

一种高速率的重叠复用传输系统及检测译码性能

张曦林^① 刘海涛^② 李道本^①

^①(北京邮电大学信息工程学院信息处理与智能技术重点实验室 北京 100876)

^②(中国民航大学电子信息工程学院天津市智能信号处理重点实验室 天津 300300)

摘要: 该文研究了 AWGN 信道下重叠时分复用系统(OvTDM)及性能;在此基础上,研究了信道编码的 OvTDM 系统,并给出了最佳的检测译码算法-最大后验概率准则下的软入软出迭代算法。OvTDM 系统与同频谱效率的 QAM 调制相比较,随着频谱效率的提高显示出性能增益。信道编码的 OvTDM 系统接收端在最大后验概率(MAP)准则下,检测与译码之间传递软信息进行迭代处理。仿真结果表明,软入软出迭代算法充分利用了符号重叠所自然形成的编码约束关系,获得了最大编码增益。

关键词: 迭代译码;符号间干扰;最大似然序列检测;最大后验概率;软入软出

中图分类号: TN911.25+4

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)08-1841-04

A High-speed Overlapped Multiplexing Transmission System and the Detection/Decoding Algorithm Performance

Zhang Xi-lin^① Liu Hai-tao^② Li Dao-ben^①

^①(School of Information and Engineering, Key Laboratory of Information Processing and Intelligent Technology, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

^②(School of Electronical and Information Engineering, Tianjin Key Laboratory of Intelligent Signals Processing, Civil Aviation University of China, Tianjin 300300, China)

Abstract: A high-speed data transmission system (Overlapped Time Division Multiplexing System, OvTDM) and its performance are researched in AWGN channel. Simultaneously, the channel coded OvTDM system is researched. The optimal algorithm, which is soft-in soft-out Maximum *A Posteriori* probability (MAP) iterative jointed detection and decoding algorithm is proposed for the coded OvTDM system. Simulation results show that the BER performance of the OvTDM system is better than that of the conventional QAM system under the same spectral efficiency. For the channel coded OvTDM system, the MAP soft-in soft-out iterative algorithm fully utilizes the encoding constraints formed by the OvTDM and obtains the optimal performance.

Key words: Iterative decoding; Intersymbol interference; Maximum likelihood sequence detection; Maximum *A posteriori* (MAP) probability; Soft-in soft-out

1 前言

符号间干扰(ISI)问题一直是无线通信领域研究的重点,传统采用各种均衡的方法来消除 ISI。近年来出现了一些新的研究成果,文献[1]提出了时间域符号重叠复用传输,利用 ISI 提高了系统传输容量;文献[2]推导出几种 ISI 信道的最大似然序列检测的差错概率界;文献[3]在对 ISI 信道容量和频谱成型研究基础上,给出两种与 ISI 信道匹配从而逼近信道容量的编码方案。在多天线(MIMO)系统中,理论分析表明频率选择性衰落信道的信道容量大于平坦衰落信道的信道容量^[4]。在发送天线个数多于接收天线个数的 BLAST 系统中,天线之间延迟发射以制造符号间干扰,通过过采样来增

加接收维数,获得了优于最大似然检测的性能^[5]。TDMA 的上行链路天线之间符号延迟发送,用空时均衡器同时获得了空间分集增益和路径分集增益^[6],BER 性能要好于没有符号延迟的空时均衡器。以上研究都基于对 ISI 的利用而非消除。

本文研究了 AWGN 信道下符号速率大于系统带宽的重叠时分复用系统(Overlapped Time Division Multiplexing, OvTDM)。最大似然序列检测(MLSD)利用了符号重叠所自然形成的卷积编码约束关系,没有因为符号间的重叠而带来性能上的损失^[7],因此 OvTDM 带来了频谱效率的提高。并且随着频谱效率提高,OvTDM 性能逐渐优于 QAM 调制(频谱效率,即最大峰值传信率,单位是比特/秒/Hz/天线)。

