

参赛密码 _____

(由组委会填写)

第十二届“中关村青联杯”全国研究生 数学建模竞赛

学 校 北京跟踪与通信技术研究所

参赛队号 90110010

	1.	赵 鹏
队员姓名	2.	袁亚博
	3.	时 中

参赛密码 _____
(由组委会填写)



第十二届“中关村青联杯”全国研究生 数学建模竞赛

题目 移动通信中的无线信道“指纹”特征建模

摘 要：

近年来，移动通信一直以惊人的速度迅猛发展，对人类生活及社会发展产生了巨大的影响。无线信道与周围的环境密切相关，不同环境下的无线信道具有一些差异化的特征。如何发现并提取这些特征并将其应用于优化无线网络，是当前的一个研究热点。

为区分不同的无线信道，本文从无线信道小尺度衰落特性出发，研究了无线信道的时间色散和频率色散特性，提取了时间色散参数和频率色散参数，作为无线信道的指纹特征，分别表征信道的时域和频域特征。根据提取的“指纹”特征，本文对不同场景、不同区域进行识别与聚类，仿真结果表明本文提出的“指纹”特征与识别聚类算法性能较优，可以对不同场景的无线信道进行快速区分，对不同区域无线信道进行精确聚类与识别。

问题 1: 无线信道“指纹”特征提取与评价指标建立

该部分首先分析了噪声和滤波器对测量信号的影响，在此基础上，研究了无线信道的包络统计特性、自相关函数、多径强度分布函数、频率间隔相关函数、多普勒功率谱、时间间隔相关函数等特性，提取了无线信道的时间色散参数和频率色散参数，并根据滤波器特性定义了新的参数：截断波动和最小频率强度，研究了这些参数在不同场景的区别，从而提炼出所需的“指纹”特征，构建“指纹”特征模型，进一步提出了加权平方评价指标。

问题 2: 基于无线信道“指纹”模型与评价指标的场景识别算法研究

该部分研究了两组测量数据的“指纹”特征，根据评价指标计算公式得到如下计算结果：

	场景 1	场景 2	场景 3
测量结果 1	392.61	6246.628	6649.766
测量结果 2	3344.364	2.202071	18.56665

从而得出结论：**测量结果 1 属于场景 1，测量结果 2 属于场景 2。**

问题 3: 基于无线信道“指纹”特征的区域聚类算法研究

该部分研究了无线信道的频率衰落特征、多普勒功率谱特征，基于给出的无线信道指纹特征模型，对问题一中的三种情况加以评述，并将问题 2 中的两种情况予以判断，进一步在第三文中，采用 K-means 聚类方法，在不同指纹参数的维度对采集样本进行聚类分析，针对不同指纹特征，分别设计了分类器结构。该聚类方法提取出 7 类聚类中心，将 150m 真实信道分为 13 段，并具体分析了各段的特征和物理含义。

问题 4: 基于无线信道“指纹”特征的区域高精度定位算法研究

该部分针对无线信道“指纹”特征，对问题 3 的区域分别进行了粗划分与精划分，进一步细化了了“指纹”特征，最终对问题 4 的测量数据实现了高精度定位：**测量结果 1 位于 121.67m，误差为 0.83m；测量结果 2 位于 75m，误差为 0.83m。**

关键词: 无线信道；指纹提取；K 均值聚类。

移动通信中的无线信道“指纹”特征建模

1. 问题重述

1.1 提出问题

1896年,意大利电气工程师伽利尔摩马可尼用电磁波进行约两公里距离的无线电通讯实验获得成功,自此打开了现代无线电通信的大门。无线通信使用的灵活性极大地方便了用户。近年来无线通信,特别是移动通信,一直以惊人的速度迅猛发展,已成为带动全球经济发展的主要高科技产业之一,并对人类生活及社会发展产生了巨大的影响。

在移动通信中,发送端和接收端之间通过电磁波来传输信号,我们可以想象两者之间有一些看不见的电磁通路,并把这些电磁通路称为无线信道。无线信道与周围的环境密切相关,不同环境下的无线信道具有一些差异化的特征。如何发现并提取这些特征并将其应用于优化无线网络,是当前一个研究热点。类比人类指纹,我们将上述无线信道的差异化的特征称为无线信道“指纹”。无线信道“指纹”特征建模,就是在先验模型和测试数据的基础上,提取不同场景或不同区域内无线信道的差异化的特征,进而分析归纳出“指纹”的“数学模型”,并给出清晰准确的“数学描述”。

与有线通信不同,无线通信信号以无线电波的形式来传播,其主要有三个特点:1、传播的开放性,2、接收环境的复杂性,3、通信用户的随机移动性[]。从发射机到接收机这一传播过程包含多种传播方式,从简单的视距传播的直达波(即自由空间波),到遇到各种复杂地形产生的地波(即表面波),更甚至是大气层反射产生的对流层反射波、电离层波等,因此其传播路径非常复杂。其次,因为无线信号在空气中传播,其具有极度的随机性。同时,通信用户随机的移动导致的发射机和接收机的相对运动速也会影响信号的传播,因此,无线电传播模型受多重因素的制约。

在典型的无线信道中,电磁波的传输不是单一路径的,而是由许多因散射(包括反射和衍射)而形成的路径所构成的。由于电磁波沿各条路径的传播距离不同,因此相同发射信号经由各条路径到达接收端的时间各不相同,即多径的时延之间有差异。此外,各条路径对相同发射信号造成的影响各不相同,即多径的系数之间有差异。如图1左侧所示:

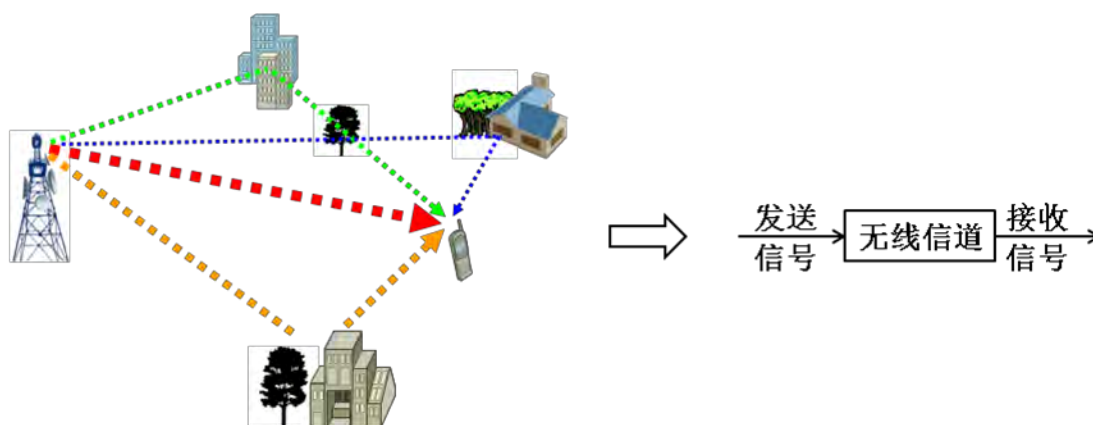


图 1-1 电磁波传播多径效应示意图

工程上，考虑到多径系数及多径时延的影响，在保证精度的前提下，可以用“离散线性系统”为无线信道建模。需要注意的是，该模型中的信号及多径系数均为复数。理想信道测量可以理解为获取该系统的单位序列响应，即获取单位脉冲“ $\delta[k]$ ”经无线信道传输后被接收到的信号，如 1 右侧所示。上述理想信道测量的结果用公式表述如下：

$$h[k] = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \cdot \delta[k - \tau_l], \quad k = 0, 1, \dots, K-1, K \geq \max_l \{\tau_l\} \quad (1.1)$$

$$\delta[k] = \begin{cases} 0, & k \neq 0 \\ 1, & k = 0 \end{cases} \quad (1.2)$$

其中，“ k ”为离散信号的样点标识，这里假设共有“ K ”个样点；“ L ”是当前时刻的路径总数；“ h_l ”为当前时刻第 l 条路径上的信道系数，通常是复数；“ τ_l ”为当前时刻第 l 条路径的时延，且已折算成样点数，即延迟了“ τ_l ”个样点。显然，复信号“ $h[k]$ ”给出了当前时刻的完整信道。需要强调的是，上述各个参数，包括“ h_l ”、“ τ_l ”和“ L ”都会随着时间而变化，即各个参数具有时变性。相应地，“ $h[k]$ ”的功率在信号波长[1]“ λ ”的量级上会出现时而加强时而减弱的快速变化，称之为多径衰落或小尺度衰落。同时，快速变化的功率，其平均值也会出现缓慢的变化，这主要是由于周围环境或气象条件的改变而引起的，称之为阴影衰落或大尺度衰落。两种衰落特征如图 2 所示：

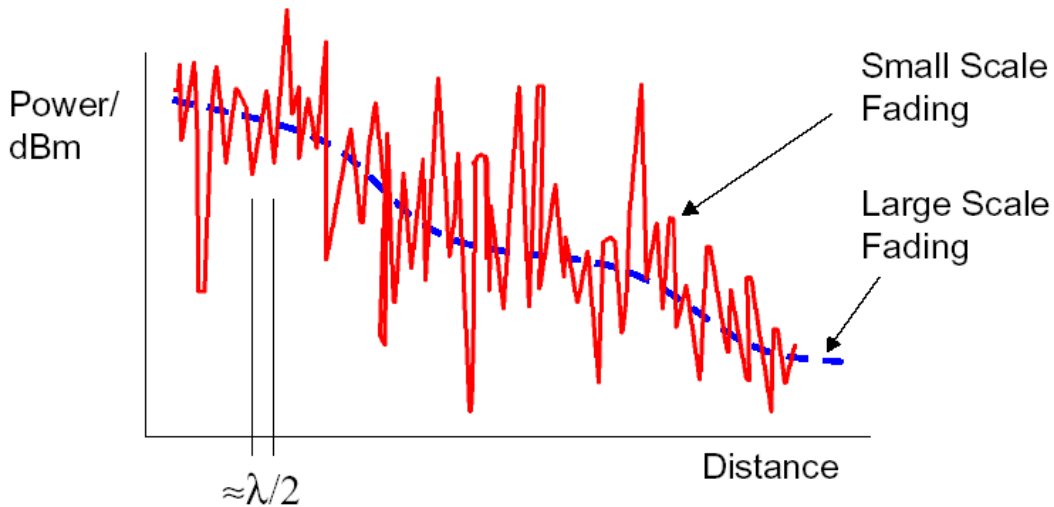


图 1-2 小尺度和大尺度衰落特征图

上述理想信道测量的结果“ $h[k]$ ”是无法直接获取的。因为在真实无线通信系统中，为了改善信号的传输质量，通常需要在系统的发射端和接收端，各增加一个滤波器。所有滤波器在真实信道测量中的影响，可以等效地用函数“ $g[k]$ ”来表示。此时信道测量的结果为：

$$r[k] = \sum_{m=0}^{M-1} h[k-m] \cdot g[m], \quad k = 0, 1, \dots, K-1 \quad (1.3)$$

其中，“ M ”为滤波器的长度，即“ $g[k]$ ”的样点数。考虑到信道的时变性以及实测中引入了噪声，不同时刻的真实信道测量结果及其对应的无线信道分别为：

$$r[k,n] = \sum_{m=0}^{M-1} h[k-m,n] \cdot g[m] + u[k,n], k=0,1,\dots,K-1, n=0,1,\dots,N-1 \quad (1.4)$$

$$h[k,n] = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \cdot \delta[k - \tau_l(n)] \quad (1.5)$$

其中，“ n ”表示测试的样本标识，对应测试时刻，这里假设共有“ N ”个样本；“ $h_l[n]$ ”表示“ n ”时刻第 l 条路径上的信道系数，通常是复数；“ $\tau_l[n]$ ”表示“ n ”时刻第 l 条路径延迟的样点数；“ $u[k,n]$ ”表示“ n ”时刻第“ k ”个测试样本上引入的复高斯白噪声；“ $r[k,n]$ ”表示“ n ”时刻单位脉冲依次经发送滤波器、信道和接收滤波器后的实际接收信号，是 k,n 的二元函数。显然，我们可以从“ $r[k,n]$ ”中获取完整的时变信道“ $h[k,n]$ ”。为了便于理解，图 3 给出了不同时刻下无线信道的示意图，同时也给出了样本标识“ n ”和样点标识“ k ”的相互关系。容易发现，不同时刻下多径的条数、时延以及系数值都有可能发生变化。直观上，变化的参数都含有一些场景化的特征，即上述不同参数的变化可能存在一定的规律。

