

文章编号: 1672-2892(2011)02-0190-06

一种基于局部 ML 的 DFT-S-OFDM 检测算法

倪俊, 杨涛, 胡波

(复旦大学 电子工程系, 上海 200433)

摘要: 离散傅里叶变换扩频正交频分复用(DFT-S-OFDM)作为一种单载波调制方案, 与传统正交频分复用相比具有较小的峰均功率比(PAPR), 并且已被 3GPP 采用作为其长期演进项目(LTE)的上行调制方案。针对该方案, 提出了一种改进的基于局部最大似然(ML)的 DFT-S-OFDM 检测算法, 首先挑选一阶最小均方误差-最大似然(MMSE-ML)检测后最有可能的 2 个星座符号位置, 进而在这 2 个位置上做最大似然检测。仿真结果表明, 提出的算法相比二阶 MMSE-ML, 在大幅度降低计算复杂度的基础上, 性能损失很小; 相比一阶 MMSE-ML, 能获得 0.5 dB~0.7 dB 的增益, 而所需的额外计算量较少。

关键词: 离散傅里叶变换扩频正交频分复用; 局部最大似然检测; 最小均方误差-最大似然检测
中图分类号: TN919.3 **文献标识码:** A

A local ML based DFT-S-OFDM detection algorithm

NI Jun, YANG Tao, HU Bo

(Department of Electronic Engineering, Fudan University, Shanghai 200433, China)

Abstract: As a single carrier modulation scheme, Discrete Fourier Transform Spread Orthogonal Frequency Division Multiplexing(DFT-S-OFDM) has lower Peak to Average Power Ratio(PAPR) than the conventional OFDM. And it has been adopted as the uplink modulation scheme in 3GPP's Long Term Evolution(LTE). In this paper, an improved local Maximum Likelihood(ML) based method is proposed for DFT-S-OFDM detection. The two most probable symbol positions are selected after 1st order Minimum Mean Square Error-Maximum Likelihood(MMSE-ML) detection, and the ML detection is performed on these positions. Numerical simulations show that the proposed method has little performance loss and huge computation reduction compared to the 2nd order MMSE-ML. And the proposed method has a 0.5 dB~0.7 dB gain compared to the 1st order MMSE-ML with little additional computations.

Key words: Discrete Fourier Transform Spread Orthogonal Frequency Division Multiplexing; local ML detection; Minimum Mean Square Error-Maximum Likelihood detection

近年来, DFT-S-OFDM(也有称为 DFT-SOFDM)单载波调制方案开始为人们所关注, 并且已被 3GPP 选用为 LTE 的上行调制方案^[1-2], 作为今后 10 年蜂窝通信的标准。DFT-S-OFDM 与 OFDM 相比有一定相似性, 同样添加循环前缀, 使其均衡可以在频域上简单实现^[3]。由于 DFT-S-OFDM 是一种单载波的方案, 所以与传统 OFDM 相比, 具有较小的峰均功率比, 且性能损失不大^[4]。

MIMO(Multiple-Input Multiple-Output)系统的检测方式有很多种, 其中最优的是最大似然检测。由于最大似然检测的复杂度随发送天线数与调制阶数的增长而呈指数增长关系, 所以在实际中常常使用各种近似方法来代替, 其中一种便是局部最大似然检测^[5-6]。根据所使用的线性均衡方式的不同, 分别称为 ZF-ML 与 MMSE-ML。它们的思想均为先使用线性均衡的方式获得一个初始的估计, 然后在初始估计的一定邻域内做 ML 检测。文献中多是在和初始估计相差 1 个星座符号的汉明距离上做搜索, 以下称之为 一阶 MMSE-ML; 若在相差 2 个星座符号的汉明距离上做搜索, 则称为 二阶 MMSE-ML。本文考虑的是未编码 DFT-S-OFDM 系统的检测问题。近年来, 有不少文献研究 DFT-S-OFDM 系统的检测方法, 比如线性均衡、判决反馈、Turbo 均衡以及 MMSE-ML 方式^[7-11]。文献[11]考虑的是在 DFT-S-OFDM 系统中应用一阶 MMSE-ML, 并在此基础上考虑降低计算量, 即通过一定的准则

