

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

郭一鸣* 彭 华

(解放军信息工程大学信息工程学院 郑州 450002)

摘 要: 成对载波多址复用(PCMA)混合信号单通道盲分离性能界是衡量混合信号可分离程度以及分离算法性能的标准。针对PCMA混合信号,从发送信号模型出发构造调制信号比特与符号的空间映射,利用最大似然准则推导与混合信号分离算法无关的分离性能下界表达式,数值计算结果与理想情况下Viterbi仿真结果吻合,验证了所推导性能界的合理性。

关键词: 成对载波多址复用; 单通道盲分离; 分离性能界

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2019)01-0240-08

DOI: 10.11999/JEIT180226

Single Channel Blind Separation Performance Bound of Non-cooperative Received Paired Carrier Multiple Access Mixed Signal

GUO Yiming PENG Hua

(Institute of Information System Engineering, PLA Information Engineering University, Zhengzhou 450002, China)

Abstract: Blind separation performance bound of Paired Carrier Multiple Access (PCMA) mixed signal is a measure of the separability of mixed signals and the performance of the separation algorithm. For the PCMA mixed signal, the spatial mapping of the modulation signal bits and symbols is constructed from the transmit signal model. The maximum likelihood criterion is used to derive the lower bound expression of separation performance independent of the separation algorithm. Numerical results agree well with the Viterbi simulation results under ideal conditions, which verify the rationality of the derived performance boundaries.

Key words: Paired Carrier Multiple Access (PCMA); Single channel blind separation; Performance boundaries

1 引言

成对载波多址复用(Paired Carrier Multiple Access, PCMA)是一种用于提高卫星通信容量的技术^[1],目前已得到广泛的应用。其非合作接收混合信号盲分离只能利用单通道两路数字同频混合信号盲分离方法来实现^[2-5]。

单通道盲分离由于存在较多未知因素,求解难度远高于正定盲分离,对不同的通信信号已经产生了一些针对性算法^[6-9]。这些成果都集中在算法研究上,最初对算法性能的度量主要通过计算机仿真实现,且只分析了低阶调制混合信号的分离,廖灿

辉等人^[10-12]从双信号联合序列检测的最大似然准则出发,利用Forney方法推出分离性能上界的解析表达式,但也是依托于维特比算法研究基础上,当前迫切需要摆脱分离算法束缚推导从信号本身角度出发的分离性能界。

本文针对MPSK, MQAM调制PCMA混合信号,从发送信号角度出发推导与分离算法无关的性能界表达式,首先将问题简化为单路信号接收情形分析其分离性能界,然后扩展为两路同频混合信号形式,推导混合信号单通道盲分离性能界,最后通过仿真对影响性能界的相关因素进行了分析。

2 信号模型

PCMA系统中,地面站接收到两个MPSK或QAM混合而成的调制信号,其调制方式相同、载波频率以及符号速率极为接近^[1]。将接收信号按符号速率进行采样,有

收稿日期: 2018-03-09; 改回日期: 2018-08-27; 网络出版: 2018-09-10

*通信作者: 郭一鸣 guoyim28892@163.com

基金项目: 国家自然科学基金(61401511, U1736107)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61401511, U1736107)

$$y_k = H_1 e^{j(2\pi f_1 k T_s + \theta_1)} x_{1,k} + H_2 e^{j(2\pi f_2 k T_s + \theta_2)} x_{2,k} + v_k \quad (1)$$

其中, H_i , f_i , θ_i 分别是第 i 路信号幅度、频偏、载波初始相位; v_k 为高斯白噪声, 方差 σ^2 ; $x_{1,k}$ 和 $x_{2,k}$ 分别为有用信号和干扰信号的数字基带调制波形, T_s 为符号周期。假设两路信号的调制方式相同, 且两路信号相互统计独立, 则 $x_{i,k}$ 可以表示为

$$x_{i,k} = \sum_{k=-L_1}^{L_1} a_{i,k} g_i(kT_s - mT_s + \tau_i) \quad (2)$$

其中, τ_i ($i=1, 2$) 是第 i 路信号的定时偏差, $a_{1,k}$ 和 $a_{2,k}$ ($k=0, 1, \dots$) 分别为两路发送信号序列, 其取值与调制方式有关; $g_i(\cdot)$ 是等效的信道脉冲响应, 包括成型滤波器、信道滤波器以及匹配滤波器等, 滤波器持续的有效区间为 $[-L_1 T_s, L_1 T_s]$ 。

3 性能联合界

单通道盲分离的目的是根据接收序列 $\{y_k, k=0, 1, \dots\}$ 估计出两路信号的符号序列 $\{a_{1,k}, a_{2,k}, k=0, 1, \dots\}$, 在 Gauss 白噪声信道下, 分离错误由信号传输中噪声引起。本文首先分析单路信号接收时 (即 $H_2=0$) 解调性能界, 然后推广至两路同频混合信号接收形式 (PCMA 信号), 推导混合信号单通道盲分离性能界。

