

基于快衰落信道的一种新型自适应 MLSE 接收器

宋 梁, 胡 波, 凌 燮 亭

(复旦大学电子工程系, 上海 200433)

摘 要: 在移动通信系统中, 由于衰落和多普勒效应, 为了实现基于 Viterbi 算法的极大似然序列估计 (MLSE), 需要不断跟踪信道参数变化. 本文首先提出了一种新的基于插值的信道估计方法 ICP (Interpolating channel processing), 并给出了该方法的两种实现形式. 同已有的一些算法的比较结果表明: 新方法具有更小的计算复杂度, 误码率更低. 同时, 本文对如何降低 Viterbi 算法 (VA) 的计算复杂度也作了探讨. 通过采用自适应减小计算复杂度的算法 (ATA), 本文提出的 ICP 算法具有更优的性能.

关键词: Viterbi 算法; 快速衰落信道; 极大似然序列估计; 多普勒效应; 信道跟踪

中图分类号: TN911.25 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2002) 05-0723-04

Adaptive MLSE Receiver in Fast Fading Channel

SONG Liang, HU Bo, LING Xietering

(Dept. of EE, Fudan University, Shanghai 200433, China)

Abstract: In mobile communication system, a continuous channel estimation and tracing method is needed to implement the Viterbi algorithm of MLSE because of fading and Doppler effect. In this paper, we propose a novel MLSE receiver based on interpolating channel processing (ICP). To reduce the computational complexity of VA, we use an effective method named adaptive threshold algorithm (ATA). A comparison in performance and computational cost is given with two other reference algorithms: Per survivor Processing and Minimum Survivor Processing.

Key words: Viterbi algorithm; fast fading channel; MLSE; Doppler effect; channel estimation

1 引言

在对存在码间干扰 (ISI) 和加性高斯白噪声 (AWGN) 的信道进行均衡和信号解调时, 基于欧基里德距离的 MLSE 接收器^[2,5]是最优的, 其工作原理相当于将接收到的信号与所有可能发送序列比较, 把其中欧基里德距离最小的那条路径作为解调序列; 在搜寻过程中, 需要使用信道模型参数, 也就是说在接收端需要有一个信道参数的估计器, 一般有 LMS 和 RLS 算法^[1]. 但是, 在无线通讯中, 由于其传输信道是衰落信道^[2], 其具有两个基本特性: 多径效应和衰落特性. 在发射或接收目标移动速度较高的情况下, 信道特性本身变化很快, 信道跟踪难度加大. 对于这类快衰落信道, 直接使用 MLSE 接收器存在着一个重要问题: 由于信号判决固有的延时性, 无法及时调整信道参数以配合 MLSE 的 Viterbi 搜索的进行, 从而导致 Viterbi 搜索不能获得最优的结果.

为了解决这一问题, 研究人员提出了全残存路径估计方法 (PSP)^[3] 和改进的最小残存路径估计方案 (MSP)^[4]. 然而, 在信噪比较低时, 采用 MSP 和 PSP 算法的误码率大大提高. 针对这一问题, 本文提出了插值信道估计 (ICP) 算法, 并给出了两种实现形式, 在算法复杂度和 MSP 相当的情况下, 较好

地解决了低信噪比下误码率过高的问题, 模拟结果显示了 ICP 算法的优良性能.

影响快衰落信道中使用 MLSE 接收器的另一个原因, 是 Viterbi 算法本身的复杂度. 我们知道, Viterbi 算法的复杂度与路径搜索时的状态数紧密相联, 每搜索一个码元的计算复杂度可表述为:

$$c_{\text{msl/s}} = Q \cdot N_s \cdot c_b \quad (1)$$

其中: c_b 表示计算一条路径支路与接收信号欧基里德距离的计算复杂度; N_s 为系统状态的数目, 可以表示为 $N_s = Q^{L-1}$, Q 为字符集大小.

虽然可以采用合并子集状态或路径等方法^[9]来降低计算复杂度, 然而此类方案实现复杂. 本文采用一种自适应地减小算法中的存活路径的方法 ATA 算法^[7,8], 并比较了这种方法对序列解码的影响, 模拟结果表明, ATA 算法对我们提出的 ICP 算法影响最小.