收稿日期: 2010-06-28; 修回日期: 2010-09-01

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(No.60972024); 教育部博士点基金资助项目(No.20090071120087)

降低搜索的范围，而获得接近一阶 MMSE-ML 算法的性能。与此思路不同，本文考虑的是如何在减少二阶 MMSE-ML 复杂度的基础上，使得其性能损失不大。二阶 MMSE-ML 需要遍历所有两两星座符号位置，然后在这些成对的位置上做 ML 检测，往往计算复杂度过高。因此，本文提出了一种新的基于局部 ML 的检测算法，即在一阶 MMSE-ML 搜索后，找出不同星座符号位置上最有可能的 2 个位置，然后固定除此 2 个位置外的其它星座符号，遍历剩下的所有可能星座符号而做 ML 检测，将检测出的 2 个星座符号替换 MMSE 线性均衡后得到的初始估计，作为最终的结果。从搜索的数量看，提出的方法相比二阶 MMSE-ML，有显著的降低。

1 系统模型

DFT-S-OFDM 的系统模型见图 1，将 1 组共 $q \times M$ 个比特经过 M-PSK/QAM 调制成 M 个星座符号，表示为列向量 $\mathbf{s}$ ，调制时每 q 个比特组成 1 个星座符号。DFT-S-OFDM 符号生成： $\mathbf{s}$ 依次经过 M 点的 DFT 变换，子载波资源映射， N 点($M < N$)的 IFFT 变换，添加循环前缀。这样，DFT-S-OFDM 符号在时域上可以表示为 $\mathbf{F}_N^H \mathbf{T}_{M \rightarrow N} \mathbf{F}_M \mathbf{s}$ ，其中： $\mathbf{F}_M$ 为 M 点的 DFT 矩阵，其第 k 行第 l 列元素为 $f_{k,l} = (1/\sqrt{M}) \exp[-2\pi i k l]$, $k, l = (0, 1, 2, \dots, M-1)$, i 为虚数单位； $\mathbf{F}_N^H$ 为 N 点的 IDFT 矩阵； $\mathbf{T}_{M \rightarrow N}$ 为子载波资源映射矩阵，为 $N \times M$ 阶的由 0 或 1 构成的矩阵，它将 M 个元素按一定的顺序映射在 N 个位置上。

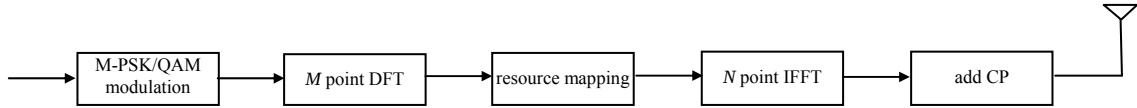


Fig.1 DFT-S-OFDM generation diagram at the transmitter side
图 1 发送端 DFT-S-OFDM 符号生成框图

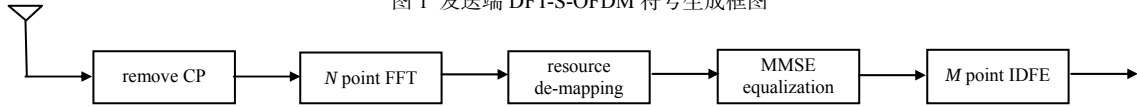


Fig.2 DFT-S-OFDM detection diagram at the receiver side
图 2 接收端 DFT-S-OFDM 检测框图

接收端的 DFT-S-OFDM 检测框图见图 2。本文考虑信道的最大时延扩展小于循环前缀的长度，则频域上发送信号是经历了频率平坦的信道，即接收信号可表示为：

$$\mathbf{r} = \mathbf{H} \mathbf{T}_{M \rightarrow N} \mathbf{F}_M \mathbf{s} + \boldsymbol{\eta} \quad (1)$$

