时频重叠复用系统的低复杂度序列检测算法

莫 勇 王 竞 刘 栋 李道本

(北京邮电大学 信息工程学院, 北京 100876)

摘 要: 利用时频重叠信号(Overlapped Hybrid-Division Multiplexing, OVHDM)实现高频谱效率数据传输,性能优于多电平调制方案. 介绍了 OVHDM 信号模型以及最佳检测算法. 为了降低检测的复杂度,提出了联合软干扰消除的序列检测算法——SIC-SE: 软干扰消除后的各子载波数据流,在序列检测前首先通过基于快速矩阵逆的有限冲激响应滤波器. 该算法的检测复杂度远低于最大似然检测算法,性能优于传统的软干扰消除算法. 仿真表明,基于该检测算法的编码 OVHDM 系统性能优于使用相同信道编码的 QAM-OFDM 系统.

关 键 词: 信号检测; 重叠复用; 最大似然; 迭代方法

中图分类号: TN 929.53

文献标识码: A 文章编号: 1001-5965(2009)01-0005-04

Low complexity sequence detection algorithm for time-frequency overlapped multiplexing system

Mo Yong Wang Jing Liu Dong Li Daoben

(School of Information and Engineering, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract Overlapped hybrid-division multiplexing(OVHDM) can achieve high spectrum efficiency, and the performance is superior to multi-level modulation. The system model and the optimum detection were studied. The joint soft interference cancellation and sequence estimation algorithm, SIC-SE, was proposed to reduce the detection complexity. The sub carrier data stream of OVHDM signals was first separated by soft interference cancellation, then filtered by finite impulse response (FIR) filter based on fast matrix inversion, and finally detected with sequence estimation. The complexity of proposed algorithm is much lower than maximum likelihood (ML) detection, while the performance is better than conventional SIC algorithm. Simulation results show that the performance of coded OVHDM system is better than the same coded QAM-OFDM system.

Key words signal detection; overlapped multiplexing; maximum likelihood; iterative methods

重叠传输[1-2]是一种新的高频谱效率传输技术,高频谱效率是通过低电平信号在时间域(或频率域)重叠实现的,这相当于在时间域(或频率域)引入了码间干扰(Intersymbol Interference, ISI). 文献[3]中的理论分析证明,相同频谱效率下重叠传输的性能要优于多电平调制技术(如 Quadrature Amplitude Modulation, QAM). 为了进一步提高性能,可在时频二维域上同时重叠传输,即时频二维重叠(Overlapped Hybrid-Division Multiplexing, OVHDM),但是最大似然检测算法复杂度过高. 本文提出了 OVHDM 系统下的低复杂度检测算法,采用软判决迭代干扰抵消和序列检测相结合的方法,大大降低了联合检测的复杂度,同时对序列检测算法有所改进,使之收敛更快. 分析表明本算法比常规迭代干扰抵消算法有更好的性能,具有较大的应用价值.

1 OVHDM 系统

OVHDM 信号的等效复基带模型描述为

收稿日期: 2008-01-15

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(90604035)

作者简介: 莫 勇(1981-),男,四川广安人,博士生, myknobby@gmail.com.

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1}\sum_{l=0}^{L-1} x_n(l)w(t - l\Delta T)\,e^{j2\pi n\Delta B(t-l\Delta T)} \tag{1}$$

其中, $t\in[0, T_a]$, T_a 是每帧持续时间; $x_n(l)$ 是第 n 路子载波上发送的第 l 个已调制低电平符号; $w(t)$ 是脉冲成形滤波器的冲击响应, 满足 $w(t) = 0,\ t\notin[0, T]$; T 是每个符号的周期, ΔT 是相邻发射符号的间隔, $K = T/\Delta T$ 称为时域重叠系数; 每路子载波的主瓣零点带宽为 B, ΔB 为子载波间隔, $D = B/\Delta B$ 称为频域重叠系数; L 为每帧发射的符号总数; N 为子载波数.

分析式(1)可知, 若 $w(t)$ 采用矩形脉冲成形滤波, 且 $K = 1$, $D = 2$, 即为 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)的系统模型. 根据线性叠加性原理, 重叠传输并不会展宽信号带宽, 因此当 L, N 足够大时 OVHDM 系统的频谱效率为

$$\eta = \frac{NLDK\log_2 Q}{(N + D - 1)(L + K - 1)BT} \approx \frac{DK\log_2 Q}{BT} \tag{2}$$

其中 Q 是每个发送符号 $x_n(l)$ 的调制电平数. OFDM 系统有 $\eta \approx \log_2 Q$. 与传统方案不同, OVHDM 通过增加 D, K 提高频谱效率, 信号间不满足正交性, 而是时频二域的卷积关系.

