

宽带 CDMA 系统中的一种新的自适应信道估计方法¹

杨 馨 尤肖虎

(东南大学移动通信国家重点实验室 南京 210096)

摘 要 该文提出了采用实测的信道自相关系数作为权重的信道估计处理方法,并给出其误差性能的数学表达式,同时给出了经典的滑动平均信道估计方法的误差性能的数学表达式。理论分析及仿真结果表明所提的方法能自动适应移动信道的时变模型及衰落速率,具有有效地抑制噪声的优点;同时克服了滑动平均估计方法的估计长度对估计准确性影响较大的缺点,在移动速度固定及移动速度变化很大的环境下都具有稳定的误差性能;尤其在移动速度变化很大的环境下具有比滑动平均估计方法更低的估计方差,大大提高了 RAKE 接收机的性能。

关键词 RAKE 接收机, 信道估计, 相干检测, CDMA

中图分类号 TN914.4, TN911.22

1 引 言

在宽带 CDMA 系统中,为了实现相干接收,需要有信道估计器估计出时变的衰落信道参数^[1]。信道估计器应能及时跟踪衰落信道的变化,同时又具有尽量高的准确度。在有连续导频信道的宽带 CDMA 系统中,如 cdma2000^[2] 和 WCDMA^[3],信道估计的经典方法是将在导频信道估计出的信道参数的采样值在一段固定时间段内进行滑动平均(MA, Moving Averaging)以抑制估计噪声,MA 的长度越大,噪声的功率越小。MA 估计方法的有效性是建立在信道参数在其 MA 长度范围内基本不变的假设之上的,然而典型的移动信道是时变的,因此较大的 MA 长度虽然有效地抑制了噪声,却会使信道估计产生因不能实时跟踪信道变化而导致的系统误差,而过大的 MA 长度会使接收机不能正常工作^[4]。

时变衰落信道下的信道估计方法及其误差性能成为值得研究的课题^[5]。已提出的自适应信道估计方法,如根据信道的衰落速率动态调整 MA 长度^[6],根据信道的移动速度动态调整接收 IIR 滤波器参数^[7],都依赖于对时变衰落信道模型的假设和对 Doppler 频移的预先估计。其实,具有较大估计长度的 MA 方法不能适应信道的快速变化的根本原因在于当信道已发生变化以至参加平均的两个时刻的信道参数不相关时,MA 的估计方法还是把它们当作是相关的信道参数,以加权系数为 1 进行平均处理。

本文提出的信道估计方法是对用导频信道估计出的信道的瞬时估计进行滑动地加权平均,加权系数为每帧刷新的实测的当前参加估计处理的时刻与预估计的时刻之间的信道自相关系数(AC, Autocorrelation coefficient)。这种方法保留了经典 MA 方法的优点,即估计长度增大,噪声功率减小;同时随着估计长度的进一步增大,由于采用 AC 作为加权系数,使得相关的信道参数的采样值具有较大的权重,相关程度小的信道参数的采样值具有较小的权重,因而不会产生经典 MA 估计中会出现的较大系统误差,从而克服了以往信道估计的长度对信道估计的准确性影响较大的缺点。同时由于采用实测的 AC 作为权重,且每帧刷新,使得这种估计处理方法能自动适应信道的时变速率、衰落模型。理论结果及仿真表明该方法在移动速度固定及移动速度变化很大的环境下都具有稳定的误差性能;尤其在移动速度变化很大的环境下具有比 MA 估计方法更低的估计方差,应用于 RAKE 接收机中,能大大提高接收机的性能。对于移动速度变化范围很大的宽带 CDMA 通信系统的 RAKE 接收机的性能提高有较大的意义及较高的实用性。

2 宽带 CDMA 系统在连续导频体制下的信道估计模型

本文考虑的宽带 CDMA 系统与当前的第三代移动通信系统中的主流 cdma2000 与 WCDMA 类似,基站在发送不同用户的数据信道的同时,采用公共导频信道连续地发送导频符号。系统

¹ 2002-05-24 收到, 2002-10-08 改回

国家杰出青年基金项目(69725001)及江苏东大通信技术有限责任公司资助课题

发送结构如图 1 所示, 其中 C_{ch}^D 和 C_{ch}^P 分别是数据信道和公共导频信道的信道码, C_{scramb}^D 和 C_{scramb}^P 分别是数据信道和公共导频信道的复扰码. 调制方式为 QPSK. 利用公共导频信道进行信道估计的 RAKE 接收机模型如图 2 所示. 接收信号经过匹配滤波及解扩后得到受不同衰落路径影响的基带复信号, 与信道估计器输出的信道参数估计进行共轭相乘后进入最大比合并器, 输出的数据经过并/串转换, 解交织及译码后为恢复的发送数据.