3.1 单路信号接收 ($H_2=0$)

首先研究单路信号接收 (即 $H_2=0$) 情况^[13], 发送符号与接收符号分别用 X 和 Y 表示。对于 MPSK 调制信号, 每个发送符号有 M 种取值, 表示为 $a_\gamma = d_\zeta e^{j2\gamma\varphi_\zeta}$, $\gamma = \{0, 1, \dots, M-1\}$, 其中 $\zeta = \log_2^M$ 为每个发送符号携带比特信息位数, $\varphi_\zeta = \pi/2^\zeta$ 。经 AWGN 信道得到接收信号 $y = y_c + jy_s$, 其中 y_c 和 y_s 分别表示接收信号 y 的实部与虚部, 则其概率密度函数为 2 维高斯函数^[13]。

$$p_Y(y) = f\{y_c - d_\zeta \cos(2\gamma\varphi_\zeta)\} \cdot f\{y_s - d_\zeta \sin(2\gamma\varphi_\zeta)\} \quad (3)$$

其中, $d_\zeta = \sqrt{2E_s/N_0} = \sqrt{2\zeta E_b/N_0}$, E_s 与 E_b 分别为接收信号每符号与每比特能量, N_0 为单边带噪声功率谱密度, $f(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-t^2/2}$ 。以 8PSK 调制信号为例, 图 1 给出了调制信号比特与符号的空间映射, 符号 $\{a_\gamma | \gamma = 0, 1, \dots, M-1\}$ 的接收信号判决区域为 R_m 。

格雷映射方式下, 令 P_m 为发送 a_0 情况下接收符号在判决区域 R_m 的概率, 则

$$P_m = p_Y(Y) = \Pr\{Y \in R_m | X = a_0, m < M\} \quad (4)$$

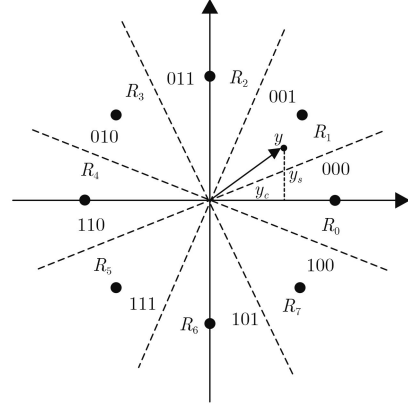


图 1 单路 8PSK 调制信号空间映射

另注意到对于 MPSK 信号, 式 (5) 关系成立:

$$P_0 > P_1 = P_{M-1} > \dots > P_{M/2-1} \\ = P_{M/2+1} > P_{M/2} \quad (5)$$

结合式 (3)、式 (4)、式 (5) 可知, 在具有加性高斯白噪声信道中, 单路 MPSK 调制信号误符号率 (SER), 记为 P_s ^[13]:

$$P_s = \sum_{m=1}^{M-1} P_m \quad (6)$$

3.2 PCMA 信号接收 ($H_2 \neq 0$)

PCMA 信号接收时, 两路信号发送分量分别用 X_1 与 X_2 表示, 接收用 Y 表示, 由于两路信号存在时延差 ($\Delta\tau = \tau_1 - \tau_2$), 第 1 路信号分量最佳采样位置与第 2 路信号分量存在符号串扰, 因此 $L=n$ 时空间映射是以 $L=n-1$ 时空间映射为中心, 向 M 个方向等幅度对称扩散所得, 考虑到扩散后最小欧式距离减小, 因此随着符号串扰长度的增加性能界逐渐变差, 可见本文考虑的 $L=1$ 时分离性能界为分离下界, 同时定义等效幅度比为 $h_2/h_1 = G_{2,0}/G_{1,0}$ 。此时相偏对混合信号空间映射判决区域的影响有限, 若推导第 1 路信号发送分量判决正确区域, 可由符号串扰长度 $L=1$, $\theta_1 - \theta_2 = 0$ 时空间映射判决区域近似。

对于符号串扰长度 $L=1$ 的 PCMA 混合信号, 每个发送符号对 (X_1, X_2) 有 M^2 种取值, 其中每一路发送符号依旧表示为 $a_\gamma = d_\zeta e^{j2\gamma\varphi_\zeta}$, $\gamma = \{0, 1, \dots, M-1\}$ 。定义混合信号空间映射不同区域, 以此为基础进行性能界分析。首先考虑 MPSK 调制方式混合信号, 两路信号分量频偏为零, BPSK 调制与 QPSK 调制方式下混合信号比特与符号的空间映射分别如图 2、图 3 所示。其中两路信号分量能量分别为

$$E_1 = \sqrt{\frac{E_s}{(1+\eta^2)N_0}}, E_2 = \sqrt{\frac{\eta^2 E_s}{(1+\eta^2)N_0}}, \eta = h_2/h_1。$$

