

# 单通道同频混合信号的最佳接收及盲解调性能界

于宏毅, 查仁鹏, 沈智翔, 沈彩耀, 胡贇鹏

(信息工程大学信息系统工程学院, 河南 郑州 450000)

**摘要:** 针对混合信号码元序列的最佳检测问题, 在同频混合接收基带信号模型的基础上, 推导得到联合最大似然盲检测的充分统计量, 并给出“混叠波形匹配滤波+符号速率双抽样”的最佳接收机设计。基于充分统计量模型, 利用 Forney 方法推导出了同频混合信号单通道盲解调的性能下界。由于最佳接收机的复杂度随等效符号速率抽样信道长度呈指数增长, 针对实际应用中的信道截短问题, 进一步分析了截短误差对盲解调性能的影响。结果表明, 最佳接收机仿真结果与理论性能分析结果吻合, 验证了所推导性能界的合理性。

**关键词:** 单通道盲分离; 最佳接收机; 充分统计量; 盲分离性能界; 成对载波多址

中图分类号: TN911.7

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2024265

## Optimal receiver and blind demodulation performance bounds for single channel co-frequency mixed signals

YU Hongyi, ZHA Renpeng, SHEN Zhixiang, SHEN Caiyao, HU Yunpeng

School of Information Systems Engineering, Information Engineering University, Zhengzhou 450000, China

**Abstract:** Aiming at the problem of optimal detection of mixed signal symbol sequences, on the basis of co-frequency mixed receiving baseband signal model, sufficient statistics for joint maximum likelihood blind detection were derived, and the optimal receiver design of “mixed waveform matched filtering and symbol rate dual sampling” was given. Based on the sufficient statistics model, a lower bound on the performance of single-channel blind demodulation for co-frequency mixed signals was derived using Forney’s method. Since the complexity of the optimal receiver grows exponentially with the equivalent symbol rate sampling channel length, the impact of the truncation error on the blind demodulation performance was further analyzed for the channel truncation problem in practical applications. The result shows that the simulation results of the optimal receiver coincide with the theoretical performance analysis results, verifying the reasonableness of the derived performance bounds.

**Keywords:** single channel blind separation, optimal receiver, sufficient statistics, blind separation performance boundary, paired carrier multiple access

### 0 引言

随着通信需求的迅猛增长与复杂通信技术的广泛应用, 电磁空间日益变得复杂拥挤。例如, 在 2.4 GHz 频段, 无线局域网与蓝牙设备的同时工作往往会导致严重的时频混叠干扰。在卫星通信

领域, 成对载波多址 (PCMA, paired carrier multiple access) 技术允许多个通信终端使用相同的频率、时隙和扩频码进行通信, 从而有效提高了频谱的利用率, 但也使非协作接收 PCMA 信号变得困难<sup>[1]</sup>。盲信号分离 (BSS, blind signal separation) 技术能解决非协作通信和频谱感知中存在的同频

收稿日期: 2024-09-12; 修回日期: 2024-11-26

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61501517)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (No.61501517)

干扰问题,其中单通道观测条件下的盲信号分离(SCBSS, single channel blind signal separation)技术具有较高的现实意义。

针对同频混合信号的多信号符号序列分离问题,邓文等<sup>[2]</sup>对分离方法进行了总结,目前主流的分离方法包含粒子滤波<sup>[3]</sup>(PF, particle filtering)、逐幸存路径处理<sup>[4]</sup>(PSP, per-survivor processing)和深度学习方法<sup>[5-6]</sup>。基于上述方法的相关研究都对信号传输模型进行简化,按照单路非混叠信号的发送、接收处理结构,简化得到每符号抽样模型并进行分析,但未给出混合信号接收滤波和抽样方法的最优设计。针对分离性能界问题,廖灿辉等<sup>[7]</sup>和Duan等<sup>[8]</sup>从双信号联合序列检测的最大似然准则出发,利用Forney方法推出了分离性能下界的解析表达式。郭一鸣等<sup>[9]</sup>将接收信号按符号速率进行采样,通过分析星座图之间的距离得出分离性能下界。上述研究在简化模型的基础上,从双路信号联合的角度给出了有效的性能评估,但信号模型忽略了混合信号最佳接收结构设计,因此同频混合信号的最佳接收性能和与盲解调性能有待进一步分析计算。

本文以PCMA信号典型的同频混合信号为例,从同频混合信号的最佳接收机设计出发,基于混合信号码元序列最大似然检测的充分统计量,利用Forney方法推导出了同频混合信号单通道盲解调的性能下界,定量分析了实际应用中等效信道截短误差的影响。结果表明,最佳接收机仿真结果与理论性能分析结果吻合,验证了最佳接收机以及性能界的合理性,并通过仿真分析了不同调制方式和等效符号速率抽样信道截短对盲解调性能的影响。

$$\begin{aligned}
 & A(I_{0:N}^1, I_{0:N}^2) = \\
 & - \int_{-\infty}^{\infty} \left| r(t) - \sum_n \left( A^1 e^{j\theta^1} I_n^1 q^1(t - nT^1 + \tau^1) + A^2 e^{j\theta^2} I_n^2 q^2(t - nT^2 + \tau^2) \right) \right|^2 dt = \\
 & - \int_{-\infty}^{\infty} |r(t)|^2 dt + 2\text{Re} \sum_{n=0}^N \left[ (I_n^1)^* \int_{-\infty}^{\infty} A^1 e^{-j\theta^1} r(t) q^{1*}(t - nT^1 + \tau^1) dt + (I_n^2)^* \int_{-\infty}^{\infty} A^2 e^{-j\theta^2} r(t) q^{2*}(t - nT^2 + \tau^2) dt \right] - \\
 & \sum_{n=0}^N \sum_{m=0}^N (I_n^1)^* I_m^1 \int_{-\infty}^{\infty} (A^1)^2 q^{1*}(t - nT^1 + \tau^1) q^1(t - mT^1 + \tau^1) dt - \\
 & \sum_{n=0}^N \sum_{m=0}^N (I_n^2)^* I_m^2 \int_{-\infty}^{\infty} A^1 A^2 e^{j(\theta^1 - \theta^2)} q^{2*}(t - nT^2 + \tau^2) q^1(t - mT^1 + \tau^1) dt - \\
 & \sum_{n=0}^N \sum_{m=0}^N (I_n^1)^* I_m^2 \int_{-\infty}^{\infty} A^1 A^2 e^{j(\theta^2 - \theta^1)} q^{1*}(t - nT^1 + \tau^1) q^2(t - mT^2 + \tau^2) dt - \\
 & \sum_{n=0}^N \sum_{m=0}^N (I_n^2)^* I_m^2 \int_{-\infty}^{\infty} (A^2)^2 q^{2*}(t - nT^2 + \tau^2) q^2(t - mT^2 + \tau^2) dt =
 \end{aligned}$$

## 1 信号模型

假设混合信号由两路同频信号组成,两路信号均采用单载波线性调制方式,在独立发送设备及传输信道的影响下,混合的两路信号具有独立的时延、幅度、频率和相位参数,并在接收端引入高斯白噪声。单通道接收的两路同频混合信号可描述为如式(1)所示的复基带模型。

$$\begin{aligned}
 r(t) = & \sum_{n=-\infty}^{\infty} A^1 e^{j\theta^1} I_n^1 q^1(t - nT^1 + \tau^1) + \\
 & \sum_{n=-\infty}^{\infty} A^2 e^{j\theta^2} I_n^2 q^2(t - nT^2 + \tau^2) + n(t) \quad (1)
 \end{aligned}$$

其中,  $A^1$  和  $A^2$  表示两路信号的幅度;  $\theta^1$  和  $\theta^2$  表示两路信号收到的信道相位影响;  $T^1$  和  $T^2$  表示两路信号的符号周期;  $\tau^1$  和  $\tau^2$  表示两路信号的时延;  $I_n^k, k=1,2$  表示第  $k$  路信号的第  $n$  个符号,假设第  $k$  路信号的符号之间相互独立且呈等概率分布,则任意两路信号的符号之间也相互独立;  $q^k(t)$  表示第  $k$  路信号能量归一化的成形波形,即  $\int_{-\infty}^{\infty} |q^k(t)|^2 dt = 1$ ;  $n(t)$  表示与信号无关的高斯白噪声,定义噪声  $n(t)$  的单边功率谱密度为  $N_0$ 。