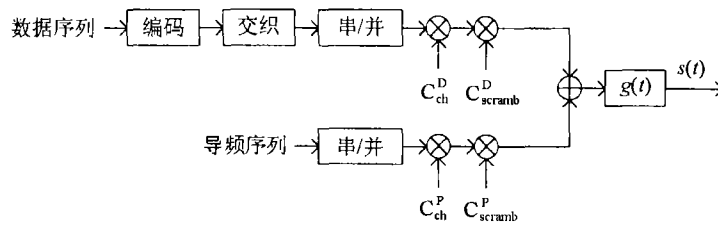


图 1 连续导频体制下宽带 CDMA 系统的发送结构

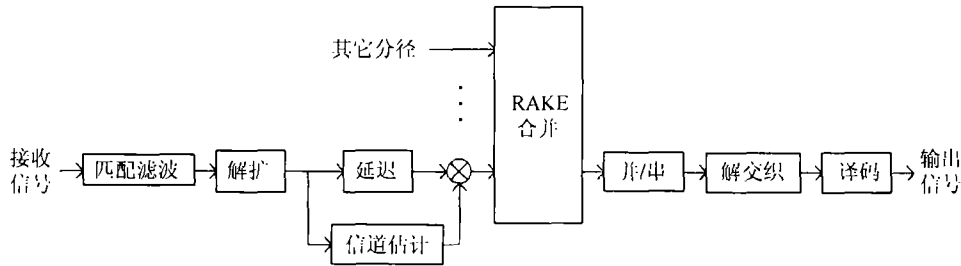


图 2 宽带 CDMA 系统的 RAKE 接收模型

RAKE 接收机中的信道估计器实现对时变移动信道的估计运算功能. 设 RAKE 接收机的分支数为 L , 接收信号经过与导频信道的扰码及信道码的相关解扩后得到受衰落信道影响的导频接收符号序列 $r_{p,l}(n)$,

$$r_{p,l}(n) = d_p(n)h_l(n) + n_{p,l}(n), \quad l = 1, \dots, L \quad (1)$$

其中 $d_p(n)$ 是导频信道的发送符号, $h_l(n)$ 是第 l 径第 n 个导频符号区间的信道参数, 导频符号的时间宽度为 T_s , $n_{p,l}(n)$ 是在解扩运算中产生的复加性高斯白噪声 (AWGN), 其方差设为 σ_n^2 . 对 $r_{p,l}(n)$ 进行归一化, 即可得到关于信道参数 $h_l(n)$ 的一个估计 $\tilde{h}_{l,T}(n)$, 称为信道参数的瞬时估计:

$$\tilde{h}_{l,T}(n) = r_{p,l}(n)/d_p(n) = h_l(n) + z_{p,l}(n), \quad l = 1, \dots, L \quad (2)$$

其中 $z_{p,l}(n)$ 是 $n_{p,l}(n)$ 引入的估计白噪声. 为了抑制瞬时估计中的噪声分量, 可以将瞬时信道参数估计 $\tilde{h}_{l,T}(n)$ 经过一信道估计处理器进行处理, 以提高信道估计的准确性.

3 权重为自相关系数的信道估计处理器及其误差性能

为了便于分析, 我们采用如下的向量表示 (以下推导及说明以 RAKE 接收机中的第 l 分支为例), 将瞬时估计 $\tilde{h}_{l,T}(i)$ 在 $n - N \leq i \leq n + N$ 时间范围内的观察值表示成向量 \mathbf{x}_l :

$$\mathbf{x}_l = [\tilde{h}_{l,T}(n - N) \cdots \tilde{h}_{l,T}(n) \cdots \tilde{h}_{l,T}(n + N)] = \mathbf{h}_l + \mathbf{z}_{p,l} \quad (3)$$

其中 \mathbf{h}_l 是信道参数向量, $\mathbf{z}_{p,l}$ 是白噪声向量, 分别定义为

$$\mathbf{h}_l = [h_l(n-N) \cdots h_l(n) \cdots h_l(n+N)] \quad (4)$$

$$\mathbf{z}_{p,l} = [z_{p,l}(n-N) \cdots z_{p,l}(n) \cdots z_{p,l}(n+N)] \quad (5)$$