本文给出了信道编码的 OvTDM 系统的最佳检测方式。在序列错误最小的意义上,MLSD 是一种最佳检测,当关于传输符号的先验概率信息存在时,MLSD 就演化为 MAP 准

2007-08-14 收到,2008-05-06 改回

国家自然科学基金(90604035)和中国民航大学科研启动基金(06QD09X)资助课题

则下的检测算法,如 BCJR^[8]算法。OvTDM 传输的数学模型同 ISI 传输是相同的,因此信道编码的 OvTDM 系统的 MAP 准则下的联合检测译码同 MAP 准则下的 Turbo 均衡^[9]类似,是信道编码与 OvTDM 的级联格图上的一种最佳检测方式。

2 OvTDM 系统模型及频谱效率

2.1 系统模型

设发送符号序列 $\mathbf{u} = [u_0, u_1, \dots, u_n, \dots]^T$, $u_n \in \{1, -1\}$, 符号间隔 T 秒。信道归一化冲击响应复包络为 $\tilde{h}(t)$, 当 $t < 0$ 或 $t > \Delta$ 时, $\tilde{h}(t) = 0$, $\frac{1}{2} \int_0^\Delta |\tilde{h}(t)|^2 dt = 1$, E_s 代表每个接收信号能量; $\tilde{n}(t)$ 是白高斯噪声的复包络, 其功率谱密度 N_0 。接收端匹配滤波器输出为

$$\tilde{r}(t) = (1/2)\sqrt{2E_s} \sum_n u_n \tilde{h}(t - nT) + \tilde{n}(t) \quad (1)$$

$K = \lceil \Delta/T \rceil$ 代表重叠在一起的符号个数, 将 $\tilde{h}(t)$ 分为 K 段, $\tilde{h}_i(t)$ 为第 i 段, $i = 0, 1, \dots, K-1$ 。 $t \in [nT, (n+1)T]$ 的接收信号为

$$\tilde{r}_n(t) = (1/2)\sqrt{2E_s} \sum_{i=0}^{K-1} u_{n-i} \tilde{h}_i(t - (n-i)T) + \tilde{n}_n(t) \quad (2)$$

若对 $\tilde{r}(t)$ 以 T 为间隔采样, 式(2)的离散样点表示为

$$r_n = (1/2)\sqrt{2E_s} \sum_{i=0}^{K-1} u_{n-i} h_i + n_n \quad (3)$$

可观察到: 接收样点序列是发送符号序列 $\mathbf{u} = [u_0, u_1, \dots, u_n, \dots]^T$ 与 $[h_0, h_1, \dots, h_{K-1}]^T$ 的复数卷积。

接收机对接收序列采用 MLSD 算法, 可得到对发送符号序列的估计。MLSD 的度量为

$$M(\mathbf{r}) = \sum_{n=0} \left\| r_n - \sum_{k=0}^{K-1} h_k u_{n-k} \right\|^2 \quad (4)$$

2.2 频谱效率

设 OvTDM 系统的每帧包括 N 符号, 每符号有 $\log_2(M)$ 个比特, M 为调制星座点数。 Δ 代表归一化脉冲成型的符号宽度, 系统带宽近似为 $W = 1/\Delta$ 。 K 为符号重叠个数。OvTDM 系统的频谱效率为

$$\eta = \frac{N \log_2(M)}{(N + K - 1)(\Delta/K)W} \approx K \log_2(M) \quad (5)$$

2.3 OvTDM 的距离分析

在 $\sum_{i=0}^{K-1} |h_i|^2 = 1$ 的归一化前提下, OvTDM 系统在高信噪比时误比特率(BER)性能上界^[7]近似为

$$P_{\text{OvTDM}} \approx B_{d_f} Q\left(\sqrt{(d_f^2 E_b)/2N_0}\right) \quad (6)$$

包含 k 个比特的 QAM 信号的 BER 为

$$P_{\text{QAM}} \approx \frac{2^{k-1}}{2^k - 1} Q\left(\sqrt{(d_{\text{min}}^2 E_b)/(2N_0)}\right) \quad (7)$$

