

参赛密码 _____
(由组委会填写)

第十一届华为杯全国研究生数学建模竞赛

学 校	东南大学
参赛队号	10286040
队员姓名	1.赵星宇
	2.张家典
	3.崔文明

参赛密码 _____
(由组委会填写)



第十一届华为杯全国研究生数学建模竞赛

题 目 无线通信中的快时变信道建模

摘 要：

本文针对无线通信系统中的快时变信道问题，建立了减少信道参数估计的模型，符合瑞利分布的多径时变传输信道模型，研究了采用 16QAM 调制的过双选信道信号的误码率的问题。

本文的主要工作如下：

针对问题一：利用复指数基扩展（CE-BEM）方法，选定 BEM 模型的基函数为傅里叶基 $e^{jw_q n}$ ，考虑多普勒频移以及多径效应，建立快时变信道估计数学模型

$$h_l[n] = \sum_{q=0}^Q b_{l,q} e^{jw_q n}$$
，将信道数据按照相关时间进行分组估计，每一组的分组长度

要小于相关时间内的采样点的长度 400，对于每一个分组运用一小部分测试数据通过最小二乘法（LS）拟合算出复指数基扩展模型的 BEM 系数 $b_{l,q}$ ，然后用拟合

出来的参数来估算预测该分组的整体信道数据，通过针对不同的阶数 Q 进行仿真分析发现 NMSE 值随着 Q 的增加而减小的趋势逐步变缓，确定 CE-BEM 傅里叶基的阶数 $Q=6$ ，对测试数据占总体数据不同比率的情况进行分析，并通过改变分组长度以及数据采样率进行模型优化，得到各种情况下的 NMSE 值，确定在满足一定准确度的条件下，比较理想的数据预测率为 95%。

针对问题二：首先利用问题一所建模型针对不同速度下的快时变信道的误差

分析,可以发现速度越大,使得多普勒频偏越大,进而导致信道估计值与实测值之间的归一化均方误差越大,预测结果准确度降低。其次分析理想情况下的信道模型,得出有多普勒频移的快时变环境下的 Jakes 模型,并利用 Jakes 模型针对多径快时变传输信道建模,得到信道的仿真数据,得出其幅度服从瑞利分布,相位服从均匀分布,然后利用问题一所建模型对产生数据进行分析,得出估计数据利用率为 95%时,归一化均方误差为 6.2202×10^{-4} ,验证了模型估计的正确性。

针对问题三:建立任意信号序列经过 16QAM 调制后过双选择性且有加性噪声信道,首先产生一随机二进制序列,其经过 16QAM 调制以后,分为多个载波在信道中进行传输,该信道为引入了 AWGN 噪声的快时变多径双选择性信道中,在信道中将调整后的时域信号与信道参数进行运算得出过信道之后的信号,然后对信号进行解调得出其原始信号,计算原始信号通过信道后的误比特率可以分析发现随着信噪比的增加误比特率显著减小。

关键词: 快时变信道, 基扩展, 信道估计, NMSE, BER

目录

目录	1
一、绪论.....	1
1.1 背景介绍.....	1
1.2 基本模型.....	1
1.3 问题提出.....	2
1.4 主要工作.....	3
二、符号说明.....	4
三、问题一分析、建模与求解.....	5
3.1 问题分析.....	5
3.2 模型建立.....	6
3.2.1 基扩展模型.....	6
3.2.2 复指数 BEM (CE-BEM) 模型.....	6
3.3 模型求解.....	7
3.4 复杂度分析.....	8
3.5 仿真及结果分析.....	8
3.6 模型改进.....	11
3.7 本章小结.....	12
四、问题二分析、建模与求解.....	13
4.1 探究运动速度的影响.....	13
4.1.1 问题分析.....	13
4.1.2 仿真验证.....	13
4.2 多径时变传输信道建模.....	14
4.2.1 理想统计参考模型[2].....	14
4.2.2 Jakes 模型[3].....	15
4.2.3 Jakes 信道模型仿真.....	17
4.3 验证 CE-BEM 信道模型.....	19
4.4 本章小结.....	20
五、问题三分析与求解.....	21
5.1 问题分析.....	21
5.1.1 仿真流程.....	21
5.1.2 MQAM 调制.....	21
5.1.3 信道估计.....	22
5.2 仿真验证.....	22
5.3 本章小结.....	23
六、结束语.....	24

一、绪论

1.1 背景介绍

随着宽带移动通信的快速发展，移动通信系统应用需求也迅速增长，移动通信网络的连接环境更为复杂多变。尤其是高速铁路和高速公路的快速发展，对移动通信系统提出了更高要求。在高速移动环境下，无线通信信道会发生快速变化，使得许多传统的信道模型不再适合描述无线通信中的快时变信道。因此，新的信道模型亟待研究，以更好地描述快时变信道。

传统的无线信道估计方法是在发送端插入训练序列。但在高速运动的快时变信道情况下，需要频繁地增加训练信号（开销），使得导频占用过多的传输资源，因此在快时变的信道中，需要新的数学模型来估计快变的信道参数。目前基扩展(Basis Expansion Model)方法是最近研究得较多的一种方法。其主要是利用有限个基函数的线性组合来描述一定时间内的时变信道，可以模拟有多普勒效应的快时变信道，减少信道参数直接估计的次数。然而，不同的基函数选择，对模型的准确度有很大影响，因此针对快时变信道的建模，基函数的选择尤为重要；另外，如果模型所用算法复杂度太高，不利于实用，因此低复杂度算法的选择也有待研究。

1.2 基本模型

1.1.1 基本模型

移动通信系统中的基本模型由下图 1.1 表示：

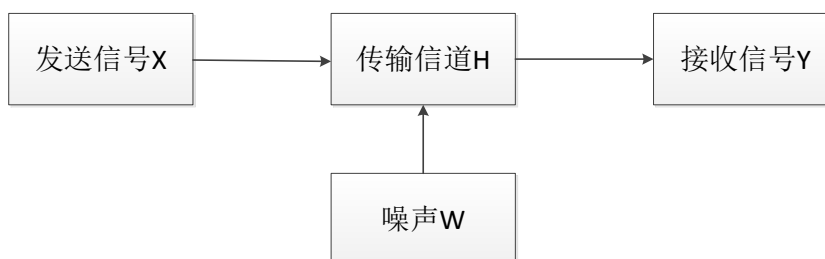


图 1.1 通信系统基本模型

数学表示式：

$$Y = HX + W \quad (1-1)$$

在移动通信中，信号在无线信道传播，存在多径反射和衰减的现象，无线多径传输时域离散形式的数学表达为：

$$y[n] = \sum_{l=0}^{L-1} h_l[n]x[n-l] + w[n], n = 0, \dots, K-1 \quad (1-2)$$

式中， L 为信道的多径数， K 为传输信号的长度， $w[n]$ 为 AWGN， $h_l[n]$ 是信道参数。

由于多径效应的存在，信号在时域上出现时延扩展，由于移动台与基站之间

的相对运动带来的多普勒效应使信道特性在频域上出现频域扩展,变换到时域引起信道时域变化,且运动速度越快,信道时变越快。

1.1.2 无线信道估计

采用基扩展方法对信道进行估计,利用有限个基函数的线性组合来描述一定时间内的时变信道,可以模拟有多普勒效应的快时变信道,减少信道参数直接估计的次数,数学模型为:

$$h_l[n] = \sum_{q=0}^Q b_{l,q} B_q[n], \quad l = 0, \dots, L-1 \quad (1-3)$$

式中 $b_{l,q}$ 是第 l 个路径的第 q 个基系数,在一定时间周期 T 内不随时间 n 变化, B_q 是第 q 个基函数矢量,变量是时间 n 。将式(1-3)代入式(1-2)可得到整个信息传输的模型表示:

$$y[n] = \sum_{l=0}^{L-1} \left(\sum_{q=0}^Q b_{l,q} B_q[n] \right) x[n-l] + w[n], \quad n = 0, \dots, K-1 \quad (1-4)$$

1.3 问题提出

问题一:数据文件 1 给出了某信道的测试参数(运动速度 180Km/h,载波频率 3GHz,信道采样频率 200KHz),请建立数学模型,在保持一定的准确度的情况下,把测试数据中的部分数据通过所建模型计算获得,从而减少实际数据的测试量(即利用部分测试数据通过所建模型预测整体数据,实测数据量越少越好)。用图表方式展示原始数据与计算结果的误差,并分析模型所用算法的复杂度。

问题二:多普勒效应引起信道的变化,在载波频率一定的情况下,变化的程度与相对速度有关。数据文件 2、3、4 分别是载波频率为 3GHz 时,信道在不同速度 90Km/h、270Km/h、450Km/h 时的测试数据(信道采样频率是 200KHz)。请对这些数据进行分析,探索运动速度对第一问你们所建模型准确度影响的规律。在通信研究过程中经常会采用仿真的方法产生信道数据,如果多径衰落信道相互独立,幅度服从瑞利(Rayleigh)分布,相位服从均匀分布,如何对多径时变传输信道建模?描述信道建模的过程,并利用所建信道模型产生的仿真数据,验证前面你们所建模型在减少测试数据方面的效果。

问题三:在一个通信系统中,为适应无线信道的特点,信号在信道传输过程中还涉及到数字调制和解调过程,在信道传输前,在调制过程中二进制序列信号要调制为复数序列,以适合无线信道传输。常用的数字调制方式有 QAM 调制,可以用星座图直观表示。

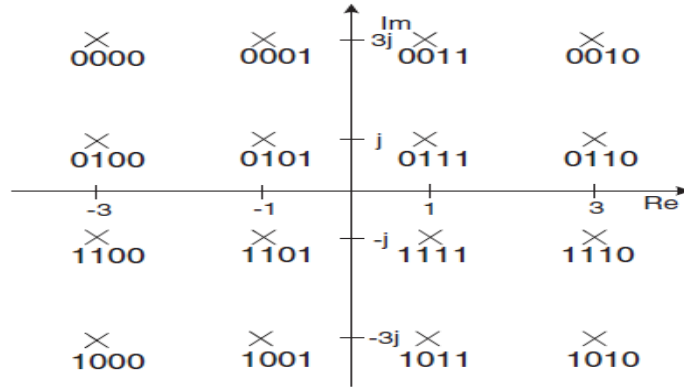


图 1.2 16QAM 星座图

图 1.2 为 16QAM 星座图,可以把 4 位二进制数按顺序转换为相应的复数(如 0000 转换为 $-3+3j$),并与载波信号相乘后送入信道。接收端接收到复数信号后进行载波解调后解码(即按逆变换将 $-3+3j$ 转换为 0000),恢复二进制序列。

根据实际信道受噪声影响的情况,对题 1 和题 2 中涉及的信道增加 AWGN 噪声,SNR 的取值参考范围从 0 到 40dB。自行定义任意输入信号,进行数字调制及解调,信道参数采用前面所建减少信道数据测试频度的模型,分析 SNR 与 BER 之间的关系。

1.4 主要工作

本文提出 CE-BEM 基扩展信道估计方法,验证了 CE-BEM 基扩展信道模型在双选信道的估计中有效减少估计参数,准确对信道进行估计。分析移动台相对基站的移动速度对 CE-BEM 模型准确度的影响,并进行仿真验证。建立 Jakes 信道仿真器,仿真生成包络服从瑞利分布,相位服从均匀分布的双选信道数据,并用 Jakes 仿真器生成的数据验证 CE-BEM 信道模型的准确性。

二、符号说明

移动台相对基站的运动速度: v

载波频率: f_c

信道采样频率: f_s

信道最大多普勒频偏: $f_{\max}$

相干时间: T_c

相干时间内的采样点数: N_c

多径数: L

传输信号长度: K

数据分组长度: N_g

计算基系数利用实测数据数: S

数据利用率 (计算基系数所用实测数据占有所有数据的比率): $\frac{S}{N_g}$

三、问题一分析、建模与求解

3.1 问题分析

根据信道的部分参数（运动速度 $v=180\text{km/h}=50\text{m/s}$ ，载波频率 $f_c=3\text{GHz}$ ，信道采样频率 $f_s=200\text{kHz}$ ）进行初步计算。在速度 180km/h 下，最大多普勒频偏：

$$f_{\max} = \frac{v}{\lambda} \quad (3-1)$$

其中， λ 为信号的波长，有载波频率得到：

$$\lambda = \frac{c}{f_c} \quad (3-2)$$

代入数据得到最大多普勒频偏为： $f_{\max} = 500\text{Hz}$ 。

信道的相干时间是指存在多普勒频偏的情况下，信道保持恒定的最大时间差范围。多普勒频偏与信道相干时间有如下关系：

$$T_c = \frac{1}{f_{\max}} \quad (3-3)$$

代入数据得所给信道的相干时间： $T_c = 2 \times 10^{-3}\text{s}$ 。

采样周期为： $T_s = \frac{1}{f_s} = 5 \times 10^{-6}\text{s}$ ，在信道保持恒定的相干时间内，采样点数为：

$$N_c = \frac{T_c}{T_s} \quad (3-4)$$

代入数据得到 $N_c = 400$ 。

数据文件 1 中包含了的某信道信息为 $h_l[n]$ 的矩阵，其中， $l \in [1, 9], n \in [1, 20000]$ ，即包含 9 条径 20000 个采样时刻点的信道信息。

将 20000 个采样时刻点的信息分组，每 N_g 个点为一组，即第 P 组数据为 $h_l[n], n \in [PN_g, (P+1)N_g]$ ， $P = 0, 1, 2, \dots, \frac{20000}{N_g} - 1$ ，考虑相干时间内信道信息的

