

Research on Space Alternating Generalized Expectation Maximization Detection Algorithm for OFDM Systems under Fast Fading Channels

Suihu Di, Ga Zhuo, Runguo Wei, Dongsheng Hu, Jun Jiang, Zhicheng Dong

Tibet University Information Technology National Experimental Teaching Demonstration Center, College of Engineering, Tibet University, Lhasa Tibet
Email: 3157511351@qq.com, 2639896123@qq.com

Received: Apr. 11th, 2017; accepted: Apr. 27th, 2017; published: Apr. 30th, 2017

Abstract

Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) technology can effectively suppress the impact of multipath effects, which is widely used in wireless communication systems. However, OFDM systems will lead to severe inter carrier interference (ICI) under fast time-varying fading channels, which will determine system performance. In this paper, an efficient data detection algorithm is proposed based on the space alternating generalized expectation maximization (SAGE) technique for OFDM systems under fast fading channels. Simulation results show that the proposed algorithm is effective for improving the performance of OFDM systems under fast time-varying fading channels.

Keywords

MMSE, SAGE, OFDM

快时变衰落信道下OFDM系统的SAGE检测算法研究

狄碎虎, 卓嘎, 魏润国, 胡东升, 姜军, 董志诚

西藏大学工学院, 西藏大学信息技术国家级实验教学示范中心, 西藏 拉萨
Email: 3157511351@qq.com, 2639896123@qq.com

收稿日期: 2017年4月11日; 录用日期: 2017年4月27日; 发布日期: 2017年4月30日

摘要

OFDM技术可以有效地抑制多径效应的影响,从而被广泛地应用到无线通信系统中。快时变衰落信道下的OFDM系统将产生严重的子载波间干扰(ICI),从而影响系统性能。本文对快时变OFDM系统,提出一种基于空间交替广义期望最大化算法(SAGE)的信号检测算法。理论分析的实验仿真结果表明,所提SAGE算法是有效的。

关键词

MMSE, SAGE, OFDM

Copyright © 2017 by authors and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

OFDM技术是目前主流的无线通信技术[1]。OFDM技术可以有效地抑制多径的影响[2]。在OFDM系统中引起的子载波间干扰(ICI)具有高流动性的特点,信道在多普勒效应下呈现出的发散特点可以被接收器所利用,从而影响系统性能。在信号检测算法中,基于分层空时结构的系统的信号检测算法,包括最优信号检测算法、次最优信号检测算法以及分层信号检测算法[3]。在高速移动下,OFDM系统在一个周期内的信号是不变的。但是,在快时变的情况下,子信道的正交性将会受到影响,产生载波间干扰(ICI)[4],从而使接收端信号检测难度增大。在子载波间干扰(ICI)存在时的OFDM系统,最大似然检测是最佳检测算法[5]。然而,它要求的计算复杂度不能在实践中实现。本文提出一种基于SAGE的检测算法,在计算复杂度远小于最大似然检测算法的情况下,比MMSE算法性能更好。

标注: $h(n, l)$ 表示保护间隔长度为 l , 时间为 $t = nT_s$ 的单位脉冲响应; 黑体大写字母表示矩阵, 黑体小写字母表示向量; $A_{n,m}$ 表示 (n, m) 的一个矩阵。另外, $A_{n,:}$ 和 $A_{:,m}$ 表示 n 行的行向量和 m 列的列向量; 0_N 和 1_N 分别表示 $N \times N$ 的零矩阵和单位矩阵; F_N 和 F_N^H 分别表示 $N \times N$ 的快速傅里叶变换(FFT)矩阵和快速傅里叶逆变换(IFFT)矩阵。 L 是信道频率选择性衰落的路径总数, 其中 $\sigma_{h_l}^2$ 表示在 l 路径的信道系数的功率; f_d 是以赫兹为单位的频率; $f_d T_s$ 被称为归一化多普勒频率系数; $J_0(\cdot)$ 是零阶第一类贝塞尔函数; $w(n)$ 是均值为零, 方差为 $E\{|w(n)|^2\} = \sigma_w^2$ 的高斯白噪声(AWGN)。

