

运用格状图支路转移规则和 Viterbi 算法 实现数字信号盲估计¹

欧阳聪星 乐光新

(北京邮电大学电信工程学院 北京 100876)

摘 要 该文提出了一种新的离散数字信道盲估计算法,运用格状图中的一步支路转移规则,大大削减了最佳估计所要求的计算量,文中首先介绍了符合最大似然序列估计 (MLSE) 准则的信道最佳盲估计算法,然后阐述了运用格状图中的一步支路转移规则对格状图进行筛选的基本思想,接着详细介绍了本算法,最后通过数值仿真研究了本算法的性能。

关键词 信道盲估计, 信道盲均衡, Viterbi 算法, 格状图, 最大似然序列估计
中图分类号 TN919

1 引 言

在某些数字通信应用场合,希望在没有已知训练序列的条件下,接收机完成与接收信号的同步,同时对均衡器进行调整。这时,接收机需要采用盲均衡技术。起始于 Sato 的工作^[1],近二十多年来,人们发展了三类盲均衡技术。一类是基于均方误差准则的随机梯度法^[2,3],另一类是基于高阶统计量的信道盲估计算法^[4],第三类是基于最大似然序列估计 (MLSE) 的盲均衡算法^[5]。随机梯度算法的缺点是,在自适应运算的早期阶段,均衡器的输出可能非常不可靠,判决指导调整模式的收敛速度慢。第二类算法则需要大量的数据样本以估计出接收信号的高阶统计量,收敛速度慢,计算量也大。这两类算法比较适用于符号间串扰 (ISI) 长度很大,而信道失真较小的场合,比如电话双绞线信道。基于 MLSE 的盲均衡算法可以实现最优估计,并且需要的接收信号样本较少。其缺点是计算复杂度与 ISI 的长度成指数关系,因此比较适合于 ISI 长度小而失真大的信道,比如无线通信信道。

信道盲均衡可以分为信道盲估计与信道均衡前后两个步骤^[6]来处理。在完成信道估计之后,信道均衡可以视情况选用 MLSE,或判决反馈,或线性横向滤波,或其它更好的方案来进行。因此,本文着重讨论信道盲估计。本文将在文献^[5]的基础上,提出一种新的信道盲估计算法。该算法的创新之处在于,运用了格状图 (Trellis) 中的一步支路转移规则对大量格状图进行筛选以大大降低计算量。

2 数字信道模型

本文考虑的数字无线传输信道模型可以用 (1) 式来描述。

$$v_n = \sum_{k=0}^L f_k I_{n-k} + \eta_n \quad (1)$$

式中 v_n 为 ISI 长度为 L 的离散时间数字信道在第 n 符号传输时刻的输出信号。信源符号发送序列 $I = \{I_n\}$, 其中 I_n 随机等概率地取值为 ± 1 。 η_n 是一个加性白高斯噪声 (AWGN) 变量。 $\{f_k\}$ 是等效 ISI 信道的一套信道系数。将该信道视为一个速率为 1 的卷积编码器,

¹ 1999-03-11 收到, 2000-03-28 定稿
国家自然科学基金资助项目 (69872008)

就可以用格状图形象地表示其输入-输出关系。格状图中的状态点个数为 2^L ；支路代表信道的输出信号，其条数为 $B = 2^{L+1}$ 。图 1 所示为一个 $L = 2$ 的 ISI 信道的格状图，其支路取值列于表 1 中。

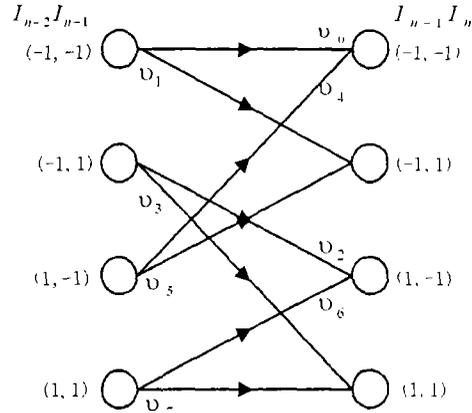


图 1 $L = 2$ 的 ISI 信道, 输入-输出关系格状图

表 1 $L = 2$ 的线性 ISI 信道的格状图的支路取值

支路	支路取值
0	$-f_2 I_{n-2} - f_1 I_{n-1} - f_0 I_n$
1	$-f_2 I_{n-2} - f_1 I_{n-1} + f_0 I_n$
2	$-f_2 I_{n-2} + f_1 I_{n-1} - f_0 I_n$
3	$-f_2 I_{n-2} + f_1 I_{n-1} + f_0 I_n$
4	$f_2 I_{n-2} - f_1 I_{n-1} - f_0 I_n$
5	$f_2 I_{n-2} - f_1 I_{n-1} + f_0 I_n$
6	$f_2 I_{n-2} + f_1 I_{n-1} - f_0 I_n$
7	$f_2 I_{n-2} + f_1 I_{n-1} + f_0 I_n$