式中：列向量 $\mathbf{r}$ 为接收信号； $\mathbf{H}$ 为对角阵，其对角元素值对应于信道在相应子载波位置上的响应，即 $\mathbf{H} = \text{diag}(h_1, \dots, h_M)$ ；列向量 $\boldsymbol{\eta}$ 为频域上独立同分布的零均值加性高斯白噪声，功率为 σ_n^2 。对 $\mathbf{r}$ 做子载波资源逆映射以及 M 点 IDFT，并令结果为列向量 $\mathbf{y}$ ，有：

$$\mathbf{y} = \mathbf{F}_M^H \mathbf{T}_{N \rightarrow M} \mathbf{r} = \mathbf{F}_M^H \mathbf{T}_{N \rightarrow M} \mathbf{H} \mathbf{T}_{M \rightarrow N} \mathbf{F}_M \mathbf{s} + \mathbf{F}_M^H \mathbf{T}_{N \rightarrow M} \boldsymbol{\eta} \quad (2)$$

式中 $\mathbf{T}_{N \rightarrow M}$ 为子载波资源逆映射矩阵。注意到 $\mathbf{T}_{M \rightarrow N}$ 与 $\mathbf{T}_{N \rightarrow M}$ 的作用只是对矩阵元素位置的搬移，所以可以通过在式(2)中对相应元素位置的搬移而忽略 $\mathbf{T}_{M \rightarrow N}$ 与 $\mathbf{T}_{N \rightarrow M}$ 的作用，重写式(1)~式(2)，有：

$$\mathbf{r} = \mathbf{H} \mathbf{F}_M \mathbf{s} + \boldsymbol{\eta} \quad (3)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{F}_M^H \mathbf{r} = \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{s} + \tilde{\boldsymbol{\eta}} \quad (4)$$

式中： $\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{F}_M^H \mathbf{H} \mathbf{F}_M$ ； $\tilde{\boldsymbol{\eta}} = \mathbf{F}_M^H \boldsymbol{\eta}$ 。由于 $\mathbf{H}$ 为对角阵，所以 $\tilde{\mathbf{H}}$ 为 Toeplitz 矩阵^[12]，而不再是对角阵， $\mathbf{y}$ 中每个元素 y_i 均受到 $\mathbf{s}$ 中除 s_i 外的干扰，这不同于 OFDM 系统中可以在每个子载波上独立做处理的情况。对于 $\tilde{\boldsymbol{\eta}}$ ，高斯分布的噪声 $\boldsymbol{\eta}$ 在正交变换 $\mathbf{F}_M^H$ 的作用下仍为高斯的，且其自相关 $E[\tilde{\boldsymbol{\eta}} \tilde{\boldsymbol{\eta}}^H] = \mathbf{F}_M^H E[\boldsymbol{\eta} \boldsymbol{\eta}^H] \mathbf{F}_M = \sigma_n^2 \mathbf{I}$ 仍为白噪声。从式(4)可以看到，DFT-S-OFDM 的系统模型可以看作是一个经历频率平坦信道的 MIMO 系统，其发送天线数等于接收天线数，等于占用的子载波数 M 。

2 检测算法

根据以上给出的系统模型，在频域上发送、接收信号满足式(4)，则对每个 DFT-S-OFDM 符号，最优的检测在最大似然算法下获得，即：

$$\hat{\mathbf{s}}_{\text{ML}} = \arg \min_{\mathbf{s} \in S^M} \|\mathbf{y} - \tilde{\mathbf{H}}\mathbf{s}\|^2 \quad (5)$$