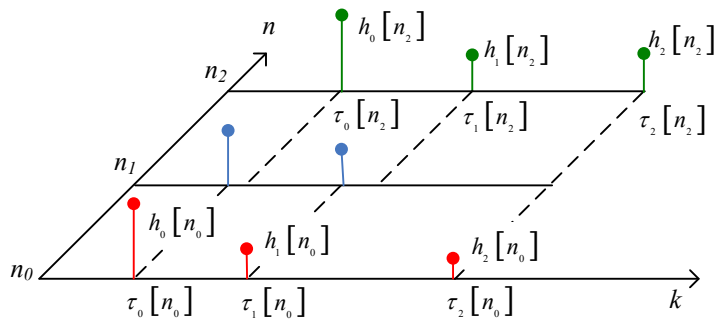


图 1-3 不同时刻下无线信道的示意图

基于上述或更多的参数及特征，一个场景或一定区域内的无线信道可能存在一定的“指纹”。利用所定义的“指纹”，进行场景的分析以及无线网络的优化，具有重要意义。我们希望利用真实信道测量结果分析建立信道的“指纹”模型。该模型可以是一个参数或多个参数（例如多径数目、多径时延、时延扩展、Doppler 扩展、是否有直达径等[2][3][4]）的组合或函数，也可以是某种图形化的描述；可能是时间域的，也可能是频率域的[5]；可能是确定性的，也可能是统计意义上的。关键是所建立“指纹”模型能够从统计意义上有效区分出某个场景或区域。

1.2 问题要求

本研究旨在挖掘、提炼和聚合实测信道数据中的各种特征，进而用数学的语言描述“指纹”，并验证其在不同场景或不同地理位置下的适用性，具体包括：

问题 1：“数据包 1”提供了三种场景的真实信道测量结果。基于三种已知场景的测量结果，参考背景中的知识介绍，采用数学建模特别是特征提取的方法，对所提供

的样本加以分析，给出无线信道“指纹”的模型。在此基础上，给出简洁而明确的“评价指标”，用于分析验证所建模“指纹”合理有效。所谓有效是指，该模型应能从数学上对已知的三种场景进行合理区分。要求详细说明建模的思路、使用的方法以及得出结论的过程。另外，所提取的特征或所建立的模型最好有一定的物理意义。最后，提供获取“指纹”的程序代码，要求代码可运行，但代码形式不限。

问题 2：“数据包 2”提供了与“问题 1”中某些场景相对应的二个真实信道测量结果。基于“问题 1”中所提供的三个场景，以及所建立的“指纹”模型和“评价指标”，采用数学的方法，识别出此处提供的二个样本分别属于哪个场景。需要保证“场景识别”的结果正确，且对识别的结果进行合理的分析。请明确给出“场景识别”的结果，并详细描述分析的过程。

问题 3：“数据包 3”提供了一条连续路段的真实信道测量结果。该结果对应于以 3km/h 的速度步行近 150m 的测试距离。该路段可能包含不同的场景或环境，对应不同的“指纹”特征。基于上述测量结果，先自行分段，采用“问题 1”中的建模方法，给出分段的“指纹”分析。在分段分析的基础上，对所提取的“指纹”进行合理分类。通过对比不同段的分析结果，最终决定该路段可以依“指纹”划分为多少个区域。理论上，“区域划分”越细，后续做“区域识别”的精确程度越高，但过细的“区域划分”会在“指纹”特征中引入更多的错误，导致误判概率增大。要求详细说明“区域划分”的思路及过程，并对划分结果进行合理的分析。

问题 4：“数据包 4”提供了二个真实信道测量结果。基于“问题 3”中的“区域划分”和“问题 1”中的“评价指标”，首先判断此处提供的二个样本是否采集自“问题 3”中所提供的路段。对于已判断出的采自上述路段的样本，请识别其对应于“问题 3”中的哪一块区域。需要保证“样本判断”的结果正确，以及“区域识别”的误判距离尽可能小，同时对所识别的结果进行合理的分析。要求详细说明样本判别的思路和方法，以及得出结论的过程。

2. 基本假设与符号说明

2.1 基本假设

- 不同延时的散射是不相关的；
- 无线信道在 k 维是准静态的；
- 对于公式 (3)， $k < m$ 时， $h[k-m] = 0$ ；
- 低通滤波器在带宽内幅值是平坦的。
- 假设噪声 $u[k, n]$ 对于任意 k 和 n 都是独立同分布的，其功率谱密度为常数 N_0 。

2.2 符号说明

表 2-1 符号及其说明

符号	符号说明
n	时间维度
k	时延维度
f	频率
λ	波长
$h[k,n]$	理想信道测量结果
$g[k]$	滤波器等效函数
$r[k,n]$	真实信道测量结果
$c[k,n]$	滤除噪声后信道测量结果
$\phi_c[k,\Delta n]$	自相关函数
$\phi_c[k]$	多径强度分布函数
$\bar{\tau}$	平均附加时延
σ_τ	均方根时延扩展
T_m	多径扩展
$\phi_c[\Delta f]$	频率间隔相关函数
$(\Delta f)_c$	相干带宽
$S[k;\lambda]$	散射函数
$S_c[\Delta f;\lambda]$	
$S_c[\lambda]$	多普勒功率谱
B_d	多普勒扩展
$\phi_c[\Delta n]$	时间间隔相关函数
$(\Delta n)_c$	相干时间
μ_{\min}	最小频域强度，其物理含义为信道在滤波器通带内的最小频域强度
σ^2	截断波动，其物理含义为信道在滤波器通带内频域强度的方差
PCU	平均截断误差
PMFI	平均最小频域强度
N_p	峰值个数
f_p	峰值频率

3. 问题分析

无线信道的时变特性主要体现在大尺度衰落和小尺度衰落，不同场景和区域的无线信道差异，主要体现在其小尺度衰落特性。移动通信小尺度衰落主要包含两个部分：基于多径时延扩展的小尺度衰落和基于多普勒扩展的时延扩展的小尺度衰落。

由于多径效应的存在使得信道产生时间色散，可以用多径强度分布来描述，时延扩展是时间色散的时域表现形式，描述时间色散的参数有平均附加时延、均方根时延

扩展以及相干带宽；多普勒效应使得信道产生了时变特性信道在频率上的色散，可以用多普勒功率谱密度来描述，描述频率色散的参数有多普勒扩展和相干时间。

因此本文需要建立无线信道的多径强度分布函数和多普勒功率谱密度函数，提取出时间色散参数和频率色散参数，分析不同场景、区域参数的区别，从而建立无线信道“指纹”模型，提出场景、区域识别的评价指标。

对于场景、区域的识别，采用基于 K-means 聚类的分类算法，对不同“指纹特征”进行聚类的识别。此外，本文采用多次聚类，提升 K-means 方法的聚类维度。

4. 问题 1：无线信道“指纹”特征模型建立

4.1 特征提取

4.1.1 滤波器及噪声影响分析

将信道冲击响应经过滤波器 $g[m]$ 滤波后的结果表示为 $c[k, n]$ ，即

$$c[k, n] = \sum_{m=0}^{M-1} h[k-m, n] \cdot g[m] = h[k, n] * g[k] \quad (4.1)$$

其中，*表示卷积运算。又已知 $c[k, n]$ 的功率谱密度为

$$\phi_c[\Delta f] = \text{DFT}\{h[k, n] * g[k]\} = \phi_h[\Delta f] \phi_g[\Delta f] \quad (4.2)$$

其中 $\phi_g[\Delta f]$ 表示 $g[m]$ 的功率谱密度函数。由题中所给参数可知， $g[m]$ 的功率谱密度为带宽约 400Hz 的低通滤波器，如图所示。其低通频带近似是平坦的。因此，信道冲击响应被滤波器滤波后，其频率间隔相关函数只保留[-200Hz, 200Hz]内部分，其余部分被截断了。从以上分析可以看出，滤波器 g 对信道冲击响应的 k 维信息产生影响，但其带宽内功率谱密度函数幅值仍能反映多径信息。此外，滤波器而对 n 维基本没有影响。因此，在接下来的工作中，我们主要研究经过滤波后的 $c[k, n]$ 的性质，由此得到信道冲击响应 $h[k, n]$ 的特性。

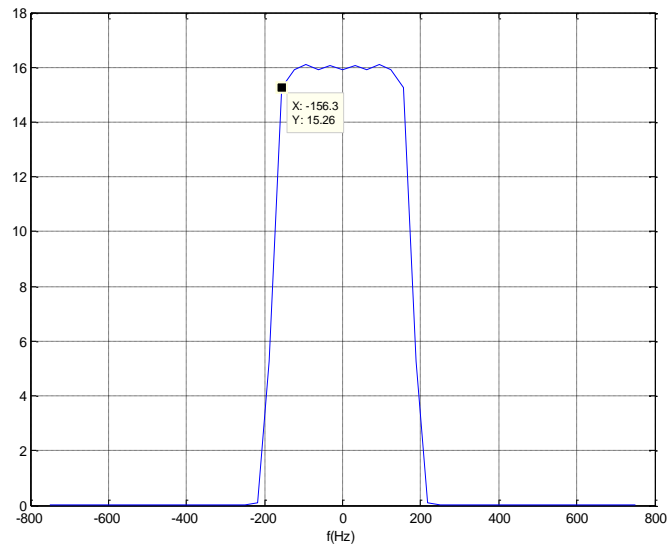


图 4-1 滤波器功率谱密度函数

此外，由于假设噪声是复高斯白噪声，其对 $c[k, n]$ 功率谱密度的影响相当于加上一个常数项，因而对分析信道响应的多径、多普勒的特性没有影响。此处忽略噪声项。

4.1.2 包络分布特性

首先对测量数据的幅值特性进行分析，作出不同 n 时刻的幅值变化曲线，如图所示，没有发现幅值变化有何规律。

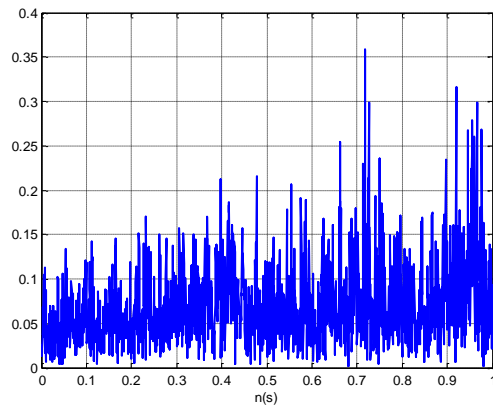


图 4-2 不同 n 时刻幅值变化（场景 1 样本 1）

进一步，我们对幅值归一化，并将 $[0,1]$ 区间 100 等分，统计幅值频率，作出幅值的频率曲线，如图所示。

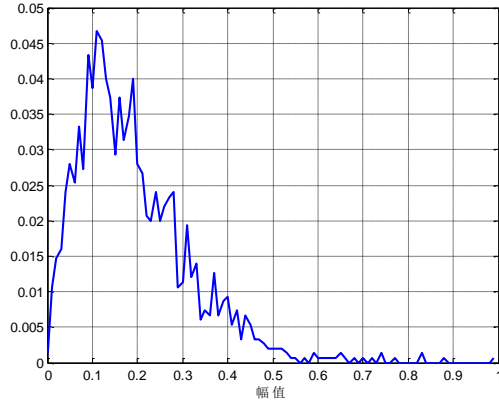


图 4-3 幅值频率曲线（场景 1 样本 1）

由图可知，幅值分布类似于瑞利分布，为了验证这一结论，我们首先对信号幅值的瑞利分布参数进行极大似然估计。

瑞利分布的概率密度函数为：

$$f(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right), \quad x \geq 0 \quad (4.3)$$

则似然函数为：

$$L(x_1, x_2, \dots, x_n) = \prod_{i=1}^n f(x_i) = \frac{\prod_{i=1}^n x_i}{\sigma^{2n}} \exp\left(-\frac{\sum_{i=1}^n x_i^2}{2\sigma^2}\right) \quad (4.4)$$

取对数

$$\ln L = \sum_{i=1}^n \ln x_i - 2n \ln \sigma - \frac{\sum_{i=1}^n x_i^2}{2\sigma^2} \quad (4.5)$$

再对 σ 求偏导

$$\frac{\partial \ln L}{\partial \sigma} = -\frac{2}{\sigma} + \frac{\sum_{i=1}^n x_i^2}{\sigma^3} \quad (4.6)$$

令偏导数 $\frac{\partial \ln L}{\partial \sigma} = 0$ ，得到的 σ 极大似然估计为：

$$\hat{\sigma} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n x_i^2}{2}} \quad (4.7)$$

