

基于导频和多项式模型的信道估计

黄爱苹, 胡荣

(浙江大学信息与通信工程研究所, 浙江杭州 310027)

摘要: 本文提出一种基于导频辅助、多项式近似和信号重建的信道估计通用方法, 适用于高速移动环境. 假定无线信道响应应具有多项式特性, 用两个或多个时隙的导频符号, 估计出该时间段内任意符号时刻上的信道响应值. 用仿真方法研究了 WCDMA 上行链路性能与移动台速度的关系、最佳多项式阶数和最佳时隙数, 并与 WMSA 方法进行了比较.

关键词: 多项式模型; 信号重建; 宽带 CDMA; 信道估计; Rake 接收

中图分类号: TN929.533 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2002) 04-0584-03

Channel Estimation Based on Pilot and Polynomial Model

HUANG Ai-ping, HU Rong

(Institute of Information and Communication Engineering, Zhejiang University, Hangzhou, Zhejiang 310027, China)

Abstract: A method based on assisted-pilot and polynomial model is proposed for high speed mobile environment. Radio channel response at any time instant is estimated from the received pilots of two or more time slots, assuming that channel response can be modeled as a polynomial. For WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access) uplink, the relation between the link performance and the mobile speed are studied by simulation. The optimal polynomial order and the optimal number of time slots are also investigated. Performance comparison between the proposed method and the WMSA (weighted multi-slot average) method is made from the simulation results.

Key words: polynomial model; signal reconstruction; wideband CDMA; channel estimation; Rake receiver

1 引言

多径分集是宽带 CDMA 系统增强接收信号的有效方法, 而信道估计的准确性直接影响 RAKE 接收的效果. 基于导频辅助的信道估计方法有时变维纳滤波^[1]、加权的多时隙平均 (WMSA, weighted multi-slot averaging)^[2,3]、低阶高斯插值^[4]、二项式插值^[5]等. 它们均假定无线信道响应连续变化, 满足短时平稳^[1-5], 具有零阶、一阶或两阶多项式特性^[4,5], 用 FIR 滤波或内插来估计信道响应. 研究表明, 最佳滤波器长度 (信道估计算法的处理窗长) 取决于移动台速度^[1-5].

本文提出一种基于导频辅助、多项式近似和信号重建的信道估计通用方法, 适用于高速移动环境. 假定无线信道响应具有一阶或高阶多项式特性, 用两个或两个以上时隙的导频符号时刻上得到的含噪信道响应值, 估计出该时段内任意符号时刻的信道响应值. 针对 WCDMA 上行链路, 用仿真方法研究了链路性能与移动台速度的关系、最佳多项式阶数和最佳时隙数 (估计窗长), 与 WMSA 方法进行了比较. 分析了本文方法的适用性, 与线性插值、高斯插值方法性能进行了比较.

2 问题与思路

图 1 (a) 和 (b) 分别给出 WCDMA 上、下行链路专用物理信道的时隙结构^[6], 它们代表了各种宽带 CDMA 系统中物理信道和导频符号的两种典型安排. 图 1 (a) 上行链路的一个时隙中, 专用物理控制信道 (DPCCH—dedicated physical control channel) 的 N_p 、 N_{TPC} 和 N_{TFI} 分别表示导频比特、功率控制比特和传输速率信息比特的个数, 而专用物理数据信道 (DPDCH—

dedicated physical data channel) 有 N_d 个数据比特. 图 1 (b) 控制和数据复接的下行链路有 $N_s = N_p + N_{TPC} + N_{TFI} + N_d$ 个比特.

考虑 RAKE 接收机的一个指峰, 解扩后的接收信号 $r(t) = s(t)h(t) + (t)$, 式中 $s(t)$ 是发射信号流, $h(t)$ 是该指峰捕获的一条路径的信道响应, (t) 为噪声及干扰项, 包括多用户干扰和多径干扰等. 为简单起见, 发送的导频比特均取“1”. 记离散时间序号为 k , 导频比特的时间宽度为 T_b , 则有

$$r(k) = r(t)|_{t=kT_b} = \begin{cases} h(k) + (k) & \text{导频比特时刻} \\ s(k)h(k) + (k) & \text{其它} \end{cases} \quad (1)$$

本文用信号重

建的思路^[7], 假定一段信道响应应具有多项式特性, 由导频比特时刻的接收信号抽样, 解得描述该段信道响应的多项式系数, 再计算出该段信道响应在各数据符号时刻的估值.