信道估计处理器可以用一个长度为 $2N+1$ 的 FIR 型滤波器 \mathbf{w} 来表示, 该滤波器的抽头系数即为对输入的各时刻的信道参数的瞬时估计的加权系数

$$\mathbf{w} = [w_{n-N} \cdots w_n \cdots w_{n+N}]^T \quad (6)$$

信道估计处理器输出的关于第 n 时刻的信道参数 $h_l(n)$ 的估计 $\hat{h}_l(n)$ 为

$$\hat{h}_l(n) = \mathbf{x}_l \mathbf{w} \quad (7)$$

传统的滑动平均的信道估计方法可以表示为向量 \mathbf{w}_{MA} :

$$\mathbf{w}_{\text{MA}} = [1/(2N+1)] \mathbf{1}_{(2N+1)} \quad (8)$$

$$\hat{h}_{l,\text{MA}}(n) = \mathbf{x}_l \mathbf{w}_{\text{MA}} \quad (9)$$

其中 $\mathbf{1}_{(2N+1)}$ 是 $2N+1$ 维的全 1 列向量, 而本文提出的权重为信道 AC 的处理方法的向量表示:

$$\mathbf{w}_{\text{AC}} = \beta \frac{E\{h_l(n) \mathbf{h}_l^{\mathbf{H}}\}}{E\{h_l(n) h_l^*(n)\}} = \beta \boldsymbol{\rho} = \beta [\rho_N \cdots \rho_0 \cdots \rho_N]^T \quad (10)$$

$$\hat{h}_{l,\text{AC}}(n) = \mathbf{x}_l \mathbf{w}_{\text{AC}} \quad (11)$$

其中

$$\begin{aligned} \rho_i &= \frac{E\{h_l(n) h_l^*(n-i)\}}{\sqrt{E\{h_l(n) h_l^*(n)\} E\{h_l(n-i) h_l^*(n-i)\}}} \\ &\approx \left[M \sum_{m=1}^{M-i} \tilde{h}_{l,T}(m) \tilde{h}_{l,T}^*(m-i) \right] / \left[(M-i) \sum_{m=1}^M \tilde{h}_{l,T}(m) \tilde{h}_{l,T}^*(m) \right] \end{aligned} \quad (12)$$

ρ_i 为第 l 径信道的时延为 iT_s 时的 AC, 反映了参与加权平均的时刻 $n-i$ 与预估计时刻 n 之间的信道相关程度, 可以通过 (12) 式的运算获得; M 为一帧内瞬时估计的个数; β 是幅度归一化因子, 为向量 $\boldsymbol{\rho}$ 中各元素的绝对值之和的倒数。

处理器输出的信道参数的估计, 其含有的均方误差为 [8]

$$E\{|e_l^2(n)|\} = E\{|h_l(n)|^2\} - \mathbf{w}^{\mathbf{H}} E\{h_l(n) \mathbf{x}_l^{\mathbf{H}}\} - E\{h_l^*(n) \mathbf{x}_l\} \mathbf{w} + \mathbf{w}^{\mathbf{H}} E\{\mathbf{x}_l^{\mathbf{H}} \mathbf{x}_l\} \mathbf{w} \quad (13)$$

其中

$$E\{h_l(n) \mathbf{x}_l^{\mathbf{H}}\} = E\{h_l(n) (\mathbf{h}_l^{\mathbf{H}} + \mathbf{z}_{p,l}^{\mathbf{H}})\} = E\{h_l(n) \mathbf{h}_l^{\mathbf{H}}\} = [r_N \cdots r_0 \cdots r_N]^T \quad (14)$$

$$E\{\mathbf{x}_l^{\mathbf{H}} \mathbf{x}_l\} = E\{\mathbf{h}_l^{\mathbf{H}} \mathbf{h}_l + \mathbf{z}_{p,l}^{\mathbf{H}} \mathbf{z}_{p,l}\} = \mathbf{R} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{2N+1} \quad (15)$$

$$r_i = E\{h_l(n) h_l^*(n-i)\} \quad (16)$$

\mathbf{I}_{2N+1} 为 $2N+1$ 阶的单位阵, \mathbf{R} 为第 l 径信道的 $2N+1$ 阶的自相关方阵:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} r_0 & r_1 & \cdots & r_{2N} \\ r_1 & r_0 & \cdots & r_{2N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{2N} & r_{2N-1} & \cdots & r_0 \end{bmatrix}$$