2 基于插值的信道估计算法 ICP 及其性能比较

2.1 LMS 和 RLS 算法

判决得到的序列反馈到信道估计器, 估计器通过信道跟

踪算法,来自适应地调整模型参数.传统的信道跟踪方法有两种:LMS 算法和 RLS 算法^[1].后者的收敛速度比较快,在快速时变信道中得到广泛的运用.

在时刻 n , 信道参数为 $c_n = [c_n(0), c_n(1), \dots, c_n(L-1)]^T$, 其中 L 为信道记忆长度,有

$$r_n = \sum_{i=0}^{L-1} c_n(i) I_{n-i} + N_n \quad (2)$$

式中: r_n 是接收端匹配滤波器采样输出; I_n 是发送端发送的码元; N_n 是 n 时刻的噪声.定义 $\tilde{c}_n = [\tilde{c}_n(0), \tilde{c}_n(1), \dots, \tilde{c}_n(L-1)]^T$ 为 n 时刻信道参数的估计值,则 n 时刻的误差为

$$e_n(I_n, \tilde{c}_n) = r_n - \tilde{c}_n^T \cdot I_n \quad (3)$$

对于 LMS 算法其递推式为:

$$\tilde{c}_{n+1} = \tilde{c}_n + \mu e_n(I_n, \tilde{c}_n) I_n \quad (4)$$

其中 μ 为步长.而 RLS 算法引入了遗忘因子 w , 以达到更快的收敛速度,其递推式为:

$$\tilde{c}_{n+1} = \tilde{c}_n + e_n(I_n, \tilde{c}_n) k_n$$

$$k_n = \frac{P_{n-1} I_n}{w + I_n^T P_{n-1} I_n}, P_n = \frac{1}{w} (P_{n-1} - k_n I_n^T P_{n-1}) \quad (5)$$

2.2 PSP 和 MSP 算法

采用 MLSE 算法对衰落信道进行均衡,主要原因是 MLSE 算法具有优良的抗干扰能力,在信道参数的估计不是十分准确的情况下,依然达到较好的抗噪声能力.假设信道参数为 $c = [c(0), c(1), \dots, c(L-1)]$, 路径搜索时,累计的欧基里德距离误差用下式表示

$$f_n = \left| r_n - \sum_{i=0}^{L-1} c(i) \cdot I_{n-i} \right|^2 \quad (6)$$

整个搜索过程中,状态的数目为 Q^{L-1} , Q 为字符集的大小, L 为信道记忆长度,也就是匹配滤波采样输出后码间串扰的范围.

在衰落信道中,采用 MLSE 算法的主要问题是进行序列搜索的过程中,如何及时更新信道参数.由于 Viterbi 解码存在一定的延时,用 LMS/RLS 算法作信道跟踪时,真实的(或估计的)传输码元是未知的.

一种解决方法是对每一条存活路径都根据其路径的码流作不同的信道参数估计.在这种情况下,任何时刻对应于 Q^{L-1} 个状态的 Q^{L-1} 存活路径的信道参数的估计值都是不同的,对于路径搜索中每一次状态的转移,算法都要进行一次 LMS/RLS 迭代,这种方法称为 PSP 算法(Per survivor processing)^[3].由于需要保存的各路径所对应欧基里德距离、信道参数估计值,每次状态转移时需要进行 RLS/LMS 迭代,大大增加了算法运行时间和存储空间.

针对上述算法的缺点,一种改进的最小存活路径方法,在进行每一步搜索前,在当前所有存活路径中选一条欧基里德误差最小的路径,进行信道跟踪,将得到的参数作为下一步 Viterbi 搜索的公共信道参数;可以得到和 PSP 算法几乎一样的误码特性^[4],但所需的计算量和存储空间小很多.