重叠传输系统与 ISI信道[3-5]具有相似的等效卷积模型, 通过分析最小欧氏距离可获得误码性能的上、下界. 文献[6]得出了 OVHDM 一些有用的上界, 并指出相对于多电平调制存在功率增益; 并给出了一组参数, 相同频谱效率的 OVHDM 系统较 16QAM 大约有 4 dB的功率增益, 文献[4]也指出在相同频谱效率下, 仅时间域重叠的系统较 64 QAM 调制有大约 3 dB 的功率增益, 而 OVHDM 系统则有约 4.5 dB的功率增益. 文献[3]进一步指出随着重叠系数的增加, 相同频谱效率的 OVHDM 系统相对多电平调制的增益将逐渐增加.

2 接收端模型

下面分析 OVHDM 信号的接收, 令

$$\left.\begin{aligned} \boldsymbol{x}(l) &= [x_0(l), x_1(l), \cdots, x_{N-1}(l)]^{\mathrm{T}} \\ \boldsymbol{z}(t) &= [z_0(t), z_1(t), \cdots, z_{N-1}(t)]^{\mathrm{T}} \\ z_n(t) &= w(t)\,e^{j2\pi n\Delta B t} \quad n = 0, 1, 2, \cdots, N-1 \end{aligned}\right\} \tag{3}$$

式(1)可改写为

$$s(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \boldsymbol{x}^{\mathrm{T}}(l)\boldsymbol{z}(t - l\Delta T) \tag{4}$$

经过加性白高斯噪声信道后, 接收信号可表示为 $r(t) = s(t) + n(t)$, 其中 $n(t)$ 是均值为 0, 方差 σ^2 的复高斯白噪声[3]. 依据文献[5]中极大似然序列检测处理方法, 使用 N 维的匹配白化滤波器组[7], 处理后得到等效离散白化滤波模型

$$\boldsymbol{y}(l) = \sum_{k=0}^{K-1} \boldsymbol{h}(k)\boldsymbol{x}(l - k) + \zeta(l) \tag{5}$$

其中, $\boldsymbol{y}(l)$ 为接收信号 $r(t)$ 经过匹配白化滤波器组后对应于第 l 个发送符号的 N 维输出矢量; $\boldsymbol{h}(k)$ 是等效 $N\times N$ 传输系数矩阵; $\zeta(l)$ 是等效高斯白噪声序列. 式(5)为有限状态机的向量卷积模型, 采用基于向量的最大似然序列检测, 复杂度约为 $Q^{N(K-1)}$, 随 N 增加指数增长.

3 迭代检测算法

为了降低检测复杂度, 本文提出了逐级软干扰消除的次优序列检测算法, 首先将 OVHDM 信号按照不同载波分成不同子数据流, 首先对其他子数据流做软干扰消除, 然后对该数据流序列检测, 输出软判决信息并继续检测下一子数据流. 上述过程可以反复迭代, 直至算法收敛.

相对其他类似算法, 该算法采用改进的序列检测算法, 可以保证软干扰消除的结果更准确, 提高了迭代检测的性能, 减少了迭代次数.

下面分别讨论算法的软干扰消除和序列检测两个步骤, 重点分析改进的序列检测算法

3.1 软判决干扰消除(SIC)算法

设需要对第 i 路子载波数据流做干扰抵消, 将式(5)重写为

$$\boldsymbol{y}(l) = \sum_{k=0}^{K-1} \boldsymbol{h}_i(k)x_i(l - k) + \sum_{k=0}^{K-1} \boldsymbol{h}_{\hat{i}}(k)\boldsymbol{x}_{\hat{i}}(l - k) + \zeta(l) \tag{6}$$

其中, $\boldsymbol{h}_i(k)$ 是矩阵 $\boldsymbol{h}(k)$ 的第 i 列, 对应数据为 $x_i(k)$; $\boldsymbol{h}_{\hat{i}}(k)$ 是矩阵 $\boldsymbol{h}(k)$ 除去第 i 列后的剩余列, $\boldsymbol{x}_{\hat{i}}(k)$ 为对应的数据. 式(6)中后两项为干扰项, 记为

$$\boldsymbol{I}_i(l) = \sum_{k=0}^{K-1} \boldsymbol{h}_{\hat{i}}(k)\boldsymbol{x}_{\hat{i}}(l - k) + \zeta(l) \tag{7}$$

