

基于功率分离接收机方案的低复杂度信号检测算法

王艳艳¹, 李启迪², 唐小虎¹

(1. 西南交通大学信息科学与技术学院, 四川 成都 611756; 2. 通号城市轨道交通技术有限公司, 北京 100070)

摘要: 为了解决基于分离接收机架构下的移动通信系统中信号检测复杂度较高的问题, 提出一种低复杂度的信号检测算法。首先, 考虑天线噪声、后级处理噪声和功率分离因子的影响, 设计分离接收机架构, 并基于三维接收信号建立简化的二维接收信号模型。然后, 在变换坐标系下表征二维接收信号的联合概率密度函数, 进而提出基于最小距离的低复杂度的信号检测算法。最后, 分析分离接收机方案相对于传统相干接收机的联合处理增益。理论分析表明, 相比于传统的基于三维接收信号的检测算法, 所提信号检测算法具有较低的计算复杂度。仿真结果表明, 在一定的功率分离因子下, 低复杂度信号检测所获得的近似误符号率 (SER) 与最优的 SER 性能接近, 且分离接收机架构下的 SER 性能优于传统的相干接收机方案。

关键词: 分离接收机; 信号检测; 相干接收机; 功率分配

中图分类号: TN929.5

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2024073

Low-complexity signal detection algorithm for the power splitting receiver scheme

WANG Yanyan¹, LI Qidi², TANG Xiaohu¹

1. School of Information Science and Technology, Southwest Jiaotong University, Chengdu 611756, China

2. CRSC Urban Rail Transit Technology Co., Ltd., Beijing 100070, China

Abstract: To address the issue of high signal detection complexity in mobile communication systems based on the splitting receiver architecture, a low-complexity signal detection algorithm was proposed. Firstly, considering the influence of antenna noise, post-processing noises, and power splitting factor, a splitting receiver architecture was designed, and a simplified two-dimensional received signal model was further established. Then, by characterizing the joint probability density function of the two-dimensional received signal in the transformed coordinate system, a low complexity signal detection algorithm based on the minimum distance was achieved. Finally, compared to the conventional coherent receiver, the joint processing gain of the splitting receiver scheme was analyzed. Theoretical analysis demonstrates that the proposed signal detection algorithm has lower computational complexity compared to the traditional signal detection schemes based on three-dimensional received signals. Simulation results show that the approximation SER achieved by the low-complexity signal detection is very close to that of the accurate SER at a certain power splitting ratio. Also, the splitting receiver can achieve an improved SER performance compared to the conventional coherent receiver.

Keywords: splitting receiver, signal detection, coherent receiver, power allocation

0 引言

移动互联网、物联网、机器通信和人工智能等

热门技术的迅速发展, 带来数据流量的爆炸式增长、数据结构的高度复杂化和通信交互的日趋移动

收稿日期: 2023-12-06; 修回日期: 2024-02-23

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.62201476); 四川省自然科学基金资助项目 (No.2022NSFSC0910)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.62201476), The Natural Science Foundation of Sichuan Province (No.2022NSFSC0910)

化,人类社会进入大数据智能时代^[1-2]。思科预计到2025年全球移动数据总流量将增至163 ZB,接近2016年总量的10.2倍^[3]。为了应对数据流量的指数级增长和大数据时代多样化应用场景的需求,接收机、大规模天线、多址接入、全双工、毫米波/太赫兹通信和空口波形等技术^[4]被广泛使用。其中,接收机技术作为通信链路架构优化设计的基础,成为学界和业界关注的焦点。

接收机技术已有半个世纪的研究历史,主要分为基于相干检测(CD, coherent detection)的相干接收机和基于非相干检测(ND, non-coherent detection)的非相干接收机。1G和2G所容纳的设备量较少,且对频谱效率的要求较低,主要利用非相干接收机进行信号检测和调制^[5-6]。随着设备数量的急剧增加,数据传输需求大幅增长,而且频谱资源变得更加昂贵,相干接收机方案^[7-9]因具有较高的频谱效率而广泛应用于3G、4G以及5G中。近年来,全球的物联网设备进一步爆炸式增长,移动通信系统的功率损耗和计算复杂度备受关注。由于相干接收机方案在射频前端存在较多有源耗电器件(振荡器和混频器),在大规模天线和高频电路下,有源器件的功率损耗不容忽视,非相干接收机方案因具有较低的功耗又重新走进人们的视野^[10]。

对于传统的相干和非相干接收机,最优的信号检测算法是最大似然(ML, maximum likelihood)算法,但是当调制阶数较大时,该算法计算复杂度非常高^[10]。文献[11]提出了迫零均衡(ZF, zero forcing)和最小均方差(MMSE, minimum mean-squared error)算法,可以显著降低计算复杂度。然而,与ML算法相比,ZF和MMSE算法的检测性能有所下降。文献[12]提出了一种基于对数似然比(LLR, logarithmic likelihood ratio)的信号检测算法,该算法以较低的复杂度可获得与ML算法几乎相同的检测性能。

文献[13-16]提出一种新型的接收机架构,即分离接收机架构。在分离接收机架构中,接收到的信号通过功率分离器划分成2个信号流,每个信号流分别通过相干接收机和非相干接收机进行处理。两路接收信号合并形成一个包含相位、幅度和功率信息的三维接收信号,基于三维接收信号联合进行检测。分离接收机方案可获得比传统相干和非相干接收机更好的信号检测性能,其原因如下。对于相干

接收机方案,接收信号是二维复数信号,包含幅度和相位信息,则接收信号的自由度为2;对于非相干接收机方案,接收信号为一维功率信号,则接收信号的自由度为1。分离接收机通过联合相干和非相干检测电路,可以得到三维接收信号。进而,分离接收机方案增加了接收信号的自由度,有效提升移动通信系统的信号检测性能。

文献[13]提出了基于相干检测和非相干功率检测的分离接收机架构,但没有考虑天线噪声的影响。文献[14]建立了一种普适的分离接收机模型,该模型同时考虑了天线噪声和后续处理噪声的影响。此外,文献[14]研究了2种信号检测算法,首先设计了一种基于三维接收信号的ML算法,由于接收信号的概率密度函数(PDF, probability density function)没有闭合表达式其信号检测复杂度较高。为了降低计算复杂度,文献[14]提出了一种相对低复杂度的信号检测算法,通过推导似然函数的闭合表达式来降低信号检测的复杂度。然而,由于似然函数的表达式仍然非常复杂,信号检测的复杂度较高,特别是当信号调制阶数较大时,信号检测的复杂度会进一步增加。综上所述,基于分离接收机架构下移动通信系统中的信号检测算法没有得到很好的研究。提升移动通信系统的可靠性并降低计算复杂度,对分离接收机架构下移动通信系统的信号检测算法的研究具有重要的理论意义和现实价值。

本文主要的研究工作如下。

1) 考虑天线噪声和后续处理噪声,建立分离接收机方案下的三维移动通信系统模型,主要包括功率分离因子、相干检测模块和非相干检测模块。基于三维分离接收信号,提出一种简化的二维接收信号模型。

2) 基于正交幅度调制(QAM, quadrature amplitude modulation)和幅相键控(PSK, amplitude and phase shift keying)调制方式,在变换坐标系下近似表征简化二维接收信号的PDF,提出一种基于LLR的低复杂度信号检测算法,同时给出了所提算法的定量和定性的计算复杂度分析。

3) 仿真结果表明,本文算法与传统基于三维接收信号的ML算法的误符号率(SER, symbol error rate)性能接近,而计算复杂度大大降低。与传统相干接收机方案对比,分离接收机方案可以显著

