

多径信道下最佳接收机研究

董鹏宇, 向新, 王鹏, 梁源, 李春辉, 王瑞, 李桥

(空军工程大学航空工程学院, 西安, 710038)

摘要 从最佳接收机设计的角度出发, 深入分析了匹配滤波器的效用, 并提出了一种基于最小相位信道求解白化滤波器的新方法。此外, 通过引入维特比算法, 以进一步降低接收机的计算复杂性。通过仿真实验, 验证了序列检测接收机在消除码间串扰方面的有效性与鲁棒性, 并为多径信道下的接收机设计提供了性能上限的参考。实验结果表明: 在存在频谱零点的信道条件下, 基于维特比算法的序列检测性能优于 MMSE 均衡器, 超过 10 dB, 对于径数小于 5 的信道, 采用基于维特比算法的序列检测方法不仅可行, 而且其计算复杂度也可被接受。

关键词 多径信道; 码间串扰; 最佳接收机; 维特比算法; 匹配滤波器; 白化滤波器

DOI 10.3969/j.issn.2097-1915.2025.04.008

中图分类号 V24; TN919.3 **文献标志码** A **文章编号** 2097-1915(2025)04-0068-07

Research on Optimal Receivers in Multipath Channels

DONG Pengyu, XIANG Xin, WANG Peng, LIANG Yuan, LI Chunhui, WANG Rui, LI Qiao

(Aviation Engineering School, Air Force Engineering University, Xi'an 710038, China)

Abstract With the increasing needs of data transmission rate in wireless communication, it has become a job with more challenge to study how to optimize signal detection from noise in multipath channels and to construct the best receiver in keeping with the certain criteria. From the point of view of optimal receiver design, the function of matching filter is derived and analyzed deeply, and a method of solving the whitening filter by means of minimum phase channel is proposed. The effectiveness and robustness of the sequence detection receiver scheme for eliminating inter-code crosstalk are verified, providing a performance limit reference for receiver design in multi-path channels. The simulation results show that: the performance of sequence detection based on Viterbi algorithm is superior to that of MMSE equalizer, even more than 10 dB in the bad channel with spectrum zero. For the number of less than 5 paths, the sequence detection method based on Viterbi algorithm can not only be adoptable but its computational complexity can also be acceptable.

Key words multipath channel; inter-symbol interference; optimal receiver; Viterbi algorithm; matching filter; whitening filter

收稿日期: 2024-05-31

作者简介: 董鹏宇(1995—), 男, 山西文水人, 博士生, 研究方向为信号与信息处理。E-mail: Hickey1212@163.com

通信作者: 向新(1971—), 男, 湖北枝江人, 教授, 博士生导师, 研究方向为软件无线电、信号与信息处理。E-mail: xxisdn2002@sina.com

引用格式: 董鹏宇, 向新, 王鹏, 等. 多径信道下最佳接收机研究[J]. 空军工程大学学报, 2025, 26(4): 68-74. DONG Pengyu, XIANG Xin, WANG Peng, et al. Research on Optimal Receivers in Multipath Channels[J]. Journal of Air Force Engineering University, 2025, 26(4): 68-74.

随着移动宽带业务需求的指数级增长,无线通信技术正迅速发展,其中 6G 作为下一代通信标准,预计将提供超过 1 Tbps 的峰值数据速率^[1-4]。航空无线通信因应用场景广泛受到了更多的关注,其中航空无线通信系统中的多径传输在过去几十年一直是学者们进行研究的挑战之一,而信号多径传输引起的码间串扰使得接收信号发生严重的畸变,导致信号产生幅度、频率和相位失真,给接收端正确检测信号带来极大的困难。

航空无线通信由于多径传输而引起的码间串扰(inter-symbol interference, ISI)是接收端能够正确检测译码的关键挑战之一^[5-8]。随着无线通信中数据传输速率要求不断提高,如何设计有效补偿信道损耗的接收机已经成为一个极具挑战性的课题。数字通信系统中信道特性不理想以及噪声的存在,直接影响接收系统的性能,研究在多径信道下如何从噪声中最优地提取有用信号,且在某个准则下构成最佳接收机,使接收机性能达到最佳,即为最佳接收理论。最佳接收准则大致可分为最大似然准则和最大输出信噪比准则 2 类,本文重点研究基于最大似然准则的最佳接收机。Proakis 等^[9]已经设计了高斯白噪声信道下基于最大似然准则的最佳接收机并基于此设计了 ISI 信道下的最佳接收机。