3 符合 MLSE 准则的信道最佳盲估计

Seshadri^[5] 提出了按照 MLSE 准则设计的信道最佳盲估计算法。首先, 采用迭代动态编程算法, 设计出一个全局最优的尺度量化器, 在假定的 AWGN 环境下, 从 ISI 信道输出信号序列中估计出 B 个信道无噪输出信号的取值集合。然后, 集合中的每一个无噪信号值都可以映射为格状图中的一条支路, 总共可以有 $B!$ 个不同组合。只要在接收信号序列上用 Viterbi 算法 (VA) 搜索 $B!$ 个格状图, 产生量度值最小的那一个就对应于最佳信道估计。文献 [5] 指出, 每个格状图都有一个所有支路值的 \pm 号刚好相反的另一个格状图与之对应, 其 VA 的量度值相同。因此发送数据应做差分编码, 而需搜索的格状图个数也相应减半。另外, 由表 1 可见, 对于线性 ISI 信道, 支路值的符号具有对称性, 比如假定某信道无噪输出信号值 ' c ' 是支路 0 的取值, 那么支路 7 的取值就是 ' $-c$ ', 其它支路值依此类推。这样, 需要搜索的格状图个数相应减少为

$$N_{\text{trrel}} = B/2 \times (B/2 - 2) \times (B/2 - 4) \times \cdots \times 2 \times 1 = 2^{2^L} (2^L!)/2 \quad (2)$$

由于 N_{trrel} 与信道 ISI 长度 L 成指数关系, 因此这种最佳盲估计算法只适用于 L 很小 ($L < 4$) 的信道。为了减少计算量, Seshadri 指出, 在用 VA 对各假设格状图进行搜索的过

程中,除了那个正确的格状图,其它格状图在各个状态点上的量度值会明显地快速增加,因此,通过对较短的接收信号序列进行VA就可以作出筛选.另外,Seshadri还提出了一种次最佳的盲格状图搜索算法.该算法受Anderson^[7]提出的M-algorithm启发,在每一符号时刻,在格状图的每一状态点上,都保留前 $M(\geq 1)$ 个局部最佳的估计数据序列.同时,对格状图中的每一个幸存序列都进行相应的信道估计,并且采用最小均方(LMS)算法对信道估计进行迭代更新.计算机仿真结果表明,这种次最佳迭代算法在大大减少计算量的同时,收敛速度和信道估计结果也较好.

4 运用格状图的支路转移规则对格状图进行筛选

图1所示的支路一步转移对 $B_{n-1}^{m_1} \rightarrow B_n^{m_2}$ (上标为支路编号,下标是符号传输时刻)的转移规则可以用表2来表达.如果转移对在格状图中可以实现,对应表项记以T,否则记以F.由于发送数据的取值随机等概,当接收信号序列足够长时,转移对T都会有被观察到的机会.而转移对F只是由于信道噪声的存在才有被观察到的机会,因此被观察到的次数应该比转移对T的要小.信道信噪比(SNR)越高这种差距越明显.

估计出信道无噪输出信号的取值集合后,将这些值按升序编号.再把每一接收信号都赋予这样一个无噪信号编号,按这些编号在接收序列中的顺序就可以统计出无噪信号编号一步转移对的出现次数表格.由于每个格状图对应于一套信道无噪信号取值和支路取值的映射关系,因此都可以把前面统计出的无噪信号编号一步转移对出现次数表格映射成支路一步转移对出现次数表格,其实质是一个尚未归一化的Markov一步转移概率矩阵.由于支路一步转移对出现次数应符合表2所列的规则,只要设定一些判决门限,就可以将绝大部分假设的格状图淘汰掉.

表2 ISI信道格状图一步支路转移规则

$B_{n-1}^{m_1}$	$B_n^{m_2}$							
	0	1	2	3	4	5	6	7
0	T	F	F	F	T	F	F	F
1	T	F	F	F	T	F	F	F
2	F	T	F	F	F	T	F	F
3	F	T	F	F	F	T	F	F
4	F	F	T	F	F	F	T	F
5	F	F	T	F	F	F	T	F
6	F	F	F	T	F	F	F	T
7	F	F	F	T	F	F	F	T

5 一种新的离散时间数字信道盲估计算法

(1) 均衡器的接收信号序列为 $V = \{\nu_0, \nu_1, \dots, \nu_{N-1}\}$.