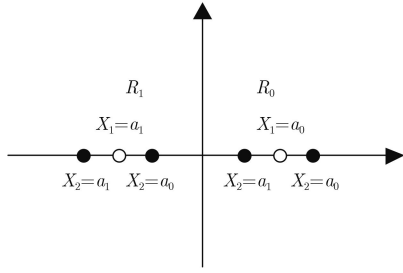


图2 BPSK调制PCMA信号比特与符号映射

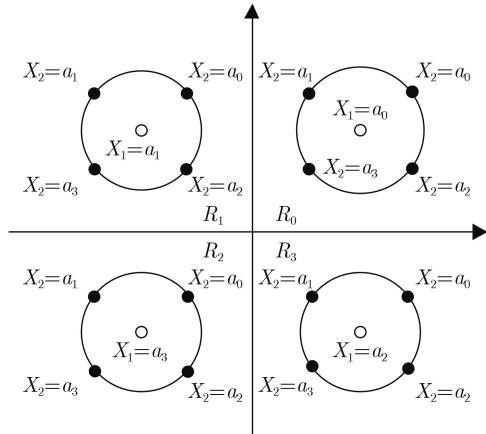


图3 QPSK调制PCMA信号比特与符号映射

定义:

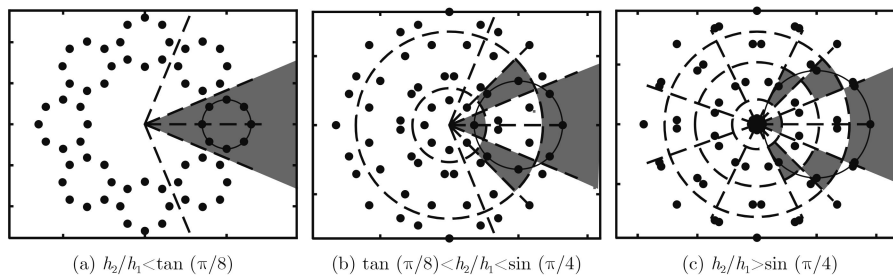
$$P_m^\gamma = \Pr \{ Y \in R_m | X_1 = a_0, X_2 = a_\gamma \}, \quad \gamma \in \{0, 1, \dots, M-1\} \quad (7)$$

且 $a_\gamma = a_\gamma^c + j a_\gamma^s$, 则存在

$$P_m = \begin{cases} \frac{1}{4} \sum_{\gamma=0}^3 \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \exp \left[- (u - a_\gamma^c)^2 \right] \left\{ \int_{-u}^u \exp \left[- (v - a_\gamma^s)^2 \right] dv \right\} du, & m = 0 \\ \frac{1}{4} \sum_{\gamma=0}^3 \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \exp \left[- (v - a_\gamma^s)^2 \right] \left\{ \int_{-v}^v \exp \left[- (u - a_\gamma^c)^2 \right] du \right\} dv, & m = 1 \\ \frac{1}{4} \sum_{\gamma=0}^3 \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \exp \left[- (u + a_\gamma^c)^2 \right] \left\{ \int_{-u}^u \exp \left[- (v - a_\gamma^s)^2 \right] dv \right\} du, & m = 2 \end{cases} \quad (12)$$

将式(12)代入式(9)可得误符号率 P_s 下界。

接下来推导8PSK调制PCMA信号分离性能界, 由于判决区域 R_m 存在非通情况, 此时调制信号比特与符号的空间映射将比单路信号映射复杂得多, 图4给出了混合信号接收的空间映射, 阴影部分表示 $X_1=a_0$ 情况下接收符号在判决区域 R_0 , 即正确判决区域, 其余判决区域可类推。

图4 $X_1=a_0$ 时正确判决区域 R_0

$$P_m = \frac{1}{M} \sum_{\gamma=0}^{M-1} P_m^\gamma \quad (8)$$

由本节分析可知, 所推导为PCMA混合信号分离性能下界, 即

$$P_s \geq \sum_{m=1}^{M-1} P_m \quad (9)$$

对于BPSK调制混合信号, 结合式(7)与式(8)可得

$$P_m = \begin{cases} \frac{1}{2} \sum_{\gamma=0}^1 \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-v^2) \cdot \int_0^\infty \exp \left[- (u - a_\gamma^c)^2 \right] du dv, & m = 0 \\ \frac{1}{2} \sum_{\gamma=0}^1 \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-v^2) \cdot \int_0^\infty \exp \left[- (u + a_\gamma^c)^2 \right] du dv, & m = 1 \end{cases} \quad (10)$$