式(6)中 d_f 表示 OvTDM 的自由距离, B_{d_f} 与具有自由距离的路径数及其上的误比特个数有关。式(7)中 d_{min} 表示 QAM 星座点间的最小欧氏距离。对性能影响较大的是 $Q(\cdot)$,

表 1 OvTDM 参数及同频谱效率 QAM 调制的参数($E_b = 1$)

| K | 矩形脉冲成型 | d_f^2 | QAM 调制 | d_{min}^2 |
|-----|-------------------------------|---------|--------|--------------------|
| 2 | $[1, 1]/\sqrt{2}$ | 4 | QPSK | 4 (每个正交载波上的最小欧氏距离) |
| 4 | $[1, 1, 1, 1]/\sqrt{4}$ | 2 | 16QAM | 1.6 |
| 6 | $[1, 1, 1, 1, 1, 1]/\sqrt{6}$ | 1.3333 | 64QAM | 0.5714 |

因此, 比较 d_f^2 和 d_{min}^2 可以对性能有一个粗略估计。表 1 中列举了不同谱效率下的 OvTDM 和 QAM 调制的 d_f^2 和 d_{min}^2 。

表 1 中的参数比较, 当 $K = 2$ 时, $d_f^2 = d_{\text{min}}^2$; 当 $K = 4, K = 6$ 时, $d_f^2 > d_{\text{min}}^2$ 。由于 Q 函数为单调减函数, 因此 OvTDM 的误比特率性能上限要低于相应的 QAM 调制, 仿真结果也与此分析相对应。

3 信道编码的 OvTDM 系统及其迭代的检测译码算法

OvTDM 传输方案本质是一种利用信道 ISI 而构造出的卷积传输方案, 如果进一步配合信道编码, 可构成串行级联编码系统, 采用软入软出的迭代检测译码, 会显著提高通信系统传输的可靠性。图 1 为信道编码的 OvTDM 系统框图。 $\mathbf{u} = \{u_0, u_1, \dots\}$ 代表信道编码输入, $\mathbf{C} = \{c_0, c_1, \dots\}$ 代表编码器输出, 交织器输出记为 $\mathbf{C}_I = \{c_I^0, c_I^1, \dots\}$, OvTDM 输出为 $y(t)$ 。图 2 给出迭代接收机结构框图。

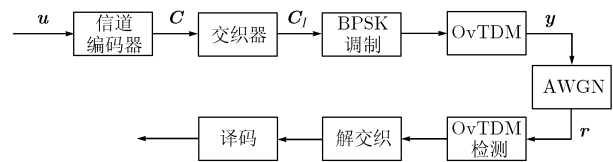


图 1 信道编码的 OvTDM 系统框图

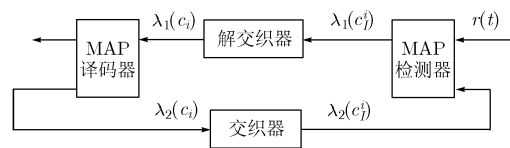


图 2 迭代的检测译码框图

3.1 OvTDM 检测器

c_I^j 的似然比形式的后验概率为 Λ_1^l , 上标 l 表示迭代次数

$$\Lambda_1^l = \ln \frac{P^l(c_I^j = 1 | r(t))}{P^l(c_I^j = 0 | r(t))} = \ln \frac{p(r(t) | c_I^j = 1)}{p(r(t) | c_I^j = 0)} + \ln \frac{P^{l-1}(c_I^j = 1)}{P^{l-1}(c_I^j = 0)} \quad (8)$$

式(8)第 1 项 $\lambda_1^l(c_I^j)$ 是由 OvTDM 检测器产生的外信息, 第 2 项 $\lambda_2^{l-1}(c_I^j)$ 是关于 c_I^j 的先验信息。由式(8)

$$A_1^l = \ln \frac{p(r(t), c_t^i = 1)}{p(r(t), c_t^i = 0)} = \ln \frac{\sum_{(s', s), c_t^j = 1} p(S_{i-1} = s', S_i = s, r_0^{N-1})}{\sum_{(s', s), c_t^j = 0} p(S_{i-1} = s', S_i = s, r_0^{N-1})} \quad (9)$$

