

空时网格码的联合迭代最大似然估计和译码

吕卓 李建东 李维英

(西安电子科技大学 ISN 国家重点实验室信息科学研究所 西安 710071)

摘要 该文提出了一种适合空时网格码的联合迭代最大似然估计和译码的方法,利用较少的导频,能够获得比传统非迭代最大似然译码更好的系统性能,仿真结果显示经过4次迭代,其性能与接收机已知理想信道信息下的最大似然译码比较只有不到1dB的损失,最后根据仿真结果给出一个导频数目和迭代次数的合理选择。

关键词 空时网格码,最大似然估计,最大似然译码

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)08-1350-04

Jointly Iterative Maximum-Likelihood Estimation and Decoding for Space-Time Trellis Coding

Lü Zhuo Li Jian-dong Li Wei-ying

(State Key Lab. of Integrated Service Networks, Information Science Institute, Xidian Univ., Xi'an 710071, China)

Abstract In the paper, a jointly iterative maximum-likelihood channel estimation and decoding method is proposed for space-time trellis coding. By utilizing few of pilots, it can achieve better performance than the conventional non-iterative maximum-likelihood decoding. Simulation results show that the iterative method with 4 iterations has less than 1dB loss compared to the maximum-likelihood decoding with ideal channel state information. Finally, according to the simulation results, the method also gives a reasonable choice of both the steps of iterations and the amount of pilots.

Key words Space-Time Trellis Code (STTC), Maximum-Likelihood (ML) estimation, Maximum-Likelihood (ML) decoding

1 引言

未来移动通信的主要目标就是提供灵活、高速、可靠、多样的业务服务。而多输入多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)和空时编码(Space-Time Coding, STC)被认为是未来移动通信的关键技术之一。空时分组码(Space-Time Block Code, STBC)最初是由 Alamouti 在文献[1]中提出的,它具有最大似然译码简单,能够获得全分集等优点。但是 Tarokh 等在文献[2]中证明了在发送天线数大于2的情况下,既能够获得全速率,又能获得全分集的空时分组码不存在。而空时网格码(Space-Time Trellis Code, STTC)是由 Tarokh 等在文献[3]中提出的,它既能够获得分集增益,也可以获得编码增益,其性能优于空时分组码。自从空时网格码的提出,大量研究都集中在空时网格码的编码和译码上,而其中的大部分研究都是假设接收机已经知道了理想的信道信息(Channel State Information, CSI),而实际上,信道信息是需要接收机利用一定数量的导频再通过信道估计算法估计出来的, Larsson 等在文献[4]中提出了一种联合迭代最大似然(Maximum-Likelihood, ML)估计和检测的算法,而这种迭代算法仅仅限于正交的空时分组码。受到文献[4]的启发,我

们提出一种适合于空时网格码的联合迭代最大似然估计和译码的方法。这种方法只使用较少数量的导频符号,经过几次迭代,就能够明显提高空时网格码系统的性能。并且通过仿真结果,综合考虑系统的复杂度、导频所占开销以及系统性能这3个方面,我们给出了一个合适的导频数目和迭代次数的选择方案。

本文的组织结构如下:在第2节中介绍了空时网格码的系统模型,编码和译码的方法;在第3节中提出了联合迭代最大似然估计和译码的方法,给出了该方法的具体步骤;在第4节中通过 Monte Carlo 仿真,给出了这种方法和传统未迭代的最大似然译码的性能比较,而后给出了一个合适的导频数目和迭代次数的选取方案;最后得出结论。

2 系统模型

我们考虑一个发送天线数为 T , 接收天线数为 R 的空时网格码系统,其发送部分如图1所示。

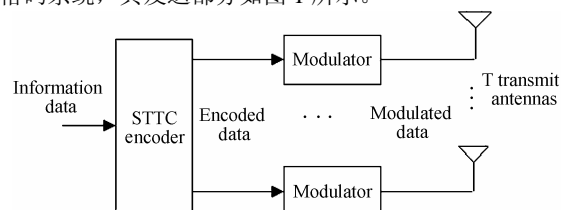


图1 空时网格码发送部分

Fig.1 STTC transmitter

这里考虑广泛使用的 M -QAM 调制,令一个长度为 N 的

2004-12-03 收到, 2005-07-19 改回

国家自然科学基金委员会和微软亚洲研究院联合基金(60372048), 高等学校优秀青年教师教学科研奖励计划, 国家自然科学基金重大项目(60496316)第6子课题, 国家863计划和教育部科学技术研究重点项目(104171)资助课题