## 2 最佳接收机设计

### 2.1 两同频混合信号的最佳接收

由于发送符号先验等概,符号序列矢量的最小错误概率检测可基于最大似然准则得到,对于混合信号的接收波形样本  $r(t)$ ,定义单路信号发送符号个数为  $N$ ,两路符号序列  $I_{0:N}^1$  和  $I_{0:N}^2$  的联合似然函数可表示为

$$-\int_{-\infty}^{\infty} |r(t)|^2 dt + 2\text{Re} \left( \sum_{n=0}^N \left[ \begin{matrix} I_n^1 \\ I_n^2 \end{matrix} \right]^H \left[ \begin{matrix} \int_{-\infty}^{\infty} A^1 r(t) e^{-j\theta^1} q^{1*}(t - nT^1 + \tau^1) dt \\ \int_{-\infty}^{\infty} A^2 r(t) e^{-j\theta^2} q^{2*}(t - nT^2 + \tau^2) dt \end{matrix} \right] \right) - \sum_{n=0}^N \sum_{m=0}^N \left[ \begin{matrix} I_n^1 \\ I_n^2 \end{matrix} \right]^H \left[ \begin{matrix} \int_{-\infty}^{\infty} (A^1)^2 q^{1*}(t - (n-m)T^1) q^1(t) dt & \int_{-\infty}^{\infty} A^1 A^2 e^{j(\theta^2 - \theta^1)} q^{1*}(t - nT^1 + mT^2 + \tau^1 - \tau^2) q^2(t) dt \\ \int_{-\infty}^{\infty} A^1 A^2 e^{j(\theta^1 - \theta^2)} q^{2*}(t - nT^2 + mT^1 + \tau^2 - \tau^1) q^1(t) dt & \int_{-\infty}^{\infty} (A^2)^2 q^{2*}(t - (n-m)T^2) q^2(t) dt \end{matrix} \right] \left[ \begin{matrix} I_n^1 \\ I_n^2 \end{matrix} \right] \quad (2)$$

其中, \*代表取共轭, 设  $r(t)$  通过两路信号各自的匹配滤波得到信号  $y^1(t)$  和  $y^2(t)$ , 分别表示为

$$y^1(t) = r(t) \otimes e^{-j\theta^1} q^{1*}(-t) = \sum_{n=0}^N \left( A^1 I_n^1 \int_{-\infty}^{\infty} q^{1*}(t) q^1(t - nT^1 + \tau^1) dt \right) + v^1(t) + \sum_{n=0}^N A^2 I_n^2 \int_{-\infty}^{\infty} e^{j(\theta^2 - \theta^1)} q^{1*}(t) q^2(t - nT^2 + \tau^2) dt = \sum_{n=0}^N \left( A^1 I_n^1 g^1(t - nT^1 + \tau^1) \right) + v^1(t) + \sum_{n=0}^N A^2 e^{j(\theta^2 - \theta^1)} I_n^2 \int_{-\infty}^{\infty} q^{1*}(t) q^2(t - nT^2 + \tau^2) dt \quad (3)$$

$$y^2(t) = r(t) \otimes e^{-j\theta^2} q^{2*}(-t) = \sum_{n=0}^N A^1 I_n^1 \int_{-\infty}^{\infty} e^{j(\theta^1 - \theta^2)} q^{2*}(t) q^1(t - nT^1 + \tau^1) dt + \sum_{n=0}^N \left( A^2 I_n^2 \int_{-\infty}^{\infty} q^{2*}(t) q^2(t - nT^2 + \tau^2) dt \right) + v^2(t) = \sum_{n=0}^N A^1 e^{j(\theta^1 - \theta^2)} I_n^1 \int_{-\infty}^{\infty} q^{2*}(t) q^1(t - nT^1 + \tau^1) dt +$$

$$\mathbf{g}_{n-m} = \begin{bmatrix} \int_{-\infty}^{\infty} (A^1)^2 q^{1*}(t - (n-m)T^1) q^1(t) dt & \int_{-\infty}^{\infty} A^1 A^2 e^{j(\theta^2 - \theta^1)} q^{1*}(t - nT^1 + mT^2 + \Delta\tau) q^2(t) dt \\ \int_{-\infty}^{\infty} A^1 A^2 e^{j(\theta^1 - \theta^2)} q^{2*}(t - nT^2 + mT^1 - \Delta\tau) q^1(t) dt & \int_{-\infty}^{\infty} (A^2)^2 q^{2*}(t - (n-m)T^2) q^2(t) dt \end{bmatrix} \quad (6)$$

定义式(6)为  $2 \times 2$  大小的码间串扰系数矩阵, 其中第  $a$  行第  $b$  列的元素为第  $b$  路信号的成形波形与第  $a$  路信号对应的成形波形做相关运算, 然后乘上对应幅度系数, 该元素等价于第  $b$  路信号的成形波形经过第  $a$  路信号对应的匹配滤波器, 并在对应时刻进行抽样, 将抽样值乘以对应幅度系数。当成形波形  $q^k(t)$ 、两路信号的信道参数  $A^1, A^2, \theta^1, \theta^2$  和时延差  $\Delta\tau$  确定时,  $\mathbf{g}_{n-m}$  为定值。

码间串扰系数矩阵  $\mathbf{g}_{n-m}$  满足下列 2 个性质:

1) 无码间串扰波形 (如常用的升余弦) 设计使对角线元素满足无码间串扰条件, 即  $m$  不等于  $n$  时主对角线元素都为 0; 2) 副对角线元素一般不满足无

$$\sum_{n=0}^N \left( A^2 I_n^2 g^2(t - nT^2 + \tau^2) \right) + v^2(t) \quad (4)$$

其中,  $g^k(t) = q^k(t) \otimes q^{k*}(-t), k = 1, 2, v^k(t) = n(t) \otimes q^{k*}(-t), k = 1, 2, \otimes$  代表卷积运算。当成形采用根升余弦时,  $g^k(t)$  为升余弦,  $g^k(0) = 1, g_\ell^k = g^k(\ell T) = 0, \ell = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ 。

定义

$$\mathbf{y}_n = \begin{bmatrix} A_1 y^1(t - nT^1 + \tau^1) \\ A_2 y^2(t - nT^2 + \tau^2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int_{-\infty}^{\infty} A^1 r(t) e^{-j\theta^1} q^{1*}(t - nT^1 + \tau^1) dt \\ \int_{-\infty}^{\infty} A^2 r(t) e^{-j\theta^2} q^{2*}(t - nT^2 + \tau^2) dt \end{bmatrix} \quad (5)$$

表示信号  $y^1(t)$  和  $y^2(t)$  按符号速率在两路信号的最佳抽样点抽样后乘以对应幅度系数。令时延差  $\Delta\tau = \tau^1 - \tau^2$ , 有

码间串扰条件, 即使两路信号采用相同的成形波形, 由于混叠信号的时延相互独立, 故  $\Delta\tau$  不为 0 时副对角元素都不为 0。因此, 混叠信号实际上必然存在两路信号间的串扰。

最大似然接收机的目的是搜索出使  $A(I_{0:N}^1, J_{0:N}^2)$

最大化的信息序列  $I_{0:N}^1, J_{0:N}^2$ 。式(2)中涉及  $|r(t)|^2$  的积分为常数, 可以省略。令  $\mathbf{I}_n = [I_n^1, I_n^2]^T$  表示第  $n$  时刻发送的符号对构成的向量, 可以用等价度量替换式(2)。

$$\text{CM}(\mathbf{I}_{0:N}) = 2\text{Re} \left( \sum_{n=0}^N \mathbf{I}_n^H \mathbf{y}_n \right) - \sum_{n=0}^N \sum_{m=0}^N \mathbf{I}_n^H \mathbf{g}_{n-m} \mathbf{I}_m \quad (7)$$