相关性， N_g 需满足 $N_g \leq N_c$ ，每一组数据中取前 S 个实测数据用于计算信道模型

参数 $b_{l,q}$ 的值，对剩余 $N_g - S$ 个数据进行预测，实测数据利用率 $\frac{S}{N_g}$ ，期望以较

小的数据利用率获得更好预测效果。

3.2 模型建立

3.2.1 基扩展模型

假设 $h(t, \tau)$ 是双选择衰落信道的时变冲击响应， $H(f, \tau)$ 为 $h(t, \tau)$ 的傅里叶变换，时延拓展 $|\tau| > \tau_{\max}$ 或多普勒拓展 $|f| > f_{\max}$ 时， $H(f, \tau) \approx 0$ 。采样周期 T_s 等于符号周期，考虑一个时间块 $t \in [kNT_s, (k+1)NT_s]$ ，假设在该时间块内，信道变化可以表示为 $Q+1$ 个系数 $\{b_{l,q}\}_{q=0}^Q$ ，而 $Q+1$ 个基函数表示信道的时变特性[1]。则信道参数可以表示为一组时变基的加权叠加：

$$h_l[n] = \sum_{q=0}^Q b_{l,q} B_q[n] \quad l = 0, \dots, L-1$$

其中， $B_q[n]$ 是第 q 个基函数，对于不同的 BEM，采用不同的基函数进行建模，

$b_{l,q}$ 是第 l 条路径的第 q 个 BEM 的系数， Q 为阶数，通常取 $Q := 2 \lceil f_{\max} NT_s \rceil$ ，

$L := \lceil \tau_{\max} / T_s \rceil$ ，有两个假设：

- 1) 参数 $\tau_{\max}$ ， $f_{\max}$ 有限，满足 $2\tau_{\max} f_{\max} < 1$ ；
- 2) BEM 系数为零均值复高斯随机变量。

3.2.2 复指数 BEM (CE-BEM) 模型

复指数 BEM 采用傅里叶基[1]来建立信道模型，此时，信道冲击响应为：

$$h_l[n] = \sum_{q=0}^Q b_{l,q} e^{jw_q n} \quad (3-5)$$

其中，基函数 $B_q[n] = e^{jw_q n}$ ， $w_q = \frac{2\pi(q - \frac{Q}{2})}{N}$ 。

3.3 模型求解

将式(3-5)写成矩阵形式为

$$\mathbf{h}_l = \mathbf{B}\mathbf{b}_l \quad (3-6)$$

其中：

$\mathbf{h}_l = [h_l(1), h_l(2), \dots, h_l(S)]^T$ 为前 S 个实测数据；

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} B_0(1) & B_1(1) & \dots & B_Q(1) \\ B_0(2) & B_1(2) & \dots & B_Q(2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ B_0(S) & B_1(S) & \dots & B_Q(S) \end{bmatrix} \text{ 为基函数矩阵；}$$

$\mathbf{b}_l = [b_{l,0}, b_{l,1}, \dots, b_{l,Q}]^T$ 为所求系数矩阵。

$\hat{\mathbf{h}}_l$ 表示求得系数矩阵后对实际数据的预测：

$$\hat{\mathbf{h}}_l = [\hat{h}_l(1), \hat{h}_l(2), \dots, \hat{h}_l(S)]_{l \times S}$$

则拟合后输出的数据 $\hat{\mathbf{h}}_l$ 表示为：

$$\hat{\mathbf{h}}_l = \mathbf{B}\mathbf{b}_l \quad (3-7)$$

本文通过最小二乘法（LS）做多项式拟合，即确定待定系数

$b_{l,q}, (q=0,1,\dots,Q)$ ，使得：

$$\begin{aligned} J = |\mathbf{e}(n)|^2 &= |\mathbf{h}_l - \hat{\mathbf{h}}_l|^2 = (\mathbf{h}_l - \hat{\mathbf{h}}_l)^H (\mathbf{h}_l - \hat{\mathbf{h}}_l) = (\mathbf{h}_l - \mathbf{B}\mathbf{b}_l)^H (\mathbf{h}_l - \mathbf{B}\mathbf{b}_l) \\ &= \mathbf{h}_l^H \mathbf{h}_l - \mathbf{h}_l^H \mathbf{B}\mathbf{b}_l - \mathbf{b}_l^H \mathbf{B}^H \mathbf{h}_l + \mathbf{b}_l^H \mathbf{B}^H \mathbf{B}\mathbf{b}_l \\ &= \mathbf{h}_l^H \mathbf{h}_l - 2\mathbf{b}_l^H \mathbf{B}^H \mathbf{h}_l + \mathbf{b}_l^H \mathbf{B}^H \mathbf{B}\mathbf{b}_l \end{aligned} \quad (3-8)$$

有最小值，即有：

$$\nabla J = \frac{\partial J}{\partial \mathbf{b}_l} = 0 \quad (3-9)$$

推倒得：

$$\mathbf{B}^H \mathbf{B}\mathbf{b}_l = \mathbf{B}^H \mathbf{h}_l \quad (3-10)$$

两边同乘以 $(\mathbf{B}^H \mathbf{B})^{-1}$ ，解得：

$$\mathbf{b}_l = (\mathbf{B}^H \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^H \mathbf{h}_l \quad (3-11)$$

3.4 复杂度分析

用最小二乘法求基系数，式（3-11）中矩阵求逆的计算量为 $o(Q^3)$ ，矩阵相乘的计算量为 $o(Q^2)$ ，所以总体的计算复杂度为 $o(Q^3)$ 。

3.5 仿真及结果分析

根据 3.1 小节的分析结果，将实测信道参数取 $N_g = N_c$ ，分为 200 组，以每一组中的前 S 个值 $h_l[n], n = PN_c + 1, \dots, PN_c + S$ 依据式(3-11)计算 $b_{l,q}$ ，再计算整个

相干时间内的估计值： $\hat{h}_l[n] = \sum_{q=0}^Q b_{l,q} e^{j\omega_q n}, n = PN_c + 1, \dots, (P+1)N_c$ 。

对 9 条径的每个分组进行上述预测后，计算归一化均方误差（NMSE）值：

$$NMSE = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} |h_l(n) - \hat{h}_l(n)|^2}{\sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} |h_l(n)|^2} \quad (3-12)$$

为确定阶数对建模准确度的影响，计算不同阶数 Q （2~16）对应的 NMSE 值如表 3-1 所示，其中 $S=40$ 。

表 3-1 不同阶数 Q （2~16）对应的 NMSE 值

阶数 Q	2	4	6	8	10	12	14	16
NMSE	0.5731	0.1346	0.0385	0.0290	0.0255	0.0234	0.0221	0.0212