则可以做出瑞利分布的概率密度函数，如图所示，与测量值的幅值频率曲线较为接近。

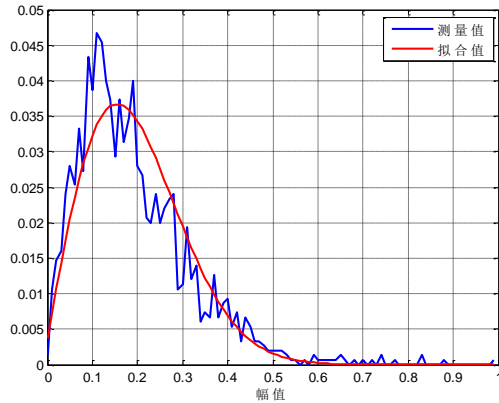


图 4-4 瑞利分布概率密度曲线（场景 1 样本 1）

进一步，我们进行 χ^2 拟合优度检验，确定测量信号幅值是否符合瑞利分布。我们作如下假设：

H_0 : 包络分布为瑞利分布, H_1 :包络分布不是瑞利分布

样本区间为 $[0,1]$ 的 100 等分, 区间数 $s = 100$. 设 A_i 表示事件 $(a_i < X < a_{i+1})$, 统计各区间样本数为 N_i , 样本总数为 n , 我们取统计量 χ^2 :

$$\chi^2 = \sum_{i=1}^r \frac{(N_i - np_i)^2}{np_i} \quad (4.8)$$

其中, p_i 为测量值 Z_i 服从 H_0 假设的分布时, 事件 A_i 的概率:

$$p_i = \int_{a_i}^{a_{i+1}} f(x) dx \quad (4.9)$$

对于给定的显著性水平 α , 由 χ^2 拟合优度检验法得

当 $\chi^2 < \chi_{\alpha}^2(s-r-1)$ 时, H_0 成立;

当 $\chi^2 \geq \chi_{\alpha}^2(s-r-1)$ 时, H_0 不成立。

在计算概率 p_i 时, σ 由极大似然估计得到, 所以, $r = 1$. 在显著性水平的 $\alpha = 0.05$ 情况下, 各场景测量结果中抽取样本进行计算, 所得结果如表所示, 均满足瑞利分布。因此, 三个场景均属于平坦衰落信道, 没有直达径。

表 4-1 分布拟合检验结果

	样本 1	样本 2	样本 3	样本 4	样本 5
场景 1	H_0 成立	H_0 成立	H_0 成立	H_0 成立	H_0 成立
场景 2	H_0 成立	H_0 成立	H_0 成立	H_0 成立	H_0 成立
场景 3	H_0 成立	H_0 成立	H_0 成立	H_0 成立	H_0 成立

4.1.3 自相关函数

信号 $c[k,n]$ 的自相关函数为

$$\phi_c[k_1, k_2; \Delta n] = \frac{1}{2} E[c^*[k_1; n] \cdot c[k_2; n + \Delta n]] \quad (4.10)$$

在大多数无线传输媒质中，路径延时 k_1 相关联的信道衰减和相移与路径延时 k_2 相关联的信道衰减和相移是不相关的，因此可以假设不同延时的散射是不相关的，因此，式 () 变为：

$$\phi_c[k; \Delta n] = \frac{1}{2} E[c^*[k; n] \cdot c[k; n + \Delta n]] \quad (4.11)$$

各场景下样本的自相关函数如图所示（每个场景选取了一个样本展示，同一场景内五个样本的自相关函数图较为接近，其余见附录）。

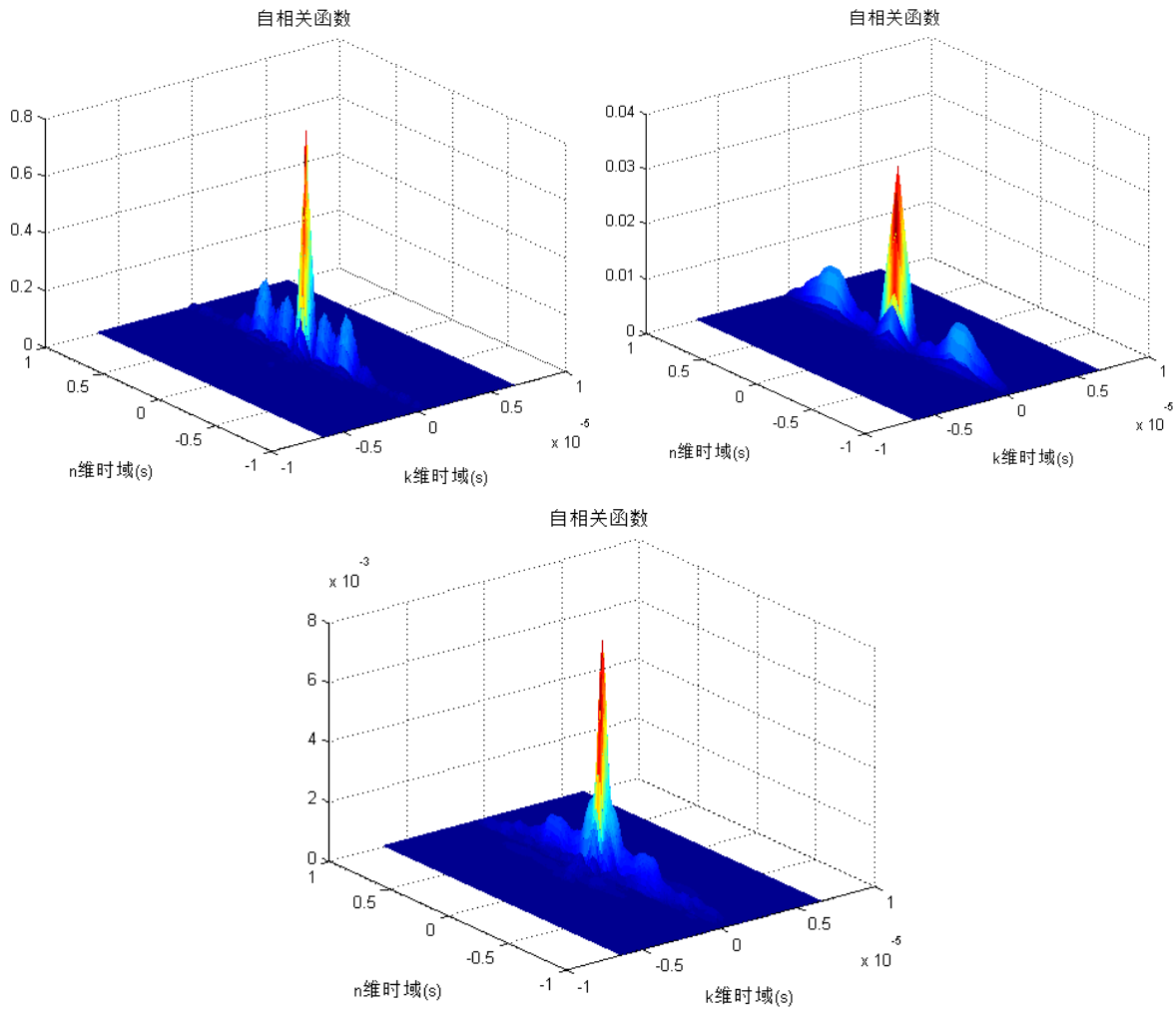


图 4-5 自相关函数图：a) 场景 1；b) 场景 2；c) 场景 3

可以看出各场景的波峰数量和位置有明显差异，然而这些差异并不能直观的得到，我们需要对其进一步提取，以表征这些差异的特性和其物理意义。本文中，我们基于自相关函数，计算多径强度分布函数，频率间隔相关函数，多普勒功率谱，时间间隔相关函数。

4.1.4 多径强度分布函数

令 $\Delta n = 0$ ，产生多径强度分布函数 $\phi_c[k] \equiv \phi_c[k; 0]$ 。 $\phi_c[k]$ 基本为非零值的 k 的范围称为信道多径扩展 T_m 。

各场景下多径强度分布函数如图 4-6 所示。（每个场景选取了一个样本展示，同一场景内五个样本的多径强度分布函数图较为接近，其余见附录）。

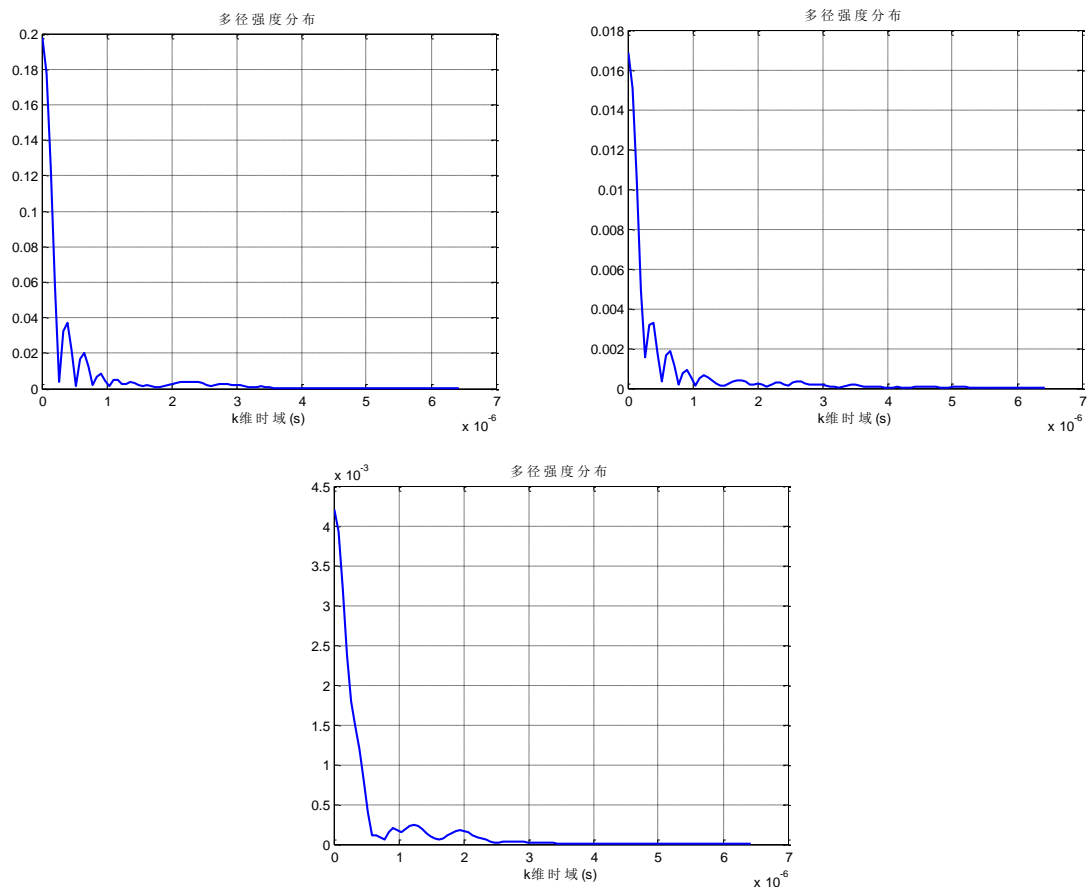


图 4-6 多径强度分布图：a) 场景 1；b) 场景 2；c) 场景 3

从图中可以看出，场景 1 和场景 2 多径强度分布较为接近，场景 3 与场景 1、2 差别较大。平均附加时延 $\bar{\tau}$ （公式（8））、均方根时延扩展 σ_{τ} （公式（9））以及多径扩展 T_m 如表所示

$$\bar{\tau} = E\{\tau\} = \int_0^{\infty} \tau P(\tau) d\tau \quad (4.12)$$

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\int_0^{\infty} (\tau - \bar{\tau})^2 P(\tau) d\tau} \quad (4.13)$$

表 4-2 平均附加时延 $\bar{\tau}$ （单位： 10^{-7} s）

	样本 1	样本 2	样本 3	样本 4	样本 5
场景 1	1.7606	1.6402	1.7068	1.9126	1.6097
场景 2	2.1896	1.8004	1.6452	1.4355	1.8266
场景 3	0.5637	1.2758	0.8828	0.5133	0.6063

均方根时延扩展 σ_{τ} （单位 10^{-13} s）

	样本 1	样本 2	样本 3	样本 4	样本 5
场景 1	1.4029	1.2344	1.3553	1.7050	1.1975

场景 2	2.1327	1.5391	1.9425	1.8072	1.4668
场景 3	0.4705	0.7333	0.5281	0.3336	0.4566

多径扩展 T_m (单位: 10^{-7} s)

	样本 1	样本 2	样本 3	样本 4	样本 5
场景 1	1.5531	1.5651	1.5638	1.5308	1.5532
场景 2	1.5416	1.5971	1.5329	1.5561	1.5521
场景 3	2.2634	1.6263	1.7162	1.8096	1.9753

从表中可以看出, 平均附加时延 $\bar{\tau}$ 场景 3 基本上小于场景 1、2, 但是场景 1、2 难以区分; 均方根时延扩展 σ_τ 场景 3 明显小于场景 1、2, 但场景 1、2 难以区分; 多径扩展 T_m 场景 3 较大于场景 1、2, 但场景 1、2 难以区分。因此, 均方根时延扩展 σ_τ 可以作为“指纹”特征, 区分场景 3 与场景 1、2。