地提升系统的SER性能,进而验证了本文算法的有效性。

1 系统模型

考虑由加性白高斯噪声 (AWGN, additive white Gaussian noise) 信道和分离信道组成的无线移动通信系统,系统模型如图1所示,其中,分离接收机包含相干检测和非相干检测电路。

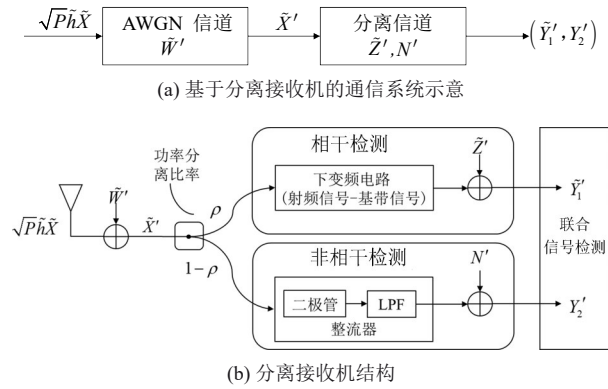


图1 无线移动通信系统模型

首先,发射信号通过无线衰落信道 \tilde{h} 到达接收端;然后,考虑天线噪声 \tilde{W}' 获得射频接收信号,接收信号通过功率分离器划分为两路,一路进入相干检测电路,另一路进入非相干检测电路;最后,这两路信号联合进行信号检测。对于CD电路,射频接收信号通过下变频电路变换为I路和Q路基带信号,然后利用模数转换器(ADC, analog to digital converter)得到离散信号。在经过CD电路时,考虑处理噪声 \tilde{Z}' 的影响。对于ND电路,接收信号通过整流器(包括二极管和低通滤波器)把射频信号变换为直流信号,然后通过ADC得到离散信号,在该过程中考虑整流器产生的噪声 N' 。因此,经过分离接收机后的接收信号表示为

$$\tilde{Y}'_1 = \sqrt{\rho} \left(\sqrt{P} \tilde{h} \tilde{X} + \tilde{W}' \right) + \tilde{Z}'$$

$$Y'_2 = \eta(1 - \rho) \left| \sqrt{P} \tilde{h} \tilde{X} + \tilde{W}' \right|^2 + N' \quad (1)$$

其中,信道的增益 $\tilde{h} = |\tilde{h}|e^{j\phi}$, ϕ 表示无线衰落信道的相位;功率分离因子 ρ 的取值范围为 $\rho \in [0,1]$; \tilde{X} 表示发射信号; P 表示发射信号的平均功率; $\eta \in [0,1]$ 表示ND电路中射频信号变换为直流信号的转换效率。

为了简化分析,令等效接收信号 $\tilde{Y}'_1 = e^{-j\phi} \tilde{Y}'_1'$,

$Y_2 = \frac{Y'_2}{\eta} = (1 - \rho) \left| \sqrt{P} |\tilde{h}| e^{j\phi} \tilde{X} + e^{j\phi} \tilde{W}' \right|^2 + \frac{N'}{\eta} = (1 - \rho) |e^{j\phi}| \left| \sqrt{P} |\tilde{h}| \tilde{X} + \tilde{W}' \right|^2 + \frac{N'}{\eta}$,则等效接收信号 \tilde{Y}'_1 和 Y_2 可以表示为

$$\tilde{Y}'_1 = \sqrt{\rho} \left(\sqrt{P} |\tilde{h}| \tilde{X} + \tilde{W}' \right) + \tilde{Z}$$

$$Y_2 = (1 - \rho) \left| \sqrt{P} |\tilde{h}| \tilde{X} + \tilde{W}' \right|^2 + N \quad (2)$$

其中, $\tilde{W}' \triangleq e^{-j\phi} \tilde{W}'$ 表示等效天线噪声, $\tilde{Z} \triangleq e^{-j\phi} \tilde{Z}'$ 表示CD检测电路的转换噪声, $N \triangleq \frac{N'}{\eta}$ 表示ND检测电路的整流器噪声。 \tilde{W}' 和 \tilde{Z} 满足零均值噪声方差分别为 σ_A^2 和 σ_{cov}^2 的复高斯分布,即 $\tilde{W}' \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_A^2)$, $\tilde{Z} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{cov}^2)$ 。 N 满足零均值方差为 σ_{rec}^2 的实高斯分布,即 $N \sim \mathcal{N}(0, \sigma_{rec}^2)$ 。系统参数如表1所示。当 $\rho = 1$ 和 $\rho = 0$ 时,分离接收机方案分别简化为相干接收机和非相干接收机。因此,相干接收机和非相干接收机是分离接收机方案的特殊形式,可以通过设置 ρ 的大小来选择不同的接收机方案。此外,通过式(2)可以得到,等效接收信号 \tilde{Y}'_1 为复数信号, Y_2 为实数信号。

表1 系统参数

参数	含义
\tilde{h}	无线衰落信道
\tilde{W}'	等效天线噪声
σ_A^2	\tilde{W}' 的方差
\tilde{Z}	相干检测电路引入的噪声
σ_{cov}^2	\tilde{Z} 的方差
N	非相干检测电路引入的等效噪声
σ_{rec}^2	N 的方差
\tilde{X}	发射信号
P	发射信号功率
ρ	功率分离因子
η	ND电路射频信号变换为直流信号的转换效率
M	调制星座点的个数
G_{SER}	分离接收机方案的联合处理增益
P_{cd}	相干接收机方案下的SER
P_{sp}	非相干接收机方案下的SER

考虑三维坐标系 $x - y - z$ 分别用 $I - Q - P$ 表示,不同方案下的接收信号分布示意如图2所示。对于传统的相干接收机,其信号空间位于 $I - Q$ 平面,如图2(a)所示;对于传统的非相干接收机,如图2(b)所示,其接收信号空间在 P 轴方向;而对于

分离接收机,如图2(c)所示,其信号空间位于抛物面上的 $I-Q-P$ 空间。由于信道的自由度一般定义为接收信号空间的维数,对于相干接收机方案,相干AWGN信道的自由度为2($I-Q$ 平面);对于非相干接收机方案,非相干AWGN信道的自由度为1(P 轴);而对于联合相干和非相干电路组成的分离接收机方案,接收信号扩展为三维空间($I-Q-P$ 空间),因此分离接收机信道的自由度为3。相对于传统的相干和非相干接收机,通过设计功率分离因子 ρ ,分离接收机架构扩展了接收信号的空间,增加了信号的自由度^[13]。

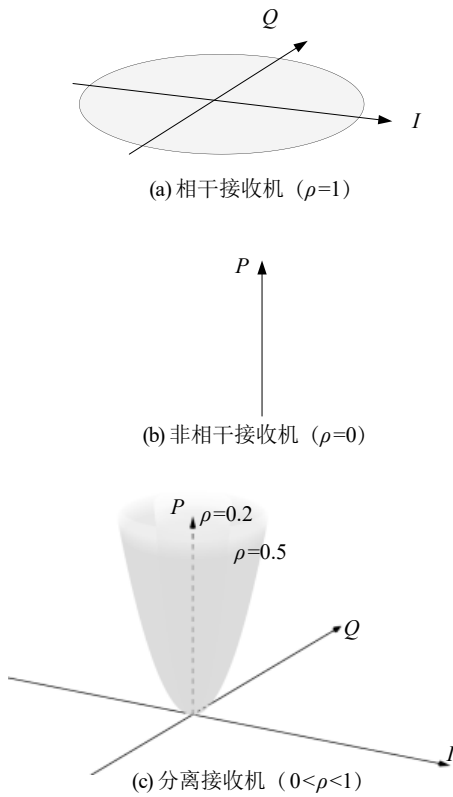


图2 不同方案下的接收信号分布示意

2 分离接收机方案下最优信号检测算法

对于某种星座调制方式,发射信号等概率分布于二维空间中,在进行信号检测时,最优的信号检测方法是ML检测方法^[17]。假设信号星座点的集合表示为 Ω_{gen} ,基于ML准则,估计的发射信号 \hat{X} 表示为

$$\hat{X} = \arg \max_{\tilde{X} \in \Omega_{\text{gen}}} f_{\tilde{Y}_1, \tilde{Y}_2}(\tilde{y}_1, \tilde{y}_2 | \tilde{X}) \quad (3)$$

