

非高斯噪声下MIMO-OFDM信号子载波调制识别方法研究

张语馨

西安电子科技大学 陕西 西安 710119

摘要: OFDM技术, 作为4G-LTE主要采用的技术手段, 能够有效对抗频率选择性衰落。将MIMO和OFDM两种技术相结合, 就能达到两种效果: 一种是实现很高的数据传输速率, 另一种是通过分集实现很强的可靠性。由于MIMO-OFDM是多载波信号, 在对其调制识别的过程中要完成单载波分离, 同时对子载波信号调制方式进行识别, 从而实现提高信道的利用率的目的。所以MIMO-OFDM子载波信号调制识别对于解调该信号有至关重要的作用。

关键词: Alpha稳定分布定义; 信号二次方谱概念; 系统理念

引言

在信号调制解调的整个过程中, 信号受到噪声干扰的情况非常常见, 当今电磁环境的日益恶劣、频谱设备的逐渐多样化, 如今的信道环境中出现了杂散的、尖锐的脉冲特性噪声等非高斯噪声, 高斯白噪声不足以描述其特性, 且高斯白噪声场景下的调制识别方法也不再适用^[1], 所以需要构建非高斯噪声模型, 在该环境下进行调制识别的研究。通过大量学者的研究发现, Alpha稳定分布噪声模型能够合理描述这类脉冲噪声, 更加符合实际情况。

基于以上考虑, 本文将研究非高斯噪声下MIMO-OFDM子载波信号调制识别, 构建产生MIMO-OFDM子载波信号的信号源, 叠加Alpha稳定分布噪声, 进行调制识别。

1 Alpha 稳定分布理论

Alpha稳定分布的定义

常用Alpha稳定分布定义如下:

由于Alpha稳定分布随机变量的概率密度函数没有统一闭合形式, 一般情况用特征函数表示为:

$$\phi(t) = \exp\{j\mu t - \gamma|t|^\alpha[1 + j\beta \operatorname{sgn}(t)\omega(t, a)]\} \quad (2-1)$$

其中:

$$\omega(t, a) = \begin{cases} \tan\left(\frac{\pi a}{2}\right), & a \neq 1 \\ \left(\frac{2}{\pi}\right) \lg|t|, & a = 1 \end{cases} \quad (2-2)$$

$$\operatorname{sgn}(t) = \begin{cases} 1, & t > 0 \\ 0, & t = 0 \\ -1, & t < 0 \end{cases} \quad (2-3)$$

其中 α 是特征指数, 其取值范围为 $0 < \alpha \leq 2$, 特征指

数影响脉冲冲击强度和拖尾的薄厚, β 是对称参数, 其取值范围为 $-1 \leq \beta \leq 1$, 用于表示Alpha稳定分布尖峰脉冲的相位情况。 γ 是分散系数, 也被称为比例参数。其取值范围为 $\gamma \geq 0$, 表示Alpha稳定分布的离散程度, μ 是位置参数, 取值范围是 $(-\infty, +\infty)$ 。

2 MIMO-OFDM 系统理论

2.1 MIMO-OFDM系统原理

2.2.1 MIMO信道理论

由于本文将要用到四发四收的信号源, 所以以MIMO的 4×4 系统为例, 假设发送端有4根天线, 接收端有4根天线, MIMO系统原理框图如图2所示。

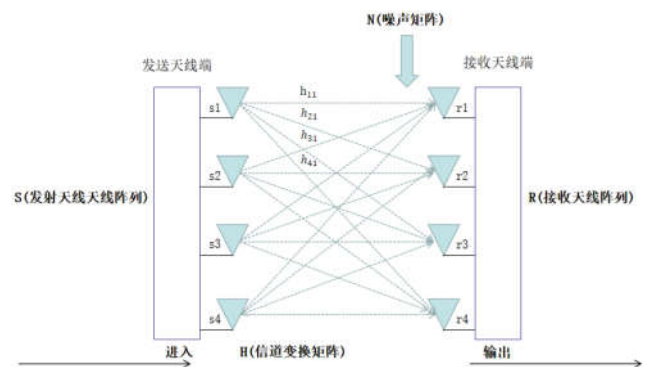


图2 4*4MIMO系统原理图

发送端天线阵列的信号表示为:

$s(t) = [s_1(t), s_2(t), s_3(t), s_4(t)]^T$, 其中 $s_1(t)$ 表示第一根天线所发送的信号。接收端天线阵列的信号表示为:
 $r(t) = [r_1(t), r_2(t), r_3(t), r_4(t)]^T$, 其中 $r_1(t)$ 表示第一根天线所接收到的信号。

本次实验选择非频率选择性信道, H 表示为信道矩阵, 其表达式为:

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & h_{14} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & h_{24} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} & h_{34} \\ h_{41} & h_{42} & h_{43} & h_{44} \end{bmatrix} \quad (3-1)$$

对应的系统模型为:

$$R = HS + N \quad (3-2)$$

其中N为所叠加的噪声序列, 本文采用Alpha稳定分布噪声模型构建该噪声矩阵。

2.2 OFDM系统原理

OFDM即正交频分复用技术, 图2.1为OFDM基本系统框图, 串并转换将N个串行传输的子载波变为N个一组的并行数据, $d_0, d_1, d_2, \dots, d_{N-1}$ 表示经过相移键控(PSK)或者正交幅度调制(QAM)后的一组并行数据, 它对 $f_0, f_1, f_2, \dots, f_{N-1}$ 的N个子载波进行调制, 得到OFDM符号 $S_{OFDM}(t)$ 。OFDM通过将子载波正交, 提高频带利用率, 减少子载波之间的相互干扰。

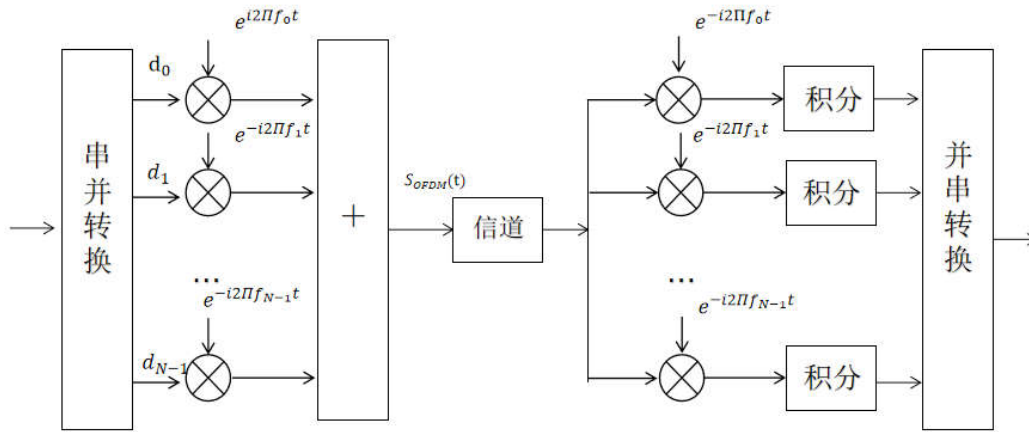


图2.1 OFDM系统框图

在Alpha稳定噪声背景下, OFDM接收信号表达式为:

$$R_{OFDM}(t) = S_{OFDM}(t) + n(t) \quad (3-3)$$

其中 $n(t)$ 表示Alpha稳定分布噪声:

$$S_{OFDM}(t) = \left[\sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp[j2\pi f_i(t - t_s)] \right] \text{rect}(t - t_s - T/2) \quad (3-4)$$

其中, t_s 为一个OFDM符号的时间起点, d_i 为分配给每个子信道的数据符号, 如果OFDM符号周期为 T , $f_i = f_c + i/T$, 其中 f_c 为载波频率。

2.3 MIMO-OFDM子载波信号的生成

首先构建出BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM的符号函数。在4*4的MIMO系统中, 发送端的四根天线同时发送符号函数, 令帧数 $N_{\text{sym}} = 100$, 以采用64QAM调制为例, 每根天线将发送100个64QAM符号, 由于一个64QAM符号由6个二进制比特产生, 则该步将产生 $100 \times 4 \times 6 = 2400$ 个二进制比特。将产生的2400个二进制比特平均分给4根天线发送, 即将其分为四行发送, 每行为600个二进制比特, 再次进行转换后得到 4×100 的64QAM符号, 假设产生的发送信号阵列为 X 。