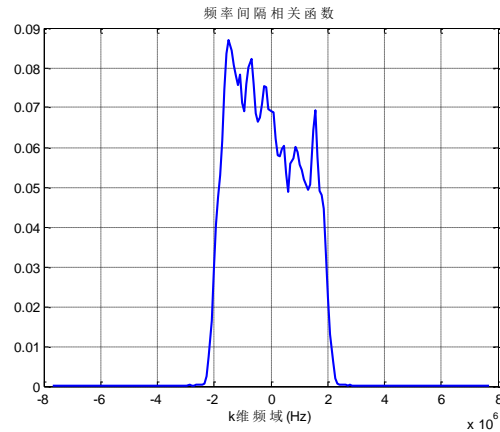
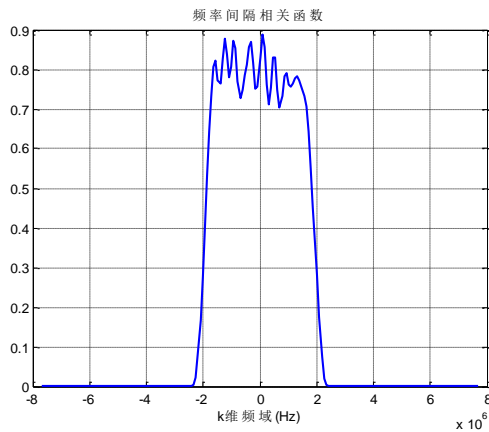
4.1.5 频率间隔相关函数

对多径强度分布函数 $\phi_c[k]$ 做傅里叶变换, 得到频率间隔相关函数 $\phi_C[\Delta f]$:

$$\phi_C[\Delta f] = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c[k] e^{-j2\pi\Delta f k} dk \quad (4.14)$$

其中, Δf 为频率差。 $\phi_C[\Delta f]$ 是以频率为变量的自相关函数, 基本为非零值的 Δf 的范围称为相干带宽 $(\Delta f)_c$, 提供了信道频率相干性的一种度量。

各场景频率间隔相关函数如图所示 (每个场景选取了一个样本展示, 同一场景内五个样本的频率间隔相干函数图较为接近, 其余见附录 3)。



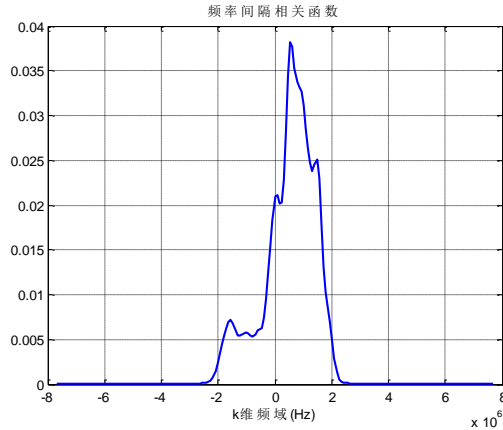


图 4-7 频率间隔相关函数图：a) 场景 1；b) 场景 2；c) 场景 3

从图中可以看出，场景 1、2 频率间隔相关函数与场景 3 有明显区别，为了进一步分辨这一区别，我们提取参数相干带宽 $(\Delta f)_c$ 进行分析，结果如表所示。

表 4-3 相干带宽 $(\Delta f)_c$ (单位： 10^6Hz)

	样本 1	样本 2	样本 3	样本 4	样本 5
场景 1	3.887	3.897	3.991	4.092	3.808
场景 2	3.886	3.652	3.801	3.497	3.652
场景 3	2.409	3.185	3.419	2.0982	1.6317

从表中可以看出，场景 3 相干带宽小于场景 1、2，而场景 1、2 难以区分。因此相干带宽可以作为“指纹”特征。

从图中可以看出，三个场景的频率间隔相关函数图形差异较大，仅仅使用相干带宽 $(\Delta f)_c$ 不足以完全描绘这种差异性。下面进一步分析这种差异产生的原因，并据此提出新的“指纹”特征。

作出滤波器 $g[k]$ 的频率间隔相关函数，如图所示。

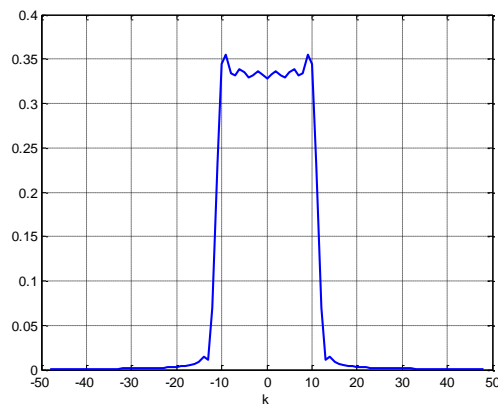


图 4-8 滤波器 $g[k]$ 频率间隔相关函数

通过分析可以得知，三个场景的频率间隔相关函数 $\phi_c[\Delta f]$ 是滤波器 $g[k]$ 过滤截断的结果，其中场景 1、2 相干带宽 $(\Delta f)_c$ 大于滤波器 $g[k]$ ，因而经滤波器过滤后保留了滤波器的相干带宽；而场景 3 相干带宽 $(\Delta f)_c$ 小于滤波器 $g[k]$ ，因而保留了无线信道自身的相干带宽信息。因此，场景 1、2 为频率非选择性信道，场景 3 为频率选择性信道。

此外，从图中可以看出，三个场景的频率间隔相关函数的图形还存在波动性的差异，即滤波器通带内，其波动特性各异，如果我们对波动性进一步细分，可以分为缓慢波动和震荡波动，如图 4-6 (a) 属于震荡波动，图 4-6 (c) 属于缓慢波动，而图 4-6 (b) 属于震荡波动和缓慢波动的叠加。

为了表征这两个特性，我们定义**截断波动** (Cut Undulate), σ^2 ，其物理含义为信道在滤波器通带内频域强度的方差；定义**最小频域强度** (Min Frequency Intensity), μ_{\min} ，其物理含义为信道在滤波器通带内的最小频域强度。如果截断波动强，最小频域强度小，则说明其频率间隔相关函数的特性为强震荡波动；如果截断波动较小，最小频域强度小，则说明其频率间隔相关函数的特性为震荡波动和缓慢波动的叠加；如果截断波动小，最小频域强度大，则说明其频率间隔相关函数的特性为弱震荡波动。我们将这一特性能用于区分问题 1 中的场景 1 和场景 2 时，其效果并不明显，然而这一“指纹”特征能够在问题 3 和问题 4 中发挥作用，我们将在第 6 章中对这一参数的效果进行详细分析。

分别作出三种场景的 σ^2 、 μ_{\min} 在 n 维上的分布图，如图所示（每个场景选取了一个样本展示，同一场景内五个样本较为接近）

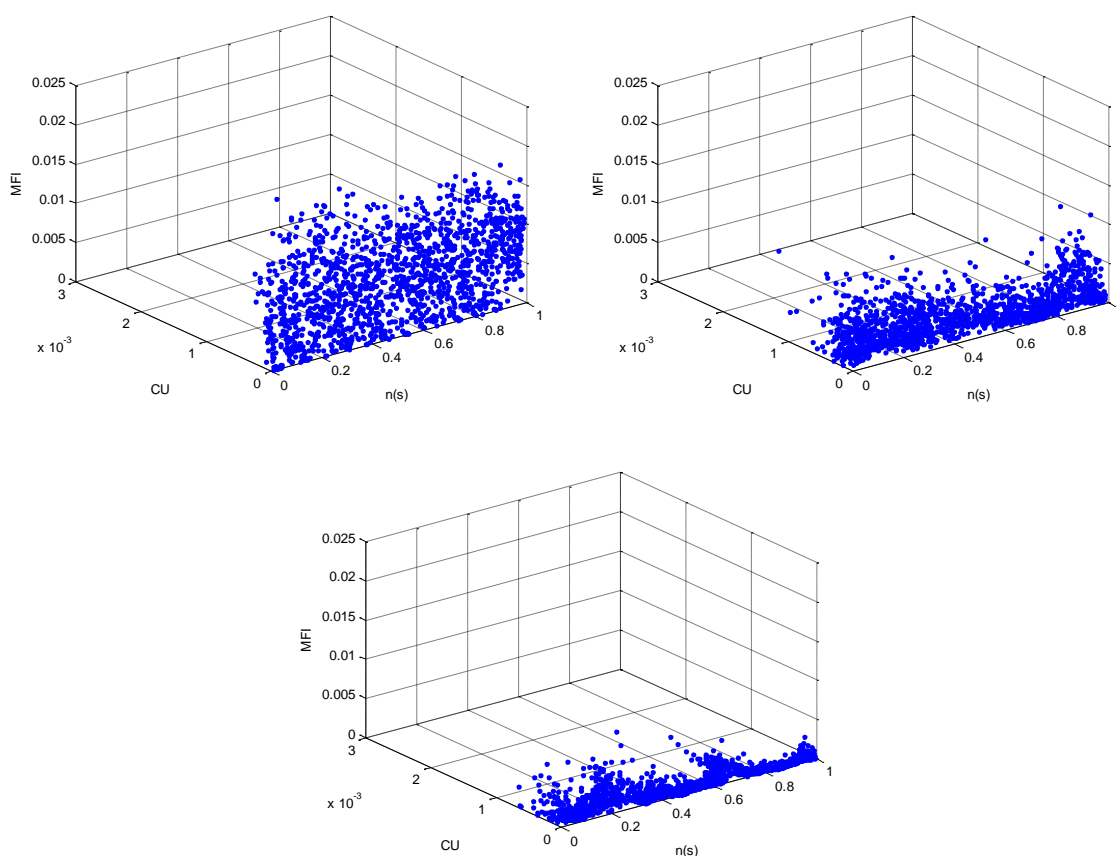


图 4-9 μ_{\min} 和 σ^2 在 n 维上的分布图：a) 场景 1；b) 场景 2；c) 场景 3

从图中可以看出三个场景有较大区别，我们采用平均截断波动 (Average CU, ACU) 和平均最小频域强度 (Average MFI, AMFI) 描绘这一区别，分别如表所示。

表 4-4 平均截断波动 ACU ($\times 10^{-5}$)

	样本 1	样本 2	样本 3	样本 4	样本 5
场景 1	9.8981	9.7858	8.6588	13.77	9.5365
场景 2	31.093	21.605	22.201	5.7064	6.8122
场景 3	13.196	26.645	25.981	28.971	11.443

平均最小频域强度 AMFI ($\times 10^{-3}$)

	样本 1	样本 2	样本 3	样本 4	样本 5
场景 1	7	7.1	7.2	4.7	5.9
场景 2	1.7	2	1.8	5.4	6
场景 3	0.62784	0.98279	2.5	3.6	1.2

从表中可以看出，平均截断波动 ACU 对于三个场景没有规律性；平均最小频域强度 AMFI 场景 1 明显大于场景 3，可以有效分辨出场景 1 和场景 3，但是无法分辨场景 2。因此，平均最小频域强度 AMFI 可以作为“指纹”特征。

4.1.6 多普勒功率谱

以 Δn 为变量对 $\phi_c[k; \Delta n]$ 做傅里叶变换，得到散射函数 $S[k; \lambda]$

$$S[k; \lambda] = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c[k; \Delta n] e^{-j2\pi\lambda\Delta n} d\Delta n \quad (4.15)$$

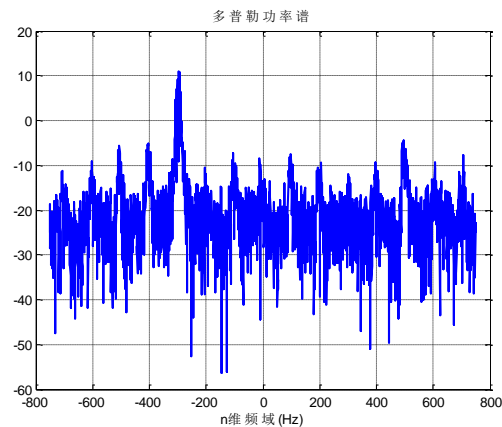
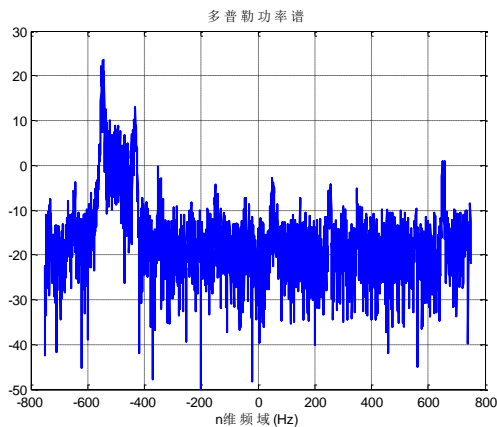
以 k 为变量对 $S[k; \lambda]$ 做傅里叶变换，得到函数 $S_c[\Delta f; \lambda]$

$$S_c[\Delta f; \lambda] = \int_{-\infty}^{\infty} S[k; \lambda] e^{-j2\pi\Delta f k} dk \quad (4.16)$$

令 Δf ，得到多普勒功率谱 $S_c[\lambda]$

$$S_c[\lambda] = S_c[0; \lambda] \quad (4.17)$$

多普勒功率谱 $S_c[\lambda]$ 基本为非零的 λ 值的范围称为信道多普勒扩展 B_d 。各场景多普勒功率谱函数如图所示（每个场景选取了一个样本展示，同一场景内五个样本的多普勒功率谱函数图较为接近，其余见附录）。