其中, $f_{\tilde{Y}_1, \tilde{Y}_2}(\tilde{y}_1, \tilde{y}_2 | \tilde{X})$ 表示发射信号 \tilde{X} 已知的条件下

接收信号 $(\tilde{Y}_1, \tilde{Y}_2)$ 的PDF。为了方便计算,把复数信号 \tilde{Y}_1 的实部和虚部分别表示为 Y_{1r} 和 Y_{1i} ,把复数噪声 \tilde{W} 的实部和虚部分别表示为 W_r 和 W_i ,则 $f_{\tilde{Y}_1, \tilde{Y}_2}(\tilde{y}_1, \tilde{y}_2 | \tilde{X})$ 重新描述为

$$f_{\tilde{Y}_1, \tilde{Y}_2}(\tilde{y}_1, \tilde{y}_2 | \tilde{X}) = f_{Y_{1r}, Y_{1i}, Y_{2r}, Y_{2i}}(y_{1r}, y_{1i}, y_{2r}, y_{2i} | \tilde{X}) = \int_{w_r} \int_{w_i} f_{Y_{1r}, Y_{1i}, Y_{2r}, Y_{2i}}(y_{1r}, y_{1i}, y_{2r}, y_{2i} | w_r, w_i, \tilde{X}) f_{\tilde{W}}(w_r, w_i) dw_r dw_i \quad (4)$$

其中, $f_{Y_{1r}, Y_{1i}, Y_{2r}, Y_{2i}}(y_{1r}, y_{1i}, y_{2r}, y_{2i} | w_r, w_i, \tilde{X})$ 为发射信号和天线噪声已知的条件下,接收信号 $(\tilde{Y}_1, \tilde{Y}_2)$ 的PDF,表示为

$$f_{Y_{1r}, Y_{1i}, Y_{2r}, Y_{2i}}(y_{1r}, y_{1i}, y_{2r}, y_{2i} | w_r, w_i, \tilde{X}) = \frac{1}{\pi \sigma_{\text{cov}}^2} \exp \left[-\frac{(y_{1r} - \sqrt{\rho} \Psi)^2}{\sigma_{\text{cov}}^2} - \frac{(y_{1i} - \sqrt{\rho} \Xi)^2}{\sigma_{\text{cov}}^2} \right] \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{\text{rec}}^2}} \exp \left[-\frac{(y_2 - ((1-\rho)(\Psi^2 + \Xi^2)))^2}{2\sigma_{\text{rec}}^2} \right] \quad (5)$$

其中, $\Psi = \sqrt{P} \tilde{h} X_r + w_r$; $\Xi = \sqrt{P} \tilde{h} X_i + w_i$ 。 $f_{\tilde{W}}(w_r, w_i)$ 为天线噪声的PDF,表示为

$$f_{\tilde{W}}(w_r, w_i) = \frac{1}{\pi \sigma_A^2} \exp \left(-\frac{w_r^2 + w_i^2}{\sigma_A^2} \right) \quad (6)$$

在获得接收信号 $(\tilde{Y}_1, \tilde{Y}_2)$ 的条件PDF $f_{Y_{1r}, Y_{1i}, Y_{2r}, Y_{2i}}(y_{1r}, y_{1i}, y_{2r}, y_{2i} | w_r, w_i, \tilde{X})$ 和天线噪声的PDF $f_{\tilde{W}}(w_r, w_i)$ 后,分别对 W_r 和 W_i 进行积分,即可求解 $f_{\tilde{Y}_1, \tilde{Y}_2}(\tilde{y}_1, \tilde{y}_2 | \tilde{X})$ 的值。基于ML准则估计发射信号 \hat{X} ,当 $\tilde{X} \in \Omega_{\text{gen}}$ 时,首先计算所有接收信号对应的条件PDF $f_{\tilde{Y}_1, \tilde{Y}_2}(\tilde{y}_1, \tilde{y}_2 | \tilde{X})$,然后选择最大的 $f_{\tilde{Y}_1, \tilde{Y}_2}(\tilde{y}_1, \tilde{y}_2 | \tilde{X})$ 以此得到估计的发射信号 \hat{X} 。该检测算法需要通过求解二重积分来计算三维接收信号的PDF,其计算复杂度较高。

3 分离接收机方案下低复杂度的信号检测算法

为了降低信号检测的复杂度,本节将三维接收信号投影到二维信号空间并得到一种近似等效的接收信号模型。通过利用简化的二维信号模型,提出一种低复杂度的信号检测方法。这种方法可以在降低信号检测的计算复杂度的同时保持良好的SER性能。

3.1 简化的二维信号模型

对式(2)中接收信号 \tilde{Y}_1 左右两端同除以 $\sqrt{P\rho}|\tilde{h}|$, 对接收信号 Y_2 左右两端同除以 $(1-\rho)P|\tilde{h}|^2$, 则分离接收机下的接收信号表示为

$$\tilde{Y}_1 = \tilde{X} + \frac{\tilde{W}}{\sqrt{P}|\tilde{h}|} + \frac{\tilde{Z}}{\sqrt{\rho}\sqrt{P}|\tilde{h}|}$$

$$Y_2 = \left| \tilde{X} + \frac{\tilde{W}}{\sqrt{P}|\tilde{h}|} \right|^2 + \frac{N}{(1-\rho)\sqrt{P}|\tilde{h}|^2} \quad (7)$$

为了简化表述, 式(2)线性变换后的接收信号仍然用 \tilde{Y}_1 和 Y_2 表示。通过式(7), 三维接收信号 (\tilde{Y}_1, Y_2) 可以近似表示为等效的二维接收信号

$$\tilde{Y} \triangleq |\tilde{Y}|e^{j\angle\tilde{Y}} \approx \sqrt{Y_2} e^{j\angle\tilde{Y}_1} = \sqrt{|\tilde{S}|^2 + N_s} e^{j\angle(\tilde{S} + \tilde{Z}_s)} \quad (8)$$

其中, $\tilde{S} = \tilde{X} + \frac{\tilde{W}}{\sqrt{P}|\tilde{h}|}$, $\tilde{Z}_s = \frac{\tilde{Z}}{\sqrt{\rho}\sqrt{P}|\tilde{h}|}$, $N_s =$

$$\frac{N}{(1-\rho)P|\tilde{h}|^2}.$$

根据式(8), 将三维接收信号 (\tilde{Y}_1, Y_2) 近似表征为二维信号 \tilde{Y} 的形式, 其中, 相干检测电路得到的接收信号 Y_2 提供 \tilde{Y} 的幅度信息, 非相干检测电路得到的接收信号 \tilde{Y}_1 提供 \tilde{Y} 的相位信息。在实际的通信系统中, 转换噪声 \tilde{Z} 一般情况下大于整流器等等效噪声 N 。在较高信噪比 (SNR, signal-to-noise ratio) 下, 忽略噪声 N_s 的影响, 则二维接收信号 \tilde{Y} 表示为

$$\tilde{Y} \approx |\tilde{S}|e^{j\angle\tilde{S}} \approx |\tilde{S}|e^{j\angle\tilde{S}} e^{j\angle\tilde{Z}_s} = \tilde{S} \left(\cos\left(\frac{\angle\tilde{Z}_s}{|\tilde{S}|}\right) + j\sin\left(\frac{\angle\tilde{Z}_s}{|\tilde{S}|}\right) \right) \quad (9)$$