根据中心极限定理和软干扰消除高斯近似的思想, $\boldsymbol{I}_i(l)$ 近似看作满足高斯分布. 高斯分布完全由均值和协方差矩阵决定, 因此只需计算 $\boldsymbol{I}_i(l)$ 的均值和协方差. 根据 $x_n(k)$ 的先验概率可计算得出均值 $E\{x_n(k)\}$、方差 $\mathrm{var}\{x_n(k)\}$, 代入式(7)可得 $\boldsymbol{I}_i(l)$ 的均值和协方差矩阵

$$E\{\boldsymbol{I}_i(l)\} = \sum_{k=0}^{K-1} \boldsymbol{h}_{\hat{i}}(k)E\{\boldsymbol{x}_{\hat{i}}(l - k)\} \tag{8}$$

$$\boldsymbol{R}_i(l,k)=\sum_{j=0}^{K-1}\boldsymbol{h}_i(j)\,\mathrm{cov}\{\boldsymbol{x}_i(l-j)\}\boldsymbol{h}_i(k-l+j)^{\mathrm{H}} \tag{9}$$

$\mathrm{cov}\{\boldsymbol{x}_i(k)\}$为对角矩阵. $\boldsymbol{R}_i(l,k)$的相关长度为$K-1$,即$\boldsymbol{R}_i(l,l+K)=\boldsymbol{R}_i(l,l-K)=0$,且满足$\boldsymbol{R}_i(l,k)=\boldsymbol{R}_i(k,l)^{\mathrm{H}}$.

3.2 序列检测算法

计算式(6)中序列$x_i(k)$的后验概率可以采用 BCJR 算法[8],但是一般要求噪声项$\boldsymbol{I}_i(l)$为高斯白噪声. 由前面的分析知,$\boldsymbol{I}_i(l)$近似为非白高斯噪声. 可以对$\boldsymbol{y}(l)$做白化处理,考虑到 BCJR 算法处理有限状态机的限制,因此问题转化为实现有限冲激响应的白化滤波器.

首先先将式(6)改写为矩阵形式:

$$\boldsymbol{y}=[\boldsymbol{y}(0)^{\mathrm{T}},\cdots,\boldsymbol{y}(L-1)^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}$$
$$\boldsymbol{x}_i=[x_i(0),\cdots,x_i(L-1)]^{\mathrm{T}}$$
$$\boldsymbol{I}_i=[\boldsymbol{I}_i(0)^{\mathrm{T}},\cdots,\boldsymbol{I}_i(L-1)^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}$$

$$\boldsymbol{H}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{h}_i(0) & & & 0\\ \vdots & \boldsymbol{h}_i(0) & & \\ \boldsymbol{h}_i(K-1) & \vdots & \ddots & \\ & \boldsymbol{h}_i(K-1)\cdots & \boldsymbol{h}_i(0) & \\ & & \ddots\ \ \vdots & \ddots\\ 0 & & \boldsymbol{h}_i(K-1)\cdots & \boldsymbol{h}_i(0)\end{bmatrix}$$

于是$\boldsymbol{y}=\boldsymbol{H}\boldsymbol{x}_i+\boldsymbol{I}_i$,其中$\boldsymbol{I}_i$为噪声项,其协方差阵为

$$\boldsymbol{R}_i=\begin{bmatrix}\boldsymbol{R}_i(0,0)&\cdots&\boldsymbol{R}_i(0,K-1)&&&0\\ \vdots&\ddots&\vdots&&\ddots&\\ \boldsymbol{R}_i(K-1,0)&\cdots&\boldsymbol{R}_i(K-1,K-1)&&&\\ &&&\ddots&&\\ &\ddots&&\boldsymbol{R}_i(L-K-2,L-K-2)&\cdots&\boldsymbol{R}_i(L-K-2,L-1)\\ &&&\vdots&\ddots&\vdots\\ 0&&&\boldsymbol{R}_i(L-1,L-K-2)&\cdots&\boldsymbol{R}_i(L-1,L-1)\end{bmatrix} \tag{10}$$

由高斯假设有$\ln(P(\boldsymbol{y}|\boldsymbol{x}_i))\sim\boldsymbol{z}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{R}_i^{-1}\boldsymbol{z}$,其中$\boldsymbol{z}=\boldsymbol{y}-\boldsymbol{H}\boldsymbol{x}_i-E\{\boldsymbol{I}_i\}$. 白化处理就是尽量让噪声的协方差矩阵对角化. 设N_{B}阶有限冲激响应滤波器为$\boldsymbol{C}$,矩阵形式为带状的下三角分块矩阵,每个子块的大小为$N\times N$,其下半带宽为N_{B}.