最大似然序列检测的方法尽管存在复杂度高的问题,但其作为最佳接收机已经被广泛应用在光通信系统、正交频分多址 MIMO-OFDM 系统、航空系统等场景中^[10-16],由于它考虑了符号之间由 ISI 引起的相关性,因此它比其他类型的均衡器性能更好,而且在多径数少的场景下其复杂度也是完全可以接受的。根据课题组前期信道测试结果发现^[17-18],低空无人机信道^[19-20]尽管不再符合传统的航空 2 径信道,但其径数仍然基本在 5 径及以下。但此时使用迫零均衡和最小均方误差准则均衡已经远远不能达到误码目标,因此选择 MLSE (maximum likelihood sequence estimation) 均衡器是比较合适的。

本文针对无人机低空通信信道多径效应导致的码间串扰消除难的问题,引入最大似然序列检测,设计了基于维特比算法的最佳接收机。在现有研究的基础上,本文根据多径信道的最小相位特性,也即零极点分布将多径信道分为最小相位信道和非最小相位信道,通过判别多径信道的特性分类并根据零极点分布设计白化逆滤波器。此外,对匹配滤波器的作用进行了研究分析。

1 基于维特比算法的最佳接收机

本文采用的基于维特比算法的发射机和接收机

模型如图 1 所示,其主要模块由发射机中冲激响应为 $g(t)$ 的成形滤波器、冲激响应为 $c(t)$ 的信道、接收机中冲激响应为 $h^*(-t)$ 的匹配滤波器、冲激响应为 $f^*(-t)$ 的噪声白化滤波器以及抽样器组成。重点需要讨论分析的内容包括:①接收信号及信道模型;②匹配滤波器的性能作用;③噪声白化滤波器的设计;④维特比算法的具体原理及流程。

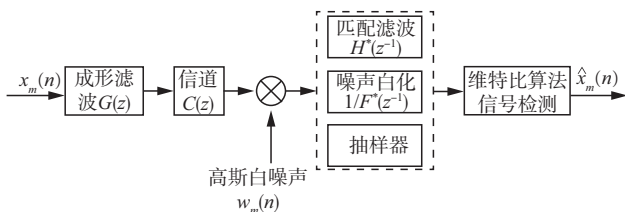


图 1 基于维特比算法的最佳接收机模型

Fig. 1 Optimal receiver model based on Viterbi algorithm

1.1 接收信号模型

目前能够实际应用的各种抗多径衰落信号处理算法,都是基于符号间隔采样的。这是由于:如果发送端采用平方根升余弦成形滤波器 $g(t)$ 进行波形成形,接收端的接收信号也采用同样的 $g(t)$ 进行匹配滤波,那么就可使接收信号的信噪比达到最高,因为匹配滤波不仅能消除带外噪声,也能减小该滤波器 $G(\omega)$ 过渡段频率范围中的噪声。

基于符号间隔采样下,经过多径信道模型后得到的接收信号表示为:

$$r(i) = h(i) * x(i) + w(i) \quad (1)$$

式中: $\{x(i)\}$ 为发送的符号序列; $\{h(i), i=0:L-1\}$ 为多径信道系数,即各多径分量的复增益因子,即前文信道冲激响应的序列表达形式; $\{w(i)\}$ 为零均值的复数 AWGN 序列。

1.2 匹配滤波器

当有用信号通过信道传输后,混杂有许多高斯白噪声,信号会被噪声淹没。通过匹配滤波器提高信噪比,使有用信号在时域上更加明显,更易被检测到,但是匹配滤波是不能消除码间串扰的,此外匹配滤波器还会使得白噪声变为有色噪声,不利于后续信号的检测。也正是因为被噪声污染的信号通过匹配滤波器的作用可极大地提高信噪比,使得信号检测变得更容易,所以目前极大部分接收机仍然采用匹配滤波器对信号进行滤波处理。

本文在基带进行考虑,后续仿真不采用波形匹配滤波,所以通过信道匹配滤波来分析匹配滤波器的性能效益。

如果用多径信道系数来构成匹配滤波器 $\tilde{h}(-i)|_{i=0:L} = h^*(i)|_{i=0:L}$,对于如式(1)所示的接收信号 $r(i)$ 进行匹配滤波,那么得到的信号应为:

$$\begin{aligned}\tilde{r}(i) &= r(i) * \tilde{h}(-i) = \sum_{k=0}^L h^*(k) r(i+k) = \\ &= \sum_{k=0}^L h^*(k) \left\{ \left[\sum_{l=0}^L h(l) x(i+k-l) \right] + w(i+k) \right\} = \\ &= \sum_{k=0}^L h^*(k) [h(k) x(i) + w(i+k)] + \\ &= \sum_{k=0}^L h^*(k) \left[\sum_{l=0, l \neq k}^L h(l) x(i+k-l) \right] \quad (2)\end{aligned}$$