其中, $\tilde{S} = |\tilde{S}|e^{j\angle\tilde{S}}$ 。 Z_p 表示 \tilde{Z}_s 在信号 \tilde{S} 方向的投影。 Z_p 满足的零均值的实高斯分布, 具体表示为 $Z_p \sim \mathcal{N}\left(0, \frac{\sigma_{\text{cov}}^2}{2\rho P|\tilde{h}|^2}\right)$ 。对式(9)进行一阶泰勒展开, 可以得到

$$\tilde{Y} \approx \tilde{S} \left(1 + j\frac{Z_p}{|\tilde{S}|} \right) \approx \tilde{S} + Z_p e^{j\left(\frac{\pi}{2} + \theta\right)} \quad (10)$$

随着发射信号功率的增大, 复数信号 \tilde{S} 的角度与发射信号 \tilde{X} 的角度近似相等, 即 $e^{j\angle\tilde{S}} \approx e^{j\angle\tilde{X}}$ 。定义发射信号 \tilde{X} 与 I 轴的夹角为 θ 。式(10)可以近似为

$$\tilde{Y} \approx \tilde{S} + Z_p e^{j\left(\frac{\pi}{2} + \theta\right)} = \tilde{X} + \frac{\tilde{W}}{\sqrt{P}|\tilde{h}|} + Z_p e^{j\left(\frac{\pi}{2} + \theta\right)} \quad (11)$$

由于 $e^{j\left(\frac{\pi}{2} + \theta\right)} = -\sin\theta + j\cos\theta$, 且对式(11)左右两边同时乘以 $\sqrt{P}|\tilde{h}|$, 为了简化表述, 线性变换之后的接收信号仍然用 \tilde{Y} 表示, 即

$$\tilde{Y} = \sqrt{P}|\tilde{h}|\tilde{X} + \tilde{W} - Z_p\sin\theta + jZ_p\cos\theta \quad (12)$$

其中, $\sin\theta$ 和 $\cos\theta$ 分别表示为

$$\sin\theta = \frac{X_i}{\sqrt{|X_i|^2 + |X_r|^2}} \quad (13)$$

$$\cos\theta = \frac{X_r}{\sqrt{|X_i|^2 + |X_r|^2}} \quad (14)$$

假设接收信号的实部和虚部分别表示为 Y_r 和 Y_i , 根据文献[18]可得, 其 PDF 可以描述为

$$f_{Y_r, Y_i}(y_r, y_i | \tilde{X}) = \frac{1}{2\pi\sigma_{Y_r}\sigma_{Y_i}\sqrt{1-\zeta^2}} \exp\left(-\frac{\Theta}{2(1-\zeta^2)}\right) \quad (15)$$

其中, 参数 Θ 表示为

$$\Theta = \left(\frac{(y_r - \mu_{Y_r})^2}{\sigma_{Y_r}^2} + \frac{(y_i - \mu_{Y_i})^2}{\sigma_{Y_i}^2} - \frac{2\zeta(y_r - \mu_{Y_r})(y_i - \mu_{Y_i})}{\sigma_{Y_r}\sigma_{Y_i}} \right)$$

参数 $\mu_{Y_r} = \sqrt{P}|\tilde{h}|X_r$ 和 $\mu_{Y_i} = \sqrt{P}|\tilde{h}|X_i$ 分别表示接收信号 Y_r 和 Y_i 的均值; $\sigma_{Y_r}^2$ 和 $\sigma_{Y_i}^2$ 分别表示 Y_r 和 Y_i 的方差; ζ 表示信号 Y_r 和 Y_i 的相关系数。其详细表达式为

$$\sigma_{Y_r}^2 = \frac{\sigma_A^2}{2} + \frac{\sin^2\theta\sigma_{\text{cov}}^2}{2\rho}$$

$$\sigma_{Y_i}^2 = \frac{\sigma_A^2}{2} + \frac{\cos^2\theta\sigma_{\text{cov}}^2}{2\rho}$$

$$\zeta = -\frac{\sin\theta\cos\theta\sigma_{\text{cov}}^2}{2\rho\sigma_{Y_r}^2\sigma_{Y_i}^2} \quad (16)$$

由式(16)可得, 相关系数 ζ 不为 0, 信号 Y_r 和 Y_i 相关, ζ 的详细求解过程如附录 1 所示。

3.2 低复杂度信号检测器

由于变换坐标系不会改变接收信号的错误概率和检测性能, 为了进一步降低计算复杂度, 本文通过旋转坐标系, 把二维接收信号 Y_r 和 Y_i 在新的坐标系下进行表征^[19]。其变换过程如下

$$Y'_r = Y_r \cos\theta + Y_i \sin\theta - \sqrt{P}|\tilde{h}|\tilde{X}$$

$$Y'_i = Y_i \cos\theta - Y_r \sin\theta \quad (17)$$

在新的坐标系下, 接收信号 Y'_r 和 Y'_i 仍然满足高斯分布。根据附录 2 可得, 新坐标系下, 接收信号 Y'_r 和 Y'_i 的相关系数 ζ' 为 0 (如附录 2 所示), 且均值为 0。则 Y'_r 和 Y'_i 的 PDF 表示为

$$f_{Y_r, Y_i}(y'_r, y'_i | \tilde{X}) = \frac{1}{2\pi\sigma_{Y_r}\sigma_{Y_i}} \exp\left(-\left(\frac{(y'_r)^2}{2\sigma_{Y_r}^2} + \frac{(y'_i)^2}{2\sigma_{Y_i}^2}\right)\right) =$$

$$\frac{1}{\pi \sqrt{\sigma_A^2 \left(\sigma_A^2 + \frac{\sigma_{\text{cov}}^2}{\rho}\right)}} \exp\left(-\left(\frac{(y'_r)^2}{\sigma_A^2} + \frac{(y'_i)^2}{\sigma_A^2 + \frac{\sigma_{\text{cov}}^2}{\rho}}\right)\right) \quad (18)$$

其中, 接收信号 Y_r' 和 Y_i' 的方差为

$$\sigma_{Y_r'}^2 = \frac{\sigma_A^2}{2}$$

$$\sigma_{Y_i'}^2 = \frac{\sigma_A^2}{2} + \frac{\sigma_{\text{cov}}^2}{2\rho} \quad (19)$$

其中, $\sigma_{Y_r'}^2$ 和 $\sigma_{Y_i'}^2$ 的详细求解过程如附录2所示。根据式(18)可知, 在新的坐标系下, 最优的信号检测可以表示为

$$\hat{X} = \arg \max_{\tilde{X} \in \Omega_{\text{gen}}} f_{Y_r, Y_i}(y'_r, y'_i | \tilde{X}) \quad (20)$$

根据式(20), 为了检测第 k 个发射信号 \tilde{X}_k , 需要满足 $f_{Y_r, Y_i}(y_r^{(k)}, y_i^{(k)} | \tilde{X}_k) > f_{Y_r, Y_i}(y_r^{(j)}, y_i^{(j)} | \tilde{X}_k)$, 即

$$\exp\left(-\left(\frac{(y_r^{(k)})^2}{\sigma_A^2} + \frac{(y_i^{(k)})^2}{\sigma_A^2 + \frac{\sigma_{\text{cov}}^2}{\rho}}\right)\right) >$$

$$\exp\left(-\left(\frac{(y_r^{(j)})^2}{\sigma_A^2} + \frac{(y_i^{(j)})^2}{\sigma_A^2 + \frac{\sigma_{\text{cov}}^2}{\rho}}\right)\right) \quad (21)$$