将产生的信号通过信道变换矩阵 H , 信道矩阵 H 的表达式如下:

$$H = \frac{1}{\sqrt{2}} [H_1]_{4 \times 4} + j[H_2]_{4 \times 4} \quad (3-5)$$

其中, H_1 和 H_2 均为4行4列服从正态分布的随机矩阵, 该信道的实部和虚部都是正态分布的随机数。将发送信号阵列通过该信道, 则该过程接收到的信号为:

$$Y_0 = HX \quad (3-6)$$

根据第二章产生Alpha稳定分布噪声序列 N :

$$N = N_1 + jN_2 \quad (3-7)$$

N_1 表示噪声的实部, N_2 表示噪声的虚部, 二者均为Alpha稳定分布噪声序列。产生的噪声为单位能量的噪声, 需将产生的噪声根据信噪比做单位转换, 其中假设系统的广义信噪比为 $G\text{SNR}$, 则平均到每根天线上的信噪比为:

$$R_0 = 10^{\frac{G\text{SNR}}{10}} \quad (3-8)$$

假设单个天线发射信号的功率为 P , 发射天线数为 n_{Tx} , 则噪声功率 N_0 为:

$$N_0 = n_{Tx} P / R_0 \quad (3-9)$$

在仿真过程中, 默认单个天线发射信号的功率为1, 即 $P = 1$, 所需模型发射端天线数为四根 $n_{Tx} = 4$, 将过信道后的信号 Y_0 叠加Alpha稳定分布噪声, 最后产生单根天线的单载波信号源, 其生成信号表达式 Y 为:

$$Y = (Y_0 \cdot \sqrt{R_0 / n_{Tx}} + N) \cdot \sqrt{N_0}$$

$$= (Y_0 \cdot \sqrt{R_0/n_{Tx}} + N) \cdot \sqrt{n_{Tx} \cdot P/R_0} \quad (3-10)$$

进行化简之后得:

$$Y = Y_0 \cdot \sqrt{P} + N \cdot \sqrt{N_0} \quad (3-11)$$

该4×4的MIMO系统单根天线产生的单载波信号便是后续需要进行识别分类的子载波信号源。

将MIMO过程与OFDM技术联合后,由于OFDM过程是将单根天线上的各个单载波进行正交,所以MIMO系统接收端单根天线产生的单载波便是实验需要用到的MIMO-OFDM子载波。上述过程完成了不同调制方式下子载波的生成。

3 基于广义二次方谱的调制识别方法

3.1 信号二次方谱概念

信号的自相关函数是时间的周期函数,而循环平稳信号同样具有周期性,可以认为循环平稳信号的自相关函数的周期性为谱线的生成特性。

信号 $x(t)$ 是零均值非平稳信号,信号的自相关函数为:

$$R_x(t; \tau) = E[x(t)x(t-\tau)] \quad (4-1)$$

其中 τ 表示时延,将 $R_x(t, \tau)$ 展开成傅里叶级数形式为:

$$R_x(t; \tau) = \sum_m R_x^\alpha(\tau) e^{j2\pi\alpha t} \quad (4-2)$$

其中 $\alpha = m/T_0$ ($m = 0, 1, 2, 3, \dots$)表示循环频率,将统计平均替换为时间平均,得到的傅里叶级数为:

$$R_x^\alpha(\tau) = (1/T_0) \cdot \int_{-T_0/2}^{T_0/2} R_x(t; \tau) e^{j2\pi\alpha t} dt \quad (4-3)$$

令 $\tau = 0$,得到信号二次方统计期望为:

$$u(t) = R_x(t; 0) = E[x^2(t)] \quad (4-4)$$

将 $u(t)$ 进行傅里叶变换,得到信号的二次方谱为:

$$U(f) = FT\{E[x^2(t)]\} \quad (4-5)$$

FT求表示傅里叶变换,接下来将对不同调制方式的二次方谱线特征进行分析。

3.2 不同调制方式子载波信号的二次方谱线分析

3.2.1 BPSK和QPSK调制信号的二次方谱特征分析

BPSK信号表示为:

$$S_{bpsk(t)} = \sum_n a_n g(t-nT) \cos \omega_c t \quad (4-6)$$

则其二次方表示形式为:

$$S_{bpsk}^2(t) = \left[\sum_n a_n g(t-nT) \right]^2 \cos^2 \omega_c t = A^2 \cos^2 \omega_c t \quad (4-7)$$