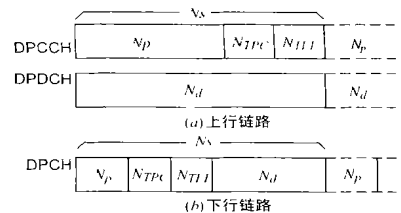


图1 WCDMA 的时隙结构

3 信道估计算法

为了一次估计出 M 个时隙内的信道响应 (M 为整数, $M \geq 1$), 截取 $r(k)$ 的 M 个时隙以及其后续时隙中的 N_p 个导频比特 (图 2). 处理窗长 $K \times T_b$ 秒, 窗内有 $K = M \times N_s + N_p$ 个比特, 序号 $k = 0, \dots, K - 1$. 窗内导频比特 $I = (M + 1) N_p$ 个,

序号为 k_i . 这里 $i = 1, \dots, I, k_i = 0, \dots, N_p - 1, N_s, \dots, N_s + N_p - 1, \dots, M \times N_s, \dots, M \times N_s + N_p - 1$.

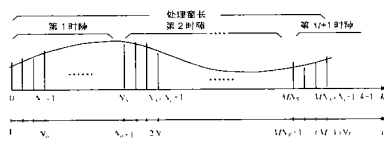


图 2 分段处理与段内序号

处理窗每次右移 M

个时隙,保证每段中最前 N_p 个比特和最后 N_p 个比特均为导频比特. 将各导频比特时刻对应的含噪信道响应值 $\hat{h}(k) = h(k) + e(k)$ 表示为 I 维向量 $\hat{\mathbf{h}} = [\hat{h}(0) \ \hat{h}(1) \ \dots \ \hat{h}(N_p - 1) \ \hat{h}(N_s) \ \hat{h}(N_s + 1) \ \dots \ \hat{h}(N_s + N_p - 1) \ \dots \ \hat{h}(MN_s) \ \hat{h}(MN_s + 1) \ \dots \ \hat{h}(MN_s + N_p - 1)]^T$, T 表示转置. 本文中的向量均为列向量.

3.1 多项式近似和系数求取

假设在处理窗内,无线信道响应连续变化,可以用 N 阶多项式来描述. 则

$$h(k) = \sum_{n=0}^N c_n (k - k_r)^n \quad (2)$$

式中: c_n 是多项式第 n 项的系数; k_r 为参考时刻序号; $(k - k_r)$ 是时刻 k 到参考时刻的时间差. 取参考时刻为段内的第一个比特时刻,即 $k_r = 0$. 则上式可简化,并表示成向量形式

$$h(k) = \sum_{n=0}^N c_n k^n = \mathbf{v}(k)^T \mathbf{c} \quad (3)$$

式中, $(N + 1)$ 元的多项式系数列向量 $\mathbf{c} = [c_0 \ c_1 \ \dots \ c_N]^T$, $(N + 1)$ 元的列向量 $\mathbf{v}(k) = [1 \ k \ \dots \ k^N]^T$, 其元素是时刻序号 k 的零次到 N 次乘幂.

含噪的信道响应 $\hat{h}(k)$ 可以表示为

$$\hat{h}(k) = \mathbf{v}(k)^T \mathbf{c} + e(k) \quad (4)$$

$e(k)$ 是多项式近似误差与式 (1) 中噪声 $e(k)$ 之和. 逼近误差定义为导频比特时刻上误差的平方和

$$E = \sum_{i=0}^{I-1} e^2(k_i) = \sum_{i=0}^{I-1} [\hat{h}(k_i) - \mathbf{v}(k_i)^T \mathbf{c}]^2 \quad (5)$$

求 E 对各系数 c_n 的偏导数,并令各偏导数等于零,即得最小平方误差意义上的最佳系数^[11]

$$\mathbf{c}_{opt} = [\mathbf{U}^T \mathbf{U}]^{-1} \mathbf{U}^T \hat{\mathbf{h}} = \mathbf{Q} \hat{\mathbf{h}} \quad (6)$$