此时分离误符号率 P_s 与误比特率(BER) P_b 相同, 下界为

$$P_s = P_b \geq P_1 \quad (11)$$

同理可得QPSK调制混合信号 $P_m (P_m = P_{M-m})$, 如式(12)。

之所以会出现图4所示3种映射情况, 是由于随着 h_2/h_1 取值由0到1, $X_1 = 0$ 与 $X_1 \neq 0$ 对应接收混合信号的空间映射间最小欧式距离周期变化, 将此最小欧氏距离定义为判决误差最小欧氏距离。当 $h_2/h_1 < \tan(\pi/8)$ 时, 由式(8)可推导出对应

$P_m (P_m = P_{M-m})$, 如式(13)。继而由式(9)可得误符号率 P_s 。当 $\tan(\pi/8) < h_2/h_1 < \sqrt{2}/2$ 时, 判决区域 R_m 出现不连通情况, 被分割在若干扇形与环形中, 此时换元 $u = r \cos \phi$, $v = r \sin \phi$, $du dv = r dr d\phi$, 如式(14)定义。

$$P_m = \begin{cases} \frac{1}{8} \sum_{\gamma=0}^7 \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \exp[-(u - a_\gamma^c)^2] \left\{ \int_{-u \tan(\pi/8)}^{u \tan(\pi/8)} \exp[-(v - a_\gamma^s)^2] dv \right\} du, & m = 0 \\ \frac{1}{8} \sum_{\gamma=0}^7 \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \exp[-(u - a_\gamma^c)^2] \left\{ \int_{u \tan(\pi/8)}^{u \tan(3\pi/8)} \exp[-(v - a_\gamma^s)^2] dv \right\} du, & m = 1 \\ \frac{1}{8} \sum_{\gamma=0}^7 \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \exp[-(v - a_\gamma^s)^2] \left\{ \int_{-u \tan(\pi/8)}^{u \tan(\pi/8)} \exp[-(u - a_\gamma^c)^2] du \right\} dv, & m = 2 \\ \frac{1}{8} \sum_{\gamma=0}^7 \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \exp[-(u + a_\gamma^c)^2] \left\{ \int_{u \tan(\pi/8)}^{u \tan(3\pi/8)} \exp[-(v - a_\gamma^s)^2] dv \right\} du, & m = 3 \\ \frac{1}{8} \sum_{\gamma=0}^7 \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \exp[-(u + a_\gamma^c)^2] \left\{ \int_{-u \tan(\pi/8)}^{u \tan(\pi/8)} \exp[-(v - a_\gamma^s)^2] dv \right\} du, & m = 4 \end{cases} \quad (13)$$

$$\left. \begin{aligned} r_1 &= \frac{1}{2} \left[(E_1 - E_2) + \sqrt{\left(\frac{\sqrt{2}E_2}{2} \right)^2 + \left(E_1 - \frac{\sqrt{2}E_2}{2} \right)^2} \right] \\ r_2 &= \frac{1}{2} \left[\sqrt{\left(\frac{\sqrt{2}E_2}{2} \right)^2 + \left(E_1 - \frac{\sqrt{2}E_2}{2} \right)^2} + \sqrt{E_1^2 + E_2^2} \right] \\ r_3 &= \frac{1}{2} \left[\sqrt{E_1^2 + E_2^2} + \sqrt{\left(\frac{\sqrt{2}E_2}{2} \right)^2 + \left(E_1 + \frac{\sqrt{2}E_2}{2} \right)^2} \right] \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