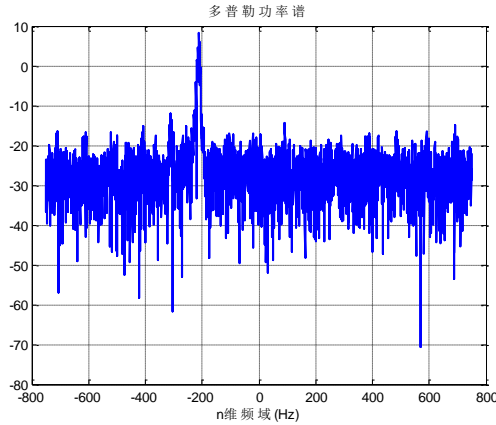


图 4-10 多普勒功率谱: a) 场景 1; b) 场景 2; c) 场景 3

从多普勒功率谱可以看出场景 1 与场景 2、3 有明显区别，为了突出这一区别，我们提取参数多普勒扩展 B_d 进行比较，本文中，我们定义整个多普勒功率谱平均的两倍最为阈值下限，用于计算多普勒扩展，即定义大于阈值下限的频谱宽度为多普勒扩展。所得计算结果如表所示。

表 4-5 多普勒扩展 B_d (单位: Hz)

	样本 1	样本 2	样本 3	样本 4	样本 5
场景 1	142.6	134.6	120.1	191.1	170.6
场景 2	19	24.5	22	15	16.5
场景 3	10.2	3.5	15	15	25.5

从表中可以看出。场景 2、3 的多普勒扩展 B_d 远小于场景 1，而场景 2、3 之间的区别并不明显；对于峰值个数 N_p ，场景 1 为 2，场景 2、3 为 1，有明显区别；对于峰值频率 f_p ，场景 1、2 较为恒定且易于区分，而场景 3 峰值频率变化较大。多普勒扩展 B_d 和峰值个数 N_p 可以作为信道的“指纹”特征，峰值频率 f_p 需要进一步分析。

多普勒频移是由相对运动引起的接收频率的偏移，其原理如图。假定接收台接收远场信源的信号，接收台以速度 v 运动， Δt 时间内移动距离为 d ，远场平面波到达方向为 θ ，那么相距的两点产生的程差为 $\Delta l = v\Delta t \cos\theta/\lambda$ ，由程差引起的相位变化为。多普勒频移为

$$f = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos\theta \quad (4.18)$$

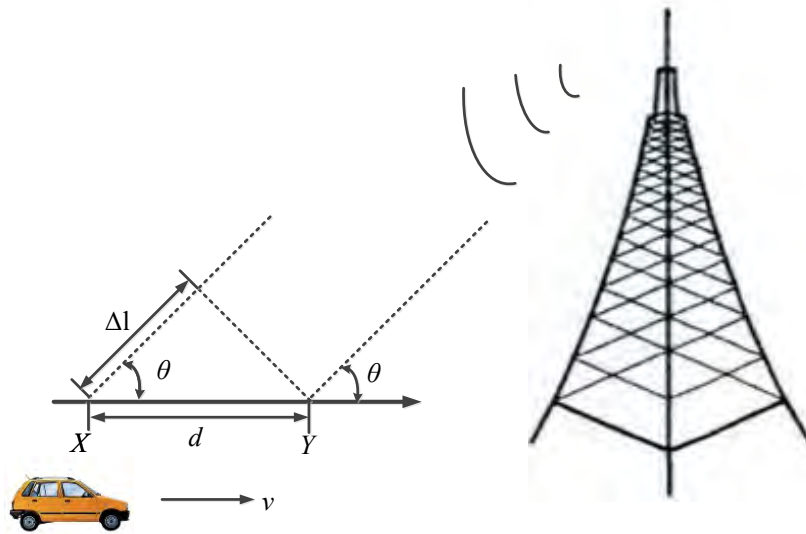


图 4-11 多普勒频移示意图

由此可见多普勒频移与接收台的运动速度以及运动方向和电磁波入射方向之间的夹角有关。对于场景 1，有两个多普勒频移，且频移值基本恒定，体现了场景 1 中接收台运动速度恒定，且存在两个与运动速度夹角恒定的无线信道。对于场景 2，有一个多普勒频移，且频移值基本恒定，体现了场景 2 中接收台运动速度恒定，存在一个与运动速度夹角恒定的无线信道。对于场景 3，有一个多普勒频移，且频移值变化，体现了场景 3 中接收台运动速度变化或运动速度与无线信道的夹角发生了改变。

根据上述分析，峰值频率 f_p 与接收台的速度以及运动速度和信道的夹角有关，对于同一场景的不同样本，可能发生改变，并不能作为信道的“指纹”特征，但对于连续场景，其变化也是连续的、有规律的，可以作为信道“指纹”特征。

此外，从图 4-10 中可以看出，三个场景的多普勒频移峰值的数目以及对应的频移大小存在不同，可以将多普勒频移峰值的数目和对应频移的大小作为“指纹”特征，然而，因为采样信号的波动性，如果直接将极大值作为多普勒频移的峰值，则其数目将会很大，为了筛选有用数据，得到正确的多普勒频移峰值，我们定义阈值上限，只有多普勒频移峰值大于阈值上限，才能够有可能被筛选为正确多普勒频移峰值，此处，我们将阈值上限取为多普勒频谱图最大值的三分之一。进一步，我们对每个大于阈值上限的峰值进行判断，如果该峰值两侧存在小于阈值下限的值，且在这两个小于阈值下限值之间的范围内仅存在一个大于阈值上限的峰值，则将该峰值筛选为正确的多普勒频移峰值，否则，取该范围内符合大于阈值上限条件峰值的最大值为正确的多普勒频移峰值记录。在记录峰值的同时，同样将其对应的多普勒频移记录。

通过以上方法所得到的多普勒频移峰值个数和多普勒频移大小取决于信道的特征，其数目越多，则其多普勒峰值信息含有越多的细节信息。所以，在第 3 问中，我们选取所有记录的多普勒频移峰值最大的两个进行分析，以便更普适的对其区域进行划分，而在问题 4 中，我们以阈值下限为判断标准，以获取更多的细节信息，用于确定其较为精确地位置。

4.1.7 时间间隔相关函数

对多普勒功率谱 $S_d[\lambda]$ 做逆傅里叶变换，得到时间间隔相干函数 $\phi_c[\Delta n]$:

$$\phi_C[\Delta n] = \int_{-\infty}^{\infty} S_C[\lambda] e^{j2\pi\Delta n\lambda} d\lambda \quad (4.19)$$

时间间隔相干函数 $\phi_C[\Delta n]$ 中基本非零的 Δn 范围称为相干时间 $(\Delta n)_C$ 。各场景时间间隔相干函数如图所示（每个场景选取了一个样本展示，同一场景内五个样本的时间间隔相干函数图较为接近，其余见附录）。

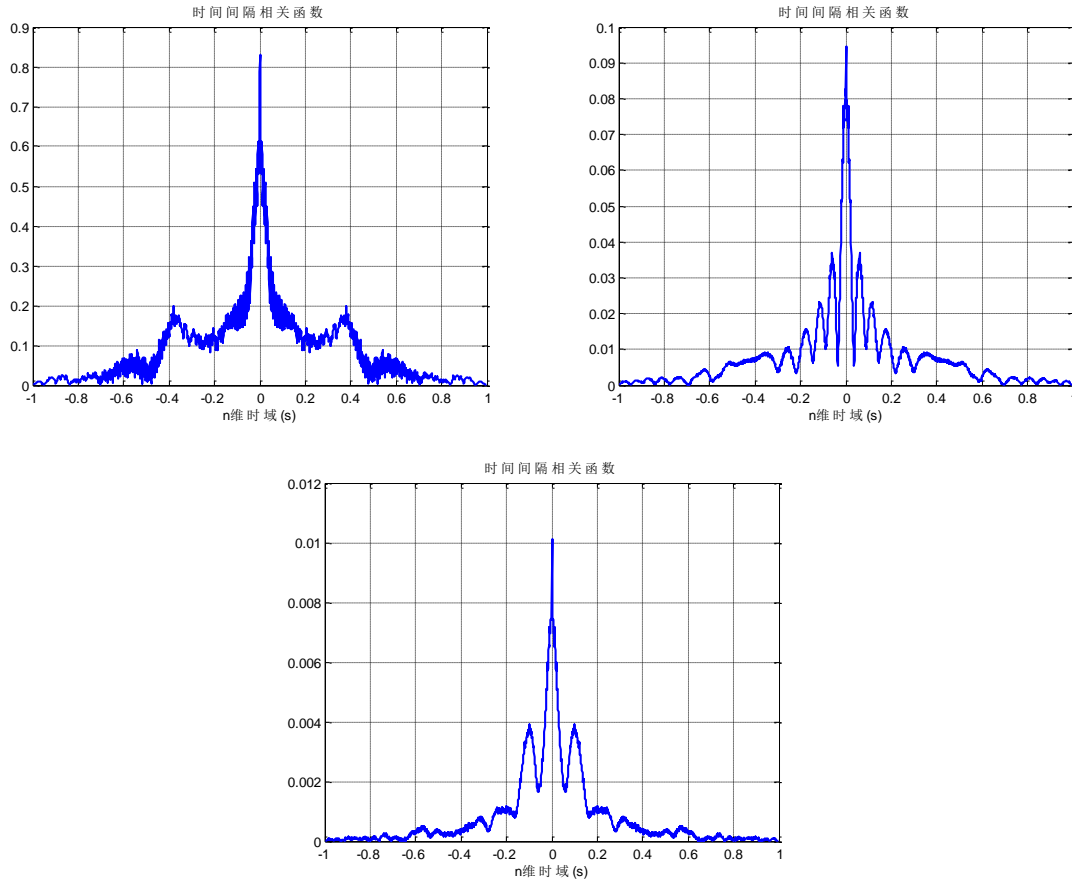


图 4-12 时间间隔相关函数图：a) 场景 1；b) 场景 2；c) 场景 3

从时间间隔相关函数图中发现，三个场景的时间间隔相关函数图差别并不明显，为了进一步分析，我们从图中提取出参数相干时间 $(\Delta n)_C$ ，如表所示

表 4-6 相干时间 $(\Delta n)_C$ （单位：s）

	样本 1	样本 2	样本 3	样本 4	样本 5
场景 1	0.03987	0.07752	0.07133	0.06534	0.07734
场景 2	0.05066	0.04134	0.156	0.176	0.104
场景 3	0.1004	0.04666	0.02934	0.10134	0.032

从表中可以看出，三个场景的相干时间 $(\Delta n)_C$ 没有规律，因此相干时间 $(\Delta n)_C$ 并不能作为“指纹”特征。

4.2 “指纹”特征模型

根据 4.1 节提取的信道特征，可以得知场景 1、场景 2 为平坦衰落信道，场景 3 为频率选择性信道，且三者均没有直达径，其“指纹”特征以及对应的物理含义如表所示。

表 4-7 “指纹”特征以及对应的物理含义

指纹特征	物理含义
均方根时延扩展 σ_τ	表征信道的时间色散
相干带宽 $(\Delta f)_c$	
截断波动 σ^2	其物理含义为信道在滤波器通带内频域强度的方差
最小频域强度 μ_{\min}	其物理含义为信道在滤波器通带内的最小频域强度
多普勒扩展 B_d	表征信道的频率色散
峰值个数 N_p	表征信道的多普勒特性（连续变化特性）
峰值频率 f_p	

对于场景 i ($i=1,2,3$), 其“指纹”特征模型用其不同样本下“指纹”特征均值表示:

$$\text{“指纹”模型}_i = \left[\overline{\sigma_{\tau_i}}, \overline{(\Delta f)_{c_i}}, \overline{\text{AMFI}_i}, \overline{B_{d_i}}, \overline{N_{p_i}}, \overline{f_{p_i}} \right] \quad (i=1,2,3)$$

则三个场景“指纹”模型为如表所示。

表 4-7 三个场景“指纹”模型

	$\overline{\sigma_{\tau_i}}$ (10^{-13}s)	$\overline{(\Delta f)_{c_i}}$ (10^6Hz)	$\overline{\text{AMFI}_i}$	$\overline{B_{d_i}}$ (Hz)	$\overline{N_{p_i}}$	$\overline{f_{p_i}}$ (Hz)
场景 1	1.37902	3.935	6.38	151.8	2	-539.9 425.36
场景 2	1.77766	3.6976	3.38	19.4	1	-299.6
场景 3	0.50442	2.54858	1.46	13.84	1	-284.18