但是,这两种方法在低信噪比的情况下都存在着问题.MSP 的问题是:在高噪声下,由于连续的最小路径选择的错误而造成的信道参数估计的错误,最终会导致信道跟踪能力的

完全丧失.而 PSP 的问题是:由于对于每一条路径都是分别计算信道参数的,也就是说各条路径的信道参数会根据路径的不同收敛到不同的值,比如说,与真实路径刚好完全取反的路径 $-I_n$,会收敛到与真实的信道参数完全取反的 $-C_n$.可以看到,在收敛过程完成后两条路径对应的与接收信号的欧基里德距离是完全一样的.由于噪声的影响,后果很可能是整条路径的选取错误,造成比较大的误码率.

2.3 ICP 算法及其两种实现

我们可以通过对信道参数以高于多普勒谱频率采样,并变采样率来得到对应于各个码元的信道参数值.鉴于这种思想^[6],和 3G 标准中导频训练码的存在,我们提出以下两种 ICP 的实现方案.

第一种是连续跟踪的方案,这里称为 ICP-1.其做法为:

(1) 先以训练码方式获得信道在 $(T, 2T, \dots, NT)$ 上的 N 个信道参数值,其中 T 为一帧的长度,包括训练码和信息码,且 $1/T \gg B_d$.事实上这一点是可以得到满足的,因为即使是对于 300km/h 的信道而言,其多普勒带宽约为 600Hz,而 3G 中规定的 Chip 速率为 3.84Mcps.

(2) 通过变采样率的方法(一般可用插零在低通滤波,升 T/T_s 倍, T_s 是单个码元的时间长度),可以得到 $(NT, (N+1)T)$ 上对应于各个码元的信道参数值,并用于该帧的 Viterbi 解码.

(3) 利用解码结果和下一帧头上的训练码,通过 LMS/RLS 算法,可以得到 $(N+1)T$ 时刻信道参数的值.

(4) 重复(2)、(3)过程,就可以完成信号的解码.

第二种方案是非连续跟踪方案,称为 ICP-2.其做法大至与 ICP-1 相同,区别是第三步中得到 $(N+1)T$ 时刻信道参数的值仅使用下一帧的训练码而不使用当前帧的解码结果.这样做的优点是信道估计不会受判决中错码的影响,在高噪声的情况下有着比前三种方法(PSP, MSP, ICP-1)好得多的性能.而其缺点也是比较明显的,它对训练码长度的要求比较高,并且在相同长度的训练码和低噪声的情况下,由于做信道跟踪的码元的长度比前三种方法都要少,误码率也比前三种方法都要高.

可以看到,ICP 方案利用了衰落信道的多普勒频率特性,受由噪声引起的判决错误影响最小.对 ICP-2 方案而言是完全不受影响,因为 ICP-2 完全不用到判决结果,特别在高噪声的场合有突出的表现;ICP-1 方案可适用于各种信噪比场合,而且对训练码长度的要求也与 PSP, MSP 类似.模拟表明,在无噪声或信噪比非常高的情况下, PSP, MSP, ICP-1 都能在无训练码的条件下实现零误码率传输,而 ICP-2 却不行.这些结论我们将在第四节的模拟中进行验证.

2.4 算法复杂度比较

下面进一步分析这几种方法的计算复杂度.

表 1 中 L 为信道记忆长度, N_a, N_m, N_c 分别代表一次 LMS/RLS 迭代需要的加法计算次数,乘法

表 1 LMS/RLS 算法复杂度对照^[4]

	N_a	N_m	N_c
LMS	$2L$	2	$2L$
RLS	$2L^2 + 2L$	$2L^2 + 3L$	$L^2 + 4L$

计算次数和存储空间,我们设 c_{msq} 表示做一帧的 Viterbi 解码

本身的计算复杂度, c_a 、 c_m 、 c_c 分别为加法、乘法、和存储空间消耗的代价, K_s 、 K_t 分别为一帧中信息码和训练码的长度, 而 Q 代表字符集大小. 那么对于 PSP 而言, 一帧解码的计算复杂度为

$$c_{PSP} = (N_a \cdot c_a + N_m \cdot c_m + N_c \cdot c_c) \cdot (Q^{L-1} K_s + K_t) + c_{msd} \quad (7)$$

