[公式 1]至[公式 3]可推导出 RAKE 输出的下列表达式：

$$y_i(m) \equiv y_i^s(m) + y_i^p(m) + y_i^q(m) \\ = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} d_i(n) \cdot f_{m-n}^{i,j}(k-l) + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} f_{m-n}^{i,0}(k-l) + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{j \neq 0, j \neq i} d_j(n) \cdot f_{m-n}^{i,j}(k-l) + z'(m) \quad [\text{公式 4}]$$

其中，等式左边第一项  $y_i^s(m)$  为多径信道所带来的符号间干扰；第二项  $y_i^p(m)$  为导频信道所带来的码道间干扰；第三项  $y_i^q(m)$  为其它码道对第当前所接收码道的互干扰；最后一项  $z'(m)$  为 RAKE 输出中的噪声分量；并定义

$$f_{m-n}^{i,j}(k-l) \equiv \sum_k f_{m-n,k}^{i,j}(k-l) \quad [\text{公式 5a}]$$

$$f_{m-n,k}^{i,j}(k-l) \equiv \sum_l \bar{c}_k^* c_l \int_{mT_{s,i}}^{(m+1)T_{s,i}} w_j(t - nT_{s,j} - lT_c + kT_c) pn(t - lT_c + kT_c) \\ \cdot w_i(t - mT_{s,i}) pn^*(t) dt \quad [\text{公式 5b}]$$

### 6、导频信道干扰消除模块 (A101)

考虑到  $y_i^p(m)$  为导频信道所带来的确知的干扰项，因此可从 RAKE 输出中消除；而  $y_i^q(m)$  为其它码道对当前所接收码道的互干扰，涉及到复杂的多用户联合检测问题，暂时加以忽略；由此得到修正后的 RAKE 输出如下：

$$\bar{y}_i(m) = y_i(m) - y_i^p(m) \quad [\text{公式 6}]$$

### 7、软输出 Viterbi 均衡模块 (A102)

最后，实现软输出 Viterbi 算法。标准的 Viterbi 均衡是经典的算法。下面给出 QPSK 调制方式下将标准 Viterbi 均衡改为软输出 Viterbi 均衡的方法。假设在  $k$  时刻状态  $s_i$  上有四条留存路径  $Path_0, Path_1, Path_2$  和  $Path_3, Path_m (m=0,1,2,3)$  为分别对应于  $I_{k-L} = b_m$  的路径。假设它们的对数似然值分别为  $M_0, M_1, M_2$  和

$M_3$ , 分别对应为  $-1-j, -1+j, 1-j, 1+j$  四个状态。知道各个状态的概率后, 就可以计算符号概率。幸存路径上当前状态的第一个符号为-1 的概率为  $e^{M_0} + e^{M_1}$ , 而为 1 的概率为  $e^{M_2} + e^{M_3}$ 。对应于第一个符号, 保存的软判信息应为  $\ln[(e^{M_0} + e^{M_1}) / (e^{M_2} + e^{M_3})]$ 。采用近似公式  $e^a + e^b \approx \max\{e^a, e^b\}$  后, 保存的软判信息可简化为  $\max\{M_0, M_1\} - \max\{M_2, M_3\}$ 。同理对应于当前状态的第二个符号, 保存的简化软判信息为  $\max\{M_0, M_3\} - \max\{M_2, M_4\}$ 。

与标准的 Viterbi 算法相比, 这种软输出算法在存储量上没有增加, 只是将存储硬判结果改为软判结果; 在运算量上, 每次计算出对数似然值以后, 增加两次比较和两次减法而已。所以, 与标准的 Viterbi 算法相比, 在运算量上增加并不多。