分别将 (8) 和 (10) 式代入 (13) 式, 得到权重为信道 AC 的信道估计处理器产生的误差功率 $E\{|e_l^2(n)|\}_{AC}$ 和 MA 的信道估计方法产生的误差功率 $E\{|e_l^2(n)|\}_{MA}$,

$$E\{|e_l^2(n)|\}_{AC} = r_0 - 2\beta\mathbf{r}^T\mathbf{r} + \beta^2\mathbf{r}^T(\mathbf{R} + \sigma_n^2\mathbf{I}_{2N+1})\mathbf{r} \quad (17)$$

$$E\{|e_l^2(n)|\}_{MA} = r_0 - \frac{2}{2N+1}\mathbf{r}^T\mathbf{1}_{(2N+1)} + \frac{1}{(2N+1)^2}\mathbf{1}_{(2N+1)}^T(\mathbf{R} + \sigma_n^2\mathbf{I}_{2N+1})\mathbf{1}_{(2N+1)} \quad (18)$$

4 数值结果与系统仿真

本节给出了权重为信道 AC 的信道估计处理方法及 MA 的估计方法在不同移动环境下估计误差的理论曲线及运用于 RAKE 接收机后误码率的仿真结果。系统参数如下: Chip 速率为 3.84Mcps, 载波频率为 2GHz, 导频信道的扩频比为 256, Jakes 的衰落信道模型^[9]。RAKE 接收性能仿真基于 COSSAP 平台, 仿真链路及接收机模型如图 1、图 2 所示, 用户数为 1, 多径信道模型为 M.1225, 并设在接收端的 Chip、符号及帧已经完全同步。以下 ρ_N 为信道的 AC, 其定义如 (12) 式, 反映了为估计时刻 n 的信道参数 $h_l(n)$, 参与加权处理的边缘时刻 $n-N$ 与预估计的时刻 n 之间信道的相关程度, 其中 N 为单边估计长度。自相关系数 ρ_N 的减小过程反映了随着信道估计处理时间长度的增加, 参与加权处理的边缘时刻 $n-N$ 与预估计的时刻 n 之间的信道相关程度逐步降低。

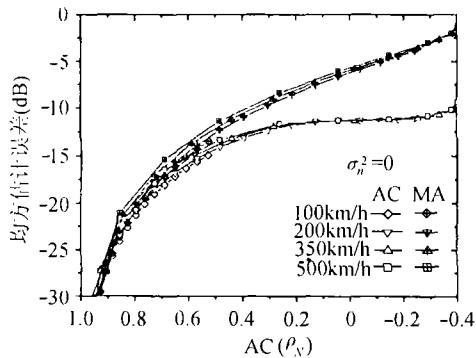


图 3 无噪声时 MA 与 AC 的估计误差比较

图 3 是无噪声时两种信道估计处理方法产生的系统误差随信道的 AC (ρ_N) 的变化曲线。可以看出, 随着信道估计处理时间长度的增加, 当参与加权处理的时刻之间的信道 AC (ρ_N) 从近似 1 逐步减小到大于 0.7 时, 两种估计处理方法的误差是接近的, 且变化趋势一致。然而随着信道估计处理时间长度的进一步增加, 当参与加权处理的时刻之间的信道 AC (ρ_N) 降低到小于 0.5 以后, 采用 AC 为权重的估计处理方法的系统误差基本不再增加, 而滑动平均估计方法的系统误差则因为参与加权处理的时刻之间极差的相关性而急剧增加。

图 4 和图 5 是路径信噪比为 0dB 时两种信道估计处理方法的估计误差分别随信道估计处理时间长度的变化曲线以及随参与加权处理的边缘时刻与预估计时刻之间的信道 AC (ρ_N) 的变化曲线。从图 4 可以看出, 随估计时间长度的增加, MA 的估计误差有个先下降后急剧上升的过程, 其中估计误差的下降过程反映了 MA 方法对噪声的有效抑制能力; 估计误差的急剧上升过程反映了过长的 MA 处理导致了估计中占据主导地位的巨大的系统误差。相比之下, 采用 AC 为权重的信道估计处理方法的估计误差随估计时间长度的增加是下降后基本维持最小值不变, 反映了此方法既具有对噪声的有效抑制能力又具有稳定的较小的系统误差。从图 5 可以看出, 当参与加权处理的时刻之间的信道相关性很强时 (如大于 0.7), 两种方法都显示了有效的估计处理能力。而当信道估计时间长度的进一步增加使得参与加权处理的边缘时刻与预估计时刻之间的信道 AC (ρ_N) 很小时 (如小于 0.5), MA 方法产生了很大的估计误差, 而采用 AC 为权重的处理方法的估计误差仍然保持在较低状态, 显示了很强的稳定性。