根据式(7)可知, 序列 $\mathbf{y}_{0:N}$ 包含用于判决发送符号的所有信息, 因此构成用于判决发送符号序列 $\mathbf{I}_{0:N}$ 的充分统计量<sup>[10]</sup>。通过遍历搜索所有的序列找到使式(7)最大化的序列 $\tilde{\mathbf{I}}_{0:N}$ 即最大似然估计结果。

本节所述的两同频混合信号最佳接收适用于任意采用幅相调制的两同频混合信号, 如两路符号速率相等、成形波形相同的PCMA信号, 两路同频但符号速率、成形波形、调制方式和功率不同的混合信号, 可以进一步推导同频多路混合信号的最佳接收。

PCMA信号是一种目前常见的同频混合信号, 本文将PCMA信号为例, 给出PCMA信号的最佳接收机结构, 并进行进一步的性能分析。

## 2.2 PCMA信号的最佳接收机设计

PCMA信号是典型的以两路信号为单载波线性调制的同频混合信号, 且满足两路信号的符号速率相同, 成形波形为滚降系数相同的根升余弦波形, 即 $T^1 = T^2 = T$ ,  $q^1(t) = q^2(t) = q(t)$ ,  $g(t) = q(t) \otimes q^*(-t)$ 。因此, 式(5)和式(6)分别表示为

$$\mathbf{y}_n = \begin{bmatrix} A^1 y(t - nT + \tau^1) \\ A^2 y(t - nT + \tau^2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int_{-\infty}^{\infty} A^1 r(t) e^{-j\theta^1} q^*(t - nT + \tau^1) dt \\ \int_{-\infty}^{\infty} A^2 r(t) e^{-j\theta^2} q^*(t - nT + \tau^2) dt \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\mathbf{g}_\ell = \begin{bmatrix} (A^1)^2 g(\ell T) & A^1 A^2 e^{j(\theta^2 - \theta^1)} g(\ell T + \Delta\tau) \\ A^1 A^2 e^{j(\theta^1 - \theta^2)} g(\ell T - \Delta\tau) & (A^2)^2 g(\ell T) \end{bmatrix} \quad (9)$$

设 $r(t)$ 通过匹配滤波得到信号 $y(t)$ 。式(8)与式(5)的区别在于式(8)为接收信号过匹配滤波后分别在两路信号的最佳抽样点进行抽样并乘上对应幅度系数, 接收信号只经过一次匹配滤波。而式(5)需要接收信号分别经过两路信号对应的匹配滤波器, 即经过两次匹配滤波。式(9)为升余弦函数 $g(t)$ 按符号速率分别在 $\ell T$ 、 $\ell T + \Delta\tau$ 和 $\ell T - \Delta\tau$ 这3个时刻进行抽样并乘上相应幅度系数组成的矩阵 $\mathbf{g}_\ell$ 。

在实际应用系统中, 假定 $g(t)$ 影响有限符号长度是合理的,  $\mathbf{g}_\ell = \mathbf{0}, |\ell| \geq L$ 。因此, 式(7)可以用网格图来表示, 通过有限状态机的转移来计算网格图各节点转移度量, 序列 $\mathbf{I}_{0:N}$ 即网格图中一条可行的路径, 度量CM即可行路径的度量。

根据式(7)计算转移度量时, 对于 $n$ 时刻的符号对需要计算 $\mathbf{I}_n^H \mathbf{y}_n$ 和 $\sum_{m=n-L+1}^{n+L-1} \mathbf{I}_n^H \mathbf{g}_{n-m} \mathbf{I}_m$ 。由于 $\mathbf{g}_\ell = \mathbf{g}_{-\ell}^H$ , 可得 $\mathbf{I}_m^H \mathbf{g}_{m-n} \mathbf{I}_n = (\mathbf{I}_n^H \mathbf{g}_{n-m} \mathbf{I}_m)^*$ , 因此

$$\mathbf{I}_m^H \mathbf{g}_{m-n} \mathbf{I}_n + \mathbf{I}_n^H \mathbf{g}_{n-m} \mathbf{I}_m = 2\text{Re}(\mathbf{I}_m^H \mathbf{g}_{m-n} \mathbf{I}_n) \quad (10)$$

式(10)表明在计算 $n$ 时刻的符号对时, 可以将 $\mathbf{I}_n^H \mathbf{g}_{n-m} \mathbf{I}_m, m > n$ 部分与后续计算 $m$ 时刻时的 $\mathbf{I}_m^H \mathbf{g}_{m-n} \mathbf{I}_n$ 结合, 只用计算一次 $2\text{Re}(\mathbf{I}_m^H \mathbf{g}_{m-n} \mathbf{I}_n)$ , 因此对于时刻 $n$ , 只用计算 $\mathbf{I}_n^H \mathbf{g}_{n-m} \mathbf{I}_m, m \leq n$ 部分。这得到了一种快速计算的方法, 对于每个时刻, 只需计算与之前时刻符号之间的串扰, 即对于时刻 $n$ , 只需计算 $\mathbf{I}_n^H \mathbf{y}_n$ 和 $\sum_{m=n-L+1}^n \mathbf{I}_n^H \mathbf{g}_{n-m} \mathbf{I}_m$ 。

定义PCMA信号发送序列在 $k$ 时刻的状态为 $\mathbf{S}_k$ ,  $\mathbf{S}_k = (\mathbf{I}_{k-L+2}, \mathbf{I}_{k-L+3}, \dots, \mathbf{I}_k)$ ,  $L$ 为信道记忆长度。输入符号对 $\mathbf{I}_k$ 状态由 $\mathbf{S}_{k-1}$ 转移到 $\mathbf{S}_k$ , 输出为转移度量, 并表示为

$$\lambda_k = \text{Re} \left[ \mathbf{I}_n^H \left( 2\mathbf{y}_n - \mathbf{g}_0 \mathbf{I}_n - 2 \sum_{m=1}^{L-1} \mathbf{g}_m \mathbf{I}_{n-m} \right) \right] \quad (11)$$

该转移过程可以表示为 $\mathbf{S}_{k-1} \xrightarrow{\lambda_k} \mathbf{S}_k$ 。式(7)可以等价如式(12)所示的Viterbi递推关系。

$$\text{CM}_n(\mathbf{I}_{0:n}) = \text{CM}_{n-1}(\mathbf{I}_{0:n-1}) + \text{Re} \left[ \mathbf{I}_n^H \left( 2\mathbf{y}_n - \mathbf{g}_0 \mathbf{I}_n - 2 \sum_{m=1}^{L-1} \mathbf{g}_m \mathbf{I}_{n-m} \right) \right] \quad (12)$$

据此, 本文可以得出PCMA信号的最佳接收机算法, 描述如算法1所示。

### 算法1 PCMA信号的最佳接收机算法

- 1) 将接收信号 $r(t)$ 通过匹配滤波得到 $y(t)$
- 2) 按符号速率对 $y(t)$ 分别在 $nT + \tau^1$ 和 $nT + \tau^2$ 时刻采样得到 $\mathbf{y}_{0:N}$ , 初始化 $\mathbf{g}_{0:L-1}$
- 3) 定义 $\lambda_l(\mathbf{S}', \mathbf{S})$ 是从 $l-1$ 时刻状态 $\mathbf{S}'$ 转移到 $l$ 时刻状态 $\mathbf{S}$ 的分支度量
- 4) 定义 $\Gamma_{l-1}(\mathbf{S}')$ 是在 $l-1$ 时刻幸存状态 $\mathbf{S}'$ 的累计度量, 对所有的 $\mathbf{S}'$ 初始化 $\Gamma_0(\mathbf{S}') = 0$
- 5) 定义 $\Gamma_l(\mathbf{S}', \mathbf{S})$ 是从 $l-1$ 时刻状态 $\mathbf{S}'$ 延展到 $l$ 时刻状态 $\mathbf{S}$ 路径的暂定累计度量,  $\Gamma_l(\mathbf{S}', \mathbf{S}) = \Gamma_{l-1}(\mathbf{S}') + \lambda_l(\mathbf{S}', \mathbf{S})$
- 6) 循环