对于 MSP 有

$$c_{MSP} = (N_a \cdot c_a + N_m \cdot c_m + N_c \cdot c_c) \cdot (K_s + K_t) + (c_1 + c_2) \cdot K_s + c_{msd} \quad (8)$$

其中 c_1 和 MSP 中寻找最小路径的计算量有关 $c_1 = (2^{L-1} - 1) c_s + c_c$; c_2 是一个和最小生存路径的延迟 d 有关的量, 它用来表示沿最小路径回溯 d 长度所需的计算复杂度. 对于 ICP 1 和 ICP 2 有

$$c_{ICP-1} = (N_a \cdot c_a + N_m \cdot c_m + N_c \cdot c_c) \cdot (K_s + K_t) + c_i + K_s \cdot c_c + c_{msd} \quad (9)$$

$$c_{ICP-2} = (N_a \cdot c_a + N_m \cdot c_m + N_c \cdot c_c) \cdot K_t + c_i + K_s \cdot c_c + c_{msd} \quad (10)$$

上两式中 $K_s \cdot c_c$ 为存放变采样率得到的信道参数需要的空间. 而 c_i 为做一次变采样率所对应的计算复杂度. 比较式 (7)~(10) 可以发现, ICP 1, ICP 2 和 MSP 都有着比 PSP 低得多的算法复杂度. ICP 2 的复杂度比 ICP 1 略低, 而 ICP 和 MSP 有着相似可比的算法复杂度.

3 ATA 算法

我们这里介绍的方案是一种自适应地减小算法中的存活路径的方法 ATA^[7,8]. 这种方案的实现相当简单, 在算法中设定一个门值 δ (Threshold), 在每做一个码元的搜索之后凡是累计误差比最小生存路径大 δ 以上的都被舍去. 也就是说对于第 i 条路径, 令其与接收码元的欧氏距离为 CM_i , 若 $CM_i > CM_{\min} + \delta$, 那么该条路径将被舍去, 其中 $CM_{\min} = \min\{CM_i\}$.

影响上述方法性能的一个重要参数是门值 δ , 通过选择合适的 δ 就能找到算法复杂度和误码率之间的平衡点. 一般通过模拟测试的方法能得到合适的 δ , 文[8]从数学的角度分析并提出了寻找 δ 的表达式.

下面进一步讨论使用 ATA 算法对 PSP、MSP 和 ICP 算法的影响. 降低 δ , 就增加了丢弃正确路径的概率 p_e , 其直接效果就是增加了 Viterbi 算法解码的误码率. 因此降低 δ 的值对 PSP、MSP 和 ICP 算法的性能影响也同第四节中讨论的增加信道噪声功率对三种算法的影响一样, 因为影响这三种算法性能的因素是 Viterbi 算法解码的误码率而非信道噪声本身. 也就是说, 降低 ATA 算法中的 δ , 对我们提出的 ICP 算法, 特别是 ICP-2 算法的影响最小. 下一节中, 将通过模拟来验证这一点.

4 模拟结果

以上讨论的几种 MLSE 接收器的性能通过软件模拟进行了一次验证, 模拟中的一些细节参照了 3G 协议. 为了同时测试对相位和幅度的跟踪能力, 调制使用的方法是 16QAM, 我们在 $Chiprate = 3.84\text{MHz}$ 的情况下, 传送了 10000 个信息的

chip, 每 100 个 chip 前加上 50 个 chip 的训练码. 通过统计接收端判定的错误比特数来计算比特误码率. 信道使用的是无线通信中目标移动速率为 300km/h 时的快速衰落信道, 信道的阶数为 4, 噪声为加性高斯白噪声. 模拟中采用的信噪比 E_b/N_0 为 20dB, 15dB, 10dB, 8dB 四种情况. 模拟采用 RLS 算法.