式中:第2项为前、后 L 个符号对于当前符号的干扰;第1项为 $L+1$ 个不同均值高斯随机变量进行最大比同相合并的典型表达式,它能获得最大的分集增益。

由此可见,信道匹配滤波器提高信噪比的增益是很高的,但同时匹配滤波器也进一步引入了干扰,同时使噪声部分 $w(i)$ 变为色噪声,下面对色噪声的白化问题进行讨论。

1.3 白化滤波器

由于采用匹配滤波器后使噪声部分 $\{w(i)\}$ 变为色噪声,因此可以设计一个单位冲激响应为 $f^*(-t)$ 的噪声白化滤波器对 $\{\tilde{r}(i)\}$ 进行滤波,则可使其噪声部分重新白化为高斯白噪声。

传统求解单位冲激响应为 $f^*(-t)$ 的噪声白化滤波器的设计方法如下:

$\varphi(i) = h(i) * \tilde{h}(-i)$ 为信道滤波器的自相关函数,同时也是关于坐标原点对称的双边序列,其 z 变换 $\Phi(z)$ 可进行因式分解为:

$$\Phi(z) = F(z) F^*(z^{-1}) \quad (3)$$

设其中 $F(z)$ 的零点都在单位圆内,则 $F^*(z^{-1})$ 的零点必然都在单位圆外。前者对应于一个最小相位系统,后者对应于一个最大相位系统。注意到二者的幅频特性是完全相同的,因此如果用逆滤波器 $1/F^*(z^{-1})$ 对 $\{\tilde{r}(i)\}$ 进行滤波,可得:

$$\begin{aligned}\frac{\tilde{R}(z)}{F^*(z^{-1})} &= \frac{X(z)\Phi(z)}{F^*(z^{-1})} + \frac{\tilde{W}(z)}{F^*(z^{-1})} = \\ &= X(z)F(z) + \frac{W(z)H^*(z^{-1})}{F^*(z^{-1})} \quad (4)\end{aligned}$$

逆滤波器 $1/F^*(z^{-1})$ 具有白化作用需要式(4)满足的条件为:

$$\frac{H^*(z^{-1})}{F^*(z^{-1})} = a e^{j\theta} \quad (5)$$

式中: $H^*(z^{-1})$ 和 $F^*(z^{-1})$ 具有相同的幅频特性,即 $|H^*(z^{-1})| = |F^*(z^{-1})|$ 。

经过上述分析发现,由信道估计模块得到信道状态信息后,完全可以在求得多径信道系数的基础上直接求噪声白化滤波器,求解流程如图2所示。

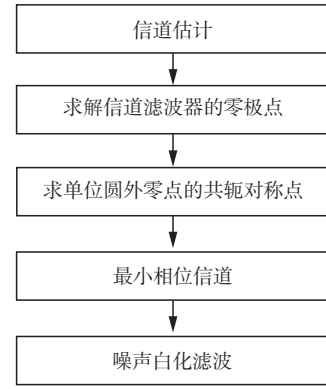


图2 噪声白化滤波器求解流程

Fig. 2 Solving procedure of noise whitening filter

上述根据信道滤波器直接求解噪声白化滤波器的方法避免了求解信道自相关函数并求全部零极点,在一定程度上降低了运算复杂度。此外,不论是 最小相位信道还是非最小相位信道均适用此方法,后文仿真部分也将区分最小和非最小相位信道进行验证。

此处举例进行说明,选取均为 3 径的最小相位信道和非最小相位信道。最小相位信道选择 $[1, 0.8, 0.56]$, 非最小相位信道选择 $[-0.8, 0.75, 0.5]$, 根据图2 求出 2 个 3 径信道的零极点分别如图3和图4所示。