A为发送的二进制比特流,对其求期望,得到BPSK信号的二次方统计期望:

$$u(t) = E[A^2 \cos^2 \omega_c t] \quad (4-8)$$

对 $u(t)$ 进行傅里叶变换,得到BPSK调制信号的二次

方谱, BPSK调制信号的二次方谱会在频率 $\{0, \pm 1/T\}$ 处出现谱线。

将BPSK调制信号的二次方统计期望进行傅里叶变换后,可以得出

可以将QPSK信号表示为:

$$S_{qpsk}(t) = \left[\sum_n b_n g(t-nT) \right] \cos \omega_c t + \left[\sum_n c_n g(t-nT) \right] \sin \omega_c t \quad (4-8)$$

则其二次方表示形式为:

$$\begin{aligned} S_{qpsk}^2(t) &= \left\{ \left[\sum_n b_n g(t-nT) \right] \cos \omega_c t + \left[\sum_n c_n g(t-nT) \right] \sin \omega_c t \right\}^2 \\ &= B^2 \cos^2 \omega_c t + C^2 \sin^2 \omega_c t + 2BC \cos \omega_c t \sin \omega_c t \end{aligned} \quad (4-9)$$

则QPSK信号的二次方统计期望为:

$$u(t) = E[B^2 \cos^2 \omega_c t + C^2 \sin^2 \omega_c t + 2BC \cos \omega_c t \sin \omega_c t] \quad (4-10)$$

由于QPSK信号二次方统计期望无周期性,在经过傅里叶变换得到二次方周期谱时,将不会存在明显的离散谱线特征。

3.2.2 16QAM和64QAM调制信号的二次方谱特征分析

可以将MQAM信号表示为:

$$S_{MQAM}(t) = \left[\sum_n d_n g(t-nT) \right] \cos \omega_c t + \left[\sum_n e_n g(t-nT) \right] \sin \omega_c t \quad (4-11)$$

其二次方表现形式为

$$\begin{aligned} S_{MQAM}^2(t) &= \left\{ \left[\sum_n d_n g(t-nT) \right] \cos \omega_c t + \left[\sum_n e_n g(t-nT) \right] \sin \omega_c t \right\}^2 \\ &= D^2 \cos^2 \omega_c t + E^2 \sin^2 \omega_c t + 2DE \cos \omega_c t \sin \omega_c t \end{aligned} \quad (4-12)$$

则MQAM信号的二次方统计期望为

$$u(t) = E[D^2 \cos^2 \omega_c t + E^2 \sin^2 \omega_c t + 2DE \cos \omega_c t \sin \omega_c t] \quad (4-13)$$

与QPSK调制信号类似, MQAM调制信号的二次方统计期望无周期性,所以在经过傅里叶变换得到二次方周期谱时,将不会存在明显的离散谱线特征。

4 子载波信号的广义二次方谱分析

4.1 广义二次方谱

Alpha稳定分布的对称参数 $\beta = 0$ 时,称为Alpha对称稳定分布,记为SaS。本章将采用的噪声模型为标注对称稳定分布(SaS)。

提出广义二次方谱的概念:

$$GQS(f) = ET\{E[f^2(x(t))]\} \quad (4-14)$$

$x(t)$ 表示受到Alpha稳定分布噪声影响的信号。 $f(\square)$ 表示一种非线性变换, 定义为:

$$f(x) = \frac{\operatorname{arccot}(|x + jH(x)|)}{|x + jH(x)|} \cdot x \quad (4-15)$$

$H(\square)$ 表示希尔伯特变换, 接下来通过计算验证对被噪声污染的信号经过非线性变换后能够达到抑制Alpha稳定分布噪声的作用, 将发射信号表示为:

$$x = s \cos \theta \quad (4-16)$$

进行 $f(\square)$ 运算后表示为:

$$f(x) = \frac{\operatorname{arccot}(|s \cos \theta + jH(s \cos \theta)|)}{|s \cos \theta + jH(s \cos \theta)|} \cdot s \cos \theta \quad (4-17)$$