其中, $y_r^{(k)}$ 和 $y_i^{(k)}$ 分别表示发射信号为 \tilde{X}_k 时, 接收信号的实部和虚部。 $y_r^{(j)}$ 和 $y_i^{(j)}$ 分别表示发射信号为 \tilde{X}_j 时, 接收信号的实部和虚部。此外, $\{\tilde{X}_j, \tilde{X}_k\} \in \Omega_{\text{gen}}$, 因此对于任意的 $\tilde{X} \in \Omega_{\text{gen}}$, 所提信号检测方案可简化为

$$\hat{X} = \arg \min_{\tilde{X} \in \Omega_{\text{gen}}} \frac{(y'_r)^2}{\sigma_A^2} + \frac{(y'_i)^2}{\sigma_A^2 + \frac{\sigma_{\text{cov}}^2}{\rho}} = \arg \min_{\tilde{X} \in \Omega_{\text{gen}}} \gamma \quad (22)$$

其中, $y'_r = y_r \cos \theta + y_i \sin \theta - \sqrt{P} |\tilde{h}| |\tilde{X}|$, $y'_i = y_i \cos \theta - y_r \sin \theta$ 。把 y'_r 和 y'_i 代入式(22)可得

$$\gamma = \frac{1}{|\tilde{X}|^2} \left(y_r X_r + y_i X_i - \sqrt{P} |\tilde{h}| |\tilde{X}| \right)^2 + \frac{1}{|\tilde{X}|^2} \frac{(y_i X_r - y_r X_i)^2}{\sigma_A^2 + \frac{\sigma_{\text{cov}}^2}{\rho}} \quad (23)$$

通过式(22)完成对信号的检测, 可以把基于ML的信号检测转换为基于最小距离的信号检测, 相对于基于三维信号的PDF求积分的信号检测(如式(3)所示), 其复杂度大幅降低。本文所提低复杂度信号检测算法如算法1所示。

算法1 低复杂度信号检测算法

1) 基于三维接收信号 $(\tilde{Y}_1, \tilde{Y}_2)$, 近似表征二维接收信号 \tilde{Y} , 如式(8)所示;

2) 通过一阶泰勒公式简化二维接收信号 \tilde{Y} , 如式(10)所示;

3) 获得近似的二维接收信号 $\tilde{Y} = \sqrt{P} |\tilde{h}| \tilde{X} + \tilde{W} - Z_p \sin \theta + j Z_p \cos \theta$;

4) 在变换坐标系下接收信号 \tilde{Y} 的实部和虚部分别为

$$Y_r' = Y_r \cos \theta + Y_i \sin \theta - \sqrt{P} |\tilde{h}| |\tilde{X}|$$

$$Y_i' = Y_i \cos \theta - Y_r \sin \theta$$

5) 在新的坐标系下, 计算接收信号 \tilde{Y}' 的PDF, 即 $f_{Y_r, Y_i}(y'_r, y'_i | \tilde{X})$, 如式(18)所示;

6) 根据 $f_{Y_r, Y_i}(y'_r, y'_i | \tilde{X})$, 设计低复杂度信号检测器;

7) 获得低复杂度信号检测器, 如式(22)所示。

4 复杂度分析

1) 本文所提算法与传统相干接收机下的信号检测算法的复杂度分析

本文首先把三维接收信号近似表征为二维信号, 然后基于二维接收信号设计信号检测算法。所得到的分离接收机下的信号检测可以简化为最小距离检测。对于传统的相干接收机, 其信号检测也可以转化为最小距离检测^[20]。因此, 分离接收架构下的信号检测器的计算复杂度近似等于传统相干接收机下信号检测的计算复杂度。

2) 分离接收机架构下不同信号检测算法的计算复杂度分析

文献[14]提出了分离接收机架构下的2种信号检测算法。对于文献[14]提出的基于三维接收信号的ML算法, 其接收信号的PDF没有闭合表达式, 在求解PDF时, 需要计算二重积分。二重积分可以表示为 $\iint f(x, y) dA$, 其中, $f(x, y)$ 为被积函数, dA 为微小面积元。二重积分的乘法运算次数和微小面积元个数有关, 如果把平面分成 $m \times n$ 个微小面积元, 则

二重积分需要进行 $m \times n$ 次乘法运算。一般情况下, 微小面积元的划分个数 $m \times n$ 比较大。因此, 最优的三维 ML 检测器计算复杂度较高。此外, 文献[14]也

$$\hat{f}_{\tilde{y}_1, \tilde{y}_2}(\tilde{y}_1, \tilde{y}_2 | \tilde{X}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi^3 (\rho\sigma_A^2 + \sigma_{\text{cov}}^2)(\sigma_{\text{cov}}^2\sigma_{N_i}^2 + 2\sigma_A^2\sigma_{\text{cov}}^2|\tilde{X}|^2(\rho-1)^2 + \rho\sigma_A^2\sigma_{N_i}^2)}} \cdot \exp\left(\frac{-(2\sqrt{\rho}\sigma_A^2(\rho-1)(X_r T_{1r} + X_i T_{1i}) + (\rho\sigma_A^2 + \sigma_{\text{cov}}^2)T_2)^2}{2(\rho\sigma_A^2 + \sigma_{\text{cov}}^2)(\sigma_{\text{cov}}^2\sigma_{N_i}^2 + 2\sigma_A^2\sigma_{\text{cov}}^2|\tilde{X}|^2(\rho-1)^2 + \rho\sigma_A^2\sigma_{N_i}^2)}\right) \exp\left(-\frac{|T_{1r}|^2 + |T_{1i}|^2}{\rho\sigma_A^2 + \sigma_{\text{cov}}^2}\right) \quad (24)$$

其中,

$$\begin{aligned} T_{1r} &= y_{1r} - \rho P |h| X_r \\ T_{1i} &= y_{1i} - \sqrt{\rho} \sqrt{P} |\tilde{h}| X_i \\ T_2 &= y_2 - (1 - \rho) \sqrt{P} |\tilde{h}|^2 |\tilde{X}|^2 \\ \sigma_{N_i}^2 &= \frac{\sigma_{\text{rec}}^2}{P} \end{aligned}$$

通过式(24)可得, 由于接收信号的 PDF 具有闭合表达式, 其信号检测的计算复杂度相对于最优的三维 ML 检测器降低。但是, 式(24)所获得的接收信号的 PDF 表达式仍然非常复杂。

为了进一步描述本文所提信号检测算法的优越性, 本文定量比较了所提低复杂度信号检测算法与文献[14]提出的信号检测算法。由于信号检测算法的复杂度主要由式(24)中的乘法和除法次数决定。通过式(24)可得, 计算一次 PDF 需要 2 次指数运算、7 次除法运算和接近 100 次的乘法运算。由文献[21]可得, 指数运算的复杂度等效于 2 倍的 $\log()$ 函数的乘法次数, 由于 2 倍 $\log()$ 函数的乘法次数远小于 100。因此, 计算一次 PDF 需要接近 100 次的乘法和 7 次除法。对于本文提出的信号检测算法, 如式(22)所示, 计算一次 PDF 仅需要 12 次乘法和 5 次除法。所以本文所提信号检测算法计算复杂度大大降低。表 2 总结了分离接收机架构下不同信号检测算法的计算复杂度。

