

Turbo 编码 MIMO-OFDM 系统中的 EM 迭代信道估计

乔晓强 蔡跃明 徐 信 徐友云
(解放军理工大学通信工程学院 南京 210007)

摘 要 该文对频率选择性衰落信道条件下的 Turbo 编码多入多出正交频分复用(MIMO-OFDM)系统的信道估计进行了研究,提出了一种将 Turbo 迭代译码与 EM 迭代信道估计相结合的方法。采用该方法的 EM 迭代信道估计性能得到了明显提高,且适合于非常恶劣的信道环境。另外,通过仿真可知,利用 EM 迭代信道估计算法的系统性能优于利用简化的最小二乘(LS)信道估计算法所获得的系统性能。

关键词 MIMO-OFDM, Turbo 迭代译码, EM 迭代信道估计, 最小二乘信道估计

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)01-0143-04

EM Iterative Channel Estimation for Turbo Coded MIMO-OFDM Systems

Qiao Xiao-qiang Cai Yue-ming Xu Xin Xu You-yun

(Institute of Communication Engineering, PLA Univ. of Sci. & Tech., Nanjing 210007, China)

Abstract The channel estimation for Turbo coded Multiple-Input Multiple-Output Orthogonal Frequency Division Multiplexing (MIMO-OFDM) systems in frequency selective fading channels is studied. A method combining Turbo codes and iterative decoding with Expectation-Maximization (EM)-type iterative channel estimation algorithms is presented, which can improve the system performance greatly. The algorithms can also be applied to the very bad channel environments. Furthermore, from the simulation, the system performance with EM-type iterative channel estimation algorithms outperforms that with simplified LS channel estimation algorithms.

Key words MIMO-OFDM, Turbo codes and iterative decoding, EM-type iterative channel estimation, LS channel estimation

1 引言

正交频分复用(OFDM)是一种能够有效地抗频率选择性衰落的技术。将空时编码与 OFDM 相结合能够为无线通信系统提供更高的系统容量和更好的系统性能。在相干检测 MIMO-OFDM 系统中,信道估计极大地影响着整个通信系统的性能。由于 MIMO-OFDM 系统的接收信号是多个信号的混叠,因此系统的信道估计变得相当困难。文献[1]介绍了 MIMO-OFDM 系统的最小二乘(Least Squares, LS)信道估计算法,但由于算法用到求逆运算,所以整个系统的运算复杂度较高;文献[2]在文献[1]的基础上,进一步降低了算法的运算复杂度,但缺点是比较适合于恒模调制的系统。文献[3]则介绍了利用 EM(Expectation-Maximization)迭代信道估计算法来估计 MIMO-OFDM 系统的信道,这种算法无需求逆运算,所以运算复杂度不高,而且不受调制方式的限制,因

此备受关注。

本文在文献[3]的基础上,对 Turbo 编码 MIMO-OFDM 系统的信道估计进行了研究,并提出了利用 Turbo 迭代译码与 EM 迭代信道估计相结合的方法,进一步提高了系统信道估计的性能。并且这种方法在非常恶劣的信道环境下也能够获得良好的系统性能。

本文后续部分安排如下:第 2 节给出了 MIMO-OFDM 的系统模型以及无线通信系统的信道模型;第 3 节详细介绍了 Turbo 编码 MIMO-OFDM 系统的信道估计方法;第 4 节给出了系统的仿真结果,以验证算法的有效性;最后给出了相关结论。

2 Turbo 编码 MIMO-OFDM 系统模型

图 1,图 2 分别为 Turbo 编码 MIMO-OFDM 系统的发送端和接收端结构框图。

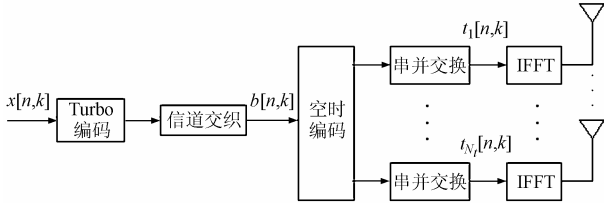


图1 Turbo 编码 MIMO-OFDM 系统发送框图

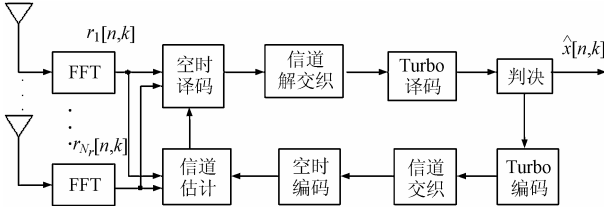


图2 Turbo 编码 MIMO-OFDM 系统接收框图

多径衰落信道冲激响应的复基带等效模型可以表示为^[4]