- 7) for  $l = 1$  to  $n$
- 8) 根据式(12)计算可能的分支度量  $\lambda_l(\mathbf{S}', \mathbf{S})$
- 9) 对可能的分支计算暂定累计度量  $\Gamma_l(\mathbf{S}', \mathbf{S}) = \Gamma_{l-1}(\mathbf{S}') + \lambda_l(\mathbf{S}', \mathbf{S})$
- 10) 对于在时刻  $l$  的每个状态  $\mathbf{S}$ , 从度量  $\Gamma_l(\mathbf{S}', \mathbf{S})$  选出并记录下具有最大度量的路径。这时状态  $\mathbf{S}$  的累计度量更新为  $\Gamma_l(\mathbf{S}) = \max_{\mathbf{S}'} \{ \Gamma_l(\mathbf{S}', \mathbf{S}) \}$
- 11) 找到具有最大度量的路径  $\Gamma_n(\mathbf{S})$ , 根据最大度量路径回溯判决符号, 得到判决符号序列  $\tilde{\mathbf{I}}_{0:N}$
- 12) end for

据此 PCMA 信号的最佳接收机可以描述为根升余弦匹配滤波—每符号双抽样—最大似然序列检测。可以写出 PCMA 信号的复基带传输模型: 两路信号发送数据成形后分别送入信道, 在信道中受到时延、幅度和相位影响, 在接收机处引入高斯白噪声, 接收机将接收信号过匹配滤波后分别在两路信号最佳抽样点处进行抽样, 然后按照算法 1 运行最佳接收机算法, 得到判决符号序列。PCMA 信号的复基带最佳接收模型框架如图 1 所示。

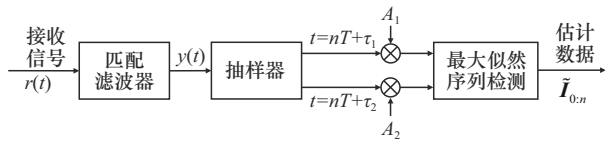


图 1 PCMA 信号的复基带最佳接收模型框架

在复杂度方面, 传统的 SCBSS 算法类似 PSP 算法具有相当高的复杂度<sup>[4]</sup>。以两路信号都为正交相移键控 (QPSK, quadrature phase shift keying) 调制为例, 在一次递推中, 需要遍历  $16^{2L-2}$  个状态, 进行  $16 \times 16^{2L-2}$  次乘法运算。本文算法利用式(10)发现的规律, 简化了状态个数, 在一次递推中, 仅需要遍历  $16^{L-1}$  个状态, 进行  $48 \times 16^{L-1}$  次乘法运算, 可见本文算法相对于传统方法大大简化了复杂度。

对于 PCMA 信号盲解调, 传统的简化模型没有接收过匹配滤波环节, 而是将信道和匹配滤波整合进成形滤波, 用升余弦滚降滤波器代替, 接收噪声为白噪声。这种模型忽略了实际处理信号时匹配滤波输出的色噪声的影响。对于每符号周期单倍采样的算法<sup>[3-4]</sup>, 按符号速率单倍采样的噪声彼此独

立。对于过采样算法色噪声之间具有相关性, 而文献[11-13]利用过采样算法提升 PCMA 信号的解调性能时并未考虑色噪声的影响。本文考虑实际接收需要匹配滤波结构, 充分考虑色噪声影响, 推导出最佳接收机结构。

### 3 PCMA 信号的性能界

如第 2 节所述, PCMA 信号的最佳接收是根据序列最大似然准则, 通过 Viterbi 算法实现的。Forney<sup>[14]</sup>和 Ungerboeck<sup>[10]</sup>针对码间串扰问题推导最大似然序列检测的性能, 下面将根据文献[10,14]从序列译码的角度来推导 PCMA 信号的性能界。

定义发送序列  $\mathbf{I}_{0:k} = [I_0, I_1, \dots, I_k]$ ,  $k$  时刻发送的符号对为  $\mathbf{I}_k$ , 事件  $E_s$  表示序列发生错误。序列的错误概率应为  $P(E_s) = \sum_{\mathbf{I}_{0:k}} P(E_s | \mathbf{I}_{0:k}) P(\mathbf{I}_{0:k})$ , 其中  $P(E_s | \mathbf{I}_{0:k})$  表示发送序列为  $\mathbf{I}_{0:k}$  的情况下序列判决出现错误的概率, 对每个可能发送的序列  $\mathbf{I}_{0:k}$  计算错误概率并求和显然过于复杂。因此, 可以通过定义错误事件来简化计算。

记  $M$  为单路信号的调制阶数, 信道记忆长度为  $L$ , 将发送序列在  $k$  时刻的状态定义为  $\mathbf{S}_k$ ,  $\mathbf{S}_k = (I_{k-L+2}, I_{k-L+3}, \dots, I_k)$ , 则 Viterbi 算法中信道网格共有  $M^{2L-2}$  个状态, 用最佳接收机估计出的符号对记为  $\tilde{\mathbf{I}}_k$ ,  $k$  时刻的估计状态定义为  $\tilde{\mathbf{S}}_k$ ,  $\tilde{\mathbf{S}}_k = (\tilde{I}_{k-L+2}, \tilde{I}_{k-L+3}, \dots, \tilde{I}_k)$ 。

错误事件定义如下。在  $k$  时刻 Viterbi 算法的估计路径从正确路径分离出来, 并在  $k+l$  时刻重新回到正确路径。因此, 状态  $\tilde{\mathbf{S}}_k = \mathbf{S}_k$  且  $\tilde{\mathbf{S}}_{k+l} = \mathbf{S}_{k+l}$ , 对于  $k < m < k+l$ , 有  $\tilde{\mathbf{S}}_m \neq \mathbf{S}_m$ 。因为信道记忆长度为  $L$ , 所以  $l \geq L$ 。

对于该错误事件, 由于  $\tilde{\mathbf{S}}_k = \mathbf{S}_k$  且  $\tilde{\mathbf{S}}_{k+1} \neq \mathbf{S}_{k+1}$ , 因此  $\tilde{I}_{k+1} \neq I_{k+1}$ , 同理可得  $\tilde{I}_{k+l-L+1} \neq I_{k+l-L+1}$ 。对于  $k-L+2 \leq m \leq k$  和  $k-L+l+2 \leq m \leq k+l$ , 有  $\tilde{I}_m = I_m$ 。为了方便计算, 为该错误事件定义一个错误图案向量  $\boldsymbol{\varepsilon}$ , 表示为

$$\boldsymbol{\varepsilon} = [e_{k+1} \quad e_{k+2} \quad \dots \quad e_{k+l-L+1}] \quad (13)$$

其中,  $\boldsymbol{\varepsilon}$  的各分量定义为  $e_m = \tilde{I}_m - I_m, m = k+1, \dots, k+l-L+1$ , 错误图案向量  $\boldsymbol{\varepsilon}$  由该错误事件涉及的错误符号对构成。

对于该错误事件, 其发生概率表示为

$$P(\boldsymbol{\varepsilon} | \mathbf{I}_{0:n}, \mathbf{e}_{0:n}) = P(\boldsymbol{\varepsilon} | \mathbf{I}_{0:n}, \mathbf{e}_{0:n}) P(\mathbf{I}_{0:n} | \mathbf{e}_{0:n}) P(\mathbf{e}_{0:n}) \leq P(\boldsymbol{\varepsilon} | \mathbf{I}_{0:n}, \mathbf{e}_{0:n}) P(\mathbf{I}_{0:n} | \mathbf{e}_{0:n}) \quad (14)$$

其中,  $P(\boldsymbol{\varepsilon} | \mathbf{I}_{0:n}, \mathbf{e}_{0:n})$  表示在给定发送序列和错误图案序列的情况下出现错误事件的概率, 即发送序列为  $\mathbf{I}_{0:n}$  错判为序列  $\mathbf{I}_{0:n} + \mathbf{e}_{0:n}$  的概率。  $P(\mathbf{I}_{0:n} | \mathbf{e}_{0:n})$  表示在给定错误图案序列  $\mathbf{e}_{0:n}$  的情况下发送序列为  $\mathbf{I}_{0:n}$  的概率。