式中: 向量 \mathbf{c}_{opt} 由 $(N + 1)$ 个最佳系数组成; 向量 $\hat{\mathbf{h}}$ 的元素是所有导频比特时刻 k_i 的含噪信道响应值 $\hat{h}(k_i)$, $i = 1, \dots, I$; $\mathbf{U} = [\mathbf{u}_0 \ \mathbf{u}_1 \ \dots \ \mathbf{u}_N]$ 是 $I \times (N + 1)$ 的矩阵, 其第 n 列 $\mathbf{u}_n = [k_1^n \ k_2^n \ \dots \ k_I^n]^T$ 由所有导频比特时刻 k_i 的 n 次幂组成; $(N + 1) \times I$ 的矩阵 $\mathbf{Q} = [\mathbf{U}^T \mathbf{U}]^{-1} \mathbf{U}^T$.

3.2 信道估计和多径分集

用最佳系数重建信道响应,则窗内任意时刻 k 处的信道估计 $\hat{h}(k)$ 可用下式计算

$$\hat{h}(k) = \mathbf{v}(k)^T \mathbf{c}_{opt} = \mathbf{v}(k)^T [\mathbf{U}^T \mathbf{U}]^{-1} \mathbf{U} \hat{\mathbf{h}} = \mathbf{v}(k)^T \mathbf{Q} \hat{\mathbf{h}} \quad (7)$$

设接收机有 L 个指峰,则最大比合并输出的判决变量

$$d(k) = \sum_{l=1}^L \eta_l(k) \hat{h}_l(k) \quad (8)$$

现在考虑上两式中 k 的取值. 对图 1(b) 所示导频与数据复接的 WCDMA 下行链路,只要计算除导频比特外其它时刻的信道估值,即取 $k = N_p, \dots, N_s - 1, N_s + N_p, \dots, 2N_s - 1, \dots, (M - 1) \times N_s + N_p, \dots, M \times N_s - 1$. 对图 1(a) 所示 WCDMA 上行链路,需要为 DPDCH 求出 M 个时隙中各个数据比特时刻

的信道估值. 通常,DPDCH 中取 $N_s = 10^{(6)}$. 而 DPDCH 的一个时隙中的比特数 $N_d = 2^m N_s$, $m = 0, \dots, 6^{(6)}$. 所以,上两式中的 k 需要做尺度变换,即取分数值 $k = (0, \dots, M \times N_d - 1) / 2^m$.

3.3 算法特性和复杂度

式 (7)、(8) 中变量 k 的集合确定以后,用列向量 $\mathbf{v}(k)$ 组成矩阵 $\mathbf{V} = [\mathbf{v}(k)]^T$, 用待求的信道估计值 $\hat{\mathbf{h}}(k)$ 组成列向量 $\hat{\mathbf{h}} = [\hat{h}(k)]^T$, 则由式 (7) 可得计算 M 个时隙信道估计的公式

$$\hat{\mathbf{h}} = \mathbf{R} \hat{\mathbf{h}} \quad (9)$$

式中,矩阵 $\mathbf{R} = \mathbf{V} \mathbf{Q} = \mathbf{V} [\mathbf{U}^T \mathbf{U}]^{-1} \mathbf{U}^T$. 对时隙结构已定的系统、处理窗长和多项式阶次已定的信道估计算法, \mathbf{u}_n 、 \mathbf{U} 、 $\mathbf{v}(k)$ 和 \mathbf{V} 都是确定的,不随处理窗的右移而变. 因而, \mathbf{R} 是确定的,可以预先求出,实用的估计公式 (9) 是线性时不变的算法.

矩阵 \mathbf{R} 的行数与式 (7)、(8) 中变量 k 的个数相同,列数等于处理窗内的导频个数 $(M + 1) N_p$. 求某一时刻 k 的信道估计 ($\hat{\mathbf{h}}$ 中的一个元素),运算量取决于 M 和 N_p ,与多项式阶次 N 无关.