式中 $\|\cdot\|$ 是计算向量的 2 范数, 以下将 $\|\cdot\|^2$ 称为度量。 $S = \{a_1, a_2, \dots, a_{2^q}\}$ 为星座图上所有星座点的集合, S^M 为所有 $\mathbf{s}$ 的全体, 即 ML 的搜索范围, 总共有 $2^{q \times M}$ 种可能。

DFT-S-OFDM 的线性检测方式通常是在频域上做 MMSE 均衡, 即检测矩阵为 $\mathbf{G} = \mathbf{F}_M^H (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma_n^2 / \sigma_s^2)^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{F}_M$, 其中 σ_s^2 为 $\mathbf{s}$ 的功率。将 $\mathbf{G}$ 左乘式(4)后有^[13]:

$$\tilde{\mathbf{s}} = \sqrt{\alpha_{\text{MMSE}}} \mathbf{s} + \boldsymbol{\eta}_{\text{effective}} \quad (6)$$

式中: α_{MMSE} 为确定性常数, $\alpha_{\text{MMSE}} = \left(\frac{1}{M} \sum_{j=1}^M \frac{|h_j|^2}{|h_j|^2 + \sigma_n^2 / \sigma_s^2} \right)^2$; $\boldsymbol{\eta}_{\text{effective}}$ 为 MMSE 均衡后的等效噪声, 是零均值的高斯噪声, 其功率为 $\sigma_{\text{effective}}^2 = (\sqrt{\alpha_{\text{MMSE}}} - \alpha_{\text{MMSE}}) \sigma_s^2$ 。对 $\tilde{\mathbf{s}}$ 归一化后做判决, 可获得对 $\mathbf{s}$ 的估计 $\hat{\mathbf{s}}$:

$$\hat{\mathbf{s}} = Q \left[\frac{\tilde{\mathbf{s}}}{\sqrt{\alpha_{\text{MMSE}}}} \right] \quad (7)$$

式中 $Q[\cdot]$ 为找出星座图上最接近于信号的星座点。从式(6)可以发现, $\tilde{\mathbf{s}}$ 的每个元素 $\tilde{s}_i$ 都是受到相同功率的噪声的影响, 若假定它们之间是独立的, 则不同 $\tilde{s}_i$ 出错的概率是相同的。

若把 $\hat{\mathbf{s}}$ 表示成 $\hat{\mathbf{s}} = [\hat{s}_1, \hat{s}_2, \dots, \hat{s}_M]^T$, 则定义 $\bar{\mathbf{s}}_i^{(j)} = [\hat{s}_1, \dots, \bar{s}_i^j, \dots, \hat{s}_M]^T$, 其中 $\bar{s}_i^j$ 的值为 S 的第 j 个星座符号, 所以 $\bar{\mathbf{s}}_i^{(j)}$ 即为令 $\hat{\mathbf{s}}$ 中第 i 个位置 (视 1 个向量中的第 i 个元素为其位置 i) 上的值为 S 的第 j 个星座符号, 而其余 $M-1$ 个位置上的值不变。类似地, 定义 $\bar{\mathbf{s}}_{i_0, i_1}^{(j_0, j_1)} = [\hat{s}_1, \dots, \bar{s}_{i_0}^{j_0}, \dots, \bar{s}_{i_1}^{j_1}, \dots, \hat{s}_M]^T$, $i_0 \neq i_1$, 即在 i_0, i_1 位置上的值分别为 S 的第 j_0, j_1 个星座符号, 固定其余 $M-2$ 个位置的星座符号不变。

这样, 一阶 MMSE-ML 检测的步骤如下:

- 1) 频域上做 MMSE 均衡, 做硬判决后得到 $\hat{\mathbf{s}}$;
- 2) 对每个位置 i , 遍历 M 个星座符号, 构造 $\bar{\mathbf{s}}_i^{(j)}$ 后计算度量 $\gamma_{i,j}$;

$$\gamma_{i,j} = \|\mathbf{y} - \tilde{\mathbf{H}}\bar{\mathbf{s}}_i^{(j)}\|^2 \quad (8)$$