概率  $P(\mathbf{I}_{0:n} | \mathbf{e}_{0:n})$  仅由发送序列的统计特性和采用的调制方式决定。以二进制相移键控 (BPSK, binary phase shift keying) 调制为例, 假定发送符号对满足统计独立等概率分布, 星座点映射为  $\pm 1$ 。当错误图案对取值为  $[0,0]$  时, 发送符号对可以取 4 种所有可能的取值, 且概率为 1。当错误符号对取值为  $[-2,-2]$  时, 发送符号对只有一种取值  $[1,1]$ , 且概率为 0.25。那么 BPSK 调制不同错误图案对相应发送符号对的取值概率如表 1 所示。

表 1 BPSK 调制不同错误符号对相应发送符号对的取值概率

$e_n$ 取值	$P(\mathbf{I}_n   e_n)$
$[0,0]$	1
$[0,\pm 2]$	0.5
$[\pm 2,0]$	0.5
$[\pm 2,\pm 2]$	0.25

概率  $P(\boldsymbol{\varepsilon} | \mathbf{I}_{0:n}, \mathbf{e}_{0:n})$  难以直接计算, 可以定义子事件  $E_1$  来简化计算。  $E_1$ : 在  $k \leq n \leq k+l$  时, 给定的估计路径  $\mathbf{I}_{0:n} + \mathbf{e}_{0:n}$  的分支度量比正确路径似然大。子事件  $E_1$  可以写出度量关系, 如(15)所示。

$$\text{CM}(\mathbf{I}_{0:n}) < \text{CM}(\mathbf{I}_{0:n} + \mathbf{e}_{0:n}) \quad (15)$$

代入式(7)可得到

$$2\text{Re}\left(\sum_n \mathbf{I}_n^H \mathbf{y}_n\right) - \sum_n \sum_m \mathbf{I}_n^H \mathbf{g}_{n-m} \mathbf{I}_m < 2\text{Re}\left(\sum_n (\mathbf{I}_n^H + \mathbf{e}_n^H) \mathbf{y}_n\right) - \sum_n \sum_m (\mathbf{I}_n^H + \mathbf{e}_n^H) \mathbf{g}_{n-m} (\mathbf{I}_m + \mathbf{e}_m) \quad (16)$$

$$\sum_n \sum_m (\mathbf{e}_n^H \mathbf{g}_{n-m} \mathbf{I}_m + \mathbf{I}_n^H \mathbf{g}_{n-m} \mathbf{e}_m + \mathbf{e}_n^H \mathbf{g}_{n-m} \mathbf{e}_m) < 2\text{Re}\left(\sum_n \mathbf{e}_n^H \mathbf{y}_n\right) \quad (17)$$

根据式(1)和式(8)可以得到

$$\mathbf{y}_n = \sum_m \mathbf{g}_{n-m} \mathbf{I}_m + \mathbf{v}_n \quad (18)$$

其中,  $\mathbf{v}_n = \mathbf{v}(nT) = [\mathbf{v}(nT + \tau_1) \ \mathbf{v}(nT + \tau_2)]^T$  为  $\mathbf{v}(t)$  在两路信号最佳抽样点上抽样得到的色噪声序列。色噪声均值为零, 自相关满足  $E(\mathbf{v}^*(t)\mathbf{v}(t + \ell T)) = N_0 \mathbf{g}(\ell T)$ , 定义接收信号的信噪比 (SNR, signal to noise ratio) 为

$$\frac{S}{N} = \frac{\text{两倍单路信号的峰值功率}}{\text{噪声的平均功率}} = \frac{2(\mathbf{g}_0)^2}{N_0 \mathbf{g}_0} = \frac{2\mathbf{g}_0}{N_0} \quad (19)$$

将信噪比用对数表示, 定义  $\text{SNR} = 10\lg\left(\frac{S}{N}\right)$ 。

由于  $\mathbf{g}_\ell = \mathbf{g}_{-\ell}^H$ , 将式(18)代入式(16)可得

$$\sum_n \sum_m (\mathbf{e}_n^H \mathbf{g}_{n-m} \mathbf{I}_m + \mathbf{I}_n^H \mathbf{g}_{n-m} \mathbf{e}_m + \mathbf{e}_n^H \mathbf{g}_{n-m} \mathbf{e}_m) < 2\text{Re}\left(\sum_n \sum_m \mathbf{e}_n^H \mathbf{g}_{n-m} \mathbf{I}_m + \sum_n \mathbf{e}_n^H \mathbf{v}_n\right) \quad (20)$$

$$\frac{1}{\mathbf{g}_0} \sum_n \sum_m (\mathbf{e}_n^H \mathbf{g}_{n-m} \mathbf{e}_m) < \frac{2}{\mathbf{g}_0} \text{Re}\left(\sum_n \mathbf{e}_n^H \mathbf{v}_n\right) \quad (21)$$

定义  $\delta^2(\boldsymbol{\varepsilon}) \triangleq \frac{1}{\mathbf{g}_0} \sum_n \sum_m \mathbf{e}_n^H \mathbf{g}_{n-m} \mathbf{e}_m$  为事件  $\boldsymbol{\varepsilon}$  的距离, 式(21)右侧为一个正态随机变量, 均值为零, 方差为

$$\text{var}\left(\frac{2}{\mathbf{g}_0} \text{Re}\left[\sum_n \mathbf{e}_n^H \mathbf{v}_n\right]\right) = \frac{4N_0}{\mathbf{g}_0} \delta^2(\boldsymbol{\varepsilon}) \quad (22)$$

推导过程详见附录 1。因此, 可以得到子事件发生概率为

$$P(E_1) = Q\left[\delta(\boldsymbol{\varepsilon}) \sqrt{\frac{\mathbf{g}_0}{4N_0}}\right] \quad (23)$$

其中,

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt \quad (24)$$

令  $E_\varepsilon$  为从  $k$  时刻开始的所有错误事件的集合,  $w(\boldsymbol{\varepsilon}^1)$  和  $w(\boldsymbol{\varepsilon}^2)$  分别为两路错误事件中不为零的符号个数。依照 Forney 方法提出的运算过程<sup>[10,14]</sup>, 符号错误概率为所有错误事件出现的概率乘上该错误事件包含的错误符号个数, 第  $i$  路符号错误概率的上边界为

$$P_e^i = \sum_{\boldsymbol{\varepsilon} \in E_\varepsilon} w(\boldsymbol{\varepsilon}^i) P(\boldsymbol{\varepsilon}) \leq \sum_{\boldsymbol{\varepsilon} \in E_\varepsilon} w(\boldsymbol{\varepsilon}^i) P(\boldsymbol{\varepsilon} | \mathbf{I}_{0:n}, \mathbf{e}_{0:n}) P(\mathbf{I}_{0:n} | \mathbf{e}_{0:n}) \quad (25)$$

根据式(14)和式(23)可以得出

$$P_e^i \leq \sum_{\boldsymbol{\varepsilon} \in E_\varepsilon} w(\boldsymbol{\varepsilon}^i) Q\left(\delta \sqrt{\frac{g_0}{4N_0}}\right)^{k+l-L+1} \prod_{n=k+1}^{k+l-L+1} P(\mathbf{I}_n | \mathbf{e}_n) \quad (26)$$

在中等信噪比下,  $Q(x)$ 急剧下降, 式(26)的右侧已经被 $\delta$ 中最小值的项 $\delta_{\min}$ 所支配。令 $E_\delta$ 为错误事件中距离为 $\delta$ 的子集。因此, 第 $i$ 路符号错误概率可以近似为

$$P_e^i \approx \sum_{\boldsymbol{\varepsilon} \in E_{\delta_{\min}}} w(\boldsymbol{\varepsilon}^i) Q\left(\frac{1}{2\sqrt{2}} \delta_{\min} \sqrt{\frac{S}{N}}\right)^{k+l-L+1} \prod_{n=k+1}^{k+l-L+1} P(\mathbf{I}_n | \mathbf{e}_n) \quad (27)$$