4.3 评价指标建立

利用加权平均和，构建如下评价指标：

$$\min J = \omega_1 (\sigma_\tau - \overline{\sigma_{\tau_i}})^2 + \omega_2 ((\Delta f)_c - \overline{(\Delta f)_{c_i}})^2 + \omega_3 (\text{AMFI} - \overline{\text{AMFI}_i})^2 + \omega_4 (B_d - \overline{B_{d_i}})^2 + \omega_5 (N_p - \overline{N_{p_i}})^2 + \omega_6 (f_p - \overline{f_{p_i}})^2 \quad (4.20)$$

if 测量数据 \in “指纹”模型 i

其中， $\omega_1, \omega_3, \omega_4, \omega_6$ 较小， ω_2, ω_5 较大。

5. 问题2：无线信道场景识别

5.1 场景特征

5.1.1 多径分布函数

对数据包 2 中两个真实信道测量结果去噪之后，按照 4.1 节的公式 ()，得到多径分布函数如图所示，均方根时延扩展 σ_τ 如表所示。

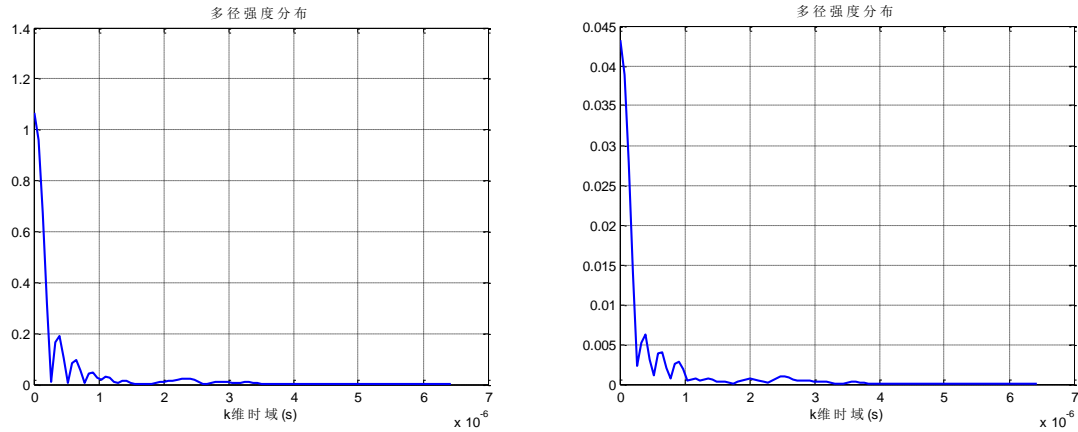


图 5-1 多径分布函数

表 5-1 均方根时延扩展 σ_τ (单位 $10^{-13}s$)

测量结果 1	1.2178	测量结果 2	1.9074
--------	--------	--------	--------

5.1.2 频率间隔相关函数

按照 4.1 节的公式 (), 计算频率间隔相关函数如图所示, 并作出 μ_{\min} 和 σ^2 在 n 维上的分布图, 如图所示。相干带宽 $(\Delta f)_c$ 、平均截断波动 ACU 和平均最小频域强度 AMFI 如表所示。

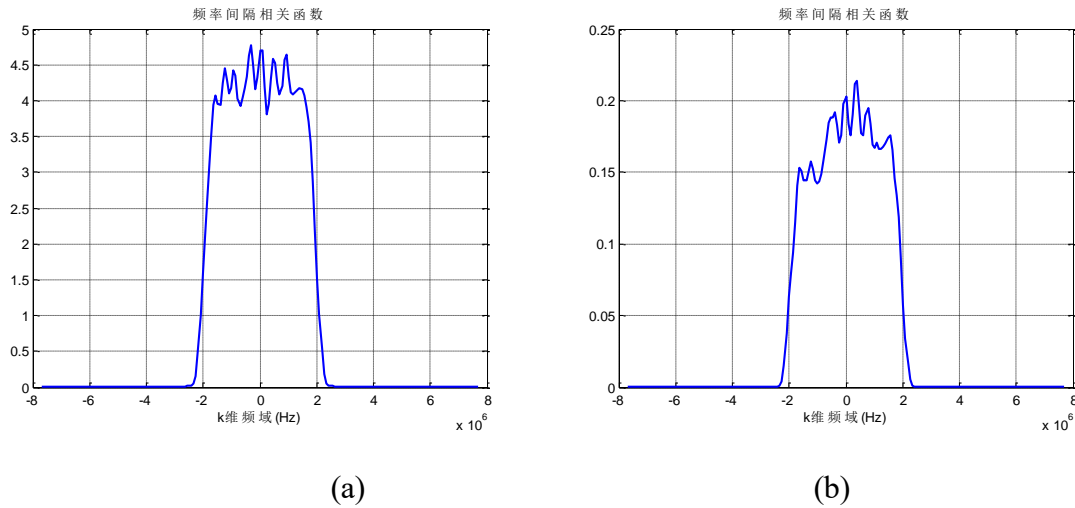


图 5-2 频率间隔相关函数: a) 测量结果 1; b) 测量结果 2

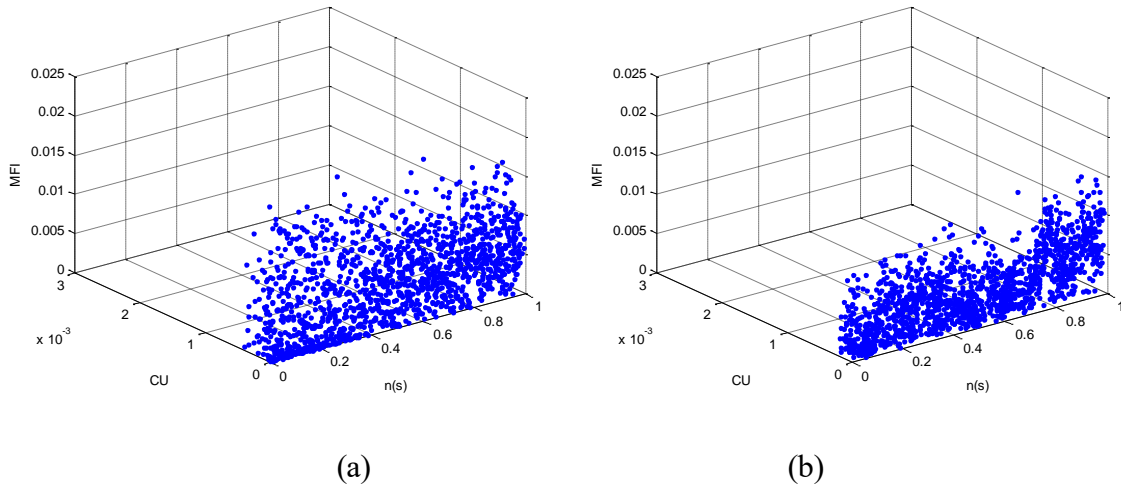


图 4-9 μ_{\min} 和 σ^2 在 n 维上的分布图：a) 测量结果 1；b) 测量结果 2

表 5-2 频率间隔相关函数参数统计结果

	测量结果 1	测量结果 2
相干带宽 $(\Delta f)_c$	3.808	3.73
平均最小频域强度 AMFI	0.0057	0.0045

5.1.3 多普勒功率谱

计算多普勒功率谱函数如图所示，两者的参数如表所示。

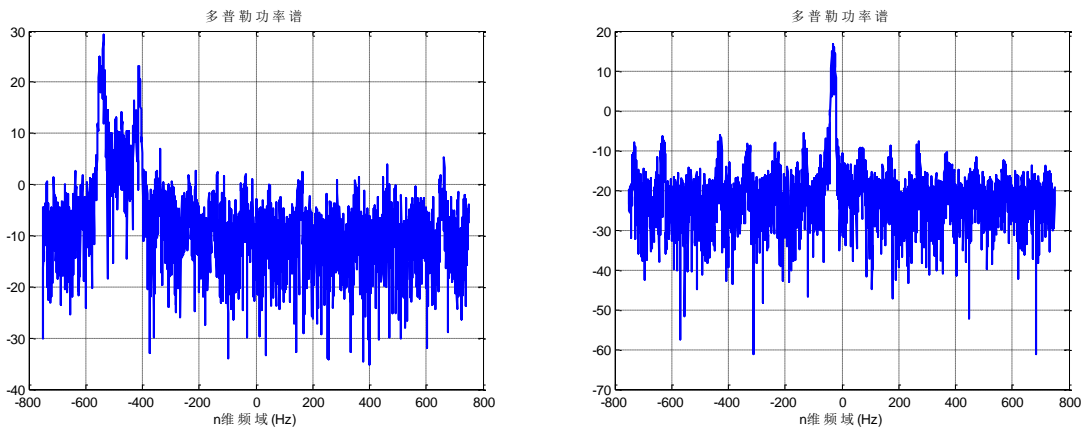


图 5-3 多普勒功率谱：a) 测量结果 1；b) 测量结果 2

表 5-3 多普勒功率谱参数

	多普勒扩展 B_d (Hz)	峰值个数 N_p	峰值频率 f_p (Hz)
测量结果 1	196.1	2	-536.9 -413.3
测量结果 2	22.52	1	-32.02

由于不同样本之间存在接收台速度差异或速度与信道夹角差异，因此峰值频率 f_p

并不作为指纹特征。

5.2 场景识别

利用 4.3 节的评价指标对场景进行识别，评价指标计算结果如表 5-4 所示，其中， $\omega_1 = 0.2$ ， $\omega_3 = 0.2$ ， $\omega_4 = 0.2$ ， $\omega_6 = 0$ ， $\omega_2 = 0.9$ ， $\omega_5 = 0.9$ 。

表 5-4 场景识别参数

	场景 1	场景 2	场景 3
测量结果 1	392.61	6246.628	6649.766
测量结果 2	3344.364	2.202071	18.56665

根据评价指标计算结果可以得出如下结论：
测量结果 1 属于场景 1，测量结果 2 属于场景 2。

6. 问题 3：无线信道区域划分

6.1 频率衰落特征

在每一个样本点 n 上计算信道测量数据的频率间隔相关函数，并计算其在滤波后的频域内功率幅度的最小频域强度 μ_{\min} 和截断波动 σ^2 ，将所得数据做三维图如 6-1 所示。

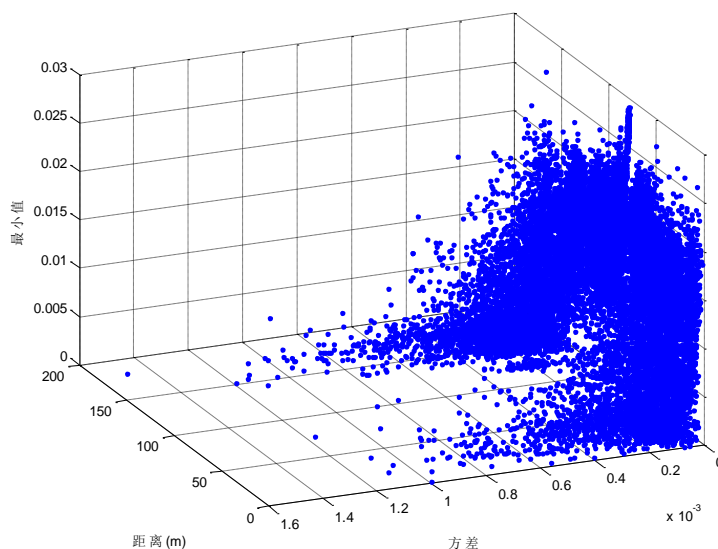


图 6-1 样本频率间隔相关函数最小频域强度及截断波动统计图
为了更好的反映数据特征，对数据进行如下处理：

$$\text{feature1}(n) = \mu_{\min}(n); \text{feature2}(n) = \sqrt{\mu_{\min}(n)^2 + \sigma^2(n^2)} \quad (6-1)$$

再对二者进行归一化，将得到的数据特征输入用 K-means 方法进行聚类，聚类数设为 3，

$$[Idx, C, sumD, D]=Kmeans(Feature,3).$$

(6-2)

可以得到如下图所示的分类结果。

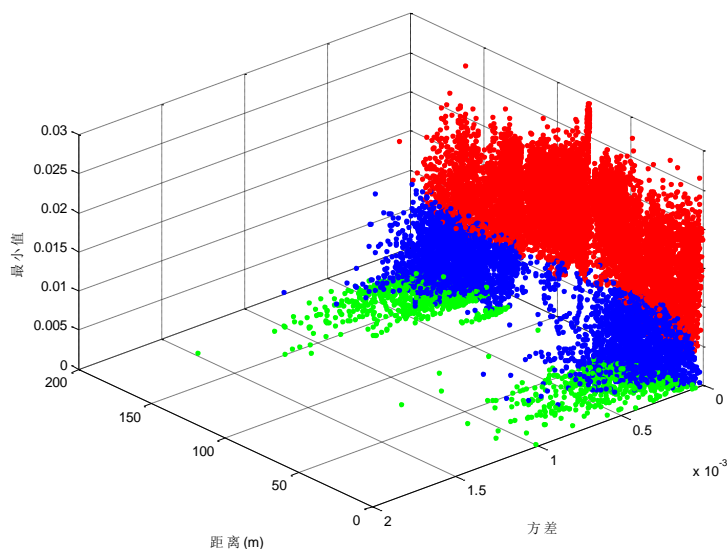


图 6-2 聚类结果示意图

可以看出，样本点的功率幅度的最小值和方差大致可分为 3 类：

表 6-1 样本点类型

类型	颜色	特点	物理意义
1-A	红色	最小值较大，方差较小	非频率选择性信道
1-B	蓝色	最小值较小，方差较小	频率选择性信道
1-C	绿色	最小值较小，方差较大	频率选择性信道