3) 找出所有 $2^q \times M$ 个 $\gamma_{i,j}$ 中最小的 γ_{i_0, j_0} 以及此时的 i_0, j_0 , 则一阶 MMSE-ML 的估计为 $\hat{\mathbf{s}}_{\text{MMSE-ML}} = \bar{\mathbf{s}}_{i_0}^{(j_0)}$, 即估计值等于 $\hat{\mathbf{s}}$ 中除了第 i_0 个位置外的星座符号不变, 第 i_0 个位置的值为 S 的第 j_0 个星座点。

如果在上述步骤 2) 中遍历的是所有两两星座符号的位置, 进而计算度量, 在步骤 3) 中对这些度量做搜索, 即为二阶 MMSE-ML 的检测步骤:

- 1) 频域上做 MMSE 均衡, 做硬判决后得到 $\hat{\mathbf{s}}$;
- 2) 对每对不同的位置组合 i, i' , 遍历 2^{2q} 组星座符号, 构造 $\bar{\mathbf{s}}_{i, i'}^{(j, j')}$ 后计算度量 $\gamma_{i, i', j, j'}$;

$$\gamma_{i, i', j, j'} = \|\mathbf{y} - \tilde{\mathbf{H}}\bar{\mathbf{s}}_{i, i'}^{(j, j')}\|^2 \quad (9)$$

3) 找出所有 $2^{2q} \times C_M^2$ 个 $\gamma_{i, i', j, j'}$ 中最小的 $\gamma_{i_0, i_1, j_0, j_1}$ 以及此时的 i_0, i_1, j_0, j_1 , 则二阶 MMSE-ML 的估计为 $\hat{\mathbf{s}}_{\text{MMSE-ML}} = \bar{\mathbf{s}}_{i_0, i_1}^{(j_0, j_1)}$, 即估计值等于 $\hat{\mathbf{s}}$ 中除了 i_0, i_1 位置上的星座符号不变, 而第 i_0, i_1 个位置上的值分别为 S 的第 j_0, j_1 个星座点。

注意到 MMSE-ML 算法的式(8)~式(9)均涉及 $M \times 1$ 的列向量与 $M \times M$ 的矩阵相乘, 还需要计算向量的 2 范数, 是算法中最为耗时的操作。本文由此认为计算复杂度正比于要计算的度量数目。另外, 在步骤 1) 中可以计算出 $\hat{\mathbf{s}}$ 的度量, 这样在步骤 2) 时便不需要计算与此重复的度量, 所以对 1 个 DFT-S-OFDM 符号, 一阶 MMSE-ML 检测算法总共需要计算 $1 + M \times (2^q - 1)$ 次度量, 而二阶时需要计算的度量数为 $C_M^2 (4^q - 1) + 1$ 。文献[11]中考虑的便是如何在一阶 MMSE-ML 检测时, 根据某种额外的准则再去省略某些度量的计算, 进而减少计算复杂度。