#### 4 等效信道截短

根据前文所述, 本文推导的最佳接收机与传统的SCBSS算法都有相当高的计算复杂度。当调制阶数为 $M$ 、信道截短长度为 $L$ 时, 对于最佳接收结构所需的状态数为 $M^{2(L-1)}$ , 对于PSP算法需要 $M^{2(2L-2)}$ 个状态数。尽管最佳接收机相对于PSP算法已经将信道长度缩短一半, 但计算复杂度依旧过高, 对于两路高阶信号所需的状态空间巨大, 这对计算资源提出了相当高的要求。因此, 在实际应用过程中, 无法对全状态进行计算, 需要对等效信道长度进行截短处理。显然截短会带来解调性能的下降, 而在实际应用过程中需要对因截短造成的性能损失与计算资源投入进行折中, 可见截短对实际接收机设计具有重要意义。下面将对截短造成的性能损失进行分析。

根据式(7)和式(12)可知, 在序列判决中, 设置不同的信道截短长度 $L$ 后将忽略截断长度以外的串扰, 即当信道记忆长度取 $L$ 时,  $\sum_n \sum_m \mathbf{I}_n^H \mathbf{g}_{n-m} \mathbf{I}_m$ ,  $|n-m| \geq L$ 的部分就被视作等效“噪声”。

那么对于信道记忆长度截短为 $L$ 的情况, 根据式(7)和式(15)可得

$$2\text{Re}\left(\sum_n \mathbf{I}_n^H \mathbf{y}_n\right) - \underbrace{\sum_n \sum_m \mathbf{I}_n^H \mathbf{g}_{n-m} \mathbf{I}_m}_{|n-m| < L} < 2\text{Re}\left(\sum_n (\mathbf{I}_n^H + \mathbf{e}_n^H) \mathbf{y}_n\right) - \underbrace{\sum_n \sum_m (\mathbf{I}_n^H + \mathbf{e}_n^H) \mathbf{g}_{n-m} (\mathbf{I}_m + \mathbf{e}_m)}_{|n-m| < \infty} \quad (28)$$

$$\underbrace{\sum_n \sum_m (\mathbf{e}_n^H \mathbf{g}_{n-m} \mathbf{I}_m + \mathbf{I}_n^H \mathbf{g}_{n-m} \mathbf{e}_m + \mathbf{e}_n^H \mathbf{g}_{n-m} \mathbf{e}_m)}_{|n-m| < \infty} < 2\text{Re}\left(\sum_n \mathbf{e}_n^H \mathbf{y}_n\right) - \underbrace{\sum_n \sum_m \mathbf{I}_n^H \mathbf{g}_{n-m} \mathbf{I}_m}_{|n-m| \geq L} \quad (29)$$

其中,

$$\mathbf{y}_n = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \mathbf{g}_{n-m} \mathbf{I}_m + \mathbf{v}_n \quad (30)$$

将式(30)代入式(29)可得

$$\underbrace{\sum_n \sum_m (\mathbf{e}_n^H \mathbf{g}_{n-m} \mathbf{I}_m + \mathbf{I}_n^H \mathbf{g}_{n-m} \mathbf{e}_m + \mathbf{e}_n^H \mathbf{g}_{n-m} \mathbf{e}_m)}_{|n-m| < \infty} < 2\text{Re}\left(\underbrace{\sum_n \sum_m \mathbf{e}_n^H \mathbf{g}_{n-m} \mathbf{I}_m}_{|n-m| < \infty} + \sum_n \mathbf{e}_n^H \mathbf{v}_n\right) - \underbrace{\sum_n \sum_m \mathbf{I}_n^H \mathbf{g}_{n-m} \mathbf{I}_m}_{|n-m| \geq L} \quad (31)$$

$$\frac{1}{g_0} \underbrace{\sum_n \sum_m (\mathbf{e}_n^H \mathbf{g}_{n-m} \mathbf{e}_m)}_{|n-m| < \infty} < \frac{2}{g_0} \text{Re}\left(\sum_n \mathbf{e}_n^H \mathbf{v}_n\right) - \frac{1}{g_0} \underbrace{\sum_n \sum_m (\mathbf{I}_n^H \mathbf{g}_{n-m} \mathbf{I}_m)}_{|n-m| \geq L} \quad (32)$$

定义 $\mu$ 为式(32)右侧第二项的方差,  $\mu =$

$$\frac{1}{g_0^2} \sum_{\ell=L}^{\infty} (2g^2(\ell T) + g^2(\ell T + \Delta\tau) + g^2(\ell T - \Delta\tau)),$$

则子事件 $E_1$ 的概率为

$$P(E_1') = Q\left(\frac{\delta^2}{\sqrt{\mu + \frac{4N_0}{g_0} \delta^2}}\right) \quad (33)$$

因此, 截短后第 $i$ 路符号错误概率可以近似为

$$P_e^{(i)} \approx \sum_{\boldsymbol{\varepsilon} \in E_{\delta_{\min}}} w(\boldsymbol{\varepsilon}) Q\left(\frac{\delta^2}{\sqrt{\mu + \frac{4N_0}{g_0} \delta^2}}\right)^{k+l-L+1} \prod_{n=k-L+2}^{k+l-1} P(\mathbf{I}_n | \mathbf{e}_n) \quad (34)$$

由式(32)和式(34)可得以下结论。

1) 信道截短长度会影响子事件 $E_1$ 发生的概率, 进而影响符号错误概率。式(32)右侧为2个高斯变量相减会扩大不等式右侧方差, 导致子事件 $E_1$ 发生的概率变大, 使得符号错误概率变大。

2) 当信噪比较低时, 式(32)右侧第一项方差远

大于后一项,因截短产生的等效噪声可忽略,解调性能受截短影响较小。

3) 当信噪比较高时,式(32)右侧第一项方差较小,需要通过扩大信道截短长度 $L$ 才能实现等效噪声远小于实际噪声项,解调性能受截短影响较大。当该条件无法满足,即信道截短长度 $L$ 不够长时,此时式(32)右侧方差由截短产生的残余噪声支配,随着信噪比增高,解调性能几乎不变。

## 5 仿真实验与性能分析

本文针对幅相调制的 PCMA 信号盲分离进行算法仿真,仿真条件为采用滚降系数为 0.35 的平方根升余弦脉冲进行成形滤波和匹配滤波。算法性能通过统计两路信号的误符号率 (SER, symbol error ratio) 来衡量,蒙特卡罗实验次数  $N = 100$ 。

### 5.1 最佳接收性能与理论性能比较

#### 实验 1 最佳接收性能及理论性能验证

令两路信号幅度归一化为 1,频偏和相偏取 0,信噪比定义为  $10\lg\left(\frac{2}{\sigma^2}\right)$ ,其中  $\sigma^2$  为噪声方差,两路信号时延差  $\Delta\tau = 0.2T$ 。按照串扰长度为 7 进行成形滤波和匹配滤波。设等效信道截短长度  $L=4$  (等价于计算当前及前后 7 个符号的码间串扰影响)。选取 PSP 算法作为传统方法参考, PSP 算法信道截短长度为 7,两倍过采样。最佳接收机性能和理论性能以及 PSP 算法两倍过采样性能分别如图 2(a)和图 2(b)所示。图 2(a)两路信号都为 BPSK 调制,图 2(b)两路信号都为 QPSK 调制。

由图 2 可知,本文推导的性能界曲线与最佳接

收机性能曲线吻合。特别是在高信噪比条件下,两者基本一致,验证了最佳接收结构和盲解调性能外界计算方法的合理性。由于过匹配滤波后抽样噪声的相关性, PSP 算法的三倍过采相比两倍过采性能相近,因此本文仅与 PSP 算法的两倍过采进行对比。最佳接收机性能优于 PSP 算法两倍过采 1~2 dB,可见 PSP 算法即使采用过采样结构,仍较最佳接收机结构存在明显的性能损失。