(2) 将 V 升序重排为序列 $V' = \{\nu'_0, \dots, \nu'_{N-1}\}$, $\nu'_0 \leq \dots \leq \nu'_N$.采用动态编程方法^[5,8]将 V' 划分为 $B = 2^{L+1}$ 段子序列 $V'_0 = \{\nu'_0, \dots, \nu'_i\}$, \dots , $V'_{B-1} = \{\nu'_k, \dots, \nu'_{N-1}\}$.估计出的信道无噪输出信号值为 $c_0 = \frac{1}{i+1} \sum_{n=0}^i \nu_n$, \dots , $c_{B-1} = \frac{1}{N-k} \sum_{n=k}^{N-1} \nu_n$.

(3) 给每一时刻赋予一个无噪信号编号,即为此时的接收信号在序列 V' 中所在子序列的编号.然后统计出每个无噪信号编号一步转移对出现的次数,由此列出一个大小为 $B \times B$ 的统计表格.

(4) 按照 N_{trcl} 个格状图中的每一个图,将无噪信号编号一步转移对出现次数表格重新排列成支路一步转移对出现次数表格.按照支路一步转移规则,设定判决门限:转移对T出

现的次数应大于 $\alpha N/(2B)$, 否则应小于 $\beta N/(2B)$, 一般取 $\alpha = 0.5$, $\beta = 0.2$. 在支路一步转移对出现次数表格中, 只要有 i (一般取 $i = 2$) 个表项不符合判决门限, 则将对应的格状图予以淘汰。如果所有的格状图都被淘汰, 则将上述判决门限放松, 即适当减小 α , 增大 β , 然后再进行判决运算。如果得以保留的格状图数目太多 (大于 10 个), 则将上述判决门限收紧, 即适当增大 α , 减小 β , 再进行判决运算。

(5) 在序列 V 上, 对于每一个幸存格状图, 都进行 Viterbi 译码运算, 产生量度值最小的那个译码器所采用的格状图就对应于信道估计的结果。

(6) 如果筛选出的最佳格状图的最小量度值也大于某个量度值门限, 并且这个最小量度值与其它状态点上的量度值之间的差距很小, 那么说明正确的格状图在步骤 (4) 被漏选了。这时, 应返回步骤 (4), 适当放松判决门限, 再进行筛选。然后对新入选的格状图 (不包括前次已经运算过的) 用 Viterbi 译码器寻优。

6 仿真结果

本文仿真中采用的离散数字信道模型为文献 [5] 的图 4 中的信道 b, 其冲激响应为 $h(t) = 0.407\delta(t) + 0.815\delta(t - T) + 0.407\delta(t - 2T)$ 。为了考察算法的估计性能, 我们在 (3) 式中定义信道估计的归一化均方误差, 其中, b^m 是信道估计结果的格状图中第 m 条支路的取值, ν^m 是第 m 条支路的实际取值, B 为支路条数, J 是估计均方误差所采用的信道输入-输出数据块的个数, 仿真中取为 $J = 10$ 。

$$\Delta = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J \left(\frac{\sum_{m=0}^{B-1} [\nu^m - b^m]^2}{\sum_{m=0}^{B-1} (\nu^m)^2} \right) \quad (3)$$

本算法收敛性能的仿真结果示于图 2, 曲线 a 对应的信道 SNR 为 10dB, 曲线 b 对应 30dB。算法达到收敛所需要的接收信号个数在 80 左右, 与文献 [5] 所提的次佳迭代算法基本相当。本算法信道估计性能受信道 SNR 制约的情况示于图 3, 曲线 a 对应的接收信号个数为 80, 曲线 b 对应的个数为 160。