本文不考虑如何降低一阶 MMSE-ML 计算的度量数, 而是要提高其性能。考虑一阶 MMSE-ML, 假设每个

$\mathbf{s}$ 中只有 1 个符号发生错误,这在 MIMO 下容易理解,因为 MIMO 的天线数目一般比较小,比如 2×2 或 4×4 ,但在 DFT-S-OFDM 系统中,这一假设则不容易成立,因为 DFT-S-OFDM 系统所占用的子载波数 M 明显要大很多,这样就容易出现 1 个 $\mathbf{s}$ 中发生多个星座符号错误的情况,而一阶 MMSE-ML 是不能找出此类错误的。二阶 MMSE-ML 需要计算 $C_M^2(4^q-1)+1$ 个度量,远大于一阶 MMSE-ML 需要计算的度量数,所以已有的文献在使用 MMSE-ML 方法时都是用一阶 MMSE-ML 做检测。根据上文中对 MMSE 均衡后信号的分析, $\tilde{\mathbf{s}}$ 的各元素 $\tilde{s}_i$ 出错的概率是相同的,也就是一旦某个 $\tilde{s}_i$ 出错,不能确定其邻域内的哪个星座符号出错的概率较大。鉴于此,在平衡所需的额外计算复杂度基础上,本文提出了一种改进的 MMSE-ML 算法:在一阶 MMSE-ML 找出最有可能的某个位置后,再找出次可能的位置,然后固定其余的星座符号不变,对这 2 个位置上的星座符号做 ML 搜索,最后再将 ML 搜索所得的 2 个星座符号替换 MMSE 初始估计中相应位置的值,其检测的步骤如下:

1) 频域上做 MMSE 均衡,做硬判决后得到 $\hat{\mathbf{s}}$ 。

2) 对每个位置 i ,遍历 M 个星座符号,构造 $\tilde{\mathbf{s}}_i^{(j)}$ 后计算度量 $\gamma_{i,j}$

$$\gamma_{i,j} = \|\mathbf{y} - \tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{s}}_i^{(j)}\|^2 \quad (10)$$

3) 找出所有 $2^{q \times M}$ 个度量 $\gamma_{i,j}$ 中最小的 γ_{i_0,j_0} 及此时的 i_0, j_0 ,接着在所有的 $\gamma_{i,j}$ 中找出除了 γ_{i_0,j_0} 外最小的 $\gamma_{i'_0,j'_0}$ 及与之对应的 i'_0, j'_0 。若 $i_0 \neq i'_0$,则令 $i_1 = i'_0, j_1 = j'_0$; 否则在所有的 $\gamma_{i,j}$ 中找出除了 $\gamma_{i_0,j_0}, \gamma_{i'_0,j'_0}$ 外的最小值 $\gamma_{i''_0,j''_0}$,不断循环此过程,直到 $i_0 \neq i''_0$,则令 $i_1 = i''_0, j_1 = j''_0$ 。

4) 在位置 i_0, i_1 上遍历 2^{2q} 组星座符号,构造 $\tilde{\mathbf{s}}_{i_0,i_1}^{(j_0,j_1)}$ 后计算度量 γ'_{j_0,j_1}

$$\gamma'_{j_0,j_1} = \|\mathbf{y} - \tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{s}}_{i_0,i_1}^{(j_0,j_1)}\|^2 \quad (11)$$

在所有 2^{2q} 个 γ'_{j_0,j_1} 中找出最小的 $\gamma'_{j'_0,j'_1}$ 及此时的 j'_0, j'_1 ,则改进的 MMSE-ML 的估计值为 $\hat{\mathbf{s}}_{\text{MMSE-ML}} = \tilde{\mathbf{s}}_{i_0,i_1}^{(j'_0,j'_1)}$ 。即估计值等于 $\hat{\mathbf{s}}$ 中除了 i_0, i_1 位置上的星座符号不变,而第 i_0, i_1 个位置上的值分别为 $\mathbf{s}$ 的第 j'_0, j'_1 个星座点。

步骤 1)至步骤 3)的前半部分即为一阶 MMSE-ML 算法,后半部分即为要找出不同于 i_0 位置的次可能星座符号位置。如果略去上述步骤 2)与步骤 3),而是遍历所有两两星座符号的位置,进而在每对位置上做 ML 搜索,则为二阶 MMSE-ML 方法。同样地,以度量作为计算复杂度的依据,减去步骤 3)与步骤 4)中那些重复的度量,则改进的 MMSE-ML 所需计算的度量数为 $1+M \times (2^q-1)+2^q \times 2^q-2 \times 2^q+1$,其相对一阶 MMSE-ML 增加的计算量为:

$$\frac{4^q - 2 \times 2^q + 1}{1 + M \times (2^q - 1)} \times 100\%。$$

可以看到,分子项是与调制阶数有关而与 M 无关的量,在 M 较大时额外增加的计算量是一个相对较小的值。如前文中所言,改进的 MMSE-ML 方法可以看作是二阶 MMSE-ML 方法的一种近似,即按照某种准则去挑选出 1 对星座符号位置后做 ML 检测,这样所要计算的度量数能大幅度地降低。