4 仿真研究与结果分析

本文采用 COSSAP 对此信道估计技术进行了仿真. 仿真参数如下: 载频 2.0GHz, 码片速率 4.096Mcps, 典型的上行链路. 并行的数据信道和控制信道,扩频因子均为 256, 即每时隙 10 个比特 ($N_d = N_s = 10$), $N_p = 6$ 个导频比特. 仿真中未采用编码与交织. 无线信道为瑞利衰落型加高斯白噪声,含有两条等强度的衰落路径. 链路性能的度量采用符号错误概率 (SER, symbol error rate).

首先研究参数 M 和 N 的取值,目的是找到最佳参数. 取多项式阶次 $N = 1, \dots, 5$, 处理窗内时隙数 M 小于、等于或大于 N , 测试了多种移动速度下的 SER. 图 3 给出 $N = 2$ 和 3 时的部分结果, 当取 $M < N$, 各种移动速度条件下链路性能几乎不变. 当取 $M = N$ 时, SER 在移动速度大幅度增加时仅有缓慢上升. 若取 $M > N$, 则高速时链路性能有较大下降. 对任一固定 N 值, 在移动速度的整个变化范围 3 ~ 250km/h 内, SER 在 $M = N$ 时达到最小. 再固定 $M = N$ 关系, 比较不同的 N 值. 图 4 给出五根 SER 曲线. $N = 3, 4, 5$ 时的 SER 明显低于 $N = 1, 2$ 时的 SER. 高速环境下, $N = 4, 5$ 时的性能又比 $N = 3$ 时的性能略优, 说明多项式阶次的最佳值取决于移动台速度. 在速度的整个变化范围中, 以 $N = 4$ 时的性能最好. 以下取 $N = 3$, 尽管高速环境下其 SER 比 $N = 4$ 时的 SER 要高, 但运算量是后者的 4/5, 因此是复杂度与性能间的较好折衷.

再将本文算法与目前常用的信道估计算法 WMSA^[2] 进行比较. WMSA 算法先对一个时隙中所有导频求平均, 得该时隙信道响应的粗略估计; 再对 J 个连续时隙的粗略估计加权平均, 得当前时隙的信道估计; 处理窗长应随移动速度调整^[2,3], 低速环境下取 $J = 6$, 高速移动时取 $J = 2$. 图 5 给出了 4 条 SER 曲线, 所用的算法、系数分别是: 加权系数为最佳值 {1.0, 1.0} 的 $J = 2$ 的 WMSA 算法^[2], 取最佳系数 {0.3, 0.8, 1.0, 1.0, 0.8, 0.3} 的 $J = 6$ 的 WMSA 算法^[2], $M = N = 2$ 的本文算法, 以及 $M = N = 3$ 的本文算法. 由图 5 可见, 低速环境下 WMSA 算法较优, 速度高于 100km/h 则本文算法明显好于

WMSA 算法.这是由于高速环境下 WMSA 算法对一个时隙中信道响应近似不变的假定不再满足,而本文算法可为同一时

隙中各个数据比特提供不同的信道估计值,从而较好地反映出衰落信道的变化.

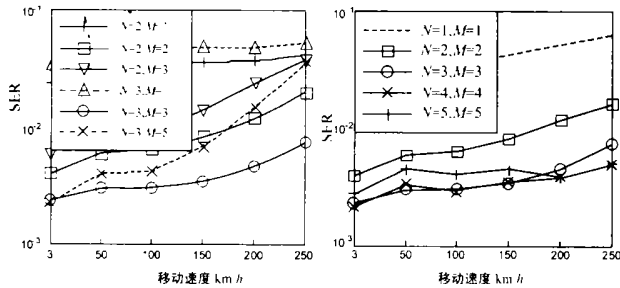


图3 移动速度、 M 值与 N 值对性能的影响

图4 多项式阶次 N 的影响

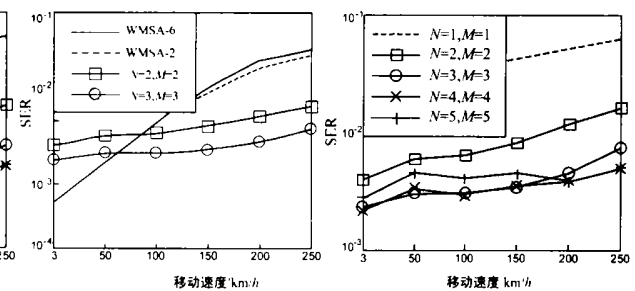


图5 多项式重建算法与WMSA算法的性能比较

图6 多项式重建算法与WMSA算法的性能比较

图6给出了多项式重建算法($N=3, M=3$)与WMSA算法在不同的移动速度下随着SNR变化的性能曲线.从图中可以看出,在速度为50km/h时,WMSA算法性能略优于多项式重建算法,这与图5得出的结论一致.而当速度增加到100km/h,250km/h时,