数据帧为 $\mathbf{c} = (c_1, c_2, \dots, c_t, \dots, c_N)$, 其中 $c_t \in \{0, 1, \dots, M-1\}$ 表示一帧中在时刻 t ($t \in \{1, 2, \dots, N\}$) 上的 M 进制信息数据。数据帧首先串行进入空时网格码编码器, 编码器把数据 c_t 映射到 T 个并行的发送天线上, 在第 i ($i \in \{1, \dots, T\}$) 个天线上的映射数据表示为 x_t^i , 第 i 个天线上的 x_t^i 再经过 M -QAM 调制器星座映射为 s_t^i , 最后 T 个天线上的调制数据 $s_t^1, s_t^2, \dots, s_t^T$ 同时发送出去。一般地, 有 $N > T$ 。

在空时网格码的编码器的编码过程中, 编码器的输出要取决于编码器的输入和编码器的当前状态。因此, 空时网格码的编码可以使用网格图来表示。图 2 给出了 2 个发送天线 8 状态 QPSK 调制的空时网格编码的网格图, 其左边数据即表示根据输入的信息数据(0~3)和状态(0~7)来决定 2 个天线上的输出数据; 右边是每次编码器输出数据后的状态转移图。

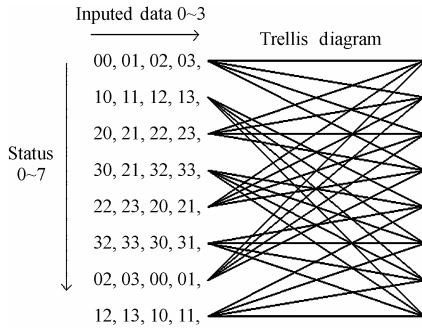


图 2 2 个发送天线 8 状态 QPSK 空时网格编码网格图
Fig.2 8-state QPSK space-time trellis coding scheme for two transmit antennas

令在 T 个发送天线上的一帧的调制数据组成了一个发送矩阵 \mathbf{S} , 则 $\mathbf{S} \in \mathbb{C}^{T \times N}$, 其第 (i, t) 个(第 i 行, 第 t 列)元素即表示在 t 时刻, 第 i 个发送天线上的调制数据 s_t^i 。我们认为不同的发送、接收天线对之间的信道衰落相互独立, 且都是准静态的, 即在一帧数据的传输期间, 信道衰落是保持不变的。整个 MIMO 信道的复增益可以用矩阵 \mathbf{H} 表示, $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{R \times T}$, 其第 (j, i) 个元素为 $h_{j,i}$ 表示第 i 个发送天线到第 j 个接收天线的信道复增益, 则接收信号可以表示为

$$\mathbf{R} = \mathbf{H}\mathbf{S} + \mathbf{Z} \quad (1)$$

其中接收矩阵 $\mathbf{R} \in \mathbb{C}^{R \times N}$ 表示在 R 个接收天线上的接收信号, 其第 (j, t) 个元素为 r_t^j , 表示在 t 时刻, 第 j 个接收天线接收到的信号。 $\mathbf{Z} \in \mathbb{C}^{R \times N}$ 表示各个接收天线上的加性复高斯白噪声。在实际的系统中, 接收机首先必须进行信道估计。令经过信道估计后 \mathbf{H} 的估计值为 $\hat{\mathbf{H}}$, 其第 (j, i) 个元素 $\hat{h}_{j,i}$ 即表示第 i 个发送天线到第 j 个接收天线的信道复增益的估计值。则接收机做最大似然译码时, Viterbi 译码器会计算一帧中所有的分支路径的度量, 然后选择一条累积分支度量最小的路径, 输出相对应的整帧解调数据 $\hat{\mathbf{c}}$ 。其中, 在 t 时刻上, 每个分支度量通过式(2)计算:

$$\sum_{j=1}^R \left| r_t^j - \sum_{i=1}^T \hat{h}_{j,i} s_t^i \right|^2 \quad (2)$$

3 联合迭代估计和译码

若假设整个发送矩阵 \mathbf{S} 对于接收机是已知的, 则接收机可以根据已知的发送数据矩阵 \mathbf{S} 和对应的接收数据矩阵 \mathbf{R} 对未知的信道复增益 \mathbf{H} 进行最大似然估计:

$$\hat{\mathbf{H}} = \arg \min_{\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{R \times T}} \|\mathbf{R} - \mathbf{H}\mathbf{S}\|_F^2 \quad (3)$$