3 仿真结果与分析

使用计算机仿真来验证所提出的算法,考虑未编码 DFT-S-OFDM 系统下的 BER 性能,单个用户,占用 24 个子载波,单发单收天线,信道为 3GPP E-UTRA 模型的 ETU 配置^[14],SNR 定义为频域上所占用子载波上的接收信号平均功率除以噪声的平均功率,使用 QPSK 与 16QAM 2 种调制方式,其星座映射方式参见文献[2]。仿真框图如图 3 所示,发送端先生成伪随机比特序列,经过星座调制,生成图 1 描述的 DFT-S-OFDM 符号。经过信道后,接收端先经过图 2 描述的 DFT-S-OFDM 符号生成的逆过程,然后是 MMSE-ML 或改进的 MMSE-ML 方法,其中还需在频域上做线性 MMSE 均衡,最后经过星座解调成为比特,仿真结果如图 4 所示。

观察仿真结果可以发现,改进的 MMSE-ML 算法相比二阶 MMSE-ML,在 QPSK 调制时性能差了 0.3 dB,在 16QAM 调制时性能几乎没有差异。同时可以发现,改进的 MMSE-ML 算法相比于一阶 MMSE-ML,在 QPSK 调制方式下能获得 0.7 dB 的增益,在 16QAM 调制下能获得 0.5 dB 的增益。作为比较,图 4 中同时给出了使用线性 MMSE 均衡的情况,一阶 MMSE-ML 相比线性方式,在 QPSK 时获得 2.0 dB 的增益,在 16QAM 时获得 1.0 dB 的增益。它们的计算复杂度的比较如表 1 所示。表 1 中还给出了线性 MMSE 均衡的情况,由于线性方式不需要计算度量,所以度量数为零,同时在此配置下的仿真结果表明,线性 MMSE 均衡的复杂度大约等于计算一次度量的复杂度,由此可以折算出各 MMSE-ML 算法相比线性方式增加的复杂度。可以看到,改进的 MMSE-ML 相比一阶 MMSE-ML,在 QPSK 方式下复杂度增加了 12.3%,在 16QAM 调制下增加了 62.3%,改进的 MMSE-ML

的计算量要比二阶 MMSE-ML 小很多。此外,改进的 MMSE-ML 相比一阶 MMSE-ML 付出的额外计算量,与一阶 MMSE-ML 相比线性 MMSE 均衡付出的额外计算量,前者获得的增益相当或更多。将改进的 MMSE-ML 和二阶 MMSE-ML 作比较可以看到,后者即使增加多得多的计算量,也不能获得显著的性能增益。

此外,无论是 MMSE-ML 还是改进的 MMSE-ML 算法,相比线性 MMSE 均衡方式,所获得的性能增益基本都是恒定的,并且在 QPSK 下获得性能增益都要大于 16QAM 的情况,这是因为随着调制阶数的增加,使用 16QAM 调制时符号出错的位置较之 QPSK 时,更趋于离散的缘故。