2. 系统模型

让我们考虑一个子载波为 N 和可用带宽为 $B = 1/T_s$ 的 OFDM 系统, 其中 T_s 是采样周期, 假设一个采样间隔为 N , 则其载波频率可被表示为 $\Delta f = B/N$ 。

为了更好地避免码间干扰(ISI), 在时域信号上加一个含有 G 样本长度的保护间隔, 因此, 完整的 OFDM 信号持续时间为 $P = G + N$ 个样本周期。所得到的信号是由数模(D/A)转换器转换的模拟信号。带宽为 B 的信道经过低通滤波器处理后, 它是通过发射天线并以 PT_s 的整体符号的持续时间来发送的。

在一定的离散时间内, 接收信号可以表示为:

$$y(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h(n, l)d(n-l) + w(n), \quad (1)$$

在离散采样时间为 nT_s 发送信号 $d(n)$ 可表示为:

$$d(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{2\pi jnk/N}, \quad (2)$$

序列 $X(k), k=0,1,\dots,N-1$, 公式(2)表示正交幅度调制(QAM)或相移键控(PSK)调制后的数据信号, 其中 $E\{|X(k)|^2\} = 1$ 。

在接收端, 经过模数转换器(A/D)去除循环前缀(CP)后, 然后用快速傅里叶变换(FFT)将数据返回到频域。最后, 通过反解调和信道解码得到二进制代码。

衰落信道系数 $h(m,l)$ 可以被表示为均值为零的高斯随机变量模型。基于广义平稳非相关散射(WSSUS)假设, 在不同的路径衰落信道系数是互不关联的。那么, 系数在每个单独的路径中, 自相关函数[1]如下:

$$E\{h(n,l)h^*(m,l)\} = \sigma_h^2 J_0(2\pi f_d T_s (n-m)), \quad (3)$$

通过公式(1)和(2), 接收的信号可以被表示为:

$$y(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{L-1} X(k) \sum_{l=0}^{L-1} h(n,l) e^{j\frac{2\pi k(n-l)}{N}} + w(n), \quad (4)$$

信道传输函数被定义为:

$$H(k,n) = \sum_{l=0}^{L-1} h(n,l) e^{-j2\pi lk/N}, \quad (5)$$

由公式(5)可以进一步得到公式(4):

$$y(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) H(k,n) e^{j2\pi nk/N} + w(n), \quad (6)$$

经过快速傅里叶变换(FFT)输出的第 k 子载波去掉保护间隔后可以表示为:

$$Y(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} y(n) e^{-j2\pi nk/N} = X(k)G(k,k) + I(k) + w(k), \quad (7)$$

其中, $I(k)$ 是由信道时变特性引起的 ICI:

$$I(k) = \sum_{i=0, i \neq k}^{N-1} X(i)G(k,i), \quad (8)$$

在公式(8)中 $G(k,l)$ 表示平均频域时变信道响应, 其定义为:

$$G(k,l) = (1/N) \sum_{n=0}^{N-1} H(i,n) e^{j2\pi n(i-k)/N}, \quad (9)$$

类似的, 在公式(7)中 $G(k,k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} H(k,n)$ 表示在第 k 子载波上平均频域信道的响应部分。 $W(k)$ 是高斯白噪声 $w(n)$ 离散傅里叶变换, 公式为:

$$W(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} w(n) e^{-j2\pi nk/N}, \quad (10)$$

在公式(6)和公式(7)中, 通过快速傅里叶变换(FFT)输出的接收信号可以用向量形式表示为:

$$Y = GX + W, \quad (11)$$

其中, $\mathbf{Y} = [Y(0), Y(1), \dots, Y(N-1)]^T$, $\mathbf{X} = [X(0), X(1), \dots, X(N-1)]^T$ 并且

$\mathbf{W} = [W(0), W(1), \dots, W(N-1)]^T$ 。在公式(9)中随时间变换的信道 (k, l) 中的矩阵元素可以被表示为 $\mathbf{G} = [G(k, l)] \in C^{N \times N}$, 其中 $k, l = 0, 1, \dots, N-1$ 。