采取映射空间分集方法结合式(7)求得 P_m^γ 。

$$\begin{aligned} P_0^\gamma &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/8}^{\pi/8} \left\{ \int_{r_3}^\infty \exp[-(r \cos(\phi) - a_\gamma^c)^2 - (r \sin(\phi) - a_\gamma^s)^2] r dr \right\} d\phi \\ &+ \frac{1}{\pi} \int_{\pi/8}^{\pi/4} \left\{ \int_{r_1}^{r_3} \exp[-(r \cos(\phi) - a_\gamma^c)^2 - (r \sin(\phi) - a_\gamma^s)^2] r dr \right\} d\phi \\ &+ \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/4}^{-\pi/8} \left\{ \int_{r_1}^{r_3} \exp[-(r \cos(\phi) - a_\gamma^c)^2 - (r \sin(\phi) - a_\gamma^s)^2] r dr \right\} d\phi \\ &+ \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/8}^{\pi/8} \left\{ \int_0^{r_1} \exp[-(r \cos(\phi) - a_\gamma^c)^2 - (r \sin(\phi) - a_\gamma^s)^2] r dr \right\} d\phi \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned}
P_0^\gamma = & \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/8}^{\pi/8} \left\{ \int_{r_3}^{\infty} \exp \left[- (r \cos(\phi) - a_\gamma^c)^2 - (r \sin(\phi) - a_\gamma^s)^2 \right] r dr \right\} d\phi \\
& + \frac{1}{\pi} \int_{\pi/4}^{3\pi/8} \left\{ \int_{r_1}^{r_2} \exp \left[- (r \cos(\phi) - a_\gamma^c)^2 - (r \sin(\phi) - a_\gamma^s)^2 \right] r dr \right\} d\phi \\
& + \frac{1}{\pi} \int_{\pi/8}^{\pi/4} \left\{ \int_{r_2}^{r_3} \exp \left[- (r \cos(\phi) - a_\gamma^c)^2 - (r \sin(\phi) - a_\gamma^s)^2 \right] r dr \right\} d\phi \\
& + \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/4}^{-\pi/8} \left\{ \int_{r_2}^{r_3} \exp \left[- (r \cos(\phi) - a_\gamma^c)^2 - (r \sin(\phi) - a_\gamma^s)^2 \right] r dr \right\} d\phi \\
& + \frac{1}{\pi} \int_{-3\pi/8}^{-\pi/4} \left\{ \int_{r_1}^{r_2} \exp \left[- (r \cos(\phi) - a_\gamma^c)^2 - (r \sin(\phi) - a_\gamma^s)^2 \right] r dr \right\} d\phi \\
& + \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/8}^{\pi/8} \left\{ \int_0^{r_1} \exp \left[- (r \cos(\phi) - a_\gamma^c)^2 - (r \sin(\phi) - a_\gamma^s)^2 \right] r dr \right\} d\phi
\end{aligned} \quad (16)$$

同理可计算得到其余 $P_m^\gamma \{m=1, 2, \dots, 7\}$ 计算式, 将 P_m^γ 代入式(8)得 P_m , 进而由式(9)得到误符号率 P_s 。当 $h_2/h_1 > \sqrt{2}/2$ 时, 由式(7)可推导出对应 P_0^γ , 如式(16)。同理可计算得到其余 $P_m^\gamma \{m=1, 2, \dots, 7\}$ 计算式, 进而由式(8), 式(9)得到误符号率 P_s 。

16PSK及更高阶PSK调制方式PCMA混合信号误符号率可由上述空间映射分集算法求得, 最终误比特率 P_b 如式(17)。

$$P_b = \begin{cases} \frac{1}{2} (P_1 + 2P_2 + P_3), & M = 4 \\ \frac{1}{3} (P_1 + 2P_2 + P_3 + 2P_4 + 3P_5 + 2P_6 + P_7), & M = 8 \\ \frac{1}{2} \left(\sum_{k=1}^8 P_k + \sum_{k=2}^5 P_k + P_5 + 2P_6 + P_7 \right), & M = 16 \end{cases} \quad (17)$$

综上所述, 利用映射空间分集算法成功推导出 MPSK 调制 PCMA 混合信号分离性能界, 现在考虑 QAM 调制情况, 以 8QAM 调制方式为例计算解调误比特率联合界。随着 h_2/h_1 取值由 0 到 1 会出现图 5 所示接收混合信号 4 种空间映射情况。

与 MPSK 调制方式不同, 由于符号空间映射不对称, QAM 调制方式下接收混合信号分离 BER 与发送符号有关, 由图 5 可见发送符号空间映射分为两类, 分别针对 $X_1=a_0$ 和 $X_1=a_2$ 推导性能界, 其空间映射分别用 “×” 和 “+” 表示, 判决正确区域分别用阴影 “■” 和 “■” 表示。推导这两种情况下接收 SER 与 BER。

定义:

$$\left. \begin{aligned} P_{0,m}^\gamma &= \Pr \{ Y \in R_m | X_1 = a_0, X_2 = a_\gamma \}, \\ &\quad \gamma \in \{0, 1, \dots, M-1\} \\ P_{2,m}^\gamma &= \Pr \{ Y \in R_m | X_1 = a_2, X_2 = a_\gamma \}, \\ &\quad \gamma \in \{0, 1, \dots, M-1\} \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

则存在

$$P_m = \frac{1}{2M} \sum_{\gamma=0}^{M-1} P_{0,m}^\gamma + \frac{1}{2M} \sum_{\gamma=0}^{M-1} P_{2,m}^\gamma \quad (19)$$

当 $h_2/h_1 < 1/3$ 时, 结合式(7), 式(8)可得此时 $P_{0,m}^\gamma$ 。同样由图 5 相应区域划分可计算得到 $P_{2,m}^\gamma$, 由式(19)可得 P_m ($P_m = P_{M-m}$), 进而由式(9)可得误符号率 P_s 下界, 由式(17)可得误比特率 P_b 下界。

当前 PCMA 信号盲分离主要针对为 BPSK, QPSK, 8PSK 以及 8QAM 4 种调制类型, 本文针对上述 4 种调制类型给出了混合信号盲分离 SER 和 BER 性能界。其余调制类型 PCMA 混合信号为不常见或者处于分离算法待研究阶段, 因此并未给出推导结果, 但是依据本文思路也可以进行推导。