采用 AC 为权重的估计处理方法的稳定性不仅体现在固定移动速度的环境下, 而且突出体现在移动速度变化很大的环境下。图 6 和图 7 是路径信噪比为 0dB 和 3dB 时, 当车速分别从 100km/h 和 200km/h 跳变到 500km/h 的环境下, 两种信道估计处理方法的误差性能曲线。从

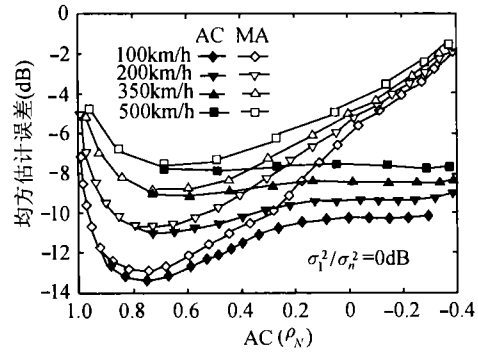
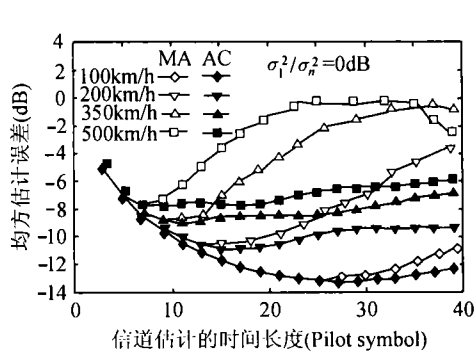


图 4 路径信噪比为 0dB 时 MA 与 AC 的估计误差比较 图 5 路径信噪比为 0dB 时 MA 与 AC 的估计误差比较

图 6 可以看出, 随着信道估计长度的变化, MA 的处理方法在 0dB 和 3dB 下能够获得的最小估计误差分别为 -8.5dB 和 -10.7dB 。从图 7 可以看出, 随着参与加权处理的时刻之间的信道 AC (ρ_N) 的减小, 采用 AC 为权重的估计处理方法在 0dB 时两种移动环境下的最小估计误差可以达到 -9.5dB 和 -10.5dB , 在 3dB 时两种移动环境下的最小估计误差可以达到近 -12dB 和 -13dB , 明显优于滑动平均的方法。除了良好的跟踪特性外, 从图 7 还可以看出, 采用 AC 为权重的估计处理方法的误差性能在很大的范围内 ($0.85 \geq \rho_N \geq 0.3$) 是稳定的。

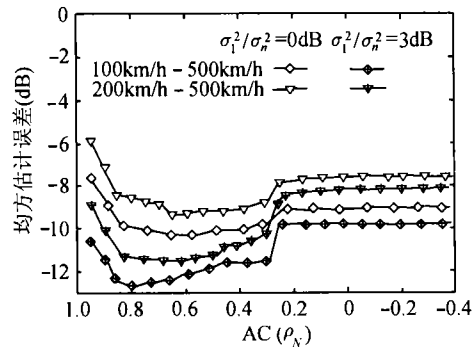
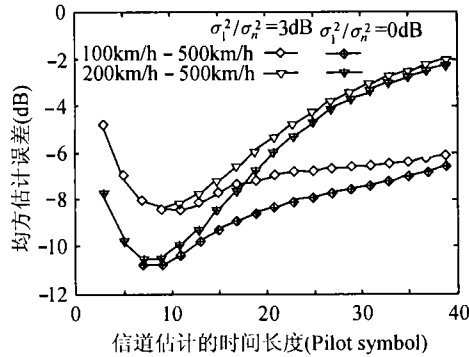