因而, 公式(11)可以被表示为:

$$\mathbf{Y} = \sum_{m=1}^N z(m), \quad (12)$$

其中 $z(m) = \mathbf{G}(:, m) X(m) + \mathbf{W}(m)$ 。 $\mathbf{W}(m)$ 是分解后的 \mathbf{W} , 换句话说 $\mathbf{W} = \sum_{m=0}^{N-1} \mathbf{W}(m)$ 。因此, 它是一个复杂的高斯白噪声, 均值为零, 方差 σ_m^2 可以被表示为 $\sum_{m=1}^N \sigma_m^2 = \sigma_w^2$ 。

3. 检测数据

数据检测是基于 SAGE 算法的[6]。在 SAGE 算法的每一个迭代步骤中, 所有的参数的更新并不是同时进行的, 仅是参数集的一个子集。在一般情况下, SAGE 算法的收敛速率较高。

在第 i 次的迭代中, SAGE 算法中的 E 步和 M 步介绍如下:

① 第一, 求期望值:

E 步计算观测值对应的对数似然函数的平均值。条件期望是采用公式 $X(n)$, 获得观测值 \mathbf{Y} 。在第 i 次迭代步骤中 \mathbf{X} 等于它的估计计算值。

$$U_m(\mathbf{X}(m), \mathbf{X}^i) = E \left\{ \ln p(z(m) | \mathbf{X}^i) | \mathbf{Y}, \mathbf{X}^i \right\}. \quad (13)$$

忽略独立的条件 \mathbf{X} , 在公式(13)中 $\ln p(z(m) | \mathbf{X}^i)$ 计算为

$$\ln p(z(m) | \mathbf{X}^i) \sim \Re \left\{ X(m)^* \mathbf{G}^*(:, m)^H z(m) \right\}. \quad (14)$$

$\Re \{ \bullet \}$ 为变元的真正部分。

如下[7]:

$$L(\mathbf{X}) = \frac{-1}{2\sigma_w^2} \left(\left| \mathbf{Y} - \sum_{n=1}^N \mathbf{G}(:, n) X(n) \right|^2 \right) \quad (15)$$

函数 $U(\mathbf{X}, \mathbf{X}')$, 定义如下:

$$U(\mathbf{X}, \mathbf{X}') = E \left\{ \ln p(z(m) | \mathbf{X}^i) | \mathbf{Y}, \mathbf{X} = \mathbf{X}' \right\}, \quad (16)$$

其中

$$\ln p(z(m) | \mathbf{X}^i) = \frac{1}{(2\pi)^{N/2} \prod_{n=1}^N \sigma_m} \times \exp \left(\sum_{m=1}^N \frac{-1}{2\sigma_m^2} |y(m) - \mathbf{G}(:, m) X(m)|^2 \right). \quad (17)$$

可以得:

$$\ln p(z(m) | \mathbf{X}^i) = A + \sum_{m=1}^N \Re \left(z(m)^H \mathbf{G}(:, m) X(m) - \frac{1}{2} \mathbf{G}(:, m)^H \mathbf{G}(:, m) X(m) X(m)^H \right), \quad (18)$$

因为 $X(m) X(m)^H = |X(m)|^2 = B$ (for MPSK), 所以第二项不取决于 \mathbf{X} , 公式(18)可以简化为:

$$\ln p(z(m)|X^i) = C + \sum_{n=1}^N \Re(z(m)^H G(:,m) X(m)). \quad (19)$$

在 SAGE 算法中, 公式(19)中呈现的 N 维最大化的问题可以简化为 N 个一维最小化问题。上述等式可以写为:

$$\ln p(z(m)|X^i) \sim \Re\{X^*(m)G(:,m)^H z(m)\}. \quad (20)$$

把公式(14)代入到公式(13)中, 可以得出 $U_m(X(m), X^i)$

$$U_m(X(m), X^i) = \Re\{X_m^* G(:,m)^H E\{z(m)|Y, X^i\}\} \quad (21)$$

条件分布 $y(m)$ 中, 给出的 Y 和 X^i 是高斯均值。

$$E\{z(m)|Y, X^i\} = X^i(m)G(:,m) + \left(Y - \sum_{j=1}^N \varepsilon_j^i\right), \quad (22)$$