WMSA算法与多项式重建算法相比,性能明显下降.特别是在高速情况下,WMSA性能明显恶化.而多项式重建算法随着速度的增加,性能下降相对缓慢.因此,多项式重建算法相对WMSA算法更适用于高速移动环境.

对采用若干导频比特与较多数据比特时分复接时隙结构的下行链路专用物理信道,文献[5]的仿真结果已表明,高速移动环境下二项式插值算法有较好的跟踪能力,达到的性能要优于线性内插方法和高斯内插方法.本文算法取 $N=2, M=1$ 时,就得到文献[5]的二项式插值算法.而本文的仿真结果表明:当本文算法在 $N=M$ 时,链路性能达到最佳.因此可以得出,对于下行链路信道估计,本文算法在 $N=M$ 时,高速移动环境下的性能要优于线性内插方法和高斯内插方法.

5 结论

本文提出一种基于导频和多项式模型的信道估计通用方法,适用于高速移动环境.假定无线信道响应具有多项式特性,借助于导频符号,估计出一段时间内任意符号时刻上的信道响应值.给出了算法的详细数学推导、实用公式.通过仿真,研究了WCDMA上行链路性能与移动台速度的关系、最佳多项式阶数和最佳时隙数,并与WMSA方法进行了比较.仿真结果表明:链路性能随着移动速度增加而降低;处理窗内时隙数的最佳值等于多项式阶次;多项式阶次应随移动速度增加而增高;移动速度在3km/h至250km/h范围内变化时,多项式阶次取3可达到链路性能与算法复杂度之间的较好折衷.从仿真结果还可得出,低速环境下WMSA算法较优,当速度高于100km/h则本文算法明显好于WMSA算法.本文算法的运算量要大于WMSA算法.通过分析得知,本文算法也适用于导频与数据复接的下行链路,此算法所能达到的链路性能将优于线性插值法和高斯插值法.

参考文献:

- [1] Covers J. K. An analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh

- fading channels [J]. IEEE Trans Veh Technol, 1991, 40(4): 686-693.
 [2] Andoh H, et al. Channel estimation filter using time-multiplexed pilot channel for coherent RAKE combining in DS-SS mobile radio [J]. IEICE Trans Commun, 1998, E81-B(7): 1517-1525.
 [3] Abeta S, et al. Performance comparison between time-multiplexed pilot channel and parallel pilot channel for coherent rake combining in DS-SS mobile radio [J]. IEICE Trans Commun, 1998, E81-B(7): 1417-1425.
 [4] Sanpei S, et al. Rayleigh fading compensation for QAM in land mobile radio communications [J]. IEEE Trans Veh Technol, 1993, 42(2): 137-147.
 [5] 董霄剑, 尤肖虎. WCDMA中一种新的信道估计方法[J]. 电子学报, 2000, 28(7): 16-18.
 [6] ETSI SMG2. The ETSI UMTS Terrestrial Radio Access (UTRA) ITU-R RTT Candidate Submission [R]. Tdoc SMG2, 1998.
 [7] Laakso T I, et al. Polynomial filtering approach to reconstruction and noise reduction of nonuniformly sampled signals [J]. Signal Processing, 2000: 567-575.

作者简介:



黄爱苹 女, 1953年生于江苏省南京市, 浙江大学教授, 1994年至1998年芬兰赫尔辛基工业大学访问学者, research scientist, 研究兴趣为移动通信, 信号处理等.



胡荣 男, 1973年生于湖北公安县, 浙江大学通信与信息系统专业博士研究生, IEEE学生会员, 主要研究方向: 移动通信中的数字接收, 功率控制及多维信号处理.