式(9)中, r_0^{N-1} 是 $r(t)$ 的采样点序列。 s', s 表示 OvTDM 的 Trellis 图上的状态。

$$p(S_{i-1} = s', S_i = s, r_0^{N-1}) = \alpha_{i-1}(s') \gamma_i(s', s) \beta_i(s) \quad (10)$$

$$\begin{cases} \alpha_i(s) = \sum_{s'} \alpha_{i-1}(s') \gamma_i(s', s), & i = 1, 2, \dots, N-1 \\ \beta_{i-1}(s') = \sum_s \beta_i(s) \gamma_i(s', s), & i = N, \dots, 1 \\ \gamma_i(s', s) = p^{l-1}(c_t^i) p(r_i | c_t^i, S_{i-1} = s') \end{cases}$$

初始化:
$$\begin{cases} \alpha_0(\mathbf{0}) = 1, & \alpha_0(s) = 0, & s \neq \mathbf{0} \\ \beta_N(\mathbf{0}) = 1, & \beta_N(s) = 0, & s \neq \mathbf{0} \end{cases}$$

s' 状态用 $(2c_1^{i-K+1} - 1, \dots, 2c_1^{i-1} - 1)$ 表示, 令 $y_i = f(c_1^i, S_{i-1} = s') = \sum_{n=i-K+1}^i (2c_1^n - 1) h_{i-n}$, 则

$$\gamma_i(s', s) = p^{l-1}(c_t^i) p(r_i | y_i) \propto p^{l-1}(c_t^i) \exp(-\|r_i - y_i\|^2 / N_0) \quad (11)$$

$$\lambda_l^i(c_t^i) = A_1^l(c_t^i) - \lambda_2^{l-1}(c_t^i) \quad (12)$$

3.2 信道译码

$L_0^r = \{S_0, S_1, \dots, S_T\}$ 为用状态表示的 0 时刻到 τ 时刻的编码路径, $\mathbf{u}(s', s) = (u_1^i, \dots, u_{t_0}^i)$ 表示引起状态 $S_{t-1} = s' \rightarrow S_t = s$ 的输入信息比特矢量, $\mathbf{c}(s', s) = (c_1^1, \dots, c_t^m, \dots, c_t^{n_0})$ 为相应的输出编码比特矢量。则

$$P(S_{t-1} = s', S_t = s) = \sum_{S_{i-1}=s', S_i=s} P(L_0^r) = \alpha_{t-1}(s') \beta_t(s) \prod_{m=1}^{n_0} P(c_t^m) \quad (13)$$

$p(c_t^m)$ 表示关于 c_t^m , $m = 1, \dots, n_0$ 的概率, 由 $\lambda_l(c_i)$ (这里去掉了上标 l) 得

$$p(c_t^m = 1) = \{1 + \tanh[\lambda_l(c_t^m)/2]\} / 2$$

$$p(c_t^m = 0) = \{1 - \tanh[\lambda_l(c_t^m)/2]\} / 2$$

$\tanh(\cdot)$ 为双曲正切函数。假定交织器是理想的, 有

$$P(\mathbf{c}(s', s)) = \prod_{m=1}^{n_0} P(c_t^m)$$

设 S_j^+ 、 S_j^- 分别表示 $\mathbf{c}(s', s)$ 的第 j 个比特为 1、0 的状态转移集合; U_j^+ 、 U_j^- 分别表示 $\mathbf{u}(s', s)$ 的第 j 个比特为 1、0 所引起的状态转移集合。则输出比特的后验概率为

$$A_2(c_t^j) = \ln \frac{\sum_{(s', s) \in S_j^+} \alpha_{t-1}(s') \beta_t(s) \prod_{m=1, m \neq j}^{n_0} P(c_t^m)}{\sum_{(s', s) \in S_j^-} \alpha_{t-1}(s') \beta_t(s) \prod_{m=1, m \neq j}^{n_0} P(c_t^m)}$$