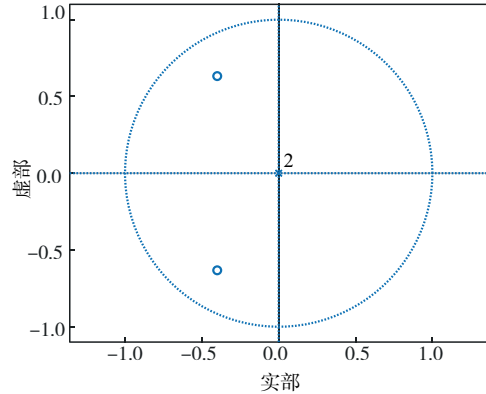


图3 最小相位信道零极点分布

Fig. 3 Zero-pole distribution of minimum phase channel

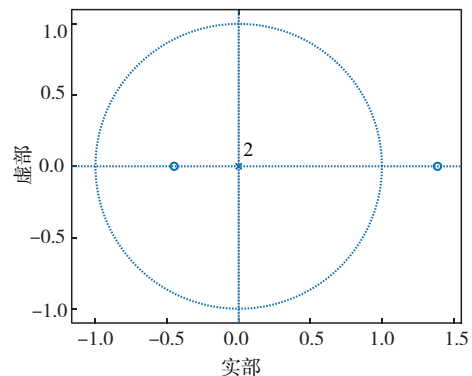


图4 非最小相位信道零极点分布

Fig. 4 Zero-pole distribution of non-minimum phase channels

根据前文的分析,若信道的零点全部位于单位圆内,则该信道为最小相位信道,此时根据式(4)可知,该信道下不用专门求解白化逆滤波器。而对于如图4所示的零点有在单位圆外的多径信道来说,需要求解该信道下所对应的白化逆滤波器,但此时仍然不需要求解信道冲激响应的自相关函数,只需要将单位圆外零点进行共轭对称,变换为如图5所示的形式,之后求解该零极点图所对应的冲激响应即为所求白化逆滤波器。

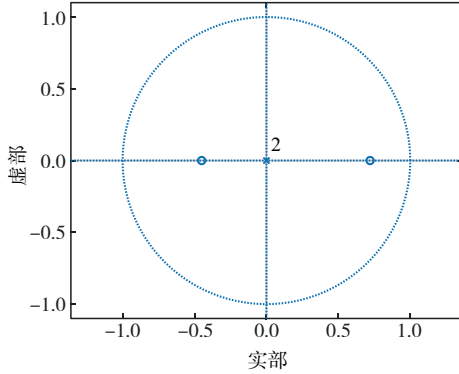


图5 非最小相位信道下白化滤波器对应的零极点分布

Fig. 5 Distribution of zero poles corresponding to whitening filters in non-minimum phase channels

2 维特比算法

在存在符号干扰且覆盖 L 个 ($L-1$ 个干扰分量)的情况下,MLSE 准则可等价为一个离散时间有限状态机的状态估计问题。这种情况下的有限状态机为系数为 $\{f_k\}$ 的等效离散时间信道。在任何瞬时,它的状态由 L 个最近的输入确定,即在 k 时刻状态为:

$$S_k = \{s_{k-1}, s_{k-2}, \dots, s_{k-L-1}\} \quad (6)$$

式中:当 $k \leq 0$ 时, $S_k = 0$ 。

因此,如果信息符号是 M 元的,那么信道滤波器则有 M^L 个状态。从而,信道可由 M^L 状态网格描述,维特比算法可用来求通过该网络的最可能的路径。

维特比算法(Viterbi)实际是用动态规划解隐马尔科夫模型预测问题,即用动态规划求概率最大路径(最优),这时一条路径对应一个状态序列。根据动态规划原理,最优路径的特性为:如果最优路径在时刻 t 通过节点 i_t^* ,则这一路径从节点 i_t^* 到终点 i_T^* 的部分路径来说,必须是最优的。那么只需要从时刻 $t=1$ 开始,递推地计算在时刻 t 状态为 i 的各条部分路径的最大概率,直至得到时刻 $t=T$ 状态为 i_T 的各条路径的最大概率。时刻 $t=T$ 的最

大率即为最优路径的概率 P^* ,最优路径的终节点 i_T^* 也同时得到。之后,为了找出最优路径的各个节点,从终点 i_T^* 开始,由后向前逐步求得节点 $i_{T-1}^*, i_{T-2}^*, \dots, i_1^*$,得到最优路径 $I^* = (i_1^*, i_2^*, \dots, i_T^*)$ 。

先导入2个变量 δ 和 Ψ ,定义在时刻 t 状态为 $(i_1, i_2, \dots, i_t)$ 的所有单个路径中概率最大值为:

$$\delta_t(i) = \max_{i_1, i_2, \dots, i_{t-1}} P(i_t = i, i_{t-1}, \dots, i_1, o_t, \dots, o_1 | \lambda),$$

$$i = 1, 2, \dots, N \quad (7)$$

根据维特比算法的相关定义与求解原理,可得变量 δ 的递推公式为:

$$\delta_{t+1}(i) = \max_{i_1, i_2, \dots, i_t} P(i_{t+1} = i, i_t, \dots, i_1, o_{t+1}, \dots, o_1 | \lambda) = \max_{1 \leq j \leq N} [\delta_t(j) a_{ji}] b_i(o_{t+1}), i = 1, 2, \dots, N, t = 1, 2, \dots, T-1 \quad (8)$$