式(3)中的 $\|\cdot\|_F$ 表示矩阵的 Frobenius 范数, 即等于矩阵所有元素模的平方和再求平方根。为了求解式(3), 我们先观察

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{H}} &= \arg \min_{\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{R \times T}} \|\mathbf{R} - \mathbf{H}\mathbf{S}\|_F^2 \\ &= \arg \min_{\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{R \times T}} \text{Tr}\{(\mathbf{R} - \mathbf{H}\mathbf{S})(\mathbf{R} - \mathbf{H}\mathbf{S})^H\} \end{aligned} \quad (4)$$

$\text{Tr}\{\cdot\}$ 表示求矩阵的迹, 即所有矩阵特征值的和, 上标 \mathbf{H} 表示矩阵的共扼转置。我们用 \mathbf{S}^+ 来表示 \mathbf{S} 的 Moore-Penrose 逆, 即 \mathbf{S}^+ 必须同时满足以下 4 个条件: (1) $\mathbf{S}^+\mathbf{S}\mathbf{S}^+ = \mathbf{S}^+$; (2) $\mathbf{S}\mathbf{S}^+\mathbf{S} = \mathbf{S}$; (3) $(\mathbf{S}^+\mathbf{S})^H = \mathbf{S}^+\mathbf{S}$; (4) $(\mathbf{S}\mathbf{S}^+)^H = \mathbf{S}\mathbf{S}^+$ 。

根据以上 4 条性质, 我们可以得到

$$\begin{aligned} &(\mathbf{R} - \mathbf{H}\mathbf{S})(\mathbf{R} - \mathbf{H}\mathbf{S})^H \\ &= \mathbf{R}\mathbf{R}^H - \mathbf{H}\mathbf{S}\mathbf{R}^H - \mathbf{R}\mathbf{S}^H\mathbf{H}^H + \mathbf{H}\mathbf{S}\mathbf{S}^H\mathbf{H}^H \\ &= (\mathbf{H} - \mathbf{R}\mathbf{S}^+)\mathbf{S}\mathbf{S}^H(\mathbf{H} - \mathbf{R}\mathbf{S}^+)^H + \mathbf{R}\mathbf{R}^H - \mathbf{R}\mathbf{S}^+\mathbf{S}\mathbf{R}^H \end{aligned} \quad (5)$$

观察式(5), $(\mathbf{R} - \mathbf{H}\mathbf{S})(\mathbf{R} - \mathbf{H}\mathbf{S})^H$, $(\mathbf{H} - \mathbf{R}\mathbf{S}^+)\mathbf{S}\mathbf{S}^H(\mathbf{H} - \mathbf{R}\mathbf{S}^+)^H$, $\mathbf{R}\mathbf{R}^H - \mathbf{R}\mathbf{S}^+\mathbf{S}\mathbf{R}^H$ 都是非负定矩阵, 而对于非负定矩阵, 它的迹为非负实数, 所以根据(5)式可以得到

$$\begin{aligned} &\text{Tr}\{(\mathbf{R} - \mathbf{H}\mathbf{S})(\mathbf{R} - \mathbf{H}\mathbf{S})^H\} \\ &= \text{Tr}\{(\mathbf{H} - \mathbf{R}\mathbf{S}^+)\mathbf{S}\mathbf{S}^H(\mathbf{H} - \mathbf{R}\mathbf{S}^+)^H\} + \text{Tr}\{\mathbf{R}\mathbf{R}^H - \mathbf{R}\mathbf{S}^+\mathbf{S}\mathbf{R}^H\} \\ &\geq \text{Tr}\{\mathbf{R}\mathbf{R}^H - \mathbf{R}\mathbf{S}^+\mathbf{S}\mathbf{R}^H\} \end{aligned} \quad (6)$$

当

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}\mathbf{S}^+ \quad (7)$$

时, 式(6)中的等号成立, 所以 $\mathbf{H} = \mathbf{R}\mathbf{S}^+$ 是式(3)的最大似然估计。根据矩阵理论, 对于一个任意的矩阵 \mathbf{S} , 其 Moore-Penrose 逆 \mathbf{S}^+ 存在且唯一, 所以式(7)是适合所有发送矩阵 \mathbf{S} 的最大似然估计。特别地, 当 \mathbf{S} 行满秩时, $\mathbf{S}^+ = \mathbf{S}^H(\mathbf{S}\mathbf{S}^H)^{-1}$ 。