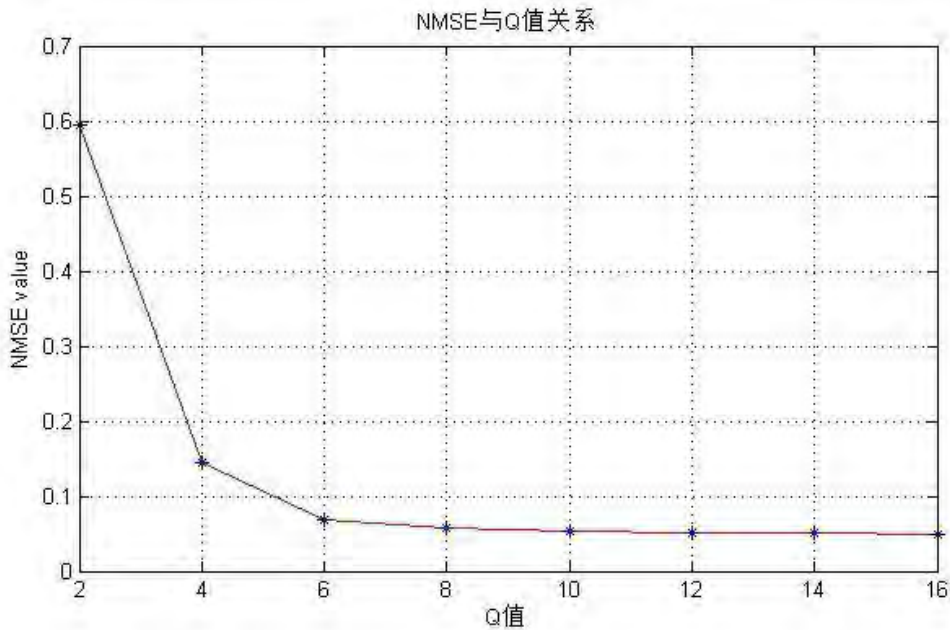


图 3.1 不同阶数 CE-BEM 模型对相关时间内信道预测的 NMSE 值

图 3.1 为随着 $h_l[n]$ 表达式中基函数阶数 Q 增大, NMSE 值变小, 说明对信道的预测效果渐增, 从图中可以看出, 当 Q 从 2 增加到 6 的过程中, 模型的 NMSE 值降低较快, 当 $Q=6$ 时, NMSE 值已经降至 0.0385, 在这个点之后, NMSE 值随阶数增加变化非常小, 而 Q 的继续增加, 会导致模型过于复杂, 因此, 确定模型中的阶数 $Q=6$ 。

计算基系数过程中, 用到的实测数据越多, 预测越准确, 但期望的情况却是, 用最少的实测数据去精确预测更多的信道, 也即用相干时间内最开始的少数点准确预测这段时间内的信道状况。计算基系数用到的数据点数与 NMSE 的关系见表 3-2。

表 3-2 计算基系数用到的数据点数 S 与对应的 NMSE 值

数据点数 S	20	40	50	80	100	125	200
NMSE	0.1233	0.0695	0.0385	0.0186	0.0079	0.0026	0.0005

从表 3-2 中也可以看出, 如果用 $[0, 200T_s]$ 时间内的信道实测信息去预测 $[200T_s, 400T_s]$ 时间内的信道信息, NMSE 可以达到 0.0005, 但是数据利用率已经达到了 50%。

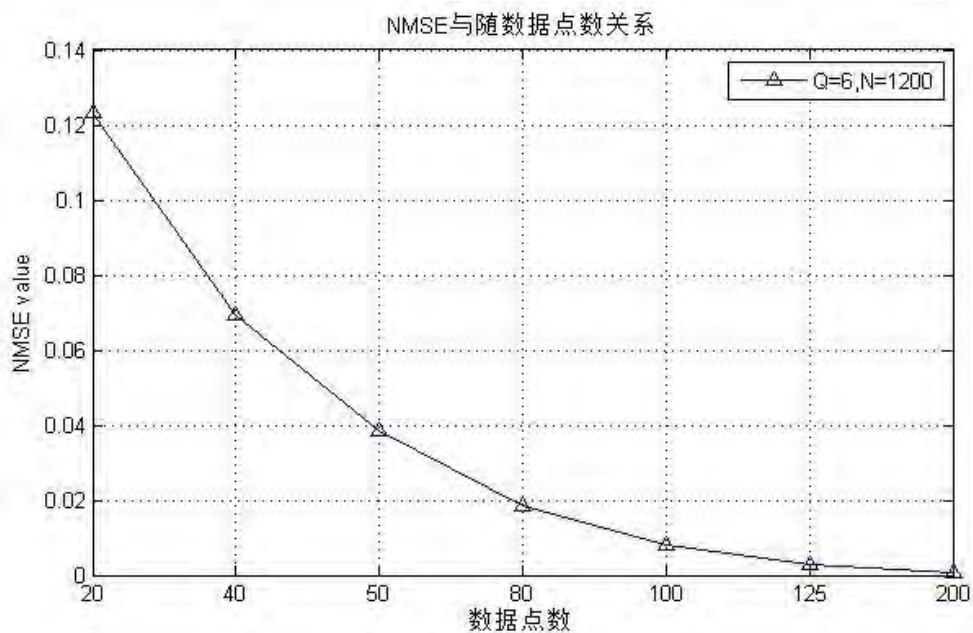


图 3.2 NMSE 值与用于计算的实测数据点数 S 关系

图 3.2 中, 横轴为用于计算的实测数据点数, 随着计算基系数用到的实测数据的增加, 基系数的计算趋于精确, 对剩余数据的预测也趋于精确, 从图中也可以看出, NMSE 的值随数据的增加减小。

考虑数据点数 $S=50$ 时, NMSE 达到 0.0385, 继续增加计算数据点数已经超出了可以接受的范围, 所以, 取数据点数 $S=50$, 用于计算基系数, 预测每组中剩余的 350 个时间点的 $h_l[n]$ 。

根据确定的阶数与计算数据点数，对路径 1 的第一个相干时间内 50 个数据对其他 350 个数据进行预测。由 $h_1[n], n = 1, 2, \dots$ 计算基系数向量 $b_1 = [b_{1,0}, b_{1,1}, \dots, b_{1,6}]^T$ 得到的基系数如下表 3-3:

表 3-3 路径 1 在 $n \in [1, N_c]$ 内 CE-BEM 模型基系数值

基系数	$b_{1,0}$	$b_{1,1}$	$b_{1,2}$	$b_{1,3}$	$b_{1,4}$	$b_{1,5}$	$b_{1,6}$
求解值	0.0355 - 0.1437i	0.0807 - 0.0290i	0.2696 - 0.0679i	0.2209 - 0.0817i	-0.0009 - 0.0227i	-0.1615 - 0.0090i	-0.0522 - 0.1996i

得到基系数后， $[1, N_c]$ 时间内的 CE-BEM 模型完成:

$$h_1[n] = b_{1,0} e^{-j\pi n/200} + b_{1,1} e^{-j\pi n/300} + b_{1,2} e^{-j\pi n/600} + b_{1,3} + b_{1,4} e^{j\pi n/600} + b_{1,5} e^{j\pi n/300} + b_{1,6} e^{j\pi n/200} \quad (3-13)$$