与前文各个节点计算一致,根据 $\delta_t(j)$ 与转移概率相乘得到在时刻 t 状态由 j 转移到 i 的概率,然后再与观测概率相乘,得到在 $t+1$ 时刻状态为 i 的所有单个路径中的概率最大值。

定义在时刻 t 状态为 i 的所有单个路径 $(i_1, i_2, \dots, i_{t-1}, i_t)$ 中概率最大的路径的第 $t-1$ 个节点为:

$$\Psi_t(i) = \arg \max_{1 \leq j \leq N} [\delta_{t-1}(j) a_{ji}], i = 1, 2, \dots, N \quad (9)$$

通过上述分析,可以给出利用维特比算法进行预测的求解流程,如表1所示。

表1 维特比算法求解流程

Tab. 1 Solution flow of Viterbi algorithm

输入: 模型 $\lambda = (A, B, \pi)$ 和观测值序列 $O = \{o_1, o_2, \dots, o_T\}$, A 为状态转移概率矩阵, B 为观测概率矩阵。
初始化: $\delta_1(i) = \pi_i b_i(o_1), i = 1, 2, \dots, N$
$\Psi_1(i) = 0, i = 1, 2, \dots, N$
递推: 对 $t = 2, 3, \dots, T$
$\delta_t(i) = \max_{1 \leq j \leq N} [\delta_{t-1}(j) a_{ji}] b_i(o_t), i = 1, 2, \dots, N$
$\Psi_t(i) = \arg \max_{1 \leq j \leq N} [\delta_{t-1}(j) a_{ji}], i = 1, 2, \dots, N$
终止: $P^* = \max_{1 \leq j \leq N} \delta_T(j)$
$i_T^* = \arg \max_{1 \leq j \leq N} [\delta_T(j)]$
最优路径回溯: 对 $t = T-1, T-2, \dots, 1, i_t^* = \Psi_{t+1}(i_{t+1}^*)$
输出: 最优路径 $I^* = (i_1^*, i_2^*, \dots, i_T^*)$

将最大似然序列检测和维特比算法结合分析,实际上 $\{r(i), i = 1; L_s\}$ 可以等价地看作一个长度为 L_s 步、 $n_s = 4^{L+1}$ 状态的1阶马尔可夫链。用网格图表示,则为1个 $n_s \times L_s$ 的网格,即每一步有 n_s 个状态节点,共有 L_s 步。每一步的 n_s 个节点序号的值用1个 $L+1$ 位的四进制数计算,即:

$$Q = \sum_{i=1}^{L+1} (q_i - 1) \times 4^{i-1} \quad (10)$$

式中: $\{q_i, i=0:L\}$ 为 QPSK 符号序号。

注意, 这个状态网格图相邻两步节点之间连接的是每个节点与前一步和后一步的节点, 都只有 4 个节点相连, 因此相邻两步的状态转移路径只有 $4n_s$ 条, 而不是 $n_s \times n_s$ 条。在进行 Viterbi 递推时, 只需保留 1 条概率最高的来向路径, 剪除其他 3 条路径, 就不会产生错误传播现象。这不仅能有效降低计算复杂度, 而且便于通过回溯估计每一步的最佳状态。

3 仿真结果及复杂度分析

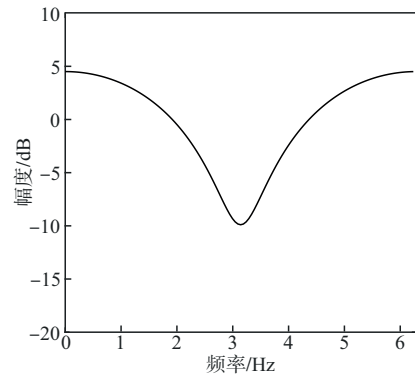
将本文提出的基于维特比算法的 MLSE 均衡器的性能与 MMSE 均衡器进行比较, 假设已经实现了理想的同步。误码率作为评估指标, 用于验证本文算法对通信质量的影响, 反映通信系统的性能。仿真结果中的理论曲线为 QPSK 调制在高斯白噪声信道中的误差性能曲线, 基本仿真参数如表 2 所示。

表 2 仿真参数设置

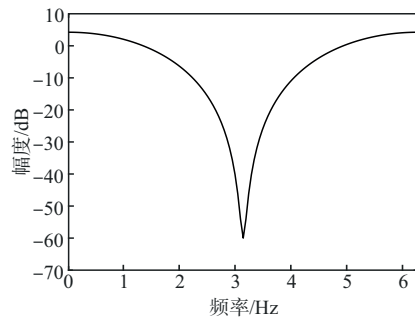
Tab. 2 Simulation parameter settings

参数	参数值
FFT 长度	512
UW 长度	64
UW 类型	Chu 序列
调制方式	QPSK
调制编码方式	格雷编码
噪声类型	AWGN
最大多普勒频移/Hz	10