图 6 变车速环境下 MA 的估计方法的误差性能

图 7 变车速环境下 AC 的估计处理的误差性能

图 8 是当车速从 200km/h 跳变到 500km/h 的环境下, 采用两种信道估计方法的 RAKE 接收机的误码率曲线。仿真时所用的数据传输率为 60kbps , 信道编码为 $1/3$ 卷积编码, 约束长度为 9, 交织时间为 10ms , RAKE 合并径数为 3。图中 E_b 为发送的数据信号的比特能量, N_0 为高斯白噪声的单边功率谱密度。可以看出, 采用 AC 为权重的估计方法的 RAKE 接收机具有最优的误码性能, 显示了该估计方法对变车速环境的优越性。

5 结 论

移动环境对 RAKE 接收机信道估计的准确性有较大影响, 从而影响其接收性能。为了适应移动通信系统信道速率的大范围变化的要求, 本文提出了采用实测的信道 AC 作为权重的信道估计处理方法, 并给出其误差性能的数学表达式, 同时给出了经典的 MA 信道估计方法的误差性能的数学表达式。理论分析及仿真结果表明所提的方法能自动适应移动信道的时变模型及衰落速率; 克服了 MA 估计方法的估计长度对估计准确性影响较大的缺点, 在移动速度固定及移动速度变化很大的环境下都具有稳定的误差性能; 尤其在移动速度变化很大的环境下具有比 MA 估计方法更低的估计方差, 应用于 RAKE 接收机中, 能大大提高接收机的性能。对于移动

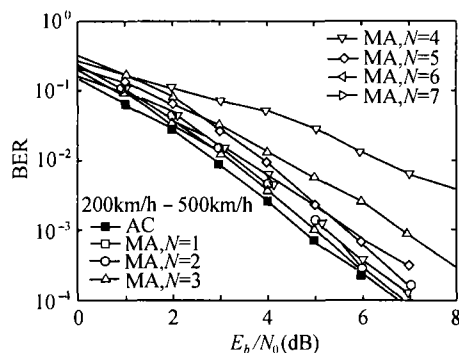


图 8 变车速环境下采用 MA 与 AC 的 RAKE 接收机的误码率

速度变化范围很大的宽带 CDMA 通信系统的 RAKE 接收机的性能提高有较大的意义及较高的实用性。

参 考 文 献

- [1] J. G. Proakis, Digital Communications, New York, McGraw-Hill, 1995, Chapter 14.
- [2] TIA/EIA/IS-2000-2, Physical Layer Standard for cdma2000 Spread Spectrum System.
- [3] 3GPP, Technical Specification TS 25.211, Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels, 2000, 3.
- [4] 董霄剑, 蒋良成, 尤肖虎, 信道估计误差与估计长度关系的频域分析, 电子学报, 2000, 11A(28), 1-4.
- [5] M. Benthin, K. D. Kammeyer, Influence of channel estimation on performance of a coherent DS-SS-CDMA system, IEEE Trans. on Veh. Tech., 1997, 46(2), 262-267.
- [6] Guoan Chen, Xiao-Hu Yu, Adaptive channel estimation and dedicated pilot power adjustment based on the fading-rate measurement for a pilot-aided CDMA system, IEEE Trans. J. on SAC, 2001, 1(19), 132-140.
- [7] H. J. Oh, J. M. Cioffi, An adaptive channel estimation scheme for DS-SS-CDMA systems, IEEE Veh. Tech. Conference, Boston, MA, USA, 2000, 2839-2843.
- [8] S. Haykin, Adaptive Filter Theory, NJ, USA, Prentice-Hall, 1996, Chapter 5.
- [9] W. C. Jakes, Microwave Mobile Communications, New York, Wiley, 1974, Chapter 1.

A NOVEL ADAPTIVE CHANNEL ESTIMATION SCHEME FOR WIDEBAND CDMA SYSTEMS

Yang Xin You Xiaohu

(NCRL, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract A channel estimation scheme, using measured autocorrelation coefficients as weighting coefficients of the channel processor, and its error performance in equation are presented in this paper. Error performance of moving averaging channel estimation in equation is provided as well. Numerical and simulation results show that the proposed scheme can trace channel accurately and adaptively and outperforms moving averaging methods under not only fixed but also variant vehicle speeds.

Key words RAKE receiver, Channel estimation, Coherent detection, CDMA

杨 馨: 女, 1970 年生, 博士生, 主要从事第三代移动通信的关键技术的研究。

尤肖虎: 男, 1962 年生, 教授, 现为东南大学无线电工程系系主任、博士生导师, 中国电子学会理事, 中国第三代移动通信系统研究开发项目总体组组长。