由于在大多数时刻，三种样本点同时存在，因此，难以通过样本点的分类实现信道划分。本文通过其统计特性进行信道分类。统计三种样本类型随着距离的增加的数量累积图，由图可以看出，根据三种样本累积量相对斜率的不同，可大致把该 150m 的信道分为 3 类。

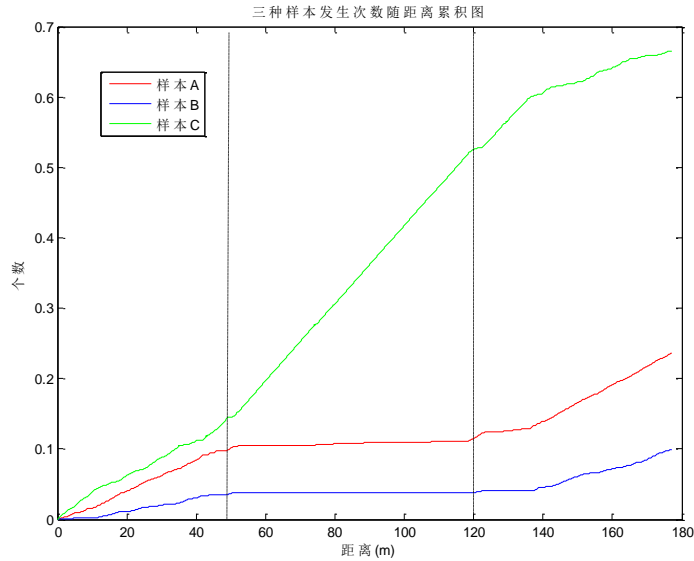


图 6-3 三种样本发生次数随距离累积图

从图 6-3 可以得到如下区域粗划分：

表 6-2 信道粗分类

类型	范围(m)	特征	物理意义
1-1	0~52	三种样本累积量变化平缓，斜率依次为： A: 36.4; B: 12.9; C: 49.4;	三种样本交替发生，频率选择性信道
1-2	52~120	C 累积量变化剧烈，斜率依次为： A: 4.6; B: 0.7; C: 92.7	C 样本总是发生，其他样本偶然发生，信道平坦
1-3	120~143	三种样本累积量变化平缓，斜率依次为： A: 35.7; B:18.4; C: 43.6;	三种样本交替发生，频率选择性信道

此外，可通过计算测试信道的累计值频率间的比值，判定测试信道属于图 6-3 中哪个区域。

6.2 多普勒功率谱特征

对样本数据每 0.5s 计算一次功率谱，其中，每次计算采用 1000 个样本点，可得到信道多普勒功率谱随信道距离的变化关系。其中，图 6-4 反映了多普勒功率谱中峰值随距离的变化关系，图 6-5 反映了多普勒带宽扩展随距离的变化关系。图 6-6 反映了强度最大的前三个多普勒峰值位置的变化。可以看出，峰值个数可以按多和少划分，体现了周围环境对多普勒的影响。多普勒带宽扩展可以按粗细划分，体现了是否存在漫反射，散射等现象。多普勒峰值位置变化体现了物体的运动状态。

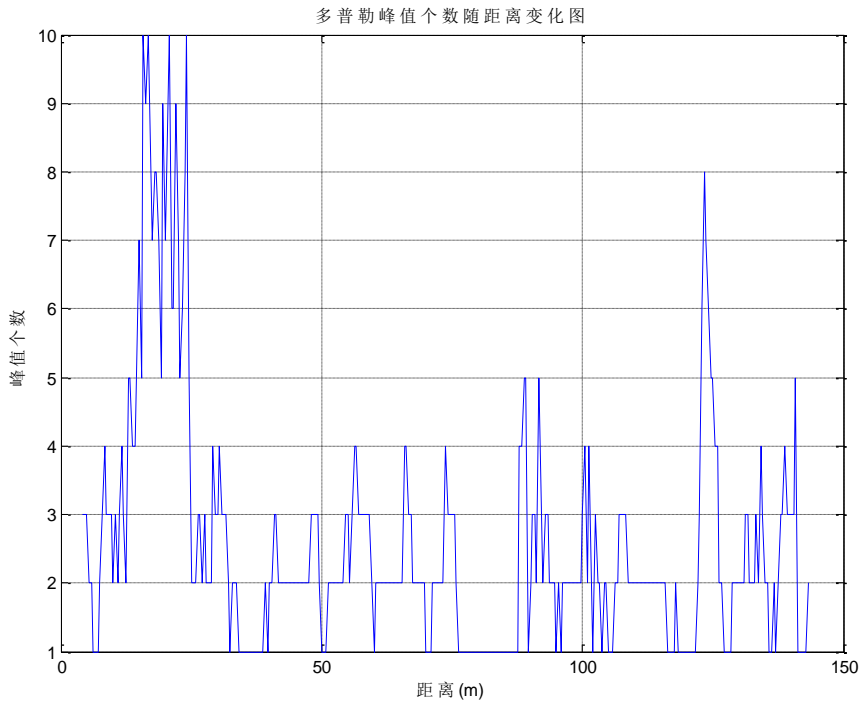


图 6-4 多普勒峰值个数随距离变化图

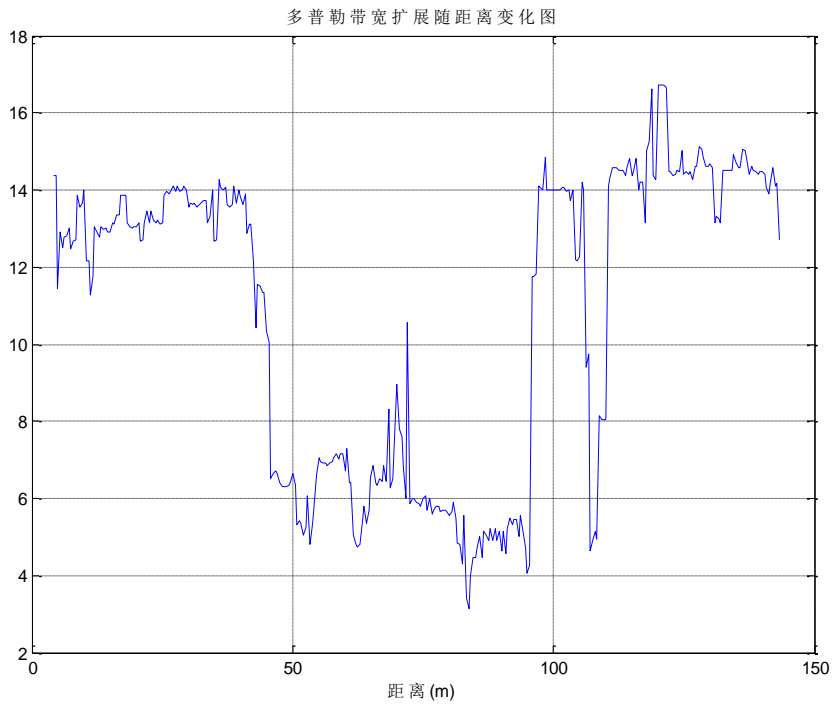


图 6-5 多普勒带宽扩展随距离变化图

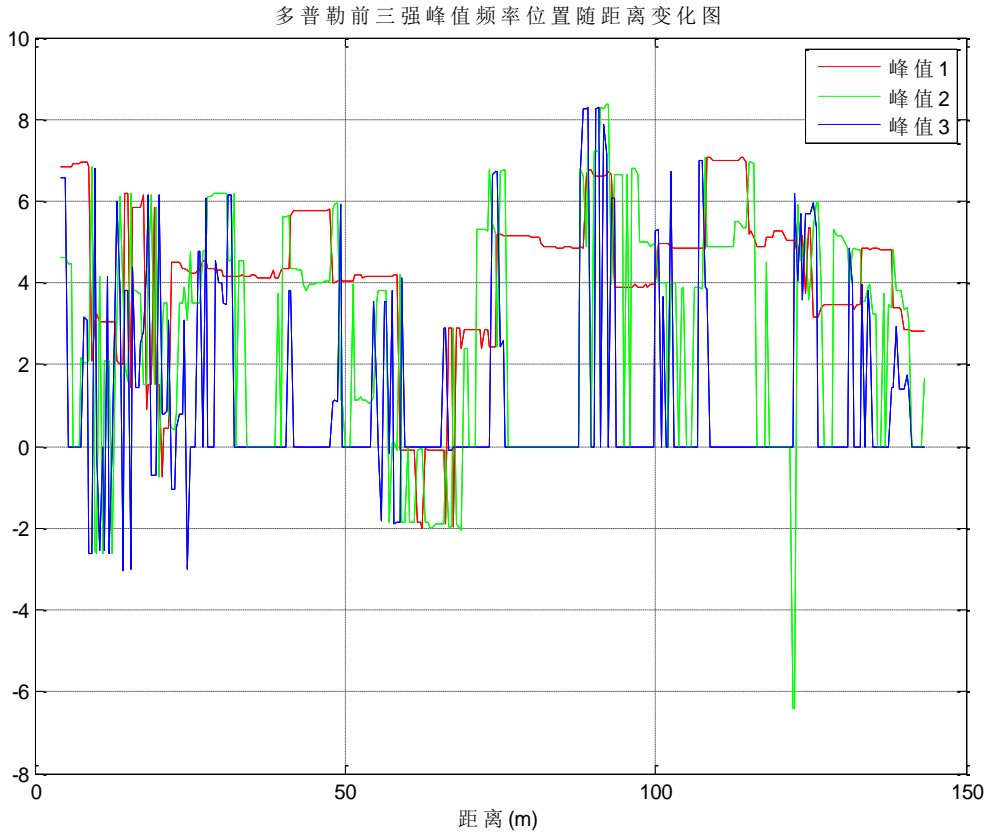


图 6-6 多普勒频谱前三强峰值位置随距离变化图

多普勒峰值个数，多普勒带宽扩展，前三强多普勒峰值位置为信道的三种多普勒特性。首先对多普勒数目和多普勒扩展进行 K-means 聚类。聚类结果如图 6-7 所示。

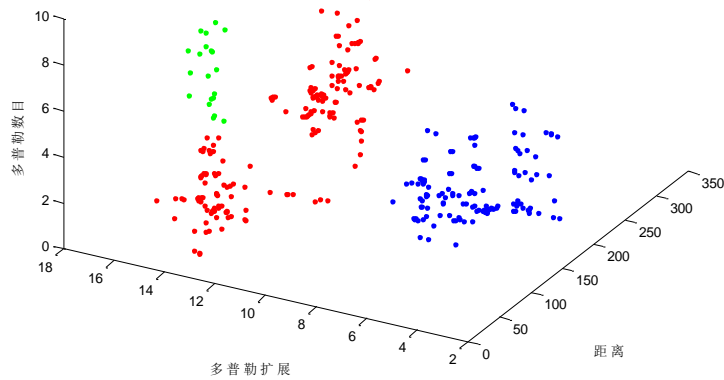


图 6-7 多普勒数目和多普勒扩展聚类结果

如图，样本可以分为 3 类，如表 6-3 所示。

表 6-3 多普勒特性

类型	颜色	特点	物理意义
2-A	绿色,	多普勒扩展大, 多普勒谱峰数目多	噪声, 散射强, 多普勒效应不明显
2-B	红色	多普勒扩展大, 多普勒谱峰数目少	噪声、散射+强多普勒效应
2-C	蓝色	多普勒扩展小, 多普勒谱峰数目少	强多普勒效应, 信道环境单纯

通过 K-means 聚类, 得到各类样本在不同距离上的分布如下图所示。其中, 每种颜色对应 2-A, B, C 中的一种样本。

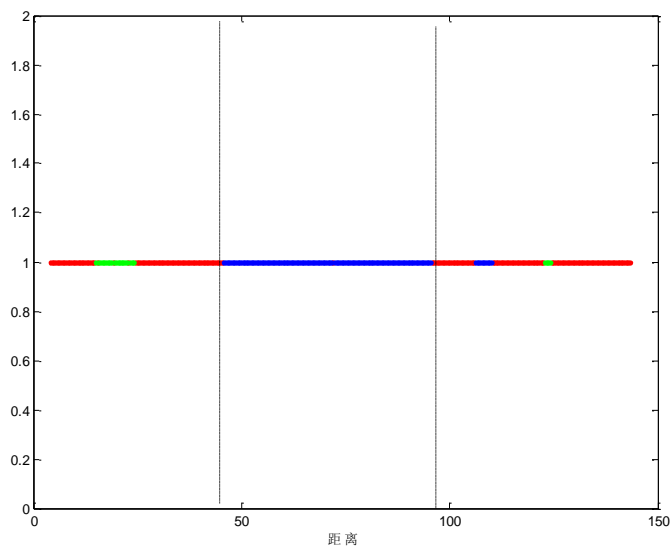


图 6-8 K-means 分类标示图

由图 6-8 中样本分布, 可以得到如下信道分类。

表 6-4 基于多普勒的信道分类

信道类型	位置	特点	物理意义
2-1	1-45	2-A & 2-C	见表 6-3
2-2	45-97	2-C	
3-2	97-143	2-A & 2-B & 2-C	