### 5.2 两路调制方式不同的 PCMA 信号解调性能

#### 实验 2 两路信号调制方式不同情况下最佳接收解调性能

令两路信号幅度归一化为 1,频偏和相偏取 0,信噪比定义为  $10\lg\left(\frac{2}{\sigma^2}\right)$ ,其中  $\sigma^2$  为噪声方差,两路信号时延差  $\Delta\tau = 0.2T$ 。按串扰长度为 7 进行成形滤波和匹配滤波,设等效信道截短长度  $L=4$ 。两路调制方式不同的最佳接收机性能对比如图 3 所示。图 3(a)为第一路按照 QPSK 调制,第二路按照 BPSK 调制性能。图 3(b)为第一路按照 8PSK 调制性能,第二路按照 QPSK 调制性能。

根据图 3(a)和图 3(b)可知,对于最佳接收机,当误符号率在  $1 \times 10^{-2}$  以下时,两路不同调制方式的解调性能近乎一样,可以看作对符号对进行解调,而非对两路信号单独进行解调。在该实验参数下, QPSK 混合 BPSK 信号解调性能比两路 BPSK 混合信号性能更好,本质是 QPSK 混合 BPSK 信号比两路 BPSK 混合的错误事件最小距离  $\delta_{\min}$  更小。8PSK 混合 QPSK 信号解调性能也比两路 QPSK 混合信号解调性能更好。

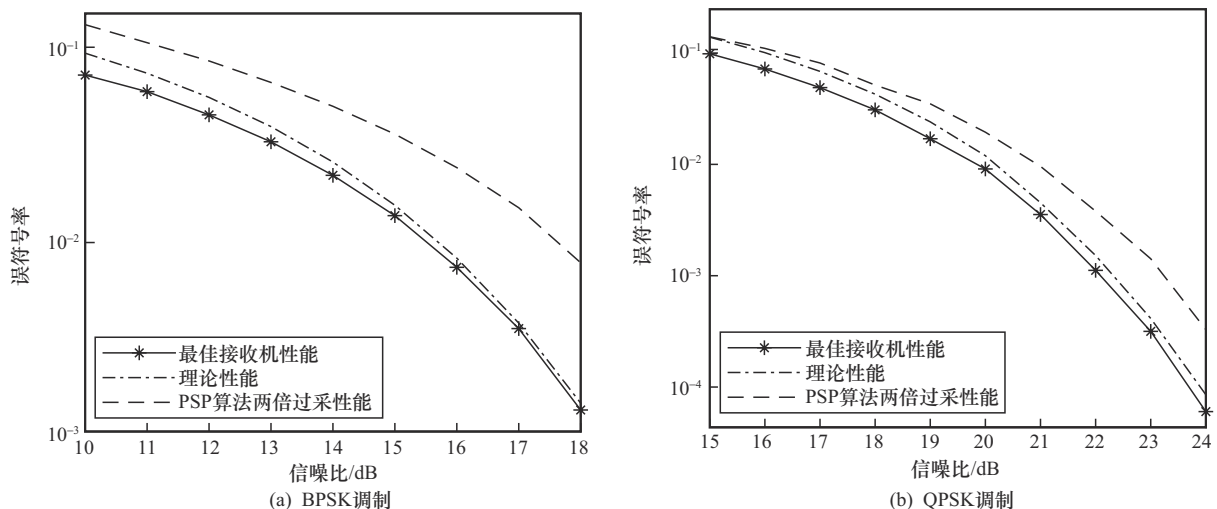
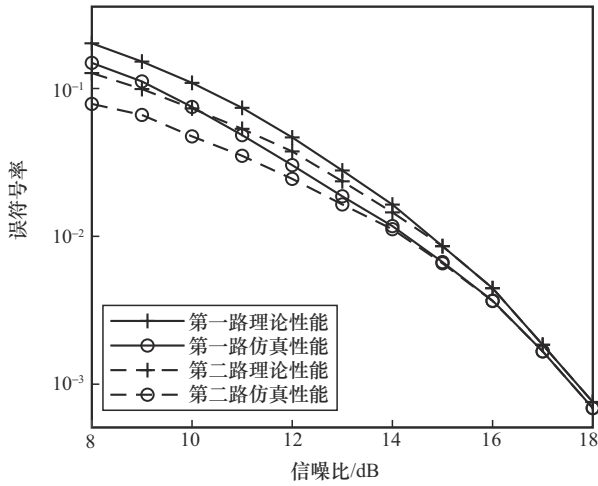
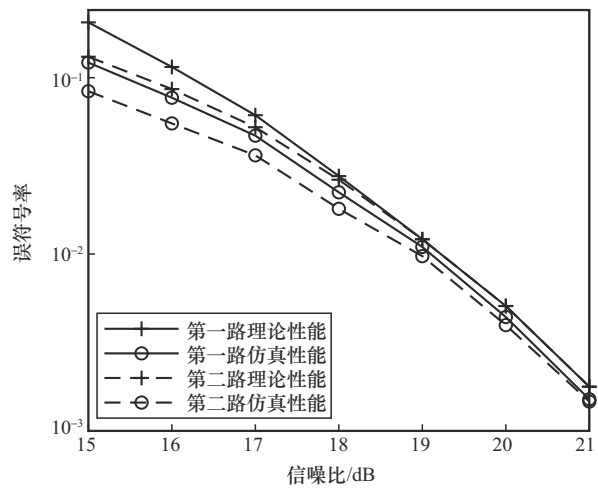


图 2 PCMA 信号最佳接收性能和理论性能以及 PSP 算法两倍过采性能对比



(a) QPSK调制信号和BPSK调制信号混合



(b) 8PSK调制信号和QPSK调制信号混合

图3 两路调制方式不同的最佳接收机性能对比

### 5.3 截短对PCMA信号解调性能影响

#### 实验3 截短对PCMA信号解调性能影响

令两路信号幅度归一化为1，频偏和相偏取0，信噪比定义为  $10\lg\left(\frac{2}{\sigma^2}\right)$ ，其中  $\sigma^2$  为噪声方差，两路信号时延差  $\Delta\tau = 0.1T$ 。设两路信号按BPSK调制。按照串扰长度为9进行成形滤波和匹配滤波。分别仿真等效信道截短长度  $L=5$ （等价于计算当前及前后9个符号的码间串扰影响）和等效信道截短长度  $L=3$  的情况。仿真结果如图4所示。图4中  $L=5$  理论误符号率代表等效信道截短长度为5的理论误符号率， $L=5$  仿真误符号率代表等效信道截短长度为5的最佳接收机仿真误符号率， $L=5$  理论误符号率和  $L=3$  理论误符号率分别如式(27)和式(34)所示。

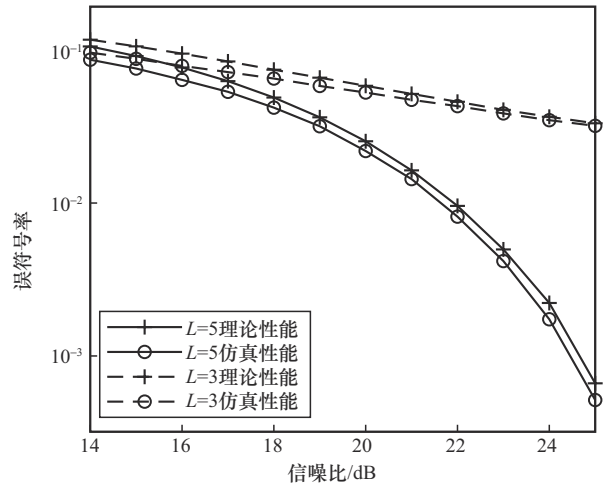


图4 不同信道截短长度下PCMA信号解调性能

从图4可以看到，当信噪比较低（SNR=14 dB）时，可以按照较低的信道截短长度进行解调，其性能与完整的信道长度解调性能接近，误符号率都为  $1 \times 10^{-1}$  左右。在高信噪比情况下，信道截短会带来显著的解调性能恶化，当 SNR<16 dB 时，截短长度为3的性能曲线只落后2 dB；当 SNR>16 dB 时，截短长度为3的性能曲线则大幅度落后。图4说明了截短长度与信噪比的关系。在低信噪比时，可以设置较短的截短长度，此时截短带来的影响较小。在高信噪比时，必须设置大的截短长度，此时截短带来的影响较大，与之前的分析相同。