$$h(t, \tau) = \sum_k \gamma_k(t) \delta(t - \tau_k) \quad (1)$$

其中 τ_k 是不同路径的信道时延, $\gamma_k(t)$ 是广义平稳非相关色散(WSSUS)复高斯随机过程, 并且假设不同路径之间是相互独立的。因此, 对于每一个接收天线, 时刻 n 第 k 个子载波的信道频域响应可表示为

$$H[n, k] = \sum_{l=0}^{L-1} h[n, l] W_N^{kl} \quad (2)$$

其中 $W_N = \exp(-j(2\pi/N))$, N 为系统子载波个数, L 为信道冲激响应的阶数。

对于 N_t 个发射天线和 N_r 个接收天线的 MIMO-OFDM 系统, n 时刻的原始数据块 $x[n, k]$ 经过 Turbo 编码和信道交织后变成数据块 $b[n, k]$, $k = 0, 1, \dots, N-1$ 。然后经过空时编码产生 N_t 个不同的符号块 $t_i[n, k]$, $k = 0, 1, \dots, N-1$, $i = 1, 2, \dots, N_t$, 再经过 OFDM 调制, 由不同的天线发射出去。因此接收端接收到的信号为经过 DFT 变换后的 N_r 个不同信号的叠加, 第 j 个接收天线接收到的信号可用下式表示:

$$r_j[n, k] = \sum_{i=1}^{N_t} t_i[n, k] H_{ij}[n, k] + w_j[n, k] \quad (3)$$

其中 $j = 1, 2, \dots, N_r$, $t_i[n, k]$ 为时刻 n 天线 i 在第 k 个子载波上的发射符号。 $H_{ij}[n, k]$ 则表示时刻 n 在第 k 个子载波上从发射天线 i 到接收天线 j 之间的信道频域响应。 $w_j[n, k]$ 为独立同分布的加性复高斯白噪声, 其均值为 0, 方差为 σ_n^2 。

接收端接收到的频域信号为 $r_j[n, k]$, 首先通过发送的训练序列进行初始信道估计, 然后经过空时译码、信道解交织和 Turbo 译码, 经判决得到第 1 个符号数据比特。将判决的值再经过 Turbo 编码、信道交织和空时编码, 反馈到信道估计器, 利用 EM 迭代信道估计算法, 进行下一个符号的信道

估计。

3 信道估计算法

由于假设不同发送接收天线之间的信道响应是相互独立的, 因此只考虑某一个接收天线的信道估计, 并且在以下计算中省略式(3)的下标 j , 即

$$r[n, k] = \sum_{i=1}^{N_t} t_i[n, k] H_i[n, k] + w[n, k] \quad (4)$$

3.1 最小二乘(LS)信道估计

文献[1]对 MIMO-OFDM 系统的 LS 信道估计算法进行了详细的描述, 但由于信道估计需要进行 $N_t L \times N_r L$ 的矩阵求逆运算, 因此运算复杂度较大。文献[2]则在文献[1]的基础上, 给出了一种最佳训练序列的设计方法和简化的信道估计算法, 利用这两种方法, 系统的信道估计复杂度将大大降低。

假设发送的已知训练序列为 $t_i[n, k]$ ($i = 1, 2$), 对于恒模调制方式, 在发送训练序列模式下, 令

$$t_i[n, k] = t_i[n, k] W_N^{-\bar{K}_0(i-1)k}, \quad \bar{K}_0 = \lfloor N/N_t \rfloor \geq L \quad (5)$$

通过上式的设计, 系统的初始信道估计变为

$$\tilde{h}_i[n] = \frac{1}{N} P_i[n] \quad (6)$$

即完全去除了求逆运算, 使得初始信道估计大大简化。其中 $\tilde{h}_i[n]$ 是信道的初始估计值, 定义为 $\tilde{h}_i[n] \triangleq (\tilde{h}_i[n, 0], \dots, \tilde{h}_i[n, L-1])^T$ 。 $P_i[n]$ 为接收信号与发送信号之间的互相关向量, 定义如下:

$$P_i[n] \triangleq (p_i[n, 0], \dots, p_i[n, L-1])^T$$

$$p_i[n, l] \triangleq \sum_{k=0}^{N-1} r[n, k] t_i^*[n, k] W_N^{-kl} \quad (7)$$