$$\left.\begin{aligned}\bar{\boldsymbol{y}}&=\bar{\boldsymbol{H}}\boldsymbol{x}_i+\bar{\boldsymbol{I}}_i\\ \bar{\boldsymbol{y}}&=\boldsymbol{C}(\boldsymbol{y}-E\{\boldsymbol{I}_i\})\\ \bar{\boldsymbol{H}}&=\boldsymbol{C}\boldsymbol{H}\\ \bar{\boldsymbol{I}}_i&=\boldsymbol{C}\boldsymbol{I}_i\\ \bar{\boldsymbol{R}}_i&=\boldsymbol{C}\boldsymbol{R}_i\boldsymbol{C}^{\mathrm{H}}\end{aligned}\right\} \tag{11}$$

$\bar{\boldsymbol{R}}_i$为噪声项$\bar{\boldsymbol{I}}$的协方差矩阵,白化滤波要求

$$\bar{\boldsymbol{R}}_i=\boldsymbol{C}\boldsymbol{R}_i\boldsymbol{C}^{\mathrm{H}}\equiv\boldsymbol{I}^{L\times N} \tag{12}$$

其中$\boldsymbol{I}^{L\times N}$为$L\times N$维的单位矩阵. 考虑到$\boldsymbol{C}$的约束条件,问题就转化为寻找$\boldsymbol{C}$最佳逼近式(12). 这个问题在文献[9]有研究,称为矩阵的分块带状矩阵近似逆,并给出了分块带状矩阵近似逆的分解算法,其复杂度为$L\times N^3\times N_{\mathrm{B}}^2$,远小于直接求逆,且便于递归实现. 同时还证明了在给定半带宽N_{B}下,通过这种方法求得的近似逆处理得到的信号与精确逆处理得到信号的 Kullback-Leibler距离最小. 即采用该近似逆算法带来的信息量损失最小. 因此采用该算法计算$\boldsymbol{C}$,白化后噪声项$\bar{\boldsymbol{I}}$为方差为1的白噪声,等效卷积矩阵$\bar{\boldsymbol{H}}$对应的约束长度为$(K+N_{\mathrm{B}})$,根据 BCJR 算法[8]即可完成后验概率的计算.

联合软干扰消除序列检测算法(SIC-SE)的具体流程如图1所示. 与其他序列检测算法比较后发现,传统序列检测算法假设$\boldsymbol{I}_i(l)$为高斯白噪声,丢失了互相关信息,因此在迭代过程中往往需要还加入比例因子才可能收敛. 本文基于最佳近似逆的算法已经考虑了互相关信息,可以保证信息量损失最小,而且不需要设置调节因子.

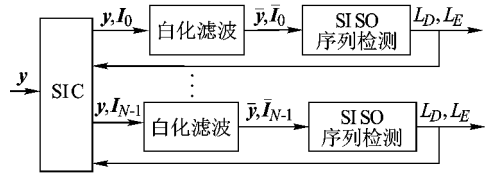

图1　*SIC-SE* 检测算法

4　仿真结果及分析

为便于对比,首先给出频谱效率$\eta=6$的3种方案:①$D=4,K=3,N=3$;②$D=3,K=4,N=2$;③$D=2,K=3,N=16$

信道编码采用码率为1/2的卷积码,生成矩阵为$[1,(1+D^4)/(1+D^1+D^2+D^3+D^4)]$,信道编码和 OVHDM 间使用深度1 000的随机交织. SIC-SE算法参数$N_{\mathrm{B}}=2$,软输出信息在 SIC-SE和

信道译码间迭代 5次. 图 2给出了不同方案的仿真结果. 为便于对比, 同时也给出了相同编码方案下 64QAM 调制的仿真性能. 结果表明: 方案 ③在误比特率为 10^{-5}时相对于相同编码的 64QAM 有超过 4 dB的增益, 同时方案 ①和方案 ②也要优于 64QAM 方案, 但是比方案 ③差. 传统 SIC的性能在 14 dB前比 64 QAM 方案差, 与本算法相比至少有 2 dB的损失. 这也可从外信息转移图[10]对比上得到解释, 见图 3. 结果表明: 在相同的先验信息下, BCJR 检测算法输出外信息最大, SIC-SE 次之, SIC 算法最差; 同时方案 ②的输出外信息大于方案 ①, 也证明了性能上对方案 ①的优越性.