4 仿真与分析

以下仿真中, 统一升余弦滚降系数为 0.35, 单倍采样接收, 两路信号分量频偏值为 0。

4.1 性能界计算结果

图 6(a) 给出了 BPSK 调制方式下本文算法性能界(式(10)计算结果)与理想情况下 Viterbi 估计结果^[14], 并将其与粒子滤波分离结果、PSP 分离结果进行比较。仿真条件: 两路信号分量等效幅度比 1.0:0.8, 其余参数相同。PSP 算法滤波器持续的有效区间为 $[-2T_s, 2T_s]$, 盲分离时取 LMS 更新步长 $\rho=0.01$, 粒子滤波算法中取粒子数为 300, $D=3$ ^[14], 两路信号相偏为零。

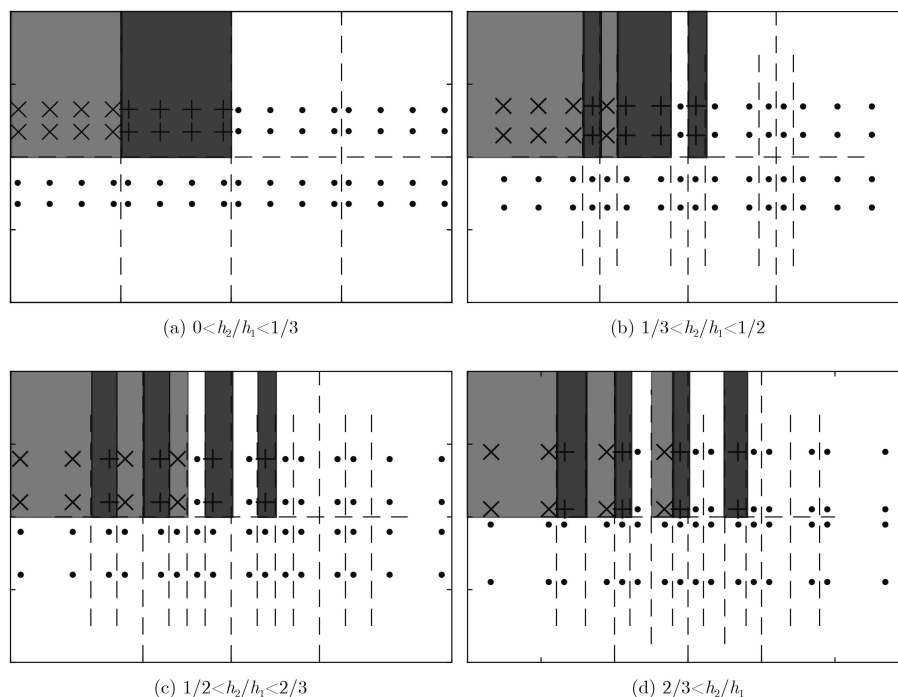


图5 8QAM调制PCMA信号正确判决区域

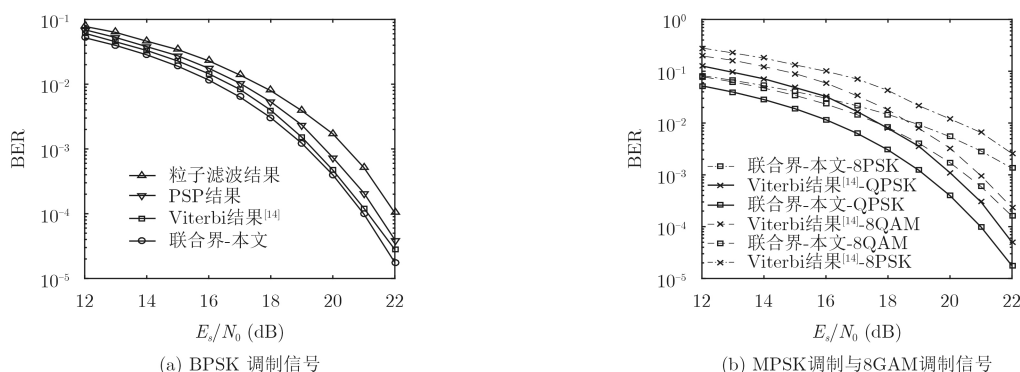


图6 性能界计算结果与对比

由图6(a)可见，本文性能界曲线与理想情况下Viterbi估计结果吻合。特别是高信噪比条件下，两者基本一致，从理论上证明本文给出的分离性能下界计算方法合理性。由图6(a)还可以看出，实验条件下粒子滤波算法与PSP算法均取得良好性能。随着等效滤波器符号串扰长度的增加，信道估计精度的提高，以及粒子数等参数选取更加充分，PSP算法与粒子滤波算法性能将更加趋近于性能界，但是同时伴随着复杂度的提升，可见本文性能界推导为分离算法评价提供指标，也为分离算法参数选取提供依据。