在窄带通信信道中有:

$$s \cos \theta + jH(s \cos \theta) \approx s \exp(j\theta) \quad (4-18)$$

可将上式改写为:

$$\begin{aligned} f(x) &= \frac{\operatorname{arccot}(|s \exp(j\theta)|)}{|s \exp(j\theta)|} \cdot s \cos \theta = \frac{\operatorname{arccot}|s|}{|s|} \cdot s \cos \theta \\ &= \operatorname{arccot}|s| \operatorname{sgn}(s) \cos \theta \end{aligned} \quad (4-19)$$

该非线性变换过程将信号的幅度进行限制, 并将Alpha稳定分布噪声影响后的信号的幅度信息限制在较小的范围内, 没有改变信号的幅度和相位信息, 因此在求二次方统计量, 在傅里叶变换得到二次方谱后, 不会改变二次方谱的信息, 在消除Alpha稳定分布脉冲的同时, 能够提取信号二次方谱的特征。

4.2 MIMO-OFDM子载波信号的广义二次方谱分析

由于在构建模型与仿真时, 对子载波调制过程采用了发射符号函数, 再对符号函数进行转换得到调制信号, 所以该子载波信号源生成信号表达式没有体现调制方式, 广义二次方谱不会改变调制信号二次方谱的相位幅度信息, 故该节对子载波信号源的分析讨论是基于广义二次方谱是否能够完成第三章中构建的叠加Alpha稳定分布噪声的MIMO-OFDM子载波信号源的特征提取。探究广义二次方谱能否抑制Alpha稳定分布噪声对整个信号源的影响。

在第三章中, 信号源产生子载波信号表达为:

$$Y = Y_0 \cdot \sqrt{P} + N \cdot \sqrt{N_0} \quad (4-22)$$

其中, N 是根据第二章产生的Alpha稳定分布序列, Y_0 是发射端发送信号通过信道变换阵列之后的表达, N_0 是噪声功率, P 是单根天线上发送的功率, 在仿真时默认为1。

从而可以对该子载波信号进行转化后得:

$$Y = Y_0 + N \cdot \sqrt{N_0} \quad (4-23)$$

由于:

$$Y_0 = H_1 X + jH_2 X \quad (4-24)$$

$$N = N_1 + jN_2 \quad (4-25)$$

N_1 和 N_2 均是Alpha稳定分布序列, N_1 是实部, N_2 是虚部, X 是发射端发送的信号, H_1 是信道变换阵列的实部, H_2 是信道变换阵列的虚部, 我们将子载波信号重新表示为:

$$Y = (H_1 X + \sqrt{N_0} N_1) + j(H_2 X + \sqrt{N_0} N_2) \quad (4-26)$$

对子载波信号实部表示为:

$$x = r_0 \cos \theta_0 + \sqrt{N_0} r_1 \cos \theta_1 \quad (4-27)$$

求对上式两个部分, 分别做非线性变换得到:

$$f_0 = \operatorname{arccot}|r_0| \operatorname{sgn}(r_0) \cos \theta_0 \quad (4-28)$$

$$f_1 = \operatorname{arccot}|\sqrt{N_0} r_1| \operatorname{sgn}(\sqrt{N_0} r_1) \cos \theta_1 \quad (4-29)$$

非线性变换过程将信号的幅度进行限制, 也将被Alpha稳定分布噪声影响后的信号的幅度信息限制在较小的范围内, 同时没有改变信号的幅度和相位信息, 所以广义二次方谱完成在Alpha稳定分布噪声下信号的特征提取。

4.3 SVM分类器

支持向量机(SVM), 本质上是一个二值分类器, 基于风险最小化原则, 其基本原理是在样本空间中计算可以将所需分类的两类样本间隔最大化的平面(最大超平面), 在这种情况下SVM分类器将实际的统计理论应用到常规经验中, 这样便减少了统计失误的风险。

4.4 SVM一对一算法

假设有 K 类样本, 在任意两类样本之间设计一个SVM, 因此 K 类样本需要设计 $K(K-1)/2$ 个SVM分类器, 假设需要将 i 类样本和 j 类样本区分, 定义 i 类为正集, j 类为负集, 有:

$$\min_{w^i, b^i} \frac{1}{2} \|W^i\|^2 + C \sum_{j=1}^N n_j^i \quad (4-42)$$

$$y_i (W^i X_i + b^i) \geq 1 - n_i^i \quad (4-43)$$

其中 $n_i^i \geq 0$, 样本为 i 类 $y_i = 1$, 样本为 j 类 $y_i = -1$, t 表示样本总数。

4.5 识别算法流程及仿真分析

针对基于广义二次方谱的特征提取, 首先存储MATLAB仿真后BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM四种调制方式的数据集, 针对SVM分类器进行四种调制识别方式的多分类, 采用一对一的算法进行分类识别, 构建6个SVM分类器, 每个分类器对两种调制方式进行分类。每个类别的训练样本数为240, 测试样本数为60, 对训练集的数据进行特征提取, 计算训练图像特征, 为所有训练