根据本发明的方法, 可将其应用于任何导频辅助的低扩频比 CDMA 移动通信系统, 包括 3GPP WCDMA 和 3GPP2 cdma2000 系统。

图 1 给出了该方法应用于 3GPP2 cdma2000 系统的装置详细结构示意图。信道参数估计器模块 (B100) 对接收基带采样信号进行相关运算, 完成[公式 2]所示的信道估计运算。有效到达径选择器(B101)根据信道参数估计器幅度的大小, 选择有效信号到达径。RAKE 解调与最大比合并模块(B102)接收来自基带采样信号并根据有效到达径所在的位置, 进行相关运算, 完成如[公式 3]所示的 RAKE 解调运算。本地扩频序列发生器 (B103) 用来生成与接收信号同步的扩频序列。等效时变 ISI 系数计算模块 (A100) 接收信道参数估计器、有效到达径选择器、本地扩频序列发生器等三个模块的输出, 计算如[公式 5a]和[公式 5b]所示的等效时变 ISI 系数。导频信道干扰消除模块 (A101) 接收等效时变 ISI 系数计算模块输出, 将导频信道所产生的等效时变 ISI 系数从 RAKE 解调与最大比合并模块的输出序列中除去, 从而得到[公式 6]所示的修正 RAKE 解调输出。软输出 Viterbi 均衡 (A102) 接收修正后的 RAKE 解调输出, 以及等效时变 ISI 系数计算模块的输出, 进行软输出 Viterbi 均衡运算, 计算出软输出符号序列。

具体的信号处理过程共分为 7 个部分, 分别详细描述如下:

- 1、首先, 将接收进来的基带模拟信号经 A/D 转换后, 成为数字信号, 然后进入信道参数估计器模块 (B100), 该模块接收数字基带采样信号进行相关运算, 根据[公式 2]估计出各径的信道参数  $\hat{c}_i(n)$  ( $i = 0, 1, \dots, L-1$ ) 和相应的时延, 其结果同时提供给有效到达径选择器 (B101) 和等效时变 ISI 系数计算单元 (A100) 等两个模块。



2、有效到达径选择器 (B101) 接收信道估计器估计出的信道参数  $\bar{c}_i(n)$  和相应的各径时延, 选出信道估计强度值连续两次大于门限的径, 得到这些有效径的时延和信道估计值  $\bar{c}_i(n)$ , 输出给 RAKE 解调与最大比合并模块 (B102) 和等效时变 ISI 系数计算 (A100) 等两个模块。

3、RAKE 解调与最大比合并模块 (B102) 接收基带采样信号并进行相关运算, 并按[公式 3]进行最大比合并, 得到 RAKE 接收机的输出符号序列  $y_i(m)$ 。

4、本地扩频序列发生器 (B103) 是用来生成与接收信号同步的扩频序列。为了实现接收机的相干接收, 需在本地恢复出与接收信号同步的扩频序列。导频的本地扩频序列由事先约定的生成多项式产生并经同步后直接得到。其它码道的本地扩频序列的发生可由正交 Walsh 序列与本地导频序列的异或运算得到(导频的本地扩频序列也可看成是 0 号 Walsh 码与本地导频序列异或运算的结果)。

5、等效时变 ISI 系数计算模块 (A100) 接收来自本地扩频序列发生器 (B103) 的导频本地扩频序列与其它码道的本地扩频序列  $w_i(t)pn(t)$ 、信道参数估计器模块 (B100) 所提供的各径信道参数估计值  $\bar{c}_i(n)$  及相应的时延、有效到达径选择器 (B101) 所提供的有效到达径信道参数估计值  $\bar{c}_i(n)$  与相应的时延等, 并利用[公式 5a]和[公式 5b]计算等效时变 ISI 系数, 包括数据信道的 ISI 系数和导频信道的 ISI 系数 (即导频信道带来的码道间干扰部分)。

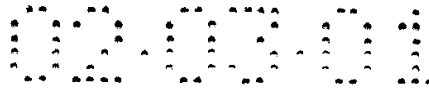
6、导频信道干扰消除模块 (A101) 接收等效时变 ISI 系数计算模块 (A100) 输出的导频信道的等效时变 ISI 系数  $f_{m-n}^{i,0}(k-l)$ , 利用[公式 6]将其从 RAKE 解调与最大比合并模块 (B102) 的输出序列  $y_i(m)$  中减去。

7、软输出 Viterbi 均衡模块 (A102) 接收导频信道干扰消除模块 (A101) 输出的序列  $\bar{y}_i(m)$  和等效时变 ISI 系数计算模块 (A100) 的输出  $f_{m-n}^{i,0}(k-l)$ , 作为软输出 Viterbi 均衡的输入, 利用软输出 Viterbi 均衡的算法来得到软输出序列, 供给后面的译码器。