在公式(16)中 $\varepsilon_j^i = X_j^i G(:,j)$ 。

$z(m)$ 和 Y 给定的 X 是符合高斯分布的。

$$E\{z(m)|Y, X^i\} = E\{z(m)|X^i\} + C_{zY} C_{YY}^{-1} [Y - E\{Y|X^i\}], \quad (23)$$

其中,

$$\begin{aligned} C_z &= E\left\{\left[z(m) - E\{z(m)|X^i\}\right] \times \left[Y - E\{Y|X^i\}\right] | X^i\right\}, \\ C_{YY} &= E\left\{\left(Y - E\{Y|X^i\}\right)^2 | X^i\right\}, \\ E\{Y|X^i\} &= \sum_{m=1}^N G(:,m) X(m), \\ E\{z(m)|X^i\} &= \left[G(:,1) X^i(1), G(:,2) X^i(2), \dots, G(:,m) X^i(m)\right]^T \\ C_{zY} &= \left[\sigma_1^2, \sigma_2^2, \dots, \sigma_m^2\right]^T, \end{aligned}$$

可以得出:

$$E\{z(m)|Y, X^i\} = X^i(m)G(:,m) + \frac{\sigma_m^2}{\sigma_w^2} \left(Y - \sum_{j=1}^N X^i(j)G(:,j)\right). \quad (24)$$

② 第二步, 求极大值:

在 SAGE 算法的最大化步骤中, 数据估计值将会在第 $i+1$ 次的迭代过程中被更新, 公式如下:

$$X^{i+1}(m) = \arg \max_{X(m)} U_m(X(m), X^i), \quad (25)$$

公式(21)带入公式(25), 得:

$$X^{i+1}(m) = \arg \max_{X(m)} \Re\left\{X^*(m) \left\{ \frac{W_m}{\sigma_m^2} \left(X^i(m) + \frac{\sigma_m^2}{\sigma_w^2 W_m} \left(G(:,m)^H Y - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq m}}^N \psi_j^i \right) \right) \right\} \right\}, \quad (26)$$

$W_m = G(:,m)^H G(:,m)$, $\psi_j^i = G(:,m)^H X^i(j)G(:,j)$ 。因为 W_m/σ_m^2 是一个正实数, 我们可以得到新的表

达式, 如下: $W_m = G(:, m)^H G(:, m), \psi_j^i = G(:, m)^H X^i(j) G(:, j)$ 。因为 W_m / σ_m^2 是一个正实数, 我们可以得到新的表达式, 如下:

$$X^{i+1}(m) = \arg \max_{X(m)} \Re \left\{ X^*(m) \left\{ X^i(m) + \frac{\sigma_m^2}{\sigma_w^2 W_m} \left(G(:, m)^H Y - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^N \psi_j^i \right) \right\} \right\}. \quad (27)$$

为了得到初始序列, 从公式(11), 可使用 MMSE 检测方法得到:

$$X^0 = G^+ (GG^+ + \sigma_w^2 I_N)^{-1} Y. \quad (28)$$

在公式(28)中信道的带状特性, 可以用来减少计算的复杂度, 它通过低复杂度的分解, 例如埃尔米特带状矩阵下的 Cholesky 分解或者 LL^+ 因子分解。在这个方案中, 可以选择 LL^+ 因子分解来获得相反的矩阵。

算法如下:

- 1) 进行初始化: 使用公式(28)完成初始化。设置迭代次数 $i = 0$ 。
- 2) 子载波指数设置为 $n = 1$ 。
- 3) 基于当前的 X , 运用公式(27)计算 $X^{i+1}(m)$, $X^{i+1}(m)$ 将代替相应 $X^i(m)$ 的值。
- 4) 如果 $m \leq N$, 令 $m = m + 1$, 执行第 3)步。否则, 执行第 5)步。
- 5) 若是 X 已经收敛或者迭代指数已经达到了最大值, 则停止算法。否则, 令 $i = i + 1$, 返回执行第 2)步。