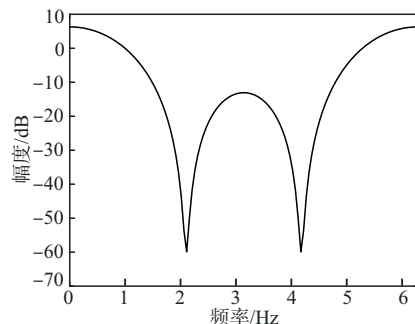
仿真采用 3 种不同类型的信道: ①引起 ISI 的干扰符号数 $L=1$ 的最小相位信道, 记为信道 1, 其多径系数为 $[1, 0.68]$; ②引起 ISI 的干扰符号数 $L=2$ 的幅频失真严重的非最小相位信道, 记为信道 2, 其多径系数为 $[0.407, 0.815, 0.407]$; ③引起 ISI 的干扰符号数 $L=4$ 的幅频特性中存在零点的非最小相位信道, 记为信道 3, 其多径系数为 $[0.227, 0.460, 0.688, 0.460, 0.227]$ 。3 种信道对应的时域特性和频域特性如图 6 所示, 从频域特性曲线可以看出, 3 个信道特性逐渐变差, 信道 1 是在较好环境下测得的 3 径航空信道, 接近于平坦信道, 信道 3 频域特性最差, 已经出现了频谱零点。能否在信道存在频谱零点情况下准确检测信号是衡量一个均衡器性能好坏的重要标志。



(a) 信道 1



(b) 信道 2



(c) 信道 3

图 6 3 个仿真信道的时域和频域特性

Fig. 6 Time-domain and frequency-domain characteristics of the three simulation channels

从图 6 所示的信道频谱特性来看, 信道 1 和信道 2 具有相似的频谱特性, 区别在于信道 1 的频谱特性更好一点, 在相干带宽内相对平坦。而信道 2 在相干带宽内其频谱幅度值下降非常大, 说明其频谱特性相对较差。信道 3 仿真结果比另外 2 个信道差很多, 其在相干带宽内出现了频谱凹陷即可认为该信道存在频谱零点, 而均衡器对于存在频谱零点的信道难以有效发挥其性能。

在上述 3 个信道下进行 MLSE 均衡和 MMSE 均衡对比得到的误码性能曲线如图 7 所示, 图 7(a)~图 7(c) 依次对应信道 1、信道 2 及信道 3 的误码性能曲线。