然而接收机最初并不知道发送矩阵 \mathbf{S} , 发送端需要在发送 \mathbf{S} 之前, 发送一个 $T \times L$ 的导频矩阵 \mathbf{P} 来给接收机做初始的信道估计, L 是导频的长度, 显然, L 越长, 接收机估计出的信道复增益越准确。令接收机收到的导频为 \mathbf{R}_p , 则接收机可以通过式(7)进行最大似然信道估计:

$$\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{R}_p\mathbf{P}^+ \quad (8)$$

根据导频估计的信道值 $\hat{\mathbf{H}}$, 接收机的 Viterbi 译码器就可以解调出整帧数据 $\hat{\mathbf{c}}$ 。值得注意的是, 在 Viterbi 译码器找到累积分支度量最小的路径后, 该路径的每段分支包含的信息既有信息数据 \hat{c}_t , 也有相对应的发送数据 $\hat{s}_t^1, \hat{s}_t^2, \dots, \hat{s}_t^T$, 在大部分情况下, 译码器只输出信息数据, 因为这正是所关心的解调的信息。然而从另一个角度考虑, 这些发送数据 $\hat{s}_t^1, \hat{s}_t^2, \dots, \hat{s}_t^T$ 正好能够重构发送矩阵 $\hat{\mathbf{S}}$, 这样可以认为经过解

调后发送矩阵 \hat{S} 对于接收机是已知的,则可以重新利用式(7)进行信道的最大似然估计。因此,我们可以得到以下的迭代算法:

- (1) 首先利用导频通过式(8)进行信道估计;
- (2) 利用估计的信道信息进行 Viterbi 译码,译码后输出发送矩阵 \hat{S} ;
- (3) 利用译码器输出的发送矩阵 \hat{S} 通过式(7)重新进行信道估计;
- (4) 返回(2),直到收敛或者预先设定的迭代次数完成;
- (5) 最后利用估计的信道信息进行 Viterbi 译码,译码后输出整帧数据 \hat{c} 。

要系统地分析收敛点是很复杂的,我们可以根据文献[4]来简要说明该算法的收敛性:首先似然函数是有界的,不是无穷大,联合最大似然信道估计和最大似然译码都是使似然函数最大化,而某一次迭代的结果是通过上一次迭代输出的最大值计算出来的,所以这次迭代的似然函数必然是大于或等于上次迭代的似然函数值的,也就是说迭代算法可以使似然函数单调不减,而似然函数有界,所以这种算法必然收敛到某一值,而迭代算法可以使似然函数单调不减又可以说明迭代算法对系统的性能是有提高的。图 3 给出了这种迭代接收机的结构图。由于任意的矩阵的 Moore-Penrose 逆都存在且唯一,所以这种联合最大似然信道估计和最大似然译码的迭代方法不仅适合空时网格码,也适合于空时分组码以及其他的空时编码方式。

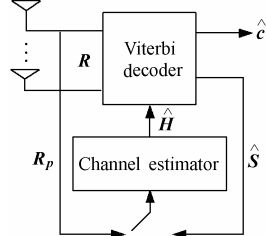


图 3 迭代接收机结构图

Fig.3 The structure of the iterative receiver

4 仿真结果

在仿真中,我们考虑一个 8 状态 QPSK(4-QAM)的空时网格码系统,发送天线和接收天线数都是 2,其发送系统编码的网格图即为图 2。MIMO 信道是相互独立的 Rayleigh 衰落信道。导频矩阵由一个或几个 Alamouti 码^[1]构成, Alamouti

码即为 $\mathbf{P} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix}$, 其中 s_1 和 s_2 对接收机已知。

我们首先只使用一个 Alamouti 码,这样导频的长度 $L=2$,系统的帧长我们选择 $N=52$,则导频所占的开销是 $2/(52+2)=3.7\%$ 。图 4 给出了不同的迭代次数和接收机已知理想信道信息的情况下,误帧率(FER)对应信噪比(SNR)的关系曲线,由于 Viterbi 译码器是整帧数据输出,所以这里我们使用了误帧率来衡量系统的指标。由图 4 可以看出,经过 1 次迭代后,

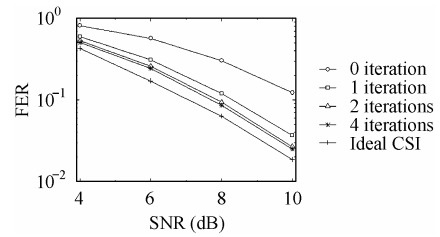


图 4 不同的迭代次数和接收机已知理想信道信息的情况下,误帧率对信噪比的关系曲线

Fig.4 FER versus SNR with different iterations and ideal CSI

系统的性能明显优于未迭代的、即传统的最大似然译码的系统,大概有 2dB 左右的改善。更多的迭代次数能够使系统的性能继续得到改善,但是这种改善逐渐变小,即逐渐接近收敛点。4 次迭代的误帧率和接收机已知理想信道信息下的最大似然译码比较,只有不到 1dB 的损失。