图6(b)给出了MPSK与QAM调制方式下本文性能界与理想情况下Viterbi算法(即参数已知情况下PSP算法)估计结果，可见算法仿真实验结果拟合本文性能界曲线，证明性能界推导的合理性。本

文导出性能界与序列检测Viterbi算法均依据最大后验概率准则，因此结果相近。但由于本文导出性能界从信号模型空间映射角度出发，为与信号调制本身相关的理论推导结果，而序列检测Viterbi算法为仿真实验结果，其与仿真数据量等实验参数有关，在数据量无穷时渐渐接近于本文导出性能界，因此两者不同。

当前PCMA通信主要调制方式为BPSK，QPSK，8PSK以及8QAM 4种调制类型，图7、图8给出了上述调制方式下，本文性能界推导结果，参数设置为等效幅度比1.0:0.8。可见随着调制阶数增加，同等信噪比条件下混合信号分离性能界变差。对比图7与图8可知，BPSK调制与QPSK调制PCMA信号分离BER性能完全相同，而两者SER性能却存约2倍差异，这是由于QPSK调制信号每

符号代表2个比特信息, 仅当这2个比特均判决正确时对应的符号才正确, 因此相同BER性能的BPSK与QPSK调制PCMA信号分离SER性能不同。

4.2 信号分量参数对性能界影响

两路信号分量等效幅度比影响混合信号空间映射最小欧式距离, 进而影响混合信号分离性能。图9(a)、图9(b)分别针对QPSK与8PSK调制方式PCMA混合信号, 给出不同等效幅度比对分离性能影响曲线。

可见, QPSK调制PCMA信号盲分离中, 分离性能界随着等效幅度比增加而降低, 这是由于QPSK调制PCMA混合信号判决误差最小欧式距离与两路信号分量等效幅度比成正比, 等效幅度比的增加对应更大的最小欧氏距离, 进而对应更低的分离性能界。8PSK调制PCMA信号分离性能界同样随着判决误差最小欧式距离增加而减小。

5 结论

本文针对PCMA混合信号, 从发送信号模型出发, 利用最大似然准则, 针对PCMA混合信号推导出其与分离算法无关的分离性能界表达式, 对未来PCMA混合信号盲分离算法有着可行性指导与性能评价作用。若两路信号分量存在频偏, 固定采样点位置分析时可将频偏影响纳入到相偏影响, 进一

步纳入到等效幅度比影响中, 因此本文性能界推导依然适用。

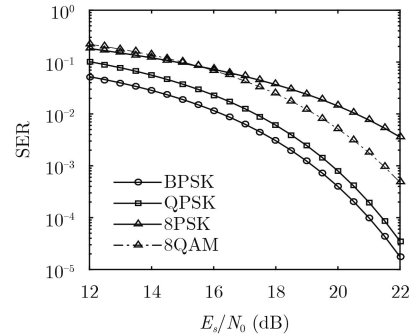


图7 PCMA信号SER性能界

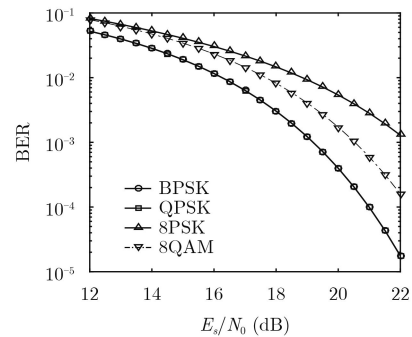
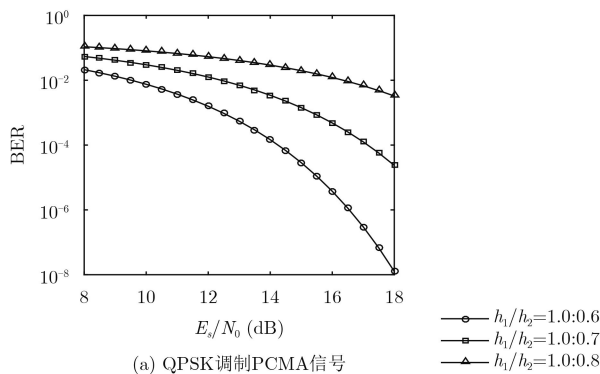
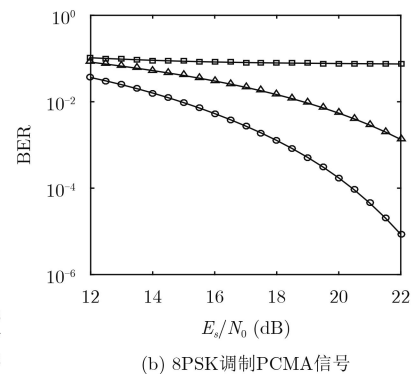