在数据传输模式下, 由于发送的数据是随机的, 因此无法按照最佳训练序列的设计方法进行设计。因此采用以下简化的信道估计算法^[2]:

$$\tilde{h}_1[n] = \frac{1}{N} (P_1[n] - Q_{21}[n] \tilde{h}_2[n-1])$$

$$\tilde{h}_2[n] = \frac{1}{N} (P_2[n] - Q_{12}[n] \tilde{h}_1[n-1]) \quad (8)$$

即用前一时刻估计的信道响应值代替下一时刻的信道响应值。这种方法降低了信道估计的复杂度, 而且性能损失不大。其中 $Q_{ij}[n]$ 为发送信号的自相关矩阵, 定义为

$$Q_{ij}[n] \triangleq (q_{ij}[n, l_1 - l_2])_{l_1, l_2=0}^{L-1}$$

$$q_{ij}[n, l] \triangleq \sum_{k=0}^{N-1} t_i[n, k] t_j^*[n, k] W_N^{-kl} \quad (9)$$

3.2 EM 迭代信道估计

虽然简化的LS信道估计算法能够大大降低系统信道估计的运算复杂度,但其性能还是有一定损失的,且这种方法适用于恒模调制方式,因此具有一定的局限性。另外一种用于信道估计的方法——EM迭代信道估计算法^[5],这种算法不仅运算复杂度较低,而且对调制方式没有任何限制。

在 EM 算法中,我们认为观察数据 \mathbf{r}_n 为“incomplete”数据,并定义“complete”数据 $\mathbf{Y}_{i,n}$ 为

$$\mathbf{Y}_{i,n} = \mathbf{t}_{i,n} \mathbf{H}_{i,n} + \mathbf{W}_{i,n} \quad (10)$$

其中 $\mathbf{t}_{i,n}$ 为发送信号矩阵,它是 $N \times N$ 阶的对角阵,对角元素为 $t_i[n, k]$ 。 $\mathbf{Y}_{i,n}$ 为第 j 个接收天线接收到的第 i 个发送天线经信道响应后的分量,即 $\sum_{i=1}^{N_t} \mathbf{Y}_{i,n} = \mathbf{r}_{j,n}$ 。 $\mathbf{W}_{i,n}$ 则为第 i 个发送天线到第 j 个接收天线的噪声分量。

下面给出 EM 迭代信道估计算法的步骤:

E 步 对于 $i=1, 2, \dots, N_t$, 计算

$$\tilde{\mathbf{Z}}_{i,n}^{(k)} = \mathbf{t}_{i,n} \tilde{\mathbf{H}}_{i,n}^{(k)} \quad (11)$$

$$\tilde{\mathbf{Y}}_{i,n}^{(k)} = \tilde{\mathbf{Z}}_{i,n}^{(k)} + \beta_i \left[\mathbf{r}_n - \sum_{j=1}^{N_t} \tilde{\mathbf{Z}}_{j,n}^{(k)} \right] \quad (12)$$

M 步 对于 $i=1, 2, \dots, N_t$, 计算

$$\tilde{\mathbf{h}}_{i,n}^{(k+1)} = \arg \min_{\mathbf{h}_{i,n}} \left\{ \left\| \tilde{\mathbf{Y}}_{i,n}^{(k)} - \mathbf{t}_{i,n} \mathbf{H}_{i,n} \right\|^2 \right\} \quad (13)$$

这里的 k 则表示迭代次数,其中 $\sum_{i=1}^{N_t} \beta_i = 1$ 。对于两个发

射天线的系统,我们可以取 $\beta_1 = \beta_2 = 0.5$ 。对式(13)进行求解并转换到频域,得到下式:

$$\tilde{\mathbf{H}}_{i,n}^{(k+1)} = \mathbf{t}_{i,n}^{-1} \tilde{\mathbf{Y}}_{i,n}^{(k)} \quad (14)$$

将式(11), 式(12), 式(14)合并得到以下方程:

$$\tilde{\mathbf{H}}_{i,n}^{(k+1)} = \tilde{\mathbf{H}}_{i,n}^{(k)} + \beta_i \left[\mathbf{t}_{i,n}^{-1} \mathbf{r}_n - \sum_{j=1}^{N_t} \mathbf{t}_{i,n}^{-1} \mathbf{t}_{j,n} \tilde{\mathbf{H}}_{j,n}^{(k)} \right] \quad (15)$$

注意,由于 $\mathbf{t}_{i,n}$ 为对角矩阵,因此它的求逆运算的复杂度很小。

简化的LS信道估计算法和EM迭代信道估计算法的共同点是除了FFT/IFFT操作外,都没有其他复杂的计算单元,因此,算法的复杂度主要体现在需要多少个FFT/IFFT单元上。假设系统有 N_t 个发送天线和 N_r 个接收天线,则简化的LS信道估计算法需要 $(N_t + N_r^2)N_r$ 个FFT/IFFT单元,而EM迭代信道估计算法需要 $2N_t N_r N_{it}$ 个FFT/IFFT单元^[3],其中 N_{it} 表示迭代次数。