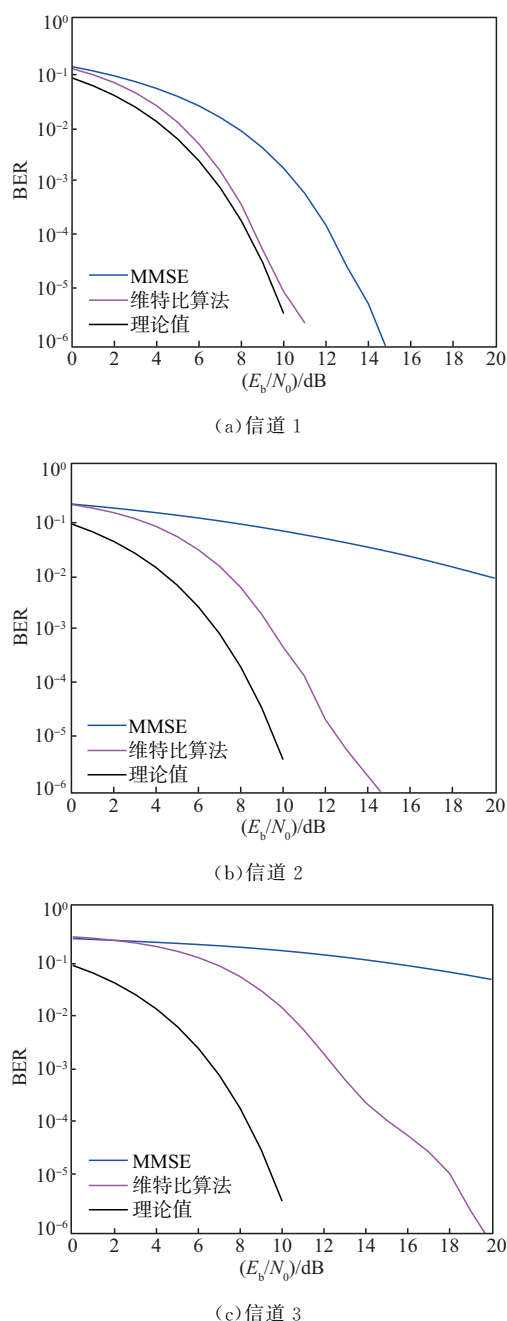


图7 3个仿真信道的误码性能曲线

Fig. 7 Error performance curves of three simulation channels

分析图7可知,在信道1的情况下,MMSE均衡器可以有效发挥其均衡性能,在12 dB时误码率为 10^{-4} 以下,而序列检测在9 dB时误码率即可达到 10^{-4} 以下;在信道2的情况下,MMSE均衡器已经无法有效发挥其均衡性能,20 dB时仅可使误码率达到 10^{-2} 级,而序列检测在11 dB时误码率可达到 10^{-4} 以下;在信道3的情况下,MMSE均衡器在20 dB时误码率达不到 10^{-2} 级,而序列检测在15 dB时误码率即可达到 10^{-4} 以下。

经过仿真对比可得如下结论:①在信道特性较好的情况下,MMSE均衡器足够能够达到系统所需性能指标,即使与序列检测相比其性能也不会差很

多;②在信道特性较差,甚至出现频谱零点时,MMSE均衡器已不使用,无法达到系统所要求的性能指标;③对于基于维特比算法的序列检测来说,5径及以下信道的计算复杂度是可以接受的,在信道特性较差且径数不多的环境中可以考虑采用序列检测的方式进行接收机设计,可以保证通信系统的性能。

下面对算法的复杂度进行简要分析:采用Viterbi算法实现MLSE的计算复杂度为 $O(L_s M^{L+1})$,其中 M 为PSK信号的调制阶数, L 为信道有效长度, L_s 为传输数据块长度。为了更加直观地展示其复杂度带来的实现难度,举例进行说明。设信道最大多径时延 $L=5$,每一步进行运算的状态数为 $M \times M^L$,假设信号调制方式为QPSK,那么其状态数即为 $4 \times 4^5 = 4\,496$,再大则很难实现。以2 Mbps净速率的空-地视频传输为例,极端假设传输效率可达100%,则信道传输符号速率为1 Mbps,符号间隔为 $1\, \mu\text{s}$, $L=5$ 意味着其允许的最大多径时延约为 $5\, \mu\text{s}$,对应的距离约为 $(5 \times 10^{-6}) \times (3 \times 10^8)$,即1 500 m,但实际上通信系统的传输效率是远远达不到100%的,因此在此种情况下允许的最大多径时延更小,有效传输距离会变得很近,远远达不到实际应用要求。根据文献[13]的研究结果可知,在中低空无人机通信场景下,多径延迟可能达到 $10 \sim 20\, \mu\text{s}$,对应的距离约为3~6 km,这样 $L=20$ 才能满足实用要求。

当然,最大多径时延为20个符号,但并不意味着有20个多径分量,因为其中大部分信道系数都近似为0,一般取其中幅度值5个系数就能较好地描述空-地传输信道了。如此,只要采用一个映射表去掉那些不存在的状态,在进行Viterbi递推时每步仍然只计算4 096个状态即可,因此它在有直达分量的多径衰落信道的场景中是实用的。

4 结语

本文针对多径信道下的最佳接收机设计问题,引入基于维特比算法的最大似然序列检测方法。首先讨论分析了信道匹配滤波器的作用,并得出匹配滤波器虽然额外引入干扰但可极大提高接收信号信噪比增益的结论。然后,通过求最小相位信道的方式设计噪声白化滤波器,降低了运算量,优于现有方法。最后,通过仿真实验证明了基于维特比算法的序列检测方案对低空复杂信道的有效性,在存在频谱零点的信道下相比MMSE均衡器有10 dB以上的增益,并分析了计算复杂度,得到径数小于5径信