下面, 基于最强的三个多普勒峰值位置进行信道划分。由于谱峰位置信息比较复杂, 不能用 k-means 进行聚类, 因此, 主要从中提取多普勒的符号信息, 及根据多普勒频移是正值还是负值进行划分, 分类结果如下所示。

表 6-4 基于多普勒峰值特性的信道划分

信道类型	位置	特点	物理意义
3-1	4-9		
3-2	9-13	存在负频移	存在反向速度
3-3	13-20		
3-4	20	存在负频移	存在运动方向突然转向
3-5	20-57		
3-6	57-70	存在负频移	存在反向速度
3-7	70-121		
3-8	121-123	存在负频移	存在运动方向突然转向
3-9	123-143		

6.3 联合信道划分

6.1 和 6.2 节中基于不同的信道特征进行了信道划分，其中，一段信道可以兼具其中多种特性，因此，将以上划分信道进行进一步划分如下。

表 6-5 综合信道划分

信道分类	信道位置	信道类型	特征和物理意义见表 6-1 ~ 6-5
1	1-9	1-1 & 2-1 & 3-1	
2	9-13	1-1 & 2-1 & 3-2	
3	13-20	1-1 & 2-1 & 3-3	
4	20	1-1 & 2-1 & 3-4	
5	20-45	1-1 & 2-1 & 3-5	
6	45-52	1-1 & 2-2 & 3-5	
7	52-57	1-2 & 2-2 & 3-5	
8	57-70	1-2 & 2-2 & 3-6	
9	70-97	1-2 & 2-2 & 3-7	
10	97-120	1-2 & 2-3 & 3-7	
11	120-121	1-3 & 2-3 & 3-7	
12	121-123	1-3 & 2-3 & 3-8	
13	123-143	1-3 & 2-3 & 3-9	

7. 问题 4：无线信道区域识别

7.1 区域粗划分

基于问题 1 中提出的无线信道指纹模型，可分别对第四问中的两个样本的指纹进行提取。首先将将样本 1 (SampleForTest1) 和样本 2 (SampleForTest2) 在每一个样本点 n 上计算频率间隔相关函数，并计算其在滤波后的频域内功率幅度的最小值 μ_{\min} 和方差 σ^2 作为样本特征。根据问题 3 中 K-means 聚类方法得到的聚类中心，依据最小距离原则对各个样本特征进行分类，接下来做出各个种类样本的累积曲线，如图所示。并计算曲线斜率，归一化后与表 6-? 中数据比较，可以判断得到样本 1 属于 1-3，样本 2 属于 1-2。

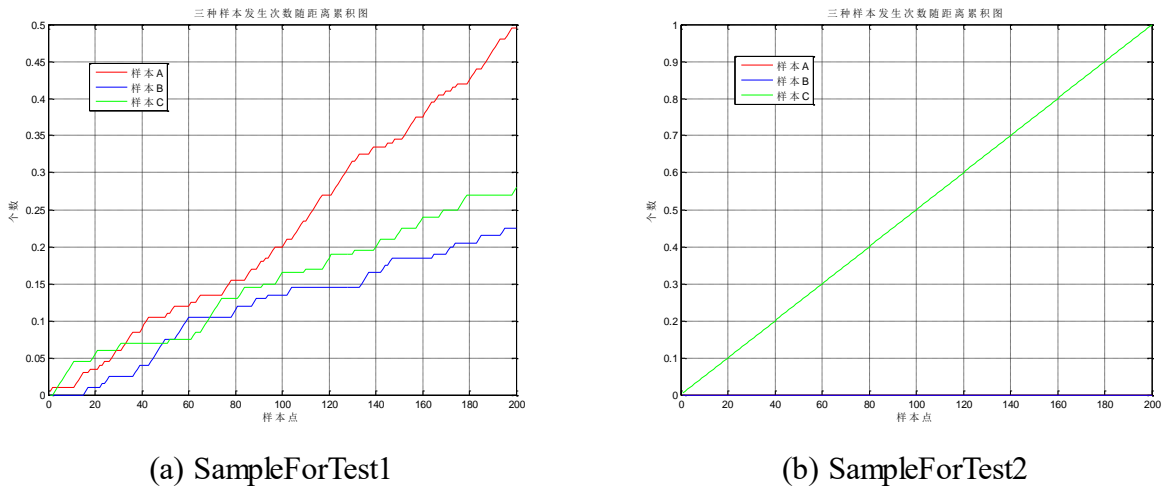


图 7-1 测试样本累积曲线

其次，计算样本的多普勒功率谱，提取多普勒峰值个数，多普勒带宽扩展，如下表所示。根据问题 3 中聚类结果，判断样本 1 对应于 2-1 和 2-3（与 2-A 点对应），样本 2 对应于 2-2（与 2-C 点对应）。此外，根据前二强多普勒峰值位置特征，判断测试样本基于频率衰落特征的分区。

表 7-1 样本指纹提取结果

	测量结果 1	测量结果 2
主多普勒频移数	2	1
多普勒频展宽	15.5779	4.5226
最强多普勒频移	3.2663	5.5276
次强多普勒频移	-5.7789	-
平均截断波动	1.3762e-4	1.6402e-5
平均最小频域强度	0.0055	0.0157

综上，区域划分如表 7-2 所示。

表 7-2 测量结果粗识别与划区

	频率衰落特征	多普勒功率谱	多普勒峰值	总划区
测量结果 1	1-3	2-1 ; 2-3	1-3; 3-3; 5-3; 7-3	12 区 (121-123)
测量结果 2	1-2	2-2	2-3; 4-3; 6-3; 8-3	7 区 (52-57); 9 区 (70-97)

7.2 区域精划分

为了能够得到更加精确的识别结果，可在已有区域粗划分的基础上进一步精确划分。

主要有以下两个方面的改动：

改动一，为了能够得到更多的信息，我们在问题 4 中，对问题 1 中的无线信道指纹进行修改，将主多普勒频移数改为大于阈值下限的数目，并统计响应多普勒频移峰值对应的频移，通过这一改动，我们可以识别出一些阈值较小的多普勒频移峰，用以区分细节特征。改动二，问题 3 中，我们采用 K-means 聚类法进行分类，其存在较大的模糊度，分辨率不高，但是能够有效区分出具有代表性的区域，然而，在问题 4 中，我们需要更精确地划分，所以我们需对无线信道指纹特征进行调整，以现有区域划分的基础上进一步精确划分。基于样本的无线信道指纹，我们将已有区域中不同位置的无线信道指纹与其作比较，若满足所有信道指纹的参数均在分辨率的允许范围，则将该范围作为精划分后的区域，其中，这里的分辨率定义为相同参数改变的最大范围，即当某两个参数之间的变化超过分辨率时，则认为这两个参数不相同。在精划分中，其分辨率指标如下表。

表 7-3 样本指纹提取结果

	粗划分	精识别
主多普勒频移数	大/小	分辨率 2
多普勒频展宽	宽/窄	分辨率 2
最强多普勒频移	正/负	分辨率 1
次强多普勒频移	正/负	分辨率 1

以上记过是对 1000 个采样点的计算所得，而本文中用 1000 采样点中的中间位置代表此时此刻的信道指纹特征，所以，因此便存在 ± 500 个采样点的误差，即等效为约为 4.17m 的误差。因此，根据误差修正精划分区间后，并对其进行最优匹配，最优匹配的含义是寻找修正精划分区域中与当前样本信道指纹特征最接近的位置，接近的评价标准用信道指纹特征之间的欧氏距离表征。得到欧氏距离最小对应的位置即为第一次最优匹配的结果。

如上所述，1000 个采样点对应 4.16m 的误差，误差较大，通过减少采样点可以降低其带来的误差。因此，我们对最优匹配结果附近的 1000 个点进一步细分，将其分为以 50 个采样点为重叠的 20 个为 200 个采样点长度的数据段，并在这 20 个数据段中进行第二次最优匹配，得到最优数据段的中心位置。因为本文的无线信道区域识别算法本身存在一定的误差，另一方面，进一步降低采样点数将使频率分辨率变得很大，无法对其频谱特性进行分析，所以，我们不在继续减小采样点数，则问题 4 中最终识别的区域为以第二次最有匹配得到的最优数据段中心位置为中心，左右加减误差范围

的区域。

本文无线信道区域识别算法流程图如图，无线信道区域识别结果如表，

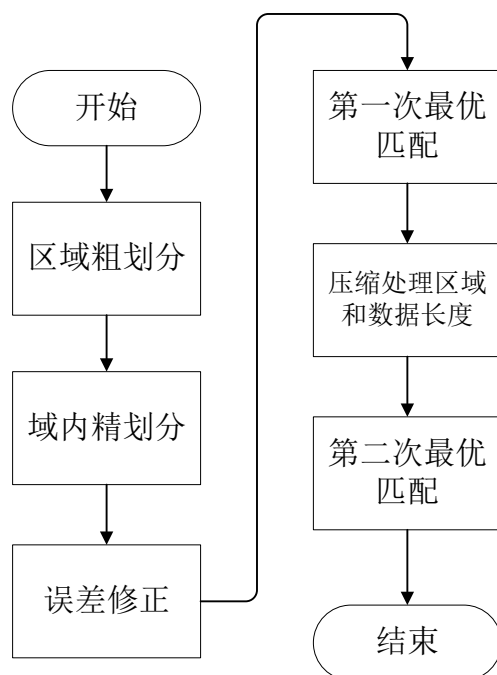


图 7-2 无线信道区域识别算法流程图

表 7-4 无线信道区域识别结果

	测量结果 1		测量结果 2	
粗选取位置	121-123		52~57; 70~97	
精划分	121.7-122.9		76.26~87.51	
修正后位置	117.54~127.06		72.1~91.67	
最优匹配	区域位置	误差	区域位置	误差
一次匹配	122.085m	± 4.16m,	76.67m	± 4.16m,
二次匹配	121.67 m	± 0.83m	75	± 0.83m

8. 模型的评价

本文建立了基于时间色散和频率色散参数的无线信道“指纹”特征模型，分别体现了信道的时域和频域特征。利用这一模型，采用加权平方评价指标对场景进行了快速识别，采用 K-means 聚类算法对区域进行了精确划分，从而验证了本文提出的无线信道“指纹”特征模型的精确性与实用性。

进一步，本文模型应考虑在提取无线信道指纹特征和分析其物理意义的基础上，能够重构其三维环境特征。

9. 参考文献

- [1] C114 中国通信网, 中国联通在西安上海测试 LTE FDD 技术, <http://tech.hexun.com/2011/4gworldchina/index.html>, 2014 年 9 月 21 日.
- [2] 吴伟陵, 牛凯. 移动通信原理[J]. 2009
- [3] 周文安, 付秀花, 王志辉. 无线通信原理与应用[J]. 2006.
- [4] 百度百科, 多径效应, <http://baike.baidu.com/view/1289694.htm?fr=aladdin>, 2014 年 9 月 21 日
- [5] 陈娱. 快变信道下 OFDM 系统的信道估计研究[D]. 电子科技大学, 2012.
- [6] 百度百科, 多普勒效应, <http://baike.baidu.com/view/143217.htm>, 2014 年 9 月 21 日
- [7] 董月. 基于 Xiao 模型和基扩展模型的高移动性无线信道建模与仿真[D]. 西南交通大学, 2012.
- [8] 孙妍. 基于 OFDM 系统的时域均衡技术应用研究[D]. 吉林大学, 2006.
- [9] 王丽. OFDM 系统中载波间干扰的消除方案[D]. 北京邮电大学, 2007.
- [10] Hrycak T, Das S, Matz G, et al. Low complexity equalization for doubly selective channels modeled by a basis expansion[J]. Signal Processing, IEEE Transactions on, 2010, 58(11): 5706-5719.
- [11] 宋伯炜. OFDM 无线宽带移动通信系统中信道估计与均衡技术研究 [D][D]. 上海交通大学, 2005.
- [12] Tang Z, Cannizzaro R C, Leus G, et al. Pilot-assisted time-varying channel estimation for OFDM systems[J]. Signal Processing, IEEE Transactions on, 2007, 55(5): 2226-2238.
- [13] Tsatsanis M K, Giannakis G B. Modelling and equalization of rapidly fading channels[J]. International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, 1996, 10(2 - 3): 159-176.
- [14] Saptarshi Das. Mathematical Methods for Wireless Channel Estimation and Equalization. Dissertation, University of Vienna, 2009.
- [15] 蔡涛, 李旭, 杜振民. 无线通信原理与应用[J]. 1999.