对于使用 Turbo 编译码的空时编码 MIMO-OFDM 系统,

如何充分利用特有的迭代信息来改善系统的信道估计性能是一个值得研究的问题。传统的方法是在通信系统的两端分别加上 Turbo 编码和 Turbo 译码,对每一帧符号直接进行 Turbo 译码得到信息比特。而为了进一步提高上述信道估计方法的性能,我们对一帧中的每个符号逐个进行 Turbo 迭代译码,然后将 Turbo 译码后的信息进行反馈,用于 EM 迭代信道估计。当第一个符号的迭代信道估计完成后,将估计出的信道响应作为下一个符号的初始信道值,然后继续下一个符号的信道估计。假设系统采用的是 QPSK 调制方式,经过初始信道估计和空时译码后得到的软符号为

$$r_i(k) = \alpha_{i,I}(k) + j\alpha_{i,Q}(k) \quad (16)$$

由于采用的是 QPSK 调制方式,将得到的软符号的实部和虚部进行重新排列,即按照 $[-\alpha_{i,Q}(k), -\alpha_{i,I}(k)]$ 的顺序将软信息序列送入 Turbo 译码器。Turbo 译码器经多次迭代后的输出 $\text{LLR}_i(k)$ 通过硬判得到相应的期望值:

$$\tilde{x}(k) = \begin{cases} 1, & \lambda_{i,I}^q > 0 \\ 0, & \lambda_{i,I}^q \leq 0 \end{cases} \quad (17)$$

其中 $\lambda_{i,I}^q$ 和 $\lambda_{i,Q}^q$ 分别为 Turbo 译码器迭代 q 次以后的 LLR 输出。将硬判后的信息比特再次经过 Turbo 编码、信道交织、QPSK 调制映射和空时编码,然后反馈给信道估计器,进行 EM 迭代信道估计和下一个符号的信道估计,这样就进一步提高了整个系统信道估计的性能。

4 结果分析

对以上的分析,我们进行了计算机仿真,采用的是两发两收空时编码MIMO-OFDM系统,信道模型为 COST207 TU 信道模型。调制方式为 QPSK,系统子载波个数为 1024,循环前缀保护间隔长度为 216,系统带宽为 20MHz,载波频率为 3.5GHz。采用的空时编码方式为 Alamouti 提出的简单的空时分组码^[6], Turbo 码采用 PCCC (Parallel Concatenated Convolution Code) 编码方案^[7],使用 16 状态 RSC 编码器和一个 Turbo 码内交织器,编码速率为 1/2。系统每帧包含 11 个符号,第一个符号作为频域导频序列。

图 3 为移动台速度为 100km/h,采用 EM 迭代信道估计算法时,不同迭代次数下的系统误比特率与信噪比之间的关系曲线。其中利用了 Turbo 译码后的反馈信息,并且 Turbo 译码采用了两次迭代。随着 EM 算法迭代次数的不断增加,系统的性能越来越好,当迭代次数为 4 时,EM 算法基本收敛,因此再增加迭代次数也不会产生很大的性能增益,而且此时的误比特率非常接近于理想信道估计时的性能。因此在后面的仿真中,我们将 EM 算法的迭代次数设为 4, Turbo 译码的迭代次数设为 2。

图 4 为移动台速度为 100km/h, 采用 EM 迭代信道估计算法时, 利用 Turbo 译码后的反馈信息和传统的不利用反馈信息时的系统误比特率与信噪比之间的关系曲线。经过将 Turbo 译码后的信息进行反馈, 系统的性能在信噪比大于 4dB 时明显优于不反馈时的系统性能。

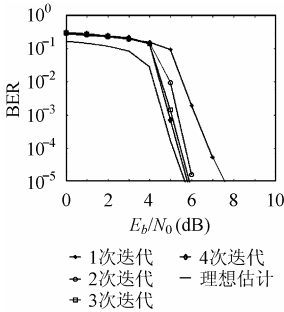


图 3 移动台速度为 100km/h, 采用 EM 算法,不同迭代次数时迭代译码与信道估计性能比较

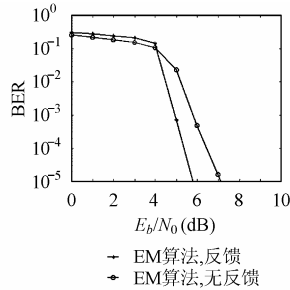


图 4 移动台速度为 100km/h, 采用 EM 算法, 具有反馈和无反馈结构时迭代译码与信道估计性能比较

当移动台速度为 200km/h, 采用 EM 迭代信道估计算法时, 系统的误比特率与信噪比之间的关系曲线如图 5 所示。由于移动台速率较高, 导致信道变化很快, 信道环境变得非常恶劣, 因此传统的不利用 Turbo 译码后的反馈信息时, 系统的误比特性能较差, 而利用了 Turbo 译码后的反馈信息, 在信噪比大于 4dB 时, 系统误比特性能得到明显改善。