根据式(3-14)计算 $\hat{h}_1(n), n \in [1, N_c]$ ，画实测 $|h_1(n)|$ 与估计 $|\hat{h}_1(n)|$ 对比见图 3.3。

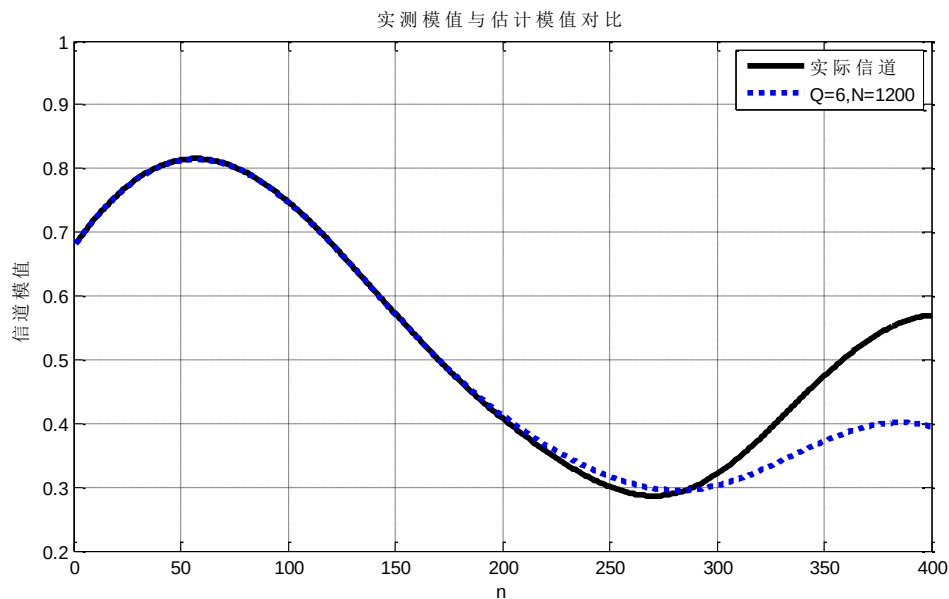


图 3.3 路径 1 在 $n \in [1, N_c]$ 内实测 $|h_1(n)|$ 与估计 $|\hat{h}_1(n)|$ 对比

从图 3.3 中可以看出， $n < 200$ 时预测较好， $200 < n < 300$ 时段出现误差， $300 < n < 400$ 时段，预测误差较大，出现这一现象的原因是 $300 < n < 400$ 时间段逐渐接近相干时间段 $[0, N_c]$ 的末端，信道信息相干性减小，导致预测效果变差。

上述分析中，以相关时间 T_c 内的采样点数 N_c 对实测数据进行分组，以 N_c

中的 $S=50$ 个数据计算基系数, 对其他 350 个数据进行预测, 数据利用率 12.5%。

3.6 模型改进

考虑到以相干点数 N_c 对数据进行分组, 导致对每组边缘数据的预测误差较大, 所以, 以相干点数 N_c 作为上界, 缩短数据分组, 分别取 $N_g=100, 200$, 与 $N_g=N_c=400$ 对比, 对路径 1 的第一个数据分组预测情况见图 3.4。

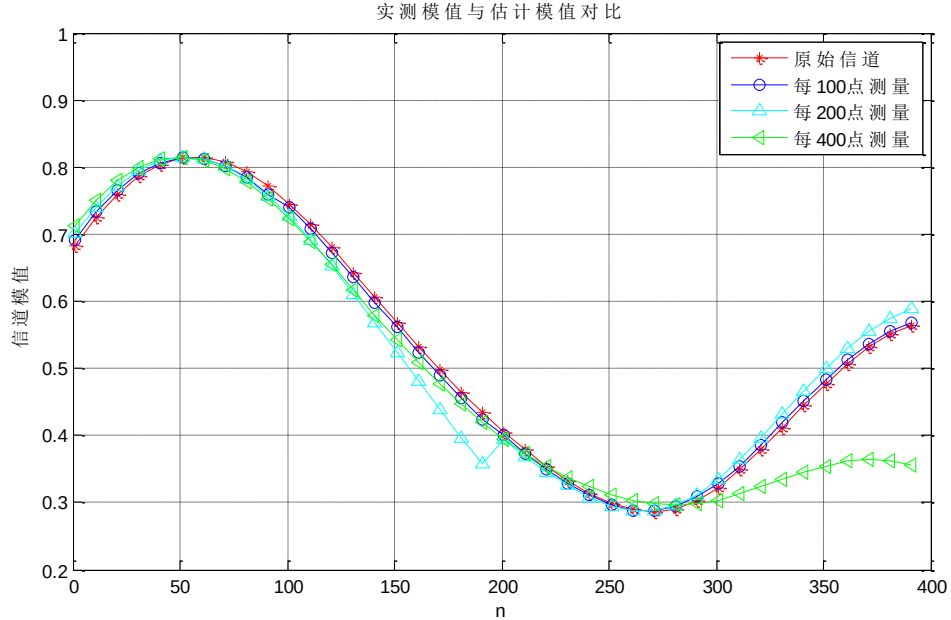


图 3.4 减小分组长度对预测效果影响

图 3.4 中包括了分组长度 $N_g=100$ 时, 路径 1 的前 4 个分组的信道预测数据, $N_g=200$ 时, 路径 1 的第 1,2 个分组的预测数据, 以及 3.3.2 小节中的 $N_g=400$ 的预测结果, 用于计算的数据利用率均为 1/10。

表 3-4 数据分组长度 N_g 与对应的 NMSE 值

数据采样率 S / N_g	10%	10%	10%	5%
分组点数 N_g	100	200	400	100
NMSE 值	3.5754×10^{-5}	2.7×10^{-3}	0.0695	1×10^{-3}

结合图 3.3 与表 3-4 可以看出, 减小数据分组长度, 预测效果更好, 在计算基系数用到的数据利用率 S / N_g 同为 10% 的情况下, $N_g=200$ 点, NMSE 的数量级已经降到了 10^{-3} , 而同样的 NMSE 数量级情况下, $N_g=100$ 点的数据利用率可以降到 5%, 这意味着在每个 $[PT_s, (P+1)100T_s]$, $P=0, 1, 2, \dots, 1999$ 的时间段内, 利用 $t = nT_s, n=1, 2, 3, 4, 5$ 五个时间点的信道测量值, 可以预测剩余 95% 时间点信道

数据，且 NMSE 的数量级为 10^{-3} 。

3.7 本章小结

本章根据问题一所给运动速度，载频以及采样率，对信道做基本分析，计算信道多普勒扩展以及相干时间等关键参数。在此基础上，用傅里叶基来建立信道模型，以最小二乘法确定基系数。