表 2 分离接收机架构下不同信号检测算法的计算复杂度

不同信号检测算法	PDF 表达式	所需乘法和除法运算次数
基于三维接收信号的 ML 算法 ^[14]	无闭合表达式	$m \times n$ 次乘法
低复杂度信号检测算法 ^[14]	有闭合表达式	接近 100 次乘法和 7 次除法
本文所提信号检测算法	有闭合表达式	12 次乘法和 5 次除法

除了计算复杂度外, 硬件复杂度在无线移动通信系统的设计和实施中也是一个重要考虑的因素。

提出了一种相对低复杂度的信号检测算法, 其接收信号的 PDF 具有闭合表达式。为便于与本文所提信号检测算法比较, PDF 的闭合表达式为

如图 1 所示, 通过向基于 CD 的相干接收机添加一个基于功率检测的非相干接收机, 可以实现分离接收机架构。由于常用的功率检测电路是被动的^[13, 16], 其硬件复杂度远远低于相干接收机。因此, 所提分离接收机架构仅略微复杂于相干接收机架构, 但在一定的功率分离因子下, 分离接收机实现了比相干接收机更低的 SER 性能。

5 仿真分析

为了验证本文算法的有效性, 将其与基于三维接收信号的 ML 算法进行对比。通过设置不同的 σ_A^2 、 σ_{rec}^2 和 σ_{cov}^2 , 比较 64QAM 和 32APSK 调制方式下的 SER 性能以及联合处理增益, 具体的仿真参数如表 3 所示。在仿真中, 基于分离接收机方案下通信系统的信噪比定义为 $\text{SNR} = \min\{\text{SNR}_{\text{coh}}, \text{SNR}_{\text{non-coh}}\}$ ^[13], 其中, SNR_{coh} 为相干接收机方案的信噪比, $\text{SNR}_{\text{non-coh}}$ 为非相干接收机方案的信噪比。

表 3 仿真参数

参数	取值
功率分离因子 ρ	[0, 1]
调制方式	APSK、QAM
调制阶数 M	32、64
信道模型	瑞利衰落信道
对比信号检测算法	三维 ML 信号检测
所提信号检测算法	低复杂度信号检测

为了进一步验证不同信号检测算法的计算复杂度, 本文使用 MATLAB 中的“tic”和“toc”函数来统计一次信号检测算法运行的时间。在仿真中, 可以观察到文献[14]中低复杂度信号检测算法的运行时间为 3.032 ms, 基于三维接收信号的 ML 算法一次运算的时间为 1.094 s, 而本文所提信号检测算法运行时间仅为 0.259 ms。因此, 所提信号检测算法的运行时间相对于文献[14]的低复杂度信号检测算法和基于三维 ML 的信号检测算法分别降低至

$\frac{1}{11.7}$ 和 $\frac{1}{4223.9}$, 说明与文献[14]中的信号检测方法相比, 本文所提信号检测算法计算复杂度大幅降低。

调制方式为64QAM时, 不同SNR下基于分离接收机方案通信系统的SER性能如图3所示。从图3可以看出, 在相同的SNR条件下, 本文所提低复杂度的检测算法与传统的基于三维接收信号的ML算法(图中用3D ML表示)性能接近。但是所提算法的复杂度大幅降低。而且, 基于三维接收信号的ML算法的SER随着功率分离因子 ρ 的增大而减小, 最后再增大。这是因为当 $\rho = 1$ 时, 分离接收机方案退化为相干接收机。因此, 当 $\rho \approx 0.95$ 时, 可以得到最小的SER, 此时的SER优于传统的相干检测方案的SER ($\rho = 1$), 进而说明当分离接收机方案下 $\rho \approx 0.95$ 时, 基于分离接收机的方案的SER性能优于传统的相干检测方案。

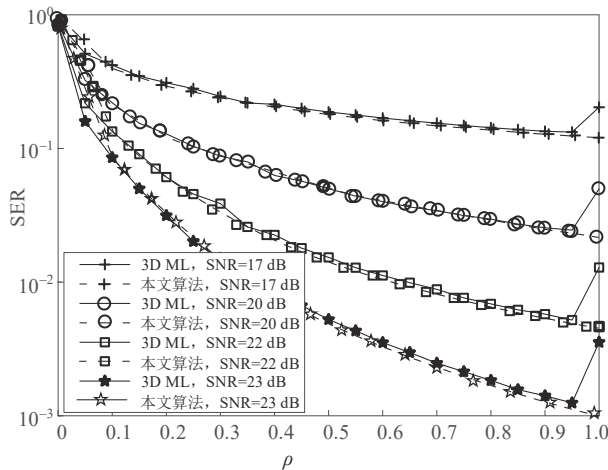


图3 调制方式为64QAM时,不同SNR下通信系统的SER性能

调制方式为32APSK时, 不同SNR下通信系统的SER性能如图4所示。32-APSK星座点的排列方式为(6,8,8,10), 即第一个半径下星座点数为6, 第二个半径和第三个半径下星座点数都为8, 最后一个半径下星座点的个数为10^[22]。从图4可以得到, 在不同的SNR条件下, 本文所提低复杂度的检测算法与传统的基于三维接收信号的ML算法性能接近。当 $\rho \approx 0.9$ 时, 分离接收机下的通信系统可以得到最小的SER, 由于分离接收机方案的性能优于传统的相干接收机方案, 此时得到的SER优于传统的相干检测方案的SER ($\rho = 1$)。

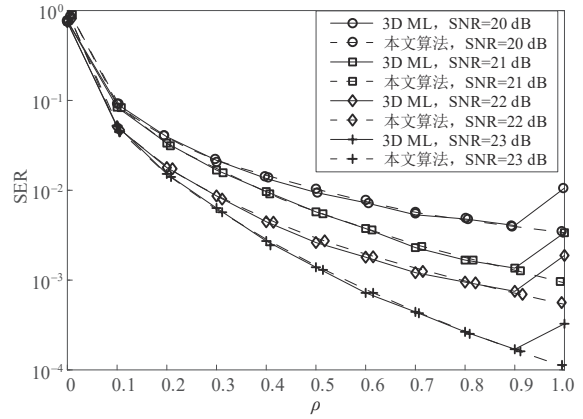


图4 调制方式为32APSK时,不同SNR下通信系统的SER性能

假设基于分离接收机方案的移动通信系统中的后级处理噪声 $\sigma_{\text{rec}}^2 = \sigma_{\text{cov}}^2 = -70$ dBm, 调制方式分别为64QAM和32APSK, 本文算法与传统的相干检测算法在不同发射功率、不同天线噪声方差下的SER性能如图5所示。仿真结果表明, 随着发射功率增大, 移动通信系统的SER减小, 且本文算法的SER性能优于传统的相干检测算法。例如, 当调制方式为32APSK, 天线噪声方差 $\sigma_A^2 = -80$ dBm时, 若要达到SER为 10^{-3} , 本文算法相对于传统的相干检测算法可以节省1 dBm的信号功率。

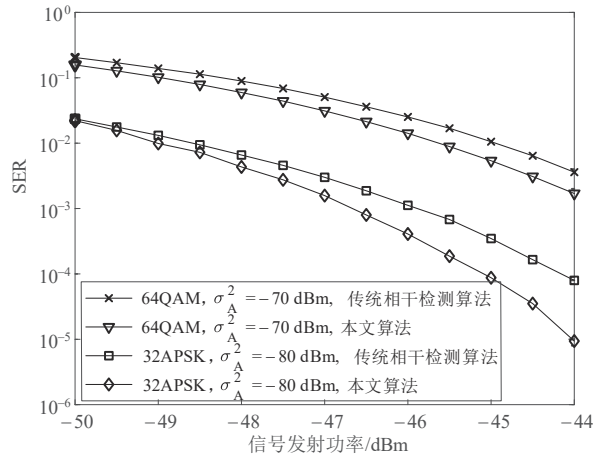


图5 不同算法在不同发射功率、不同天线噪声方差下的SER性能

为了分析分离接收机方案带来的SER增益, 本文定义联合处理增益, 即相干接收机方案下SER与分离接收机方案下最优功率分离因子所得到的最小SER的比值为

$$G_{\text{SER}} = \frac{P_{\text{cd}}}{\inf \{ P_{\text{sp}}; \rho \in (0,1) \}} \quad (25)$$