$$= \ln \frac{\sum_{(s', s) \in S_j^+} \alpha_{t-1}(s') \beta_t(s) \prod_{m \neq j}^{n_0} P(c_t^m)}{\sum_{(s', s) \in S_j^-} \alpha_{t-1}(s') \beta_t(s) \prod_{m \neq j}^{n_0} P(c_t^m)} + \ln \frac{P(c_t^j = 1)}{P(c_t^j = 0)} \frac{1}{\lambda_1(c_t^j)} \quad (14)$$

输入信息比特的后验概率为

$$A_2(u_t^j) = \ln \frac{\sum_{(s', s) \in U_j^+} \alpha_{t-1}(s') \beta_t(s) \prod_{m=1}^{n_0} P(c_t^m)}{\sum_{(s', s) \in U_j^-} \alpha_{t-1}(s') \beta_t(s) \prod_{m=1}^{n_0} P(c_t^m)} \quad (15)$$

4 仿真结果与分析

4.1 OvTDM 仿真结果

OvTDM 符号脉冲成型为矩形, 用于性能比较的 QAM 调制采用格雷(Gray)映射、矩形星座图。

图 3 给出符号重叠数 $K = 2$ 的 OvTDM 与 QPSK 的差错性能, 两系统的频谱效率均为 2, 但前者性能劣于后者。这是在式(6)中乘性系数的影响下, 使得 OvTDM 性能要差于 QPSK。图 4 给出 $K = 4$ OvTDM 与 16QAM 的性能, 可观察到 OvTDM 系统在 9dB 后性能优于 16QAM; 图 5 给出 $K = 6$ OvTDM 与 64QAM 的性能, OvTDM 在 7dB 后性能优于 64QAM。可得到结论, 随着频谱效率的提高, OvTDM 传输方案性能逐渐优于传统调制方案。

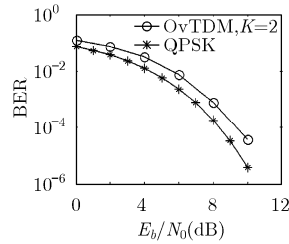


图 3 2 符号重叠 OvTDM 与 QPSK 性能比较

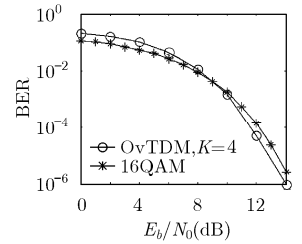


图 4 4 符号重叠 OvTDM 与 16QAM 性能的比较

上述仿真结果印证了表 1 中对 OvTDM 与 QAM 调制的距离分析。

4.2 信道编码的 OvTDM 仿真结果

信道编码采用 1/2 率的卷积码, 如图 6 所示。图 7 为 $K = 4$ OvTDM 系统的迭代 4 次后的检测译码性能, 同未编码时相比, 性能改善了约 7dB。图 8 为编码的 16QAM 调制(此时星座点映射采用 SP 映射^[10])的 BICM-ID 系统性能。BICM-ID 系统将 1/2 率卷积编码的输出经过交织后进行 16QAM 调制, 接收端采用 MAP 准则下的软入软出迭代解调与译码, 迭代了 4 次。图 7 中编码的 OvTDM 系统在 6dB

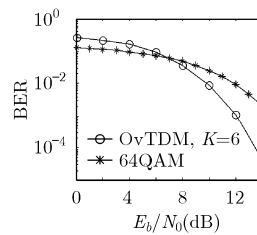


图 5 6 符号重叠 OvTDM 与 64QAM 性能比较

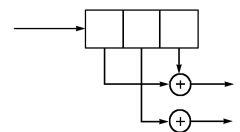


图 6 $k_0 = 1, n_0 = 2$ 的卷积编码器

附近即达到 10^{-5} ，而图8中BICM-ID要在7dB之后才达到 10^{-5} 。图7和图8的比较看出，编码OvTDM系统的增益优于BICM-ID方案。图8中还给出了16QAM硬解调然后Viterbi译码的性能，其性能最差。因此，编码的OvTDM系统所获得的编码增益是最大的，性能也是最佳的。