仿真实验中，首先以相干时间点数 N_c 作为分组点数 N_g ($N_g \leq N_c$) 对数据文件 1 中的数据进行分组，每组利用 10% 的数据用于计算基系数，分析阶数 Q 对归一化均方误差 (NMSE) 的影响，在取 $Q=6$ 之后，分析采样数据所占比率对模型吻合度的影响，结果显示，10% 的数据采样率带来的 NMSE 的数量级为 10^{-2} 。减少分组点数 N_g 的值，进一步优化模型，以 5% 的数据预测 95% 的信道数据，并且 NMSE 降至 10^{-3} 。

四、问题二分析、建模与求解

4.1 探究运动速度的影响

4.1.1 问题分析

移动设备的运动引起多普勒效应，在载波频率 $f_c = 3\text{GHz}$ 的情况下，运动速度与最大多普勒频偏的关系见式(3-1)，多普勒频移对本文所提信道模型的影响体现在 Q 的表达式上，

$$Q = 2 \lceil f_{\max} N T_s \rceil$$

而速度与多普勒频移的关系为：

$$f_{\max} = \frac{v}{\lambda}$$

随着速度变大，多普勒频移变大，在取 Q 一定的情况下， N 的取值变小，导致 CE-BEM 模型中傅里叶基 $e^{j\frac{2\pi(q-\frac{Q}{2})}{N}n}$ 的采样率降低，信道估计准确度降低。

4.1.2 仿真验证

计算得到不同速度 90Km/h、270Km/h、450Km/h 时的最大多普勒频移如表 4-1：

表 4-1 速度 v 与对应最大多普勒频偏 $f_{\max}$

速度 (km/h)	90	180	270	450
多普勒频偏 (Hz)	250	500	750	1250

表 4-2 傅里叶基中 N 参数与速度和 Q 值对应表

速度 (km/h)	90	180	270	450
$Q=2$	800	400	200	160
$Q=4$	1600	800	400	320
$Q=6$	2400	1200	600	480
$Q=8$	3200	1600	800	640
$Q=10$	4000	2000	1000	800
$Q=12$	4800	2400	1200	960

依据上述表格中的数据设置不同速度下傅里叶基的参数，对数据文件 2 中给出的数据进行估计和预测，估计数据占总数据比例为 5%，仿真得到 NMSE 对比

见图 4.1。

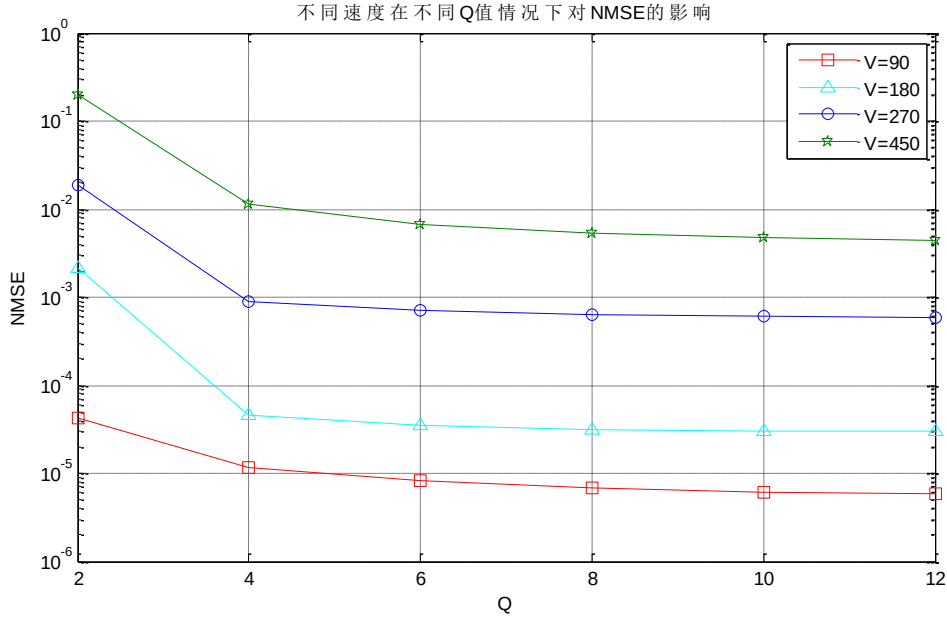


图 4.1 不同速度对 NMSE 的影响对比

图 4.1 中，在相同阶数下，随着速度变大，信道估计值与实测值之间的归一化均方误差逐渐变大，和本节开始的分析结果一致。

仿真结果说明在载波频率一定的情况下，运动速度导致多普勒频偏增大，模型准确度降低。

4.2 多径时变传输信道建模

4.2.1 理想统计参考模型[2]

在多径衰落信道相互独立，幅度服从瑞利分布，相位服从均匀分布的条件下，接收到的信号表示为：

$$R_D = E_0 \sum_{n=0}^N C_n \cos(w_c t + w_n t + \phi_n) \quad (4-1)$$

$$w_n = w_m \cos \alpha_n \quad (4-2)$$

上式中， α_n 表示第 n 条路径的到达角， C_n 表示第 n 条路径的衰减， E_0 表示电场余弦波幅度， ϕ_n 表示经过路径 n 后附加的相移，服从均匀分布， w_m 表示最大多普勒频偏， w_c 表示载波频率。

其中，最大多普勒频偏为：

$$w_m = \frac{2\pi v}{\lambda_c} \quad (4-3)$$

将函数归一化后得到：

$$\begin{aligned} R(t) &= \sqrt{2} \sum_{n=0}^N C_n \cos(w_c t + w_m t \cos \alpha_n + \phi_n) \\ &= X_c(t) \cos w_c t + X_s(t) \sin w_c t \end{aligned} \quad (4-4)$$

式中：

$$X_c(t) = \sqrt{2} \sum_{n=0}^N C_n \cos(w_m t \cos \alpha_n + \phi_n) \quad (4-5)$$

$$X_s(t) = -\sqrt{2} \sum_{n=0}^N C_n \sin(w_m t \cos \alpha_n + \phi_n) \quad (4-6)$$

理想参考模型中参数均匀随机分布：

$$d\alpha = \frac{2\pi}{N} \quad (4-7)$$

$$\alpha_n = \frac{2\pi}{N} n (n = 1, 2, \dots, N) \quad (4-8)$$

$$C_n^2 = p(\alpha_n) da = \frac{1}{2\pi} da = \frac{1}{N} \quad (4-9)$$

$$w_n = w_m t \cos \frac{2\pi}{N} n \quad (4-10)$$

计算可得：

$$R(t) = \sqrt{\frac{2}{N}} \sum_{n=0}^N \cos(w_c t + w_m t \cos \frac{2\pi}{N} n + \phi_n) \quad (4-11)$$

4.2.2 Jakes 模型[3][6]

在上述理想模型下考虑多普勒频移带来的影响，简化上述式(4-11)，复数的形式为：

$$R(t) = \text{Re} \left[T(t) e^{jw_c t} \right] \quad (4-12)$$

其中：

$$T(t) = \sqrt{\frac{2}{N}} \left\{ \sum_{n=0}^N e^{j(w_m t \cos \alpha_n + \phi_n)} \right\} \quad (4-13)$$