其中, P_{cd} 表示相干接收机方案 ($\rho = 1$) 下得到的SER; P_{sp} 表示分离接收机方案 ($0 < \rho < 1$) 下得到

的SER; $\inf \{ \cdot \}$ 表示取下界。根据式(25), 可以计算分离接收机方案相对于传统的相干接收机方案的SER增益。当 $G_{\text{SER}} \leq 1$ 时, 表示分离接收机方案没有增益, 其性能差于或等于传统的相干接收机方案; 当 $G_{\text{SER}} > 1$ 时, 表示分离接收机方案有增益, 其性能优于传统的相干接收机。

调制方式分别为64QAM和32APSK时, 分离接收机增益与发射功率的关系分别如图6和图7所示。随着发射功率的增加, 分离接收机方案所获得的增益逐渐增大, 且增益大于1, 进而说明分离接收机方案的性能优于传统的相干接收机性能。同时, 随着天线噪声方差 σ_A^2 减小, 分离接收机方案的增益逐渐增大。如图6所示, 当 $\sigma_{\text{rec}}^2 = \sigma_{\text{cov}}^2 = -20$ dBm, 发射功率为0 dBm, 且 σ_A^2 分别为-30 dBm和-40 dBm时, 相对于传统的相干接收机方案, 分离接收机方案分别可以获得2.5倍和3倍的性能增益。

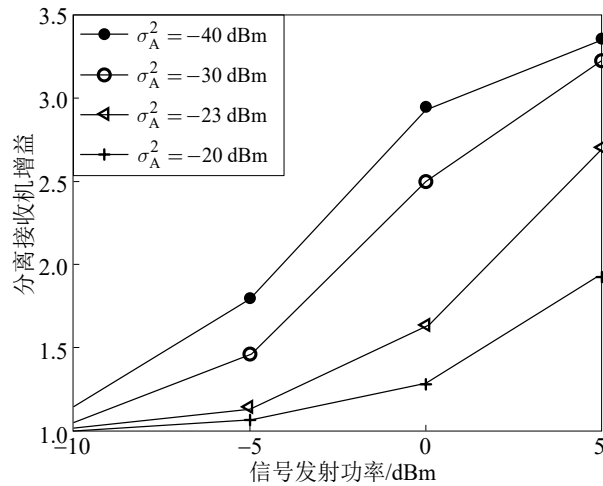


图6 调制方式为64QAM时, 分离接收机增益与发射功率的关系

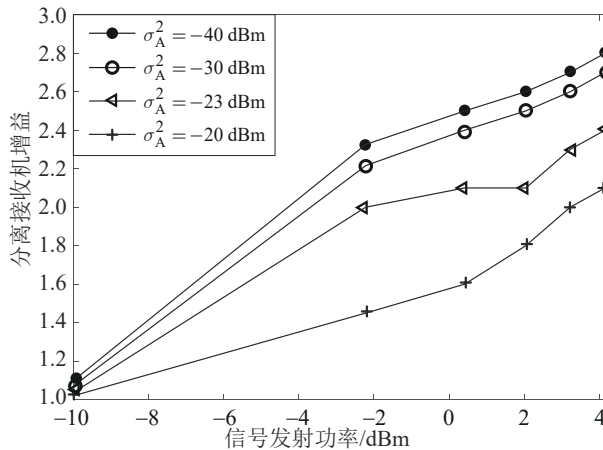


图7 调制方式为32APSK时, 分离接收机增益与发射功率的关系

6 结束语

本文针对分离接收机方案的移动通信系统, 基于信号检测理论, 提出了一种基于最小距离的低复杂度的分离接收信号检测算法。在该算法中, 将接收的三维接收信号近似表征为二维接收信号, 可把基于最大似然的信号检测转换为基于对数似然比的最小距离检测, 从而降低三维信号检测的计算复杂度。仿真表明, 本文所提算法与传统的三维信号检测算法性能接近, 但是其复杂度大幅降低。此外, 当考虑天线噪声和后续处理噪声时, 移动通信系统使用基于分离接收机方案所获得的SER性能优于传统的相干接收机方案。综上, 相对于传统的相干接收机方案, 本文所提的分离接收机架构下低复杂度信号检测算法具有较好的检测性能和较高的可靠性。

附录1 相关系数 ζ 的证明

根据相关系数的定义, 接收信号 (Y_r, Y_i) 的相关系数 ζ 表示为

$$\zeta = \frac{\text{cov}(Y_r, Y_i)}{\sigma_{Y_r} \sigma_{Y_i}} \quad (26)$$

其中, $\text{cov}(Y_r, Y_i)$ 表示 (Y_r, Y_i) 的协方差, 其计算表达式为

$$\text{cov}(Y_r, Y_i) = \mathbb{E}[(Y_r - \mu_{Y_r})(Y_i - \mu_{Y_i})] = \mathbb{E}[Y_r Y_i] - \mu_{Y_r} \mu_{Y_i} \quad (27)$$

由于接收信号 (Y_r, Y_i) 的均值分别表示为 $\mu_{Y_r} = \sqrt{P} |\tilde{h}| X_r$ 和 $\mu_{Y_i} = \sqrt{P} |\tilde{h}| X_i$ 。根据式(27), 相关系数 ζ 进一步表示为

$$\zeta = \frac{\mathbb{E}[Y_r Y_i] - \mu_{Y_r} \mu_{Y_i}}{\sigma_{Y_r} \sigma_{Y_i}} \quad (28)$$

其中, 接收信号 Y_r 与 Y_i 相乘的均值 $\mathbb{E}[Y_r Y_i]$ 为

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[Y_r Y_i] &= \mathbb{E} \left[\left(\sqrt{P} |\tilde{h}| X_r + W_r - \sin \theta \frac{Z_r}{\sqrt{\rho}} \right) \cdot \right. \\ &\quad \left. \left(\sqrt{P} |\tilde{h}| X_i + W_i + \cos \theta \frac{Z_r}{\sqrt{\rho}} \right) \right] = \\ &= \mathbb{E} \left[P |\tilde{h}|^2 X_r X_i \right] + \mathbb{E} \left[\left(W_r - \sin \theta \frac{Z_r}{\sqrt{\rho}} \right) \left(W_i + \cos \theta \frac{Z_r}{\sqrt{\rho}} \right) \right] = \end{aligned}$$

$$P|\tilde{h}|^2 X_r X_i - \frac{\sin\theta \cos\theta \sigma_{\text{cov}}^2}{2\rho} \quad (29)$$

把式(16)和(29)代入式(28)中,即可得到相关系数 ξ 。

证毕。

附录2 变换坐标系下均值,方差和相关系数 ξ' 的证明

根据式(17),变换坐标系下,接收信号实部 Y_r' 的均值为

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[Y_r'] &= \mathbb{E}[Y_r \cos\theta + Y_i \sin\theta - \sqrt{P}|\tilde{h}|\tilde{X}] = \\ &= \mathbb{E}[Y_r] \cos\theta + \mathbb{E}[Y_i] \sin\theta - \sqrt{P}|\tilde{h}|\tilde{X} = \\ &= \sqrt{P}|\tilde{h}|X_r \frac{X_r}{|\tilde{X}|} + \sqrt{P}|\tilde{h}|X_i \frac{X_i}{|\tilde{X}|} - \sqrt{P}|\tilde{h}|\tilde{X} = 0 \end{aligned} \quad (30)$$