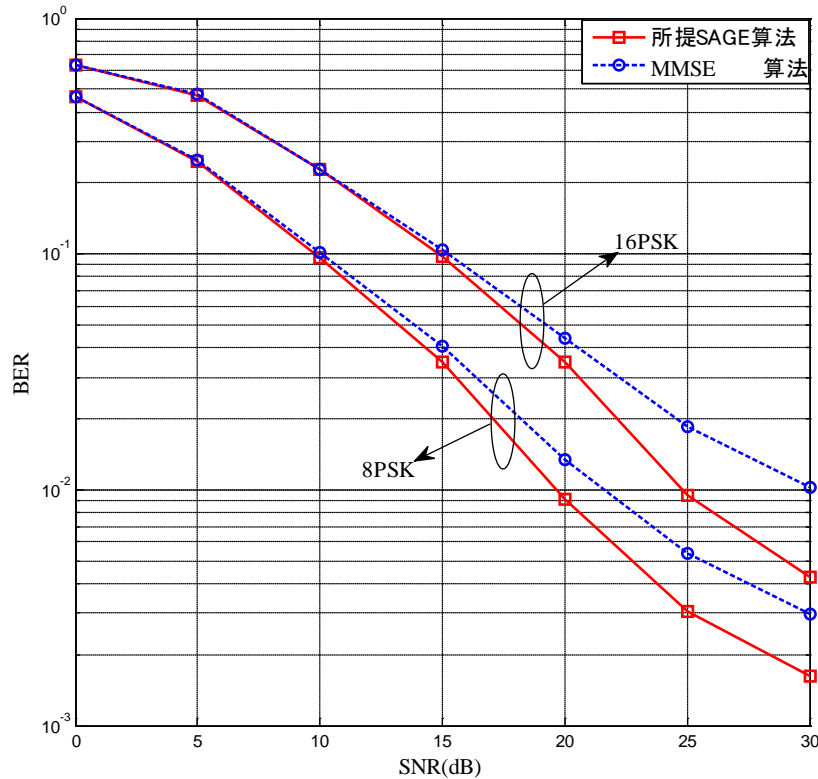


Figure 1. BER comparison of different detection scheme for $v = 500$ km/h, 8PSK signaling and 16PSK signaling

图 1. $v = 500$ km/h 时, 8PSK 和 16PSK, 不同检测方案的误码率比较曲线

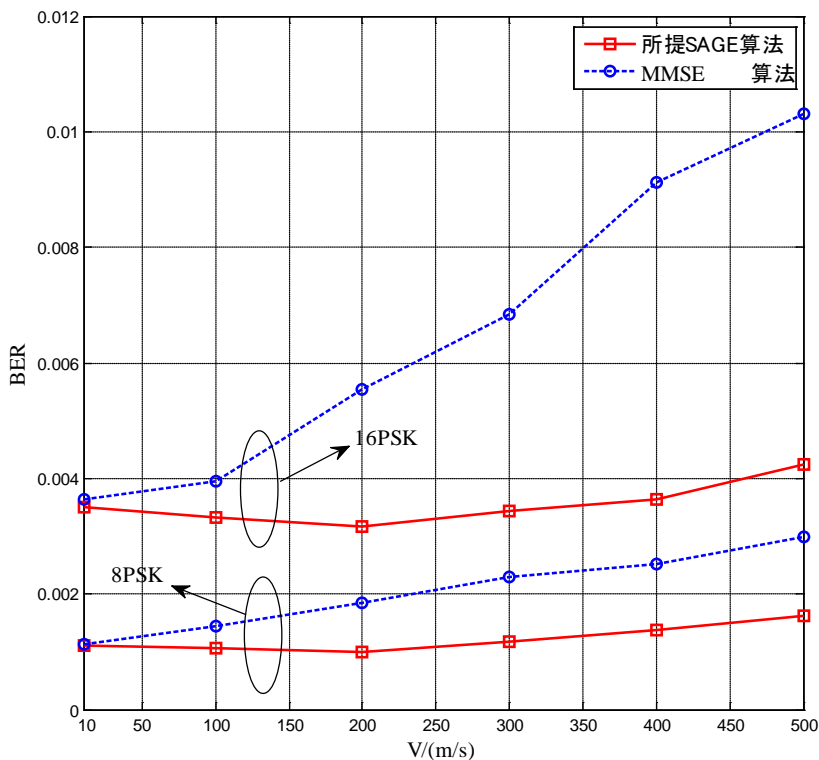


Figure 2. BER comparison of different velocity detection scheme for 8PSK signaling and 16PSK signaling