令 $\frac{N}{2}$ 为奇整数，则：

$$T(t) = \sqrt{\frac{2}{N}} \left\{ \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} [e^{j(w_m t \cos \alpha_n + \phi_n)} + e^{-j(w_m t \cos \alpha_n + \phi_{-n})}] + e^{j(w_m t + \phi_N)} + e^{-j(w_m t + \phi_{-N})} \right\} \quad (4-14)$$

在式(4-14)中, 当 n 从 1 变到 $\frac{N}{2}-1$ 时, 第一项所对应多普勒频移由 $w_m \cos \frac{2\pi}{N}$

变为 $-w_m \cos \frac{2\pi}{N}$, 第二项所对应多普勒频移由 $-w_m \cos \frac{2\pi}{N}$ 变成 $w_m \cos \frac{2\pi}{N}$ 。因此,

前两项表示频率产生了重叠现象。第三项表示 $\alpha = 0^\circ$ 时最大的多普勒频移, 第四项表示 $\alpha = 180^\circ$ 时最大的多普勒频移。

考虑频率不重叠的情况下, 由于 $\frac{N}{2}$ 为奇数, 所以 $N_0 = \frac{1}{2}(\frac{N}{2}-1)$, 则式(4-14)

可以写为:

$$T(t) = \sqrt{\frac{2}{N}} \left\{ \sum_{n=0}^{N_0} \sqrt{2} [e^{j(w_m t \cos \alpha_n + \phi_n)} + e^{-j(w_m t \cos \alpha_n + \phi_{-n})}] + e^{j(w_m t + \phi_N)} + e^{-j(w_m t + \phi_{-N})} \right\} \quad (4-15)$$

设:

$$\phi_n = -\phi_{-n} = -\beta_n, \quad \phi_N = -\phi_{-N} = -\beta_{N_0+1} \quad (4-16)$$

则式(4-14)可以简化为:

$$T(t) = \sqrt{\frac{2}{N}} \left[\sum_{n=0}^{N_0} 2\sqrt{2} \cos(w_m t \cos \alpha_n) e^{j\beta_n} + 2 \cos(w_m t) e^{j\beta_{N_0+1}} \right] \quad (4-17)$$

因此:

$$\begin{aligned} R(t) &= R_e [T(t) e^{jw_c t}] \\ &= \sqrt{\frac{2}{N}} \left[\sum_{n=0}^{N_0} 2\sqrt{2} \cos(w_m t \cos \alpha_n) \cos(w_c t - \beta_n) + 2 \cos(w_m t) \cos(w_c t - \beta_{N_0+1}) \right] \\ &= T_c(t) \cos w_c t + T_s(t) \sin w_s t \end{aligned} \quad (4-18)$$

其中:

$$T_c(t) = \sqrt{\frac{2}{N}} \left[\sum_{n=0}^{N_0} 2 \cos(w_m t \cos \alpha_n) \cos \beta_n + \sqrt{2} \cos(w_m t) \cos \beta_{N_0+1} \right] \quad (4-19)$$

$$T_s(t) = \sqrt{\frac{2}{N}} \left[\sum_{n=0}^{N_0} 2 \cos(w_m t \cos \alpha_n) \sin \beta_n + \sqrt{2} \cos(w_m t) \sin \beta_{N_0+1} \right] \quad (4-20)$$

用式(4-18)表示的模型可以产生功率谱近似 $S(f) = \left[1 - \left(\frac{f - f_c}{f_m} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}}$ 。因此要模

拟瑞利衰落情况，就可以利用多个多普勒频移 $w_m = w_m \cos(\frac{2\pi}{N}n)$ 以及其中的最大频偏 w_m 进行模拟。

4.2.3 Jakes 信道模型仿真

通过之前的分析，得出 Jakes 仿真器仿真流程图，如图 4.2 所示：

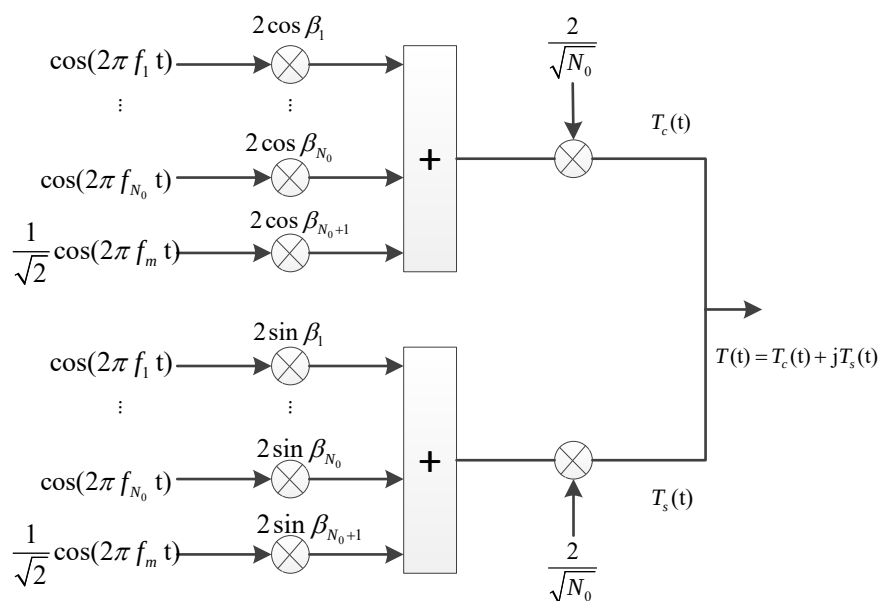


图 4.2 由 N_0+1 个低频振荡器组成的 Jakes 仿真器模型

其中：

$$N = 4N_0 + 2 \quad (4-21)$$

$$T_c(t) = \sum_{n=0}^{N_0+1} c_{1,n} \cos(w_n t) \quad (4-22)$$

$$T_s(t) = \sum_{n=0}^{N_0+1} c_{2,n} \cos(w_n t) \quad (4-23)$$

$$c_{1,n} = \begin{cases} \frac{2}{\sqrt{N}} 2 \cos \beta_n, & n = 1, 2, \dots, N_0 \\ \frac{2}{\sqrt{N}} \sqrt{2} \cos \beta_{N_0+1}, & n = N_0 + 1 \end{cases} \quad (4-24)$$

$$c_{2,n} = \begin{cases} \frac{2}{\sqrt{N}} 2 \sin \beta_n, & n = 1, 2, \dots, N_0 \\ \frac{2}{\sqrt{N}} \sqrt{2} \sin \beta_{N_0+1}, & n = N_0 + 1 \end{cases} \quad (4-25)$$

$$w_n = \begin{cases} w_m \cos \frac{2\pi n}{N} & n = 1, 2, \dots, N_0 \\ w_m, & n = N_0 + 1 \end{cases} \quad (4-26)$$

$$\beta_n = \begin{cases} \frac{\pi n}{N_0}, & n = 1, 2, \dots, N_0 \\ \frac{\pi}{4}, & n = N_0 + 1 \end{cases} \quad (4-27)$$