下面详细介绍等效时变 ISI 系数的计算过程。图 2 给出了这个计算过程的示意图, 共分为 5 个部分, 分别描述如下。

1、有效径位置(时延)确定模块(C100)接收图 1 中有效到达径选择器(B101)的输出确定每个有效到达径的位置 (时延), 以便计算各个径的等效时变 ISI 系数。

2、有效径 ISI 系数 (数据部分) 计算模块 (C101) 根据已确定的有效到达



径的位置，结合信道参数估计器模块（B100）的输出 $\bar{c}_l(n)$ 与本地扩频序列发生器（B103）输出的本地扩频序列 $w_l(t)pn(t)$ ，利用[公式 5b]计算各有效到达径的等效时变 ISI 系数。这个等效时变 ISI 系数由一组数值构成，分别对应与不同时间到达的数据符号。图 3 给出了第一径所对应的等效时变 ISI 系数 $f_{m-n,1}^{i,0}(k-l)$ 的计算例子（后面将详细介绍）。

3、有效径 ISI 系数（数据部分）合并模块（C102）接收有效径 ISI 系数（数据部分）计算模块（C101）输出的等效时变 ISI 系数（数据部分），并将这些系数相应地累加，最终得到一组对应于不同数据符号的等效时变 ISI 系数 $f_{m-n}^{i,i}(k-l)$ 。

4、有效径 ISI 系数（导频部分）计算模块（C103）根据已确定的有效到达径的位置，结合信道参数估计器模块（B100）的输出 $\bar{c}_l(n)$ 与本地扩频序列发生器（B103）输出的本地扩频序列 $w_0(t)pn(t)$ （这里使用了 0 号全 ‘1’ 的 Walsh 序列），分别计算各有效到达径的等效时变 ISI 系数。这个等效时变 ISI 系数由一组数值构成，分别对应与不同时间到达的导频符号。具体过程可参照数据部分的计算方法。

5、有效径 ISI 系数（导频部分）合并模块（C104）接收有效径 ISI 系数（导频部分）计算模块（C103）输出的各有效径等效时变 ISI 系数（导频部分），并将这些系数相应地累加，最终得到一组对应于不同导频符号的等效时变 ISI 系数 $f_{m-n}^{i,0}(k-l)$ 。

下面结合图 3 介绍第一径所对应的等效时变 ISI 系数 $f_{m-n,1}^{i,i}(k-l)$ 的计算例子。不失一般性，我们这里考虑扩频比为 4 并且假设最大的时延扩展为 4 个码片的情况。图中 $w_l(t)pn(t)$ 表示 Walsh 正交码和导频扩频序列合成的本地等效复扩频码序列， $a_n^h = w_l(nT_{s,l} - hT_c)pn(nT_{s,l} - hT_c)$ 表示第  $n$  个接收符号对应扩频码的第  $h$  个码片的值（取值为+1/-1）。第一行表示同步于第一径的本地扩频序列，第二行、第三、第四和第五行分别表示延时为 1 个码片，2 个码片，3 个码片和 4 个码片的本地扩频序列。右面一排参数 $\bar{c}_l$ （ $l=0,1,2,3,4$ ）分别为对应的信道参数估计值。最后一行给出了与第一径同步的本地等效复扩频码序列的共轭 $w_l(t)pn^*(t)$ ，而相应的信道参数估计 $\bar{c}_0^*$ 值在其右端给出。为了显示第  $n$  个符号和第  $n-1$  个符号对应扩频码的区别，第  $n-1$  个符号对应的扩频码用阴影示出。这样，[公式 5b]（ $n$  取值为  $m$  和  $m+1$ ， $i=j$ ， $k=0$ ， $l=0,1,2,3,4$ ）的积分可用下面的求和来表示

$$\begin{aligned}
 f_0^{l,l} = & [(a_n^{1*} * a_n^1 + a_n^{2*} * a_n^2 + a_n^{3*} * a_n^3 + a_n^{4*} * a_n^4) \bar{c}_0 \\
 & + (a_n^{2*} * a_n^1 + a_n^{3*} * a_n^2 + a_n^{4*} * a_n^3) \bar{c}_1 \\
 & + (a_n^{3*} * a_n^1 + a_n^{4*} * a_n^2) \bar{c}_2 \\
 & + (a_n^{4*} * a_n^1) \bar{c}_3] \bar{c}_0^*
 \end{aligned}
 \tag{公式 7}$$