样本标签，接下来对测试数据进行特征提取，按照特征和分类预测参数，最后识别成功率为：

$$acc = p / m \quad (4-44)$$

其中 acc 表示测试成功率， p 表示预测值等于测试值的位置的个数， m 表示所有测试值。

实验一：本节将进行不同广义信噪比下的调制识别实验，固定Alpha稳定分布噪声的特征指数 $\alpha = 1.5$ ，广义信噪比GSNR的变化范围为-5~5dB。如图4所示，描述不同广义信噪比下的识别效果。

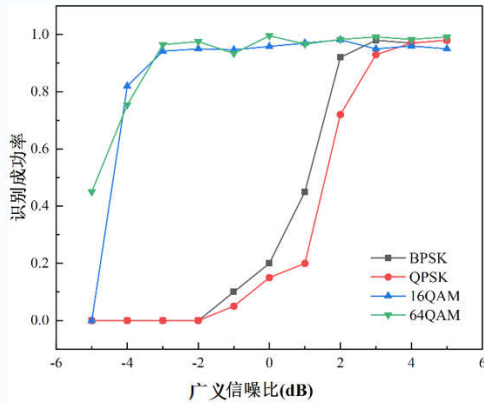


图4 不同广义信噪比下四种调制方式的识别率

从图4中可以看出，随着广义信噪比的增加，四种调制信号的识别率逐渐增加，在信噪比为2dB时，四种调制信号的识别率达到90%以上，提取信号的广义二次方谱特征可以在Alpha稳定分布下的特征提取与调制识别。

实验二：本节将进行不同特征指数的调制识别实验，固定广义信噪比GSNR = 5dB，Alpha稳定分布噪声的特征指数 α 变化范围为0.4~2.0。

由于特征指数 α 表示Alpha稳定分布的脉冲特性程度，当 α 增大时，Alpha稳定分布的脉冲特性减弱，本实验将研究特征指数 α 对MIMO-OFDM子载波信号调制方式识别的影响，如图4.1所示，描述了不同特征指数下不同调制方式的识别率。

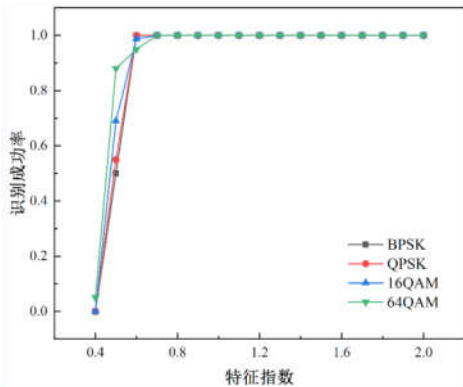


图4.1 不同特征指数下四种调制方式的识别率

从图4.2可以看出，在Alpha稳定分布噪声的特征指数 α 越小时，识别成功率越低，由于 α 的减小使得Alpha稳定分布噪声的脉冲特性增强，对整个的调制识别有着较大的影响，在这种条件下使得提取的二次方谱的特征弱化，随着特征指数 α 的增加，整个识别成功率趋于良好，在特征指数大于0.7的情况下，四种识别方式的成功率能够达到90%以上。

实验三：本节将选用不同特征与本文所用的广义二次方谱特征进行对比，分类器同样采用支持向量机的一对一分类，固定Alpha稳定分布噪声的特征指数 $\alpha = 1.5$ ，广义信噪比变化范围为0~6dB，可以看出利用广义二次方谱的特征值识别效果优于利用分数低阶循环谱的特征识别效果，由于分数低阶循环谱无法很好的识别出16QAM信号和64QAM信号，其整体识别率较低。