最后分析 SIC-SE 算法中不同参数对性能的影响, 图 4给出了 N_B 不同取值时方案 ③的性能.

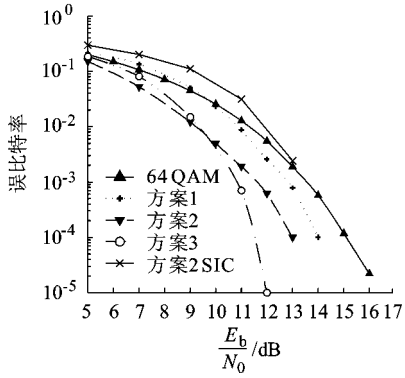

图 2 编码 OVHDM 系统不同方案性能对比

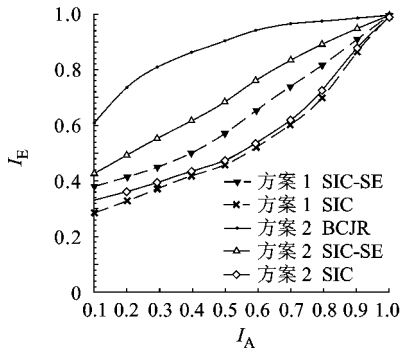

图 3 不同算法在信噪比 10 dB时的外信息转移图

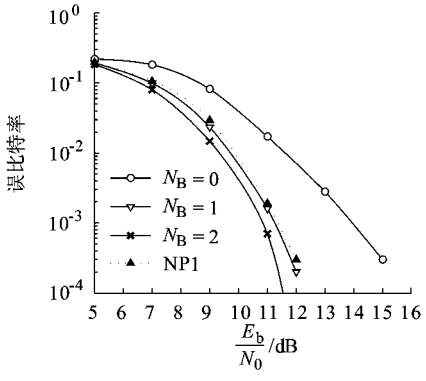

图 4 不同参数对 SIC-SE 算法的性能影响

由于增加 N_B 会增加检测复杂度, 因此期望 N_B 值较小. $N_B = 0$时的结果较差, 但从 $N_B = 1$到 $N_B = 2$性能增益不大. 图 4中也给出了采用 1阶噪声预测 (Noise Prediction, NP) 模型的性能, 由于损失了更多信息, 性能要略差于 $N_B = 1$的 SIC-SE.

5 结 论

相对于多电平调制, OVHDM 可以提供较大的性能增益, 但是联合检测的复杂度过大. 提出了基于软干扰消除的序列检测算法, 复杂度只与时域重叠数有关, 而与子载波数基本无关, 增加了 OVHDM 系统设计的灵活性, 而且性能优于传统软干扰消除算法.

参考文献 (References)

[1] 李道本. 一种时间分割复用方法和系统: 中国, PCT/CN2006/001585[P]. 2006
LiDaoben. A time division multiplexing method and system: CN, PCT/CN2006/001585[P]. 2006(in Chinese)

[2] 李道本. 一种频率分割复用方法和系统: 中国, PCT/CN2006/002012[P]. 2006
LiDaoben. A frequency division multiplexing method and system: CN, PCT/CN2006/002012[P]. 2006(in Chinese)

[3] 李道本. 信号的统计检测与估计理论[M]. 北京: 科学出版社, 2004
LiDaoben. The statistical theory of signal detection and estimation[M]. Beijing: Science Press, 2004(in Chinese)

[4] 王竞, 李道本. 时频二维重叠复用系统[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(5): 1176-1179
Wang Jing, Li Daoben. Overlapping multiplexing in time and frequency domain[J]. Journal of Electronic and Information Technology, 2008, 30(5): 1176-1179(in Chinese)

[5] Proakis J G. Digital communications[M]. 4th ed. New York: McGraw-Hill, 2001

[6] Rusek F, Anderson J B. The two dimensional Mazo limit[C]//IEEE ISIT'05. Adelaide: IEEE, 2005: 970-974

[7] 张贤达. 现代信号处理[M]. 北京: 清华大学出版社, 2002
Zhang Xianda. Modern signal processing[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2002(in Chinese)

[8] Bahl L R, Cocke J, Jelinek F, et al. Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate[J]. IEEE Transactions on Info Theory, 1974, 20(3): 284-287

[9] Asif A, Moura J. Block matrices with L-block-banded inverse: inversion algorithms[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2005, 53(2): 630-642

[10] Kliewer J, Ng S X, Hanzo L. Efficient computation of EXIT functions for nonbinary iterative decoding[J]. IEEE Transactions on Communications, 2006, 54(12): 2133-2136

(责任编辑: 娄 嘉)