道下的计算复杂度可接受的结论。此外,最佳接收机可为其他均衡器在多径信道下的性能提供参考。

参考文献

- [1] ZHANG J. Aeronautical Mobile Communication: The Evolution from Narrowband to Broadband[J]. Engineering, 2021, 7(4): 431-434.
- [2] SHAFI M, MOLISCH A F, SMITH P J, et al. 5G: A Tutorial Overview of Standards, Trials, Challenges, Deployment and Practice[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2017, 35(6): 1201-1221.
- [3] NTT DOCOMO INC. White Paper 5G Evolution and 6G[R]. Tokyo: Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation, 2022.
- [4] DOGRA A, JHA R K, JAIN S. A Survey on Beyond 5G Network with the Advent of 6G: Architecture and Emerging Technologies[J]. IEEE Access, 2021, 9: 67512-67547.
- [5] BAKKAR M. Inner-Symbol Interference (INSI) Reduction in OFDM System Using Distinctive Characteristics of the Pilot Symbols[J]. Association of Arab Universities Journal of Engineering Sciences, 2020, 27(1): 122-129.
- [6] DONG P Y, XIANG X, LIANG Y, et al. A Block-Based Concatenated LDPC-RS Code for UAV-to-Ground SC-FDE Communication Systems[J]. Electronics, 2023, 12(14): 3143.
- [7] DONG P Y, XIANG X, LIANG Y, et al. A Robust MMSE-DFE Framework with Joint Time-Frequency Domain Processing for UAV-to-Ground SC-FDE Communication Systems[J]. Wireless Networks, 2025, 31(3): 2955-2974.
- [8] DONG P Y, XIANG X, LIANG Y, et al. The Research on Channel Estimation and Signal-Noise Ratio Estimation Based on Minimum Error Entropy Kalman Filter for Single Carrier Frequency Domain Equalization System[J]. International Journal of Communication Systems, 2022, 36(4): e5403.
- [9] John G Proakis, Masoud Salehi. 数字通信[M]. 5 版. 张力军, 张宗橙, 宋荣方, 等. 译. 北京: 电子工业出版社, 2019: 449-455.
PROAKIS J G, SALEHI M. Digital Communication [M]. 5th Edition. ZHANG L J, ZHANG Z C, SONG R F, et al. Translated. Beijing: Publishing House of Electronic Industry, 2019. (in Chinese)
- [10] KALLA S, GAGNE C, ZENG M, et al. Recurrent Neural Networks Achieving MLSE Performance for Optical Channel Equalization[J]. Optics Express, 2021, 29(9): 13033-13047.
- [11] LI Z Y, ZHANG Y G, ZHANG H G, et al. Joint Linear and Nonlinear Equalization Based on Cascaded ANN-MLSE with a Modified Loss Function for PAM-4 Optical Transmission[J]. Journal of Lightwave Technology, 2022, 40(24): 7757-7768.
- [12] KRISHNA R G, MERLIN S G. Enhancing PAPR Performance in MIMO-OFDM System Using Hybrid Optimal MMSE-MLSE Equalizers[J]. Multimedia Tools and Applications, 2024, 83(10): 28993-29013.
- [13] WANG W, LI F, ZOU D D, et al. Suppressed Noise Enhancement Equalization Combined with Nonlinear-MLSE Techniques for Bandwidth-Limitation IM/DD System[J]. Journal of Lightwave Technology, 2023, 41(14): 4655-4662.
- [14] ZHOU J H, ZHANG J, ZHAO X, et al. Burst Errors Suppression for MLSE in High-Speed IM/DD Transmission Systems Using PAM[J]. Optics Express, 2023, 31(12): 19116-19125.
- [15] ZHANG J L, GAO G J, LI J W, et al. Experimental Demonstration and Simulation of Bandwidth-Limited Underwater Wireless Optical Communication with MLSE[J]. Photonics, 2022, 9(3): 182.
- [16] RICE M, GAGAKUMA E. Approximate MLSE Equalization of SOQPSK-TG in Aeronautical Telemetry[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2019, 55(2): 769-784.
- [17] 于坤灿, 向新, 董鹏宇, 等. 复杂低空空地无线信道测量与分析[J]. 系统工程与电子技术, 2024, 46(12): 4238-4274.
YU K C, XIANG X, DONG P Y, et al. Measurement and Analysis of Complex Low-Altitude Air-to-Ground Wireless Channel[J]. Systems Engineering and Electronics, 1 2024, 46(12): 4238-4274. (in Chinese)
- [18] 于坤灿, 向新, 王鹏, 等. 低空无线信道小尺度衰落特性研究[J]. 空军工程大学学报, 2023, 24(5): 95-101.
YU K C, XIANG X, WANG P, et al. Study on Small-Scale Fading Characteristics of Campus Low Altitude Wireless Channel[J]. Journal of the Air Force Engineering University, 2023, 24(5): 95-101. (in Chinese)
- [19] MAO K, ZHU Q, QIU Y, et al. A UAV-Aided Real-Time Channel Sounder for Highly Dynamic Nonstationary A2G Scenarios[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2023, 72: 6504515.
- [20] GE C, ZHAI D, JIANG Y, et al. Pathloss and Airframe Shadowing Loss of Air-to-Ground UAV Channel in the Airport Area at UHF and L-Band[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2023, 72(6): 8094-8098.

(编辑: 徐楠楠)