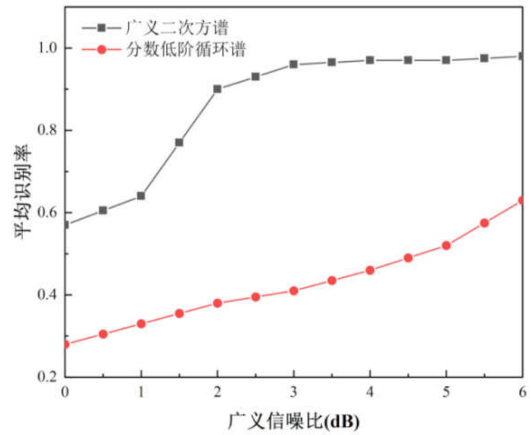


图4.2 不同特征识别率对比

实验四：将本文方法与其他文献中的方法进行对比，在相同的实验条件下，即固定Alpha稳定分布噪声的特征指数 $\alpha = 1.5$ ，广义信噪比变化范围为0~6dB。与现有方法的平均识别率进行对比，文献提出了一种基于复合假设检验的调制识别方法，利用核密度估计，同样识别BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM四种调制信号，如图4.2所示，对比了本文识别方法的平均识别率，和文献的平均识别率，可以看出在信噪比为2dB~6dB时，本文的平均识别率要高于文献的识别率，说明本文在低信噪比下有良好的识别效果。

在算法复杂度方面，文献首先对Alpha稳定分布的概率密度函数进行了估计，针对每一种假说都采用ECM算法估计出一组参数的值，在时间复杂度上，两种算法的复杂度一致，但文献的计算方法复杂于本文，所以本文在低信噪比的识别率以及算法复杂度方面优于文献的方法。

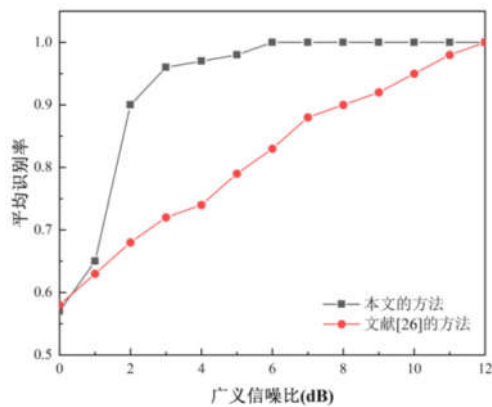


图4.3 本文识别方法与文献方法对比

结束语

本文实现非高斯噪声下MIMO-OFDM子载波信号的调制识别,将初始信号通过非频率选择性信道,叠加产生的Alpha稳定分布噪声用于模拟非高斯噪声环境,实验中所识别的子载波信号调制方式为BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM。利用广义二次谱做为特征,用SVM分类器进行分类,最终识别率达到百分之95%。同时进行对比试验,即固定分类器,与分数低阶循环谱进行对比实验固定特征值,得出了本实验的最优解。

本文不足之处,在构建MIMO-OFDM子载波信号源时,虽在前文阐述了OFDM系统理论,由于OFDM对子载

波进行正交,在与MIMO结合时,将接收端天线上的单载波进行正交,所以构建信号源时,直接提取了MIMO接收天线端的单载波作为子载波信号源,搭建完整系统后提取子载波,或者对单载波采取不同的调制方式,由于该提取原因,本文只对调制子载波进行了识别,没有考虑到空子载波和导频子载波的识别。

参考文献

- [1]李莉.MIMO-OFDM系统原理、应用及仿真[M].北京:机械工业出版社, 2014: 7-10.
- [2]邱天爽,张旭秀,李小兵,等.统计信号处理——非高斯信号处理及其[M].电子工业出版社, 2004.
- [3]李莉.MIMO-OFDM系统原理、应用及仿真[M].北京:机械工业出版社, 2014: 13-38.
- [4]李莉.MIMO-OFDM系统原理、应用及仿真[M].北京:机械工业出版社, 2014: 41-52.
- [5]张贤达,保铮.非平稳信号分析与处理[M].北京:国防工业出版社, 1998.
- [6]邵凯,李慧,周娟红.基于谱线特征的OFDM与FBMC多载波波形识别[J].电子技术用, 2021, 47(06):67-70+76.DOI:10.16157/j.issn.0258-7998.201053.
- [7]张亚蕊.Alpha稳定分布噪声衰落信道下调制信号识别[D].西安电子科技大学, 2017.