4.1 三种算法误码率的比较

本次模拟的目的在于比较三种算法在相同信噪比下的误码率, 所有算法都采用了 MLSD 的 ATA 结构, 根据 ATA 算法

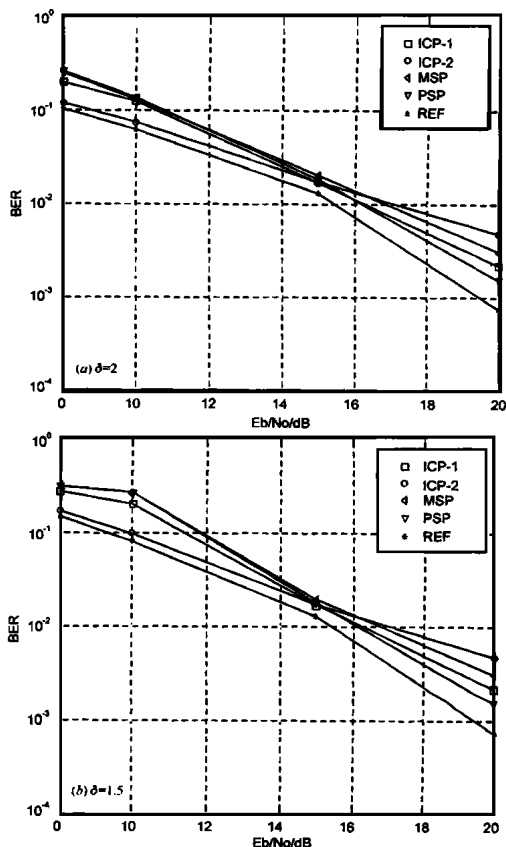


图 1 误码率比较

中 δ 的不同 (分别取 2 和 1.5), 得到图 1 所示曲线. 图中还加上了一条参数曲线, 它是在假设接收端完全已知信道特性及其变化的情况下, 采用了 MLSD 的 ATA 结构均衡器得到的. 我们可以把 REF 曲线看成其它算法的一个性能上界. 由图 1 可见在高噪声的情况下, 误码率从低到high是:

$$REF < ICP2 < ICP1 < PSP \approx MSP \quad (11)$$

而在低噪声的情况下为:

$$REF < PSP < ICP1 < MSP < ICP2 \quad (12)$$

这一结果和第四节的分析是一致的.

4.2 δ 对算法误码率的影响

本次模拟中比较了 δ 取 1.5, 2 和 3 三点时 ICP 1, ICP 2 和 MSP 的 (误码率/信噪比) 曲线, 如图 2 所示. δ 的减小对算法性能的影响从图 2 可以看出对 ICP 2 算法的影响最小, 而对 ICP 1 的影响略小于 MSP, 这与在第五节中的分析也是一致的. 这样可以在 ICP 方案上实现更低的算法复杂度, 而得到和

PSP/MSP 相当的(误码率/信噪比)曲线。

5 结论

本文提出了一种新型的用于快速衰落信道的 MLSE 接收器算法 ICP, 并给出了它的两种实现 ICP 1 和 ICP 2。从理论分析得到的 ICP 有着和 MSP 相当的算法复杂度, 但它的误码特性比 MSP 要好。为了解决 MLSE 算法中的大计算量和存储空间消耗的问题, 我们使用了 ATA 的方法, 并分析了它对 ICP 和 MSP 和 PSP 的影响, 得到的结论是: 通过诸如 ATA 约减 MLSE 搜索状态数的方法来减小 MLSE 的计算量, 对 ICP 算法的性能

的影响最小。

参考文献:

- [1] 姚天任, 孙洪. 现代数字信号处理 [M]. 武汉市: 华中理工大学出版社, 1999. 45- 120.
- [2] John G Proakis. Digital Communication [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 1998.
- [3] R Raheli, A Polydoros, C K Tzou. The principle of per survivor processing: A general approach to approximate and adaptive MLSE [A]. Proc GLOBECOM' 91 [C]. Phoenix: GLOBECOM, 1991. 312- 316.
- [4] G Castellini, F Conti, E Del Re, L Pierucci. A continuously adaptive MLSE receiver for mobile communications: algorithm and performance [J]. IEEE Trans on Comm, 1997, 45(1): 80- 89.
- [5] G E Bottomley, S Chenakeshu. Unification of MLSE receivers and extension to time varying channels [J]. IEEE Trans on Comm, 1998, 46(4): 464- 472.
- [6] Heung No Lee, G J Pottie. Fast adaptive equalization diversity combining for time varying dispersive channels [J]. IEEE Trans on Comm, 1998, 46(9): 1146- 1162.
- [7] S J Simonmons. Breadth first trellis decoding with adaptive effort [J]. IEEE Trans Comm, 1990, COM 38(1): 3- 12.
- [8] H Zamiri Jafarian. Adaptive MLSE receivers for wireless communications [D]. Toronto: the University of Toronto, 1998.
- [9] G J Foschini. A reduced state variant of maximum likelihood sequence detection attaining optimum performance for high signal to noise ratios [J]. IEEE Trans on Inform Theory, 1997, IT- 23(9): 605- 609.

作者简介:



宋 梁 男, 1980 年生于上海, 1999 年于上海交通大学电子工程系获学士学位, 现为复旦大学电子工程系硕士三年级, 研究方向包括通信原理, 无线通信技术, 盲信号处理等。



胡 波 男, 1968 年生于四川成都, 教授, 博士生导师, 1990 年、1996 年分别获得复旦大学电子工程系理学学士、博士学位, 1994 年至 1997 年在香港科技大学电子系访问, 从事视频点播、非线性信道辨识与均衡方面的研究, 1997 年至今, 在复旦大学电子工程系, 主要从事数字通信、数字信号处理及数字系统设计方面的研究。

凌燮亭 男, 1932 年生于江苏常州, 教授, 博士生导师, 从事电路容差分析, 集成电路分析与设计, 信号盲识别与盲分离, 滤波其设计理论, 神经网络以及混沌理论于应用等领域的研究。

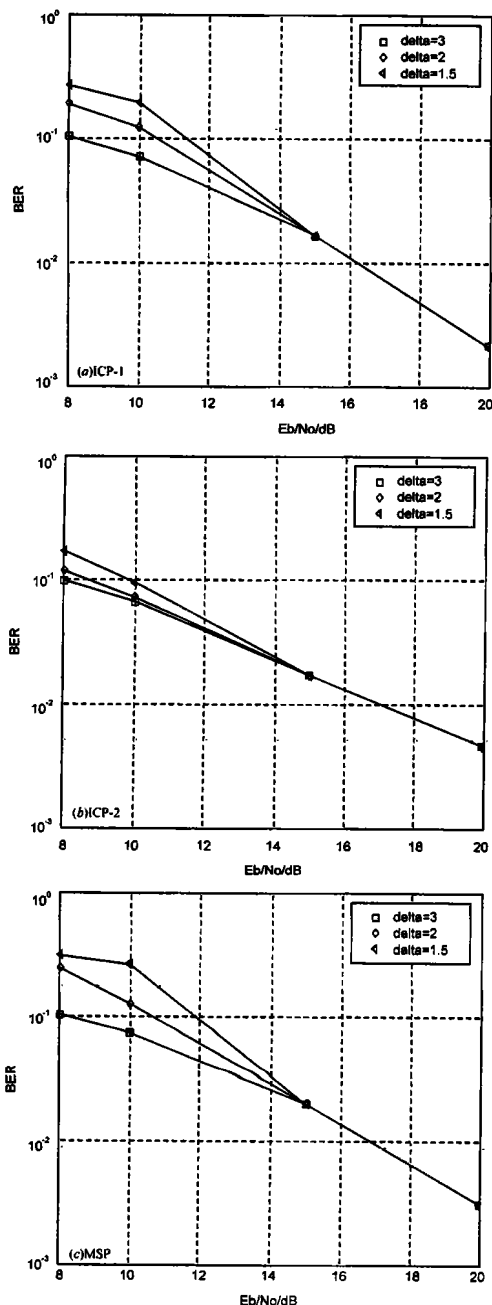


图 2 对算法的影响比较