图 5 显示了在不同的导频数目和不同的迭代次数下,系统误帧率曲线的对比。1, 2, 4 个导频即指导频矩阵由 1, 2, 4 个 Alamouti 码组成,系统帧长仍然为 $N=52$,则这些导频对应的系统开销分别为 3.7%, 7.1%和 13%。由图 5 可以看出,使用 4 个导频进行 4 次迭代的系统误帧率性能仅比使用 1 个导频进行 1 次迭代时的性能高出 1dB,更多的导频和更多的迭代已经只能为系统的误帧率性能提供微小的改进,这种迭代的方法对导频的数目并不敏感。综合系统的开销、复杂度和性能的考虑,可以认为使用 2 个导频做 1 次迭代是一个较佳的选择,此时它对于接收机已知理想信道信息时的性能损失小于 1dB。

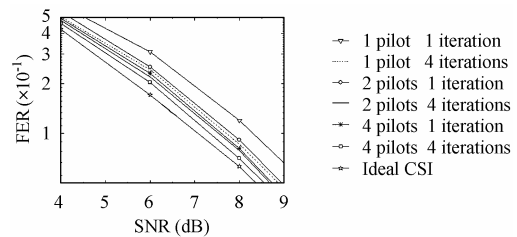


图 5 不同的导频个数不同迭代次数下系统性能曲线的比较

Fig.5 FER versus SNR with different iterations, different pilots and ideal CSI

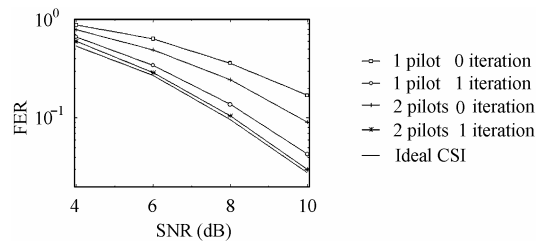


图 6 帧长 $N=102$ 时,不同情况下系统的误帧率性能曲线的比较

Fig.6 FER versus SNR with different iterations, different pilots and ideal CSI in the case of $N=102$

图 6 反映了在帧长 $N=102$ 时,不同导频不同迭代次数下的系统误帧率曲线的比较。可以看出,由于帧长变长,使用 2 个导频经过 1 次迭代的性能和接收机已知理想信道信息的

性能只有很小的差距。在帧长更大的情况下, 可以考虑使用 1 个导频和 1 次迭代的方法, 但是在无线通信中, 一帧的长度显然不可能设的过长。

5 结束语

传统的最大似然估计和译码的方法其性能和导频的数量成线性的关系, 导频越多, 性能越好, 这时导频所占的系统开销会很大。本文提出了一种联合迭代最大似然估计和译码的方法, 只使用较少的导频, 通过迭代就可以明显地提高空时网格码的性能。根据仿真结果, 综合系统的性能、开销和复杂度的考虑, 对于不同的系统 2 个左右的导频和只进行 1 次迭代是一个较为合理的选择。而且这种联合迭代的最大似然估计和译码的方法是一个通用的方法, 它不但适用于空时网格码, 也适用于空时分组码和其他编码方式。

参 考 文 献

[1] Alamouti S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications, *IEEE J. on Selected Areas in Communications*,

1998, 16(8): 1451-1458.

[2] Tarokh V, Jafarkhina H, Calderbank A R. Space-time block codes from orthogonal designs. *IEEE Trans. on Information Theory*, 1999, 45(5): 1456-1467.

[3] Tarokh V, Seshadri N, Calderbank A R. Space-time codes for high data rate wireless communications: Performance criterion and code construction. *IEEE Trans. on Information Theory*, 1998, 44(2): 744-765.

[4] Larsson E G, Stoica P, Li J. Orthogonal space-time block codes: maximum likelihood detection for unknown channels and unstructured interferences. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2003, 51(2): 362-371.

吕 卓: 男, 1980 年生, 博士生, 研究方向为 MIMO 无线通信系统.

李建东: 男, 1962 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为个人通信、软件无线电、Ad hoc 网络.

李维英: 女, 1950 年生, 教授, 硕士生导师, 研究方向为移动通信.