$$\begin{aligned}
 f_1^{l,l} = & [(a_n^{1*} * a_{n-1}^4) \bar{c}_1 \\
 & + (a_n^{1*} * a_{n-1}^3 + a_n^{2*} * a_{n-1}^4) \bar{c}_2 \\
 & + (a_n^{1*} * a_{n-1}^2 + a_n^{2*} * a_{n-1}^3 + a_n^{3*} * a_{n-1}^4) \bar{c}_3 \\
 & + (a_n^{1*} * a_{n-1}^1 + a_n^{2*} * a_{n-1}^2 + a_n^{3*} * a_{n-1}^3 + a_n^{4*} * a_{n-1}^4) \bar{c}_4] \bar{c}_0^*
 \end{aligned}
 \tag{公式 8}$$

导频部分所对应的第一径等效时变 ISI 系数  $f_{m-n,l}^{l,0}(k-l)$  计算的原理同上, 只要将图 2 中的等效复扩频码序列改为本地导频扩频码序列。这个计算过程对应于图 2 中示出的有效径 ISI 系数 (导频部分) 计算模块 (C103)。

本发明是在传统 RAKE 接收机的基础上, 增加独立的三个模块来实现的。下面来分析增加的几个模块的计算量, 由于本地扩频序列和信道参数估计值均为复数, 以下的估算均是以复数形式进行的。

### 1、等效时变 ISI 系数运算量估算

我们仅讨论符号间干扰在两个符号内 (最大时延扩展为 8 个码偏间隔) 的等效时变 ISI 系数的最大运算量。由等效时变 ISI 系数 (数据部分) 的求解过程可知, 对于当前符号的系数计算, 最多需要计算 7 个时延间隔为 1 个码片的等效复扩频序列的相关 (当计算延时为 4 的有效径的 ISI 系数时)。由于等效复扩频序列的构成都是 +1/-1 的序列, 相乘就可以用相加来实现。这个系数的计算共需 25 次单比特加法, 7 次小于 4 的整数 (2 比特) 与信道参数 (多比特) 的乘法, 7 次多比特加法, 1 次多比特乘法。对于前一个符号的系数计算, 最多需要计算 4 个时延间隔为 1 个码片的等效复扩频序列的相关。这个系数的计算共需 16 次单比特加法, 4 次小于 4 的整数 (2 比特) 与信道参数 (多比特) 的乘法, 4 次多比特加法, 1 次多比特乘法。由以上分析可知, 计算每个径的两个系数最多需要 41 次单比特加法, 11 次小于 4 的整数 (2 比特) 与信道参数 (多比特) 的乘法, 11 次多比特加法, 2 次多比特乘法。假设我们使用最强 3 个有效径合并的 RAKE 接收机, 对每个符号来说, 计算这 3 个径的六个系数最多需要 123 次单比特加法, 33 次小于 4 的整数 (2 比特) 与信道参数 (多比特) 的乘法, 33 次多比特加法, 6 次多比特乘法。而且三个径可同时运算。最后, 将三径系数合并得到最终两个符号的 ISI 系数又需 4 次多比特加法。

等效时变 ISI 系数 (导频部分) 的计算量与等效时变 ISI 系数 (数据部分)

的计算量相同。

### 2、导频信道干扰消除

由[公式 6]可知，每个符号仅需一次多比特减法就可以实现。

### 3、软输出 Viterbi 均衡

与标准的 Viterbi 算法相比，每次计算出各状态上留存路径的对数似然值以后，只需增加两次比较大小和两次减法。由于高速数据通信时，移动台通常距离基站较近，多径时延扩展也较小，通常仅持续 2 至 3 个符号，因此由软输出 Viterbi 均衡所带来的计算量的增加并不显著。

图 4 给出了传统 RAKE 接收机和本发明所提出的接收机的性能比较结果。第三代移动通信的标准中规定了不同环境下的最低传输数据速率。对于我们讨论的 307.2K 比特/秒的情况，应该使用室内到室外或步行环境的信道模型。表 1 给出了 IMT-2000 推荐的 M.1225 室内到室外或步行环境下的信道模型的各种参数。本文使用了 M.1225 信道 B 模型，移动台的速度为 10 公里/小时。