## 6 结束语

本文针对单通道同频混合信号盲解调问题，从最大似然出发，设计出同频混合信号的最佳接收机，并推导出解调的充分统计量。以PCMA信号为例，利用Forney方法推导出了两同频混合信号单通道盲解调的性能界并进行验证，定量分析了实际应用过程中等效信道截短长度误差的影响，给未来的同频混合信号高性能盲分离算法提供了理论支撑。仿真结果表明，本文算法相较于传统方法（过采的PSP算法）在两路BPSK调制混合、两路QPSK调制混合场景下有1~2 dB性能提升。并且本文算法适用于更多场景，如同频不同调制方式和同频不同符号速率混合信号的盲解调场景。本文算法还可以扩展到同频的多信号混叠信号的盲解调。

本文算法能取得更好的盲解调性能，但由于使用了最佳接收结构，需要进行遍历搜索，计算复杂度随着信号阶数和信道截短长度呈指数级上升，这

限制了其实际应用。如何在保证解调性能的同时,实现高阶信号的低复杂度解调是下一步研究的重心。

### 附录 1 式(22)的推导

由于随机变量  $v_n$  的实部与虚部之间相互独立, 因此

$$\begin{aligned} \text{cov}(v_n^1, v_m^2) &= \\ \text{cov}(\text{Re}(v_n^1), \text{Re}(v_m^2)) &+ \text{cov}(\text{Im}(v_n^1), \text{Im}(v_m^2)) - \\ i(\text{cov}(\text{Re}(v_n^1), \text{Im}(v_m^2)) &- \text{cov}(\text{Im}(v_n^1), \text{Re}(v_m^2))) = \\ \text{cov}(\text{Re}(v_n^1), \text{Re}(v_m^2)) &+ \text{cov}(\text{Im}(v_n^1), \text{Im}(v_m^2)) \end{aligned} \quad (35)$$

随机变量和的方差为

$$\begin{aligned} \text{var}(v_n^1 + v_m^2) &= \text{var}(v_n^1) + \text{var}(v_m^2) + \\ 2\text{cov}(\text{Re}(v_n^1), \text{Re}(v_m^2)) &+ \\ 2\text{cov}(\text{Im}(v_n^1), \text{Im}(v_m^2)) &= \\ \text{var}(v_n^1) + \text{var}(v_m^2) &+ 2\text{cov}(v_n^1, v_m^2) \end{aligned} \quad (36)$$

因此, 可以得到

$$\begin{aligned} \text{var}\left(\frac{2}{g_0} \text{Re}\left(\sum_{n=0}^N e_n^H v_n\right)\right) &= \\ \lambda_1 \text{var}\left(\sum_{n=0}^N e_n^H v_n\right) &= \\ \lambda_1 \text{var}\left(\sum_{n=0}^N e_n^{1*} v_n^1 + e_n^{2*} v_n^2\right) &= \\ \lambda_1 \left(\sum_n |e_n^1|^2 \text{var}(v_n^1) + |e_n^2|^2 \text{var}(v_n^2) + \sum_n \sum_m \text{cov}(e_n^{1*} v_n^1, e_m^{2*} v_m^2)\right) &= \\ \lambda_1 \left(\sum_n |e_n^1|^2 \text{var}(v_n^1) + |e_n^2|^2 \text{var}(v_n^2) + \sum_n \sum_m e_n^{1*} \text{cov}(v_n^1, v_m^2) e_m^2\right) &= \\ \lambda_2 \left(\sum_n g_0 (|e_n^1|^2 + |e_n^2|^2) + \sum_n \sum_m e_n^{1*} g_{\Delta t} e_m^2\right) &= \\ \lambda_2 \sum_n \sum_m (e_n^H g_{n-m} e_m) = \frac{4N_0}{g_0} \delta^2(\varepsilon) \end{aligned} \quad (37)$$

$$\text{其中, } \lambda_1 = \frac{2}{(g_0)^2}, \lambda_2 = \frac{4N_0}{(g_0)^2}.$$

### 参考文献:

- [1] DANKBERG M. Paired carrier multiple access (PCMA) for satellite communications[C]//Pacific Telecommunications Conference, 1998.
- [2] 邓文, 黄知涛, 王翔. 单通道通信信号盲分离方法的研究进展综述[J]. 通信学报, 2023, 44(8): 179-194.
- [3] DENG W, HUANG Z T, WANG X. Overview of research progress on blind separation methods for single channel communication signal[J]. Journal on Communications, 2023, 44(8): 179-194.
- [3] HOU X Q, GAO Y. Single-channel blind separation of co-frequency signals based on convolutional network[J]. Digital Signal Processing, 2022, 129: 103654.
- [4] TU S L, ZHENG H, GU N. Single-channel blind separation of two QPSK signals using per-survivor processing[C]//Proceedings of the

APCCAS 2008-2008 IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems. Piscataway: IEEE Press, 2008: 473-476.

- [5] CHEN C, LU Z F, GUO Z, et al. Deep learning based single-channel blind separation of co-frequency modulated signals[C]//Proceedings of International Conference on Communications and Networking in China. Berlin: Springer, 2020: 607-618.
- [6] MA H, ZHENG X, YU L, et al. A novel end-to-end deep separation network based on attention mechanism for single channel blind separation in wireless communication[J]. IET Signal Processing, 2023, 17(2): e12173.
- [7] 廖灿辉, 万坚, 周世东. 两同频调制信号混合单通道盲分离的性能界[J]. 清华大学学报(自然科学版), 2010, 50(10): 1646-1650.
- [8] LIAO C H, WAN J, ZHOU S D. Single-channel blind separation performance bound of two co-frequency modulated signals[J]. Journal of Tsinghua University (Science and Technology), 2010, 50(10): 1646-1650.
- [8] DUAN C W, ZHAN Y F, LIANG H. More general performance evaluation for single-channel PCMA signals blind separation[J]. IET Communications, 2017, 11(15): 2297-2302.
- [9] 郭一鸣, 彭华. 成对载波多址复用混合信号非合作接收单通道盲分离性能界[J]. 电子与信息学报, 2019, 41(1): 240-247.
- [9] GUO Y M, PENG H. Single channel blind separation performance bound of non-cooperative received paired carrier multiple access mixed signal[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2019, 41(1): 240-247.
- [10] UNGERBOECK G. Adaptive maximum-likelihood receiver for carrier-modulated data-transmission systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 1974, 22(5): 624-636.
- [11] WARNER E S, PROUDLER I K. Single-channel blind signal separation of filtered MPSK signals[J]. IEEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation, 2003, 150(6): 396.
- [12] 崔荣涛, 李辉, 万坚, 等. 一种基于过采样的单通道MPSK信号盲分离算法[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(3): 566-569.
- [12] CUI R T, LI H, WAN J, et al. An over-sampling based blind separation algorithm of single channel MPSK signals[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2009, 31(3): 566-569.
- [13] 廖灿辉, 黄渊凌, 周世东. 卫星成对载波多址信号的一种联合分离解调算法[J]. 通信学报, 2010, 31(6): 99-105.
- [13] LIAO C H, HUANG Y L, ZHOU S D. Joint separation and demodulation algorithm for paired carrier multiple access signals[J]. Journal on Communications, 2010, 31(6): 99-105.
- [14] FORNEY G. Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1972, 18(3): 363-378.

### [作者简介]



于宏毅 (1963-), 男, 内蒙古呼和浩特人, 博士, 信息工程大学教授、博士生导师, 主要研究方向为无线通信、智能信号处理等。



查仁鹏 (1999-), 男, 四川隆昌人, 信息工程大学硕士生, 主要研究方向为盲信号处理、信道编译码技术等。



沈彩耀 (1981-), 男, 福建漳州人, 博士, 信息工程大学讲师, 主要研究方向为智能通信、通信信号处理。



沈智翔 (1985-), 男, 浙江湖州人, 博士, 信息工程大学讲师, 主要研究方向为无线通信、通信信号处理。



胡贇鹏 (1978-), 男, 江西南昌人, 博士, 信息工程大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为通信信号处理。