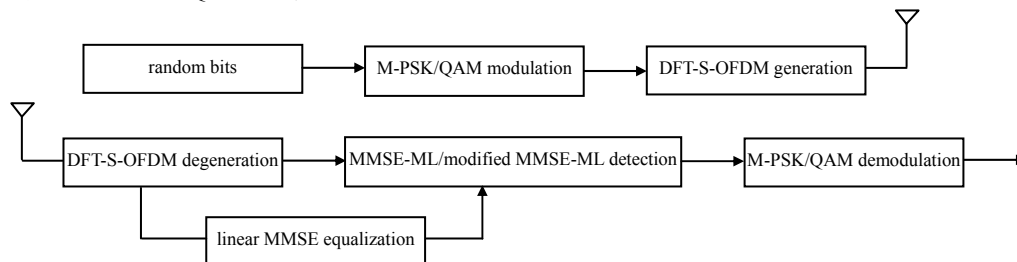


Fig.3 Simulation diagram for transmitter and receiver

图3 发送、接收仿真框图

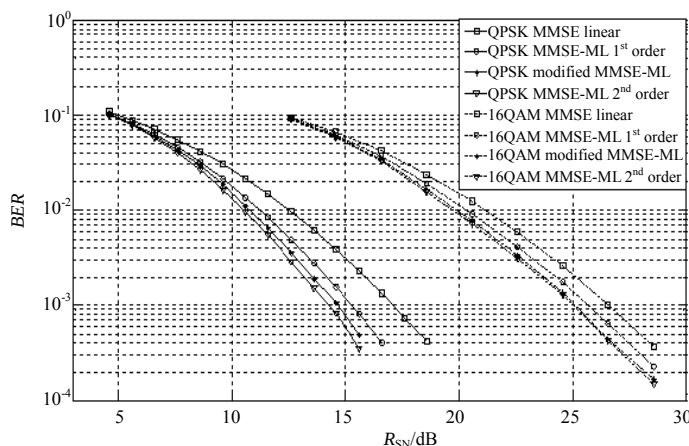


Fig.4 BER performance using QPSK and 16QAM modulation types

图4 QPSK 与 16QAM 调制时的 BER 性能

表1 不同方法下的度量数

Table1 Number of metrics for different methods

method	QPSK	16QAM
MMSE linear	0	0
MMSE-ML 1st order	73	361
modified MMSE-ML	82	586
MMSE-ML 2nd order	4 141	70 381

4 结论

本文提出了一种改进的基于局部最大似然的 DFT-S-OFDM 检测算法。首先挑选 MMSE-ML 检测后最有可能的 2 个符号位置,进而在这 2 个符号位置上做最大似然检测。仿真结果表明,提出的算法相比二阶 MMSE-ML,在大幅度降低计算复杂度的基础上,性能损失很小;相比一阶 MMSE-ML 能获得 0.5 dB~0.7 dB 的增益,而所需的额外计算量较少。

参考文献:

- [1] 鲜其羽,王正勇,吴小强. 第4代移动通信的几种制式特点及应用前景[J]. 信息与电子工程, 2008,6(2):120-123. (XIAN Qiyu,WANG Zhengyong,WU Xiaoqiang. Characteristics and Application Prospects of Some Communication Modes Oriented the Fourth Generation Mobile Communication[J]. Information and Electronic Engineering, 2008,6(2):120-123.)
- [2] 3GPP TS 36.211 V8.3.0. Physical channels and modulation[S]. 2008.
- [3] Myung H G,Junsung Lim,Goodman D J. Single carrier FDMA for uplink wireless transmission[J]. IEEE Vehicular Technology Magazine, 2006,1(3):30-38.
- [4] Falconer D,Ariyavistakul S L,Benyamin Seeyar A,et al. Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems[J]. IEEE Communications Magazine, 2002,40(4):58-66.
- [5] Pammer V,Delignon Y,Sawaya W,et al. A Low Complexity Suboptimal MIMO Receiver: The Combined ZF-MLD Algorithm [C]// The 14th IEEE proceedings on Personal,Indoor and Mobile Radio Communication. 2003:2271-2275.
- [6] Rugini L,Banelli P,Giannakis G B. MMSE-Based Local ML Detection of Linearly Precoded OFDM Signals[C]// 2004 IEEE International Conference on Communication. 2004:3270-3275.

(下转第 201 页)