具体的仿真条件如下：单个用户，码片速率为 1.2288Mcs，扩频增益为 4，前向信道为 QPSK 调制方式，信道估计区间为 256 个符号，编码速率为 1/2，约束长度为 9，使用大小为 12288 的块交织。RAKE 接收机中采用最强三径合并。

表 1、性能比较所用的信道模型

抽头	信道A		信道B		多普勒 频谱
	相对延时 (ns)	平均功率 (dB)	相对时延 (ns)	平均功率 (dB)	
1	0	0.0	0	0	Classic
2	110	-9.7	200	-0.9	Classic
3	190	-19.2	800	-4.9	Classic
4	410	-22.8	1200	-8.0	Classic
5	—	—	2300	-7.8	Classic
6	—	—	3700	-23.9	Classic

由图 4 可以看出，当信噪比较高时，由于码间干扰的影响，RAKE 接收机的

性能并未随着信噪比的继续提高而有明显改善。本文提出的 RAKE 接收接收机与软输出 Viterbi 均衡合成算法既利用 RAKE 接收机实现了接收分集，又利用软输出 Viterbi 均衡消除了码间干扰，能极大地改善接收机的性能。

说明书附图

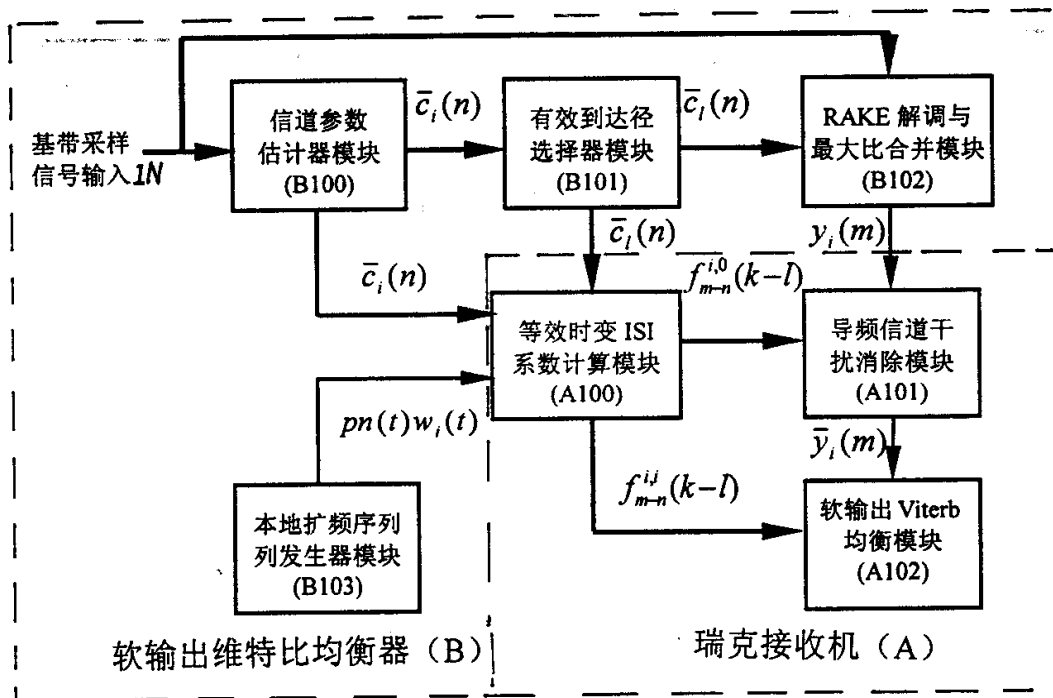


图 1

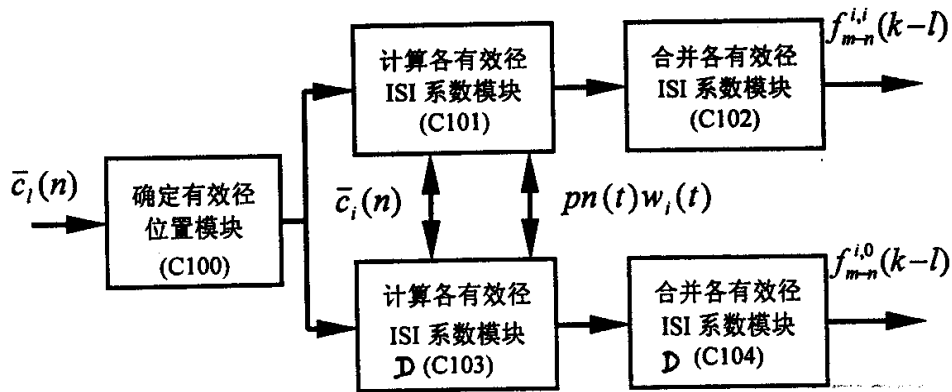


图 2

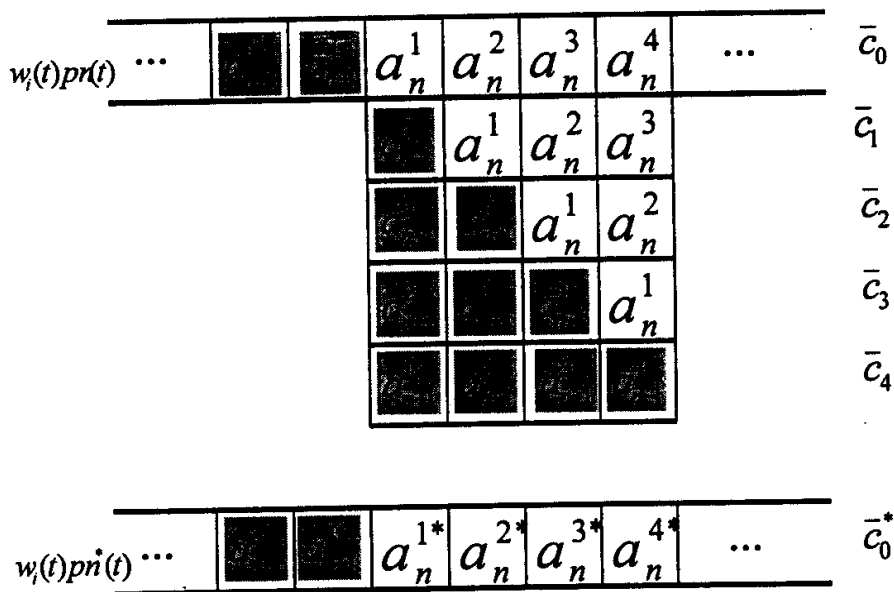


图 3

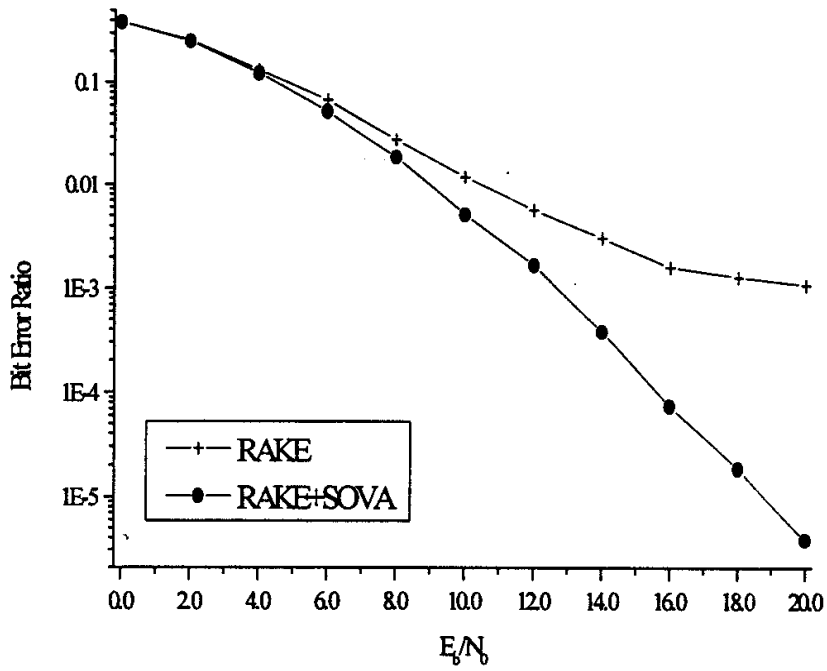


图 4