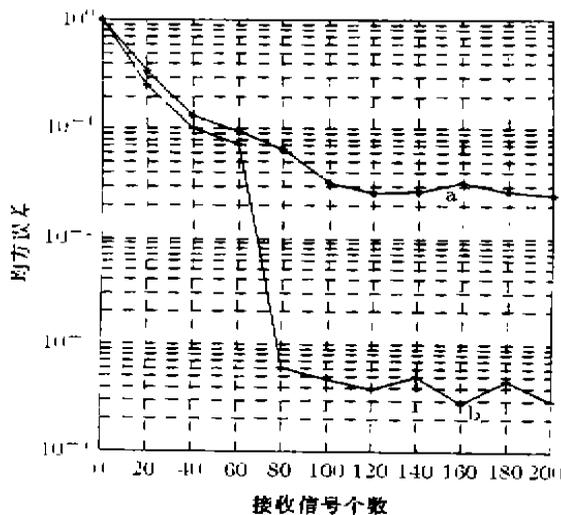


图 2 信道盲估计算法的收敛特性

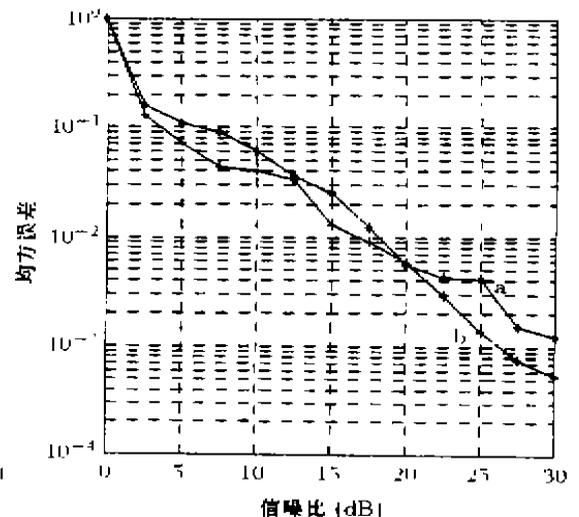


图 3 信道盲估计算法性能与信道信噪比之间的关系

7 结 论

在符合 MLSE 的最佳算法中, 需要用 VA 搜索的格状图个数 (N_{tre}) 与信道 ISI 长度 L 成指数关系。而在本文提出的盲估计次最佳算法中, 依据预先设定的判决门限, 鉴别统计所得的支路一步转移对出现次数表格中的表项是否符合格状图中的支路转移规则所规定的 Markov 一步转移概率, 从而将需要用 VA 搜索的格状图个数削减为不到 10 个, 大大降低了计算量。并且, 本算法中的表项门限鉴别操作很适合于用大规模集成电路来实现并行处理。数值仿真表明, 本算法具有较好的收敛性能和估计性能。由于需要进行门限鉴别的表格个数仍然与信道 ISI 长度成指数关系, 因此本算法适合于 ISI 长度小而失真大的信道, 尤其是数字无线传输信道。

参 考 文 献

- [1] Y. Sato, A method of self-recovering equalizations for multilevel amplitude-modulation systems, IEEE Trans. on Comm., 1975, COM-23 (6), 679-682.
- [2] D. N. Godard, Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communications systems, IEEE Trans. on Comm., 1980, COM-28(11), 1867-1875.
- [3] G. Picci, G. Prati, Blind equalization and carrier recovery using a stop-and-go decision and directed algorithm, IEEE Trans. on Comm., 1987, COM-35(9), 877-887.
- [4] L. Tong, G. Xu, T. Kailath, Blind identification and equalization based on second-order statistics, IEEE Trans. on Info. Theory, 1994, IT-40(3), 340-349.
- [5] N. Seshadri, Joint data and channel estimation using blind trellis search techniques, IEEE Trans. on Comm., 1991, COM-42(3), 1000-1011.
- [6] J. G. Proakis, Digital Communication, 3rd edition, New York: McGraw-Hill, 1995, 675.
- [7] J. B. Anderson, S. Mohan, Sequential coding algorithms, a survey and cost analysis, IEEE Trans. on Comm., 1984, COM-32(2), 1689-1696.
- [8] F. Soong, B-H. Juang, Optimal quantization of LSP parameters, IEEE Trans. on Speech and Audio Processing, 1993, 11(1), 15-24.

DIGITAL CHANNEL BLIND ESTIMATION
USING VITERBI ALGORITHM AND
THE BRANCH TRANSITION RULES OF TRELLIS

Ouyang Congxing Le Guangxin

(School of Telecom., Beijing Univ. of Posts and Telecom., Beijing 100876, China)

Abstract A novel discrete-time digital channel blind estimation algorithm is proposed, which reduces the complexity of the optimal estimation considerably by using the one-step branch transition rules of trellis. In this paper, the optimal estimation algorithm based on the maximum likelihood sequence estimation is introduced first. Then the idea of selecting trellises based on the one-step branch transition rules in a trellis is explained. Following the presentation of the novel channel blind estimation algorithm, the performance of this algorithm is studied with computer simulation.

Key words Channel blind estimation, Channel blind equalization, Viterbi algorithm, Trellis, Maximum likelihood sequence estimation

欧阳聪星: 男, 1971 年生, 博士生, 研究兴趣包括数据通信、数字信号处理、扩展频谱通信。

乐光新: 男, 1937 年生, 教授, 博士生导师、校学术委员会主任, 长期从事数字通信的教学和科研工作, 目前主要研究方向为数据通信、编码与调制理论、扩展频谱通信。