但在信噪比低于 4dB 时, 从图 4, 图 5 均可看出, 利用反馈信息的信道估计性能还不如不利用反馈信息的信道估计性能好, 这是因为在低信噪比时, 迭代信道估计利用了 Turbo 译码器较多的错误信息, 造成了错误积累。

图 6 是将采用 EM 迭代信道估计与采用简化的 LS 信道估计时的系统误比特率性能进行了比较, 移动台速度分别为 100km/h 和 200km/h。可以看出, 采用 EM 迭代信道估计的性能明显优于采用 LS 信道估计的性能, 但前者的运算复杂度比后者有所增加。

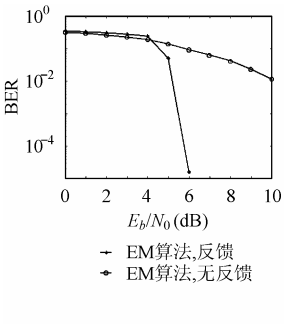


图 5 移动台速度为 200km/h, 采用 EM 算法, 具有反馈和, 算法时无反馈结构时迭代译码与信道估计性能比较

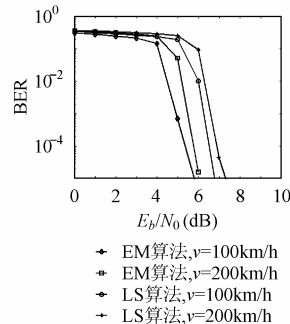


图 6 采用 EM 与简化的 LS 不同速率条件下迭代译码与信道估计性能比较

5 结束语

本文研究了频率选择性衰落信道条件下 Turbo 编码 MIMO-OFDM 系统的 EM 迭代信道估计方法, 该方法将 Turbo 迭代译码与 EM 迭代信道估计进行了有效结合。仿真结果表明, 改进后的系统信道估计性能得到明显提高。另外, 本文还将 EM 迭代信道估计算法与简化的 LS 信道估计算法进行了比较, 通过比较可知, 前者的性能优于后者的性能。而在信噪比低于 4dB 时, 两种估计方法的性能相近。

参考文献

- [1] Li Y (G), Seshadri N, Ariyavisitakul S. Channel estimation for OFDM systems with transmitter diversity in mobile wireless channels[J]. *IEEE J. on Select. Areas Commun.*, 1999, 17(3): 461 – 471.
- [2] Li Y (G). Simplified channel estimation for OFDM systems with multiple transmit antennas [J]. *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, 2002, 1(1): 67 – 75.
- [3] Xie Yongzhe, Georgiades C N. Two EM-type channel estimation algorithms for OFDM with transmitter diversity [J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 2003, 51(1): 106 – 115.
- [4] Steele R. *Mobile Radio Communications* [M]. New York: IEEE Press, 1992, Chap.1 – 2.
- [5] Feder M, Weinstein E. Parameter estimation of superimposed signals using the EM algorithm [J]. *IEEE Trans. on Acoust., Speech, Signal Processing*, 1988, 36(4): 477 – 489.
- [6] Alamouti S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications [J]. *IEEE J. on Select. Areas. Commun.*, 1998, 16(8): 1451 – 1458.
- [7] Berrou C, Glavieux A, Thitimajshima P. Near Shannon limit error correcting coding and decoding: Turbo-codes (1) [C]. *IEEE Int. Conf. on Communications*, Geneva, Switzerland, May 1993: 1064 – 1070.

乔晓强: 男, 1981 年生, 硕士生, 研究方向为 MIMO-OFDM 系统中的信道估计。

蔡跃明: 男, 1961 年生, 教授, 研究方向为移动通信、通信信号处理。

徐 信: 男, 1970 年生, 博士生, 研究方向为 OFDM 系统信道估计、MIMO 均衡与检测。

徐友云: 男, 1966 年生, 教授, 研究方向为移动通信、战术无线通信网、信道编码与调制、网络信息论。