图 2. 8PSK 和 16PSK, 不同速度检测方案的误码率比较曲线

4. 仿真分析

仿真环境: 从图 1 可以看出, 当 OFDM 系统的系统带宽 $B = 5$ MHz, 载波频率 $f_d = 2.5$ GHz。子信道的数量 N 为 128, 瞬时速率 $v = 500$ m/s。从图中可以看出在 8PSK 和在 16PSK 时, 随信噪比(dB)的增加, 两种算法得到的误码率不断地降低。但可以看出, 在 OFDM 系统中快时变信道下的 SAGE 算法比 MMSE 算法的误码率更低。

仿真环境: 从图 2 仿真结果来看, 随着速度的增加, 算法的误码率逐渐升高。在 8PSK 和 16PSK 的情况下, MMSE 算法和 SAGE 算法的误码率都随着速度的提升而增加。但随着速度的增加, MMSE 算法和 SAGE 算法在 $v = 500$ m/s 左右时的误码率, SAGE 算法明显优于 MMSE 算法。

5. 结论

本文提出了一种在快时变信道下基于 OFDM 系统的 SAGE 数据检测算法。从仿真结果来看, 所提的 SAGE 算法与 MMSE 算法相比, 在较小增加计算复杂度的情况下性能提升较大, 特别适合高速移动的情况下。另外, 文中所提的算法验证的结果与文献[8]中的结果相比, 相对优于其验证结果。同时, 所提出的算法很容易扩展到联合信道估计和数据联合检测算法。

基金项目

本研究工作受西藏大学区创项目(项目编号: 2015QCX028), 国家自然科学基金项目(项目号: 61561046), 西藏自治区自然科学基金重点项目(No.2015ZR-14-3), 西藏大学 2015 年珠峰学者人才发展支持计划杰出青年学者项目资助。

参考文献 (References)

- [1] Prasad, R. (2004) OFDM for Wireless Communications Systems. Artech House Publishers.
- [2] 邹宏运. OFDM 技术的研究及系统仿真[D]: [硕士学位论文]. 长春: 吉林大学, 2010.
- [3] 申京. MIMO-OFDM 系统中信道估计及信号检测算法的研究[D]: [博士学位论文]. 北京: 北京邮电大学, 2012.
- [4] 王丽. OFDM 系统中载波间干扰的消除方案[D]: [硕士学位论文]. 北京: 北京邮电大学, 2007.
- [5] 高远. 基于 SAGE 算法的宽带信道参数提取方法的应用研究[D]: [硕士学位论文]. 南京: 南京邮电大学, 2013.
- [6] Liang, Y., Zhang, Q., Liu, Z., Shu, F. and Berber, S. (2009) Low-Complexity Sphere Decoding for Detection of OFDM Systems in Doubly-Selective Fading Channels. *Electronics Letters*, **45**, 797-798.
- [7] Chen, S. and Yang, Y. (2010) Low-Complexity MMSE-SIC Equalizer Employing ldlh Factorization for OFDM Systems over Time-Varying Channels. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, **59**, 4128-4131.
- [8] 任文成. 基于 EM 算法的 OFDM 系统联合时变信道估计与信号检测技术研究[J]. 电子设计工程, 2015(24): 1-4.

期刊投稿者将享受如下服务:

1. 投稿前咨询服务 (QQ、微信、邮箱皆可)
2. 为您匹配最合适的期刊
3. 24 小时以内解答您的所有疑问
4. 友好的在线投稿界面
5. 专业的同行评审
6. 知网检索
7. 全网络覆盖式推广您的研究

投稿请点击: <http://www.hanspub.org/Submission.aspx>

期刊邮箱: hjwc@hanspub.org