图8 PCMA信号BER性能界



(a) QPSK调制PCMA信号



(b) 8PSK调制PCMA信号

图9 h_1/h_2 对PCMA信号分离性能界影响曲线

参考文献

- [1] DANKBERG M. Paired carrier multiple access for satellite communication[C]. Pacific Telecommunications Conference, Hawaii, USA, 1998: 10–20. doi: [10.2514/6.1998-1398](https://doi.org/10.2514/6.1998-1398).
- [2] HEIDARI S and NIKIAS C I. Co-channel interference mitigation in the time-scale domain: The CIMTS algorithm[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1996, 44(9): 2151–2162. doi: [10.1109/78.536673](https://doi.org/10.1109/78.536673).
- [3] BRANDT-PEARCE M. Signal separation using fractional sampling in multiuser communications[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2000, 48(2): 242–251. doi: [10.1109/26.823557](https://doi.org/10.1109/26.823557).
- [4] TU Shilong, CHEN Shaohe, ZHENG Hui, et al. Particle filtering based signal-channel blind separation of co-frequency MPSK signals[C]. ISAPCS 07, Xiamen, China, 2007: 89–92. doi: [10.1109/ISAPCS.2007.4445954](https://doi.org/10.1109/ISAPCS.2007.4445954).
- [5] TU Shilong, ZHENG Hui, and GU Na. Single-channel blind separation of two QPSK signals using per-survivor processing[C]. APCCAS 08, Macao, China, 2008: 473–476. doi: [10.1109/APCCAS.2008.4746063](https://doi.org/10.1109/APCCAS.2008.4746063).
- [6] CUI Penghui, JIANG Hua, CAO Kai, et al. The DFF-PSP iterative separation and theoretical bound for PCMA with

- long memory[J]. *Chinese Journal of Electronics*, 2016, 25(5): 880–885. doi: [10.1049/cje.2016.08.046](https://doi.org/10.1049/cje.2016.08.046).
- [7] YANG Yong, PENG Hua, ZHANG Dongling, *et al.* Markov chain Monte Carlo-based separation of paired carrier multiple access signals[J]. *IEEE Communications Letters*, 2016, 20(11): 2209–2212. doi: [10.1109/LCOMM.2016.2599874](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2016.2599874).
- [8] WU Chuanlong, ZHENG Liu, WANG Xiang, *et al.* Single-channel blind source separation of co-frequency overlapped GMSK signals under constant-modulus constraints[J]. *IEEE Communications Letters*, 2016, 20(3): 486–489. doi: [10.1109/LCOMM.2016.2521737](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2016.2521737).
- [9] LIU Xiaobei, GUAN Yongliang, and KOH S N. Single-channel blind separation of co-frequency MPSK signals based on PSP algorithm with DFSE[C]. IEEE Military Communications Conference (MILCOM), Tampa, USA, 2015: 1509–1514. doi: [10.1109/MILCOM.2015.7357658](https://doi.org/10.1109/MILCOM.2015.7357658).
- [10] 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. doi: [10.16511/j.cnki.qhdxxb.2010.10.007](https://doi.org/10.16511/j.cnki.qhdxxb.2010.10.007).
- LIAO Canhui, WAN Jian, and ZHOU Shidong. 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. doi: [10.16511/j.cnki.qhdxxb.2010.10.007](https://doi.org/10.16511/j.cnki.qhdxxb.2010.10.007).
- [11] DUAN Chaowei, ZHAN Yafeng, and LIANG Hao. More general performance evaluation for single-channel PCMA signals blind separation[J]. *IET Communications*, 2017, 11(15): 2297–2302. doi: [10.1049/iet-com.2016.1445](https://doi.org/10.1049/iet-com.2016.1445).
- [12] PAN Baijun and TU Shilong. Blind separation of two QPSK signals based on lattice reduction[C]. 2017 4th International Conference on Information Science and Control Engineering (ICISCE), Changsha, China, 2017: 21–23. doi: [10.1109/ICISCE.2017.299](https://doi.org/10.1109/ICISCE.2017.299).
- [13] LEE P. Computation of the bit error rate of coherent M-ary PSK with gray code bit mapping[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1986, 34(5): 488–491. doi: [10.1109/TCOM.1986.1096558](https://doi.org/10.1109/TCOM.1986.1096558).
- [14] 万坚, 涂世龙, 廖灿辉, 等. 通信混合信号盲分离理论与技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2012.
- WAN Jian, TU Shilong, LIAO Canhui, *et al.* Theory and Technology on Blind Source Separation of Communication Signals[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2012.

郭一鸣: 男, 1990年, 博士生, 研究方向为信号逆向分析、通信信号处理.

彭 华: 男, 1973年, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为软件无线电、通信信号处理等.