与计算 $\mathbb{E}[Y_r']$ 的步骤相同,在变换坐标系下近似二维接收信号的虚部的均值 $\mathbb{E}[Y_i']$ 也为0。根据方差的定义^[23], Y_r' 的方差可以表示为

$$\begin{aligned} \sigma_{Y_r'}^2 &= \text{Var}[Y_r \cos\theta + Y_i \sin\theta - \sqrt{P}|\tilde{h}|\tilde{X}] = \\ &= \text{Var}[Y_r] \cos^2\theta + \text{Var}[Y_i] \sin^2\theta + \\ &= 2\cos\theta\sin\theta\mathbb{E}[(Y_r - \mathbb{E}[Y_r])(Y_i - \mathbb{E}[Y_i])] = \\ &= \sigma_{Y_r}^2 \cos^2\theta + \sigma_{Y_i}^2 \sin^2\theta + \\ &= 2\cos\theta\sin\theta(\mathbb{E}[(Y_r Y_i)] - \mathbb{E}[Y_r]\mathbb{E}[Y_i]) = \frac{\sigma_A^2}{2} \end{aligned} \quad (31)$$

同样地, Y_i' 的方差可以计算为 $\frac{\sigma_A^2}{2} + \frac{\sigma_{\text{cov}}^2}{2\rho}$ 。此外,根据附录1可以得到在变换坐标系下, (Y_r', Y_i') 的相关系数表示为

$$\xi' = \frac{\mathbb{E}[Y_r' Y_i'] - \mathbb{E}[Y_r']\mathbb{E}[Y_i']}{\sigma_{Y_r'}\sigma_{Y_i'}} \quad (32)$$

其中,

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[Y_r' Y_i'] &= \\ &= \mathbb{E}[(Y_r \cos\theta + Y_i \sin\theta - \sqrt{P}|\tilde{h}|\tilde{X})(Y_i \cos\theta - Y_r \sin\theta)] = \\ &= \mathbb{E}[Y_r Y_i] \cos^2\theta - \mathbb{E}[Y_r^2] \cos\theta\sin\theta + \\ &= \mathbb{E}[Y_i^2] \cos\theta\sin\theta - \mathbb{E}[Y_i] \cos\theta\sqrt{P}|\tilde{h}|\tilde{X} - \\ &= \mathbb{E}[Y_r Y_i] \sin^2\theta + \mathbb{E}[Y_r] \sin\theta\sqrt{P}|\tilde{h}|\tilde{X} \end{aligned} \quad (33)$$

把 $\mathbb{E}[Y_r Y_i]$ (如式(29)所示)、 $\mathbb{E}[Y_r]$ 和 $\mathbb{E}[Y_i]$ 代入式(33),可以得到 $\mathbb{E}[Y_r' Y_i'] = 0$ 。因此,在变换坐标系下,变量 (Y_r', Y_i') 的相关系数为 $\xi' = 0$ 。

证毕。

参考文献:

[1] 钱志鸿,肖琳,王雪.面向未来移动网络密集连接的关键技术综述[J].

通信学报,2021,42(4):22-43.

QIAN Z H, XIAO L, WANG X. Review on strategic technology of dense connection for the future mobile network[J]. Journal on Communications, 2021, 42(4): 22-43.

[2] 赵亚军,郁光辉,徐汉青.6G移动通信网络:愿景、挑战与关键技术[J].中国科学:信息科学,2019,49(8):963-987.

ZHAO Y J, YU G H, XU H Q. 6G mobile communication networks: vision, challenges, and key technologies[J]. Scientia Sinica (Informationis), 2019, 49(8): 963-987.

[3] 王艳艳.基于非均匀子带叠加的传输技术研究[D].成都:电子科技大学,2019.

WANG Y Y. Non-uniform subband superposition based transmission technologies[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2019.

[4] 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.

[5] HE N, TEPEDELENLIOGLU C. Performance analysis of non-coherent UWB receivers at different synchronization levels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2006, 5(6): 1266-1273.

[6] KAMMOUN I, CIPRIANO A M, BELFIORE J C. Non-coherent codes over the Grassmannian[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 6(10): 3657-3667.

[7] JUNG P, BLANZ J. Joint detection with coherent receiver antenna diversity in CDMA mobile radio systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1995, 44(1): 76-88.

[8] BLANZ J, KLEIN A, NASSHAN M, et al. Performance of a cellular hybrid C/TDMA mobile radio system applying joint detection and coherent receiver antenna diversity[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1994, 12(4): 568-579.

[9] FARUK M S, KIKUCHI K. Compensation for in-phase/quadrature imbalance in coherent-receiver front end for optical quadrature amplitude modulation[J]. IEEE Photonics Journal, 2013, 5(2): 7800110.

[10] ZHU X, MURCH R D. Performance analysis of maximum likelihood detection in a MIMO antenna system[J]. IEEE Transactions on Communications, 2002, 50(2): 187-191.

[11] AMMARI M L, FORTIER P. Low complexity ZF and MMSE detectors for the uplink MU-MIMO systems with a time-varying number of active users[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(7): 6586-6590.

[12] KIM D, KIM H M, IM G H. Soft log likelihood ratio replacement for low-complexity maximum-likelihood detection[J]. IEEE Communications Letters, 2012, 16(3): 296-299.

[13] LIU W C, ZHOU X Y, DURRANI S, et al. A novel receiver design with joint coherent and non-coherent processing[J]. IEEE Transactions on Communications, 2017, 65(8): 3479-3493.

[14] WANG Y Y, LIU W C, ZHOU X Y, et al. On the performance of splitting receiver with joint coherent and non-coherent processing[J]. IEEE

Transactions on Signal Processing, 2020, 68: 917-930.

- [15] WANG Y Y, LIU W C, ZHOU X Y. Splitting receiver with joint envelope and coherent detection[J]. IEEE Communications Letters, 2022, 26(6): 1328-1332.
- [16] WANG Q Q, GUAN Q S, CHENG J L, et al. A splitting-detection joint-decision receiver for ultrasonic intra-body communications[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(6): 3586-3597.
- [17] GOLDSMITH A. Wireless communications[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2005.
- [18] VAN D B A. The multivariate complex normal distribution-a generalization[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1995, 41(2): 537-539.
- [19] ANTON h. elementary linear algebra: applications Version[M]. New Jersey: John Wiley & Sons, 2010.
- [20] TSE D, VISWANATH P. Fundamentals of wireless communication[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2005.
- [21] HAMANO T, TAKAGI N, YAJIMA S, et al. O(n)-depth modular exponentiation circuit algorithm[J]. IEEE Transactions on Computers, 1997, 46(6): 701-704.
- [22] HAGER C, GRAELLI I A A, ALVARADO A, et al. Design of APSK constellations for coherent optical channels with nonlinear phase noise[J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(8): 3362-3373.
- [23] FARRAR C R, WORDEN K. Introduction to probability and statistics[M]. New Jersey: John Wiley & Sons, 2012.

[作者简介]



王艳艳 (1989-), 女, 山东嘉祥人, 博士, 西南交通大学讲师, 主要研究方向为接收机设计、通信信号处理等。



李启迪 (1998-), 女, 山东梁山人, 通号城市轨道交通技术有限公司助理工程师, 主要研究方向为通信中的信号处理等。



唐小虎 (1972-), 男, 四川绵竹人, 博士, 西南交通大学教授、博士生导师, 主要研究方向为编码理论、网络安全、分布式存储和大数据信息处理等。