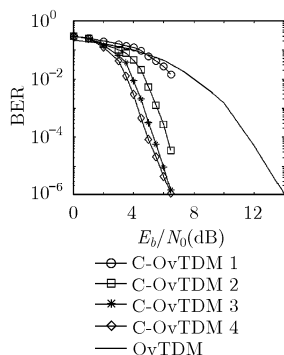


图7 卷积编码的4符号重叠OvTDM系统与未编码的OvTDM性能比较

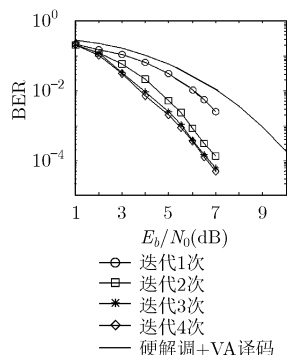


图8 BICM-ID与16QAM硬解调后VA译码的性能

5 结束语

BPSK或QPSK调制的高符号速率传输的OvTDM方案，接收端采用MLSD检测，性能会优于同频谱效率下的高阶调制的传统方案；频谱效率越高，即符号重叠的重数越多，性能优势就越明显。信道编码的OvTDM系统，相当于信道编码作为级联码的外码，OvTDM作为级联码的内码，用MAP准则下的软入软出的迭代算法实现了系统的最佳性能，获得了最大编码增益。

参考文献

- [1] 李道本. 一种时间分割复用方法和系统. 国际专利号: PCT/CN2006/001585.
Li Dao-ben. A time division multiplexing method and system. Patent Number: PCT/CN2006/001585.
- [2] 李道本. 信号的统计检测与估计理论[M]. 北京: 科学出版社,

2004: 422-454.

Li Dao-ben. The Statistical Theory of Signal Detection and Estimation [M]. Beijing: Science Press, 2004: 422-454.

- [3] Doan D N and Narayanan K R. Design of good low-rate coding schemes for ISI channels based on spectral shaping [J]. *IEEE Trans. on Wireless Commu.*, 2005, 4(5): 2309-2317.
- [4] Goldsmith A S, Jafar A, Jindal N, and Vishwanath S. Capacity limits of MIMO channels [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2003, 21(5): 684-702.
- [5] Daniel K C and Yang Lan. Virtual receiver antennas for spatial multiplexing system [C]. IEEE WCNC, Hong Kong, China, 2007: 1259-1263.
- [6] Toda T, Aihara Y, and Jun-ichi Takada. Field trial of space-time equalizer and delay diversity transmission in uplink for TDMA mobile communication [J]. *IEEE Trans. on Wireless Commu.*, 2005, 4(4): 1585-1593.
- [7] Raghavan S A, Wolf J K, and Milstein L B. On the performance evaluation of ISI channels [J]. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 1993, 39(3): 957-965.
- [8] Bahl L R, Cocke J, Jelinek F, and Raviv J. Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error Rate [J]. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 1974, 20(3): 284-287.
- [9] Tuchler M, Koetter R, and Andrew C S. Turbo equalization: principles and results [J]. *IEEE Trans. on Commu.*, 2002, 50(5): 754-767.
- [10] Li Xiaodong and Ritcey J A. Bit-interleaved coded modulation with iterative decoding [C]. IEEE ICC. IEEE Press, Vancouver, Canada, 1999: 858-863.

张曦林: 女, 1974年生, 博士生, 研究方向为信道编码和均衡理论、未来移动通信中高频谱效率技术与理论的研究。

刘海涛: 男, 1966年生, 副研究员, 研究方向为宽带移动通信。

李道本: 男, 1939年生, 教授, 研究方向为信号与信息处理、调制与编码、码分多址通信及未来移动通信高频谱效率的研究。