β_n 的选择是为了使相位在 $[0, 2\pi)$ 内近似为均匀分布。

具体仿真参数见下表：

表 4-3 多径时延与对应多径衰减[7]

时延[ns]	功率衰减[dB]
0	0.0
30	-1.5
150	-1.4
310	-3.6
370	-0.6
710	-9.1
1090	-7.0
1730	-12.0
2510	-16.9

其他参数：

多径数：9

多普勒频偏 $f_{\max} = 500\text{Hz}$

采样频率 $f_s = 200\text{kHz}$

获得 Jakes 仿真器产生的包络密度函数见图 4.3：

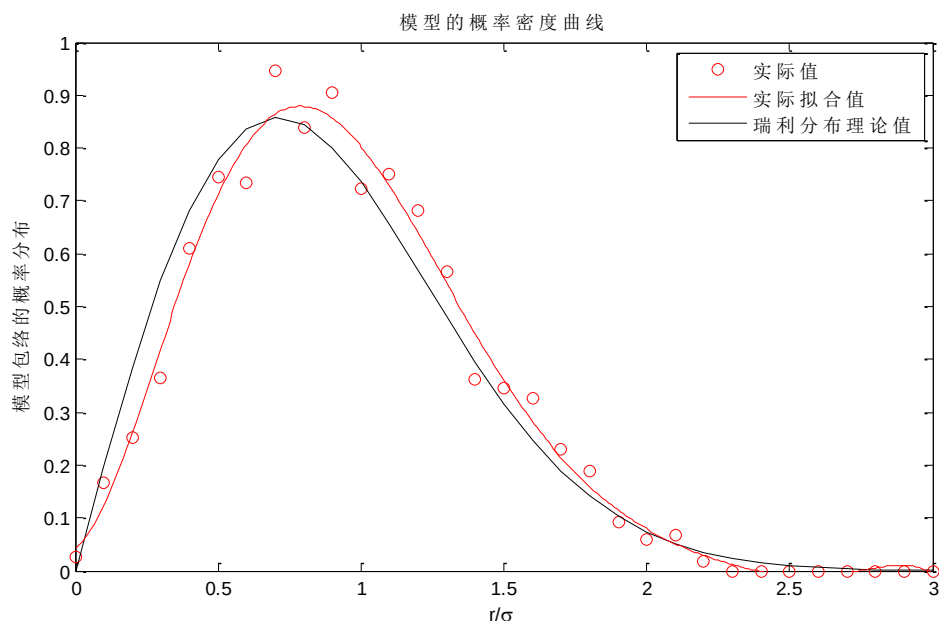


图 4.3 Jakes 信道模型产生的包络概率密度函数

图 4.3 表明 Jakes 信道模型产生的模拟信道数据的包络服从瑞利分布，且计算得到相位服从均匀分布，均值为 0。

4.3 验证 CE-BEM 信道模型

利用 4.2 小节中所建立的 Jakes 信道模型，产生 9 径， $[0, 20000T_s]$ 时间段内的信道数据，以每 $100T_s$ 为一个预测时间段，利用预测时间段 $[P100T_s, (P + 1)100T_s]$, $P = 0, 1, 2, \dots, 199$ 内的 5 个数据 $(P100 + i)T_s, i = 1, 2, 3, 4, 5$ 计算傅里叶基系数，预测剩余 95% 的信道数据，得到的预测数据与实际 Jakes 信道生成的数据之间的 NMSE 为 6.2202×10^{-4} 。

取 Jakes 模型产生的部分数据为例，由第一径数据中的 $iT_s, i = 1, 2, 3, 4, 5$ 时间点的信道信息计算得到 CE-BEM 模型中的基系数如下表 4-4：

表 4-4 对 Jakes 仿真信道的预测系数示例

基系数	$b_{1,0}$	$b_{1,1}$	$b_{1,2}$	$b_{1,3}$	$b_{1,4}$	$b_{1,5}$	$b_{1,6}$
求解值	$0.2411 - 0.2254i$	$0.1921 - 0.0263i$	$0.1408 + 0.0909i$	$0.0924 + 0.1339i$	$0.0529 + 0.1092i$	$0.0284 + 0.0236i$	$0.0257 - 0.1170i$

由表 4-4 中系数值对 $iT_s, i = 1, 2, \dots, 100$ 时间点的信道进行估计，得到估计值与仿真

器输出值对比见图 4.5:

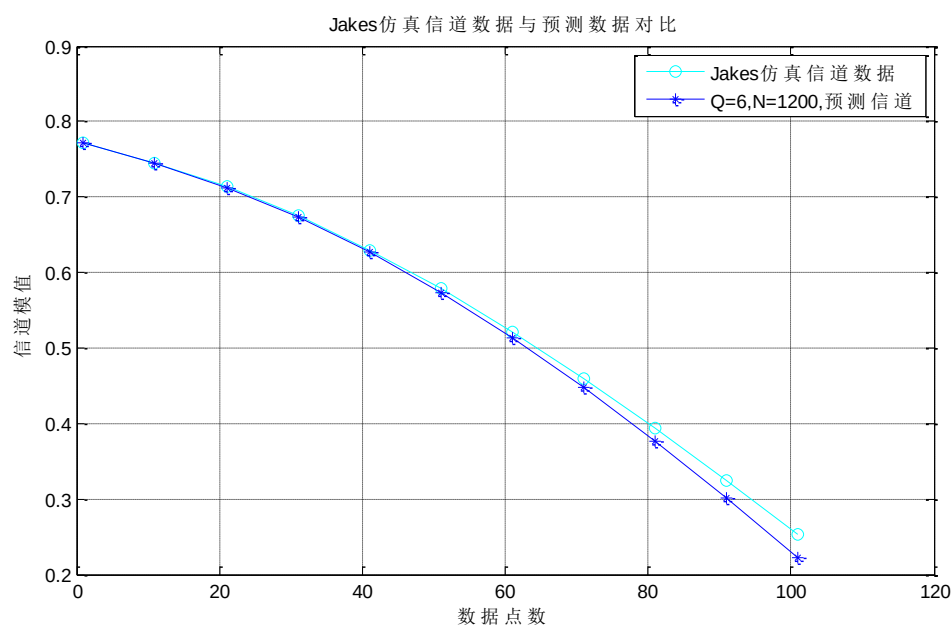


图 4.4 Jakes 仿真器输出值与估计值对比

从图 4.4 可以看出，CE-BEM 模型可以实现以 5%的数据预测 95%的信道信息，归一化均方误差为 6.2202×10^{-4} 。

4.4 本章小结

本章探索分析了运动速度对问题一中所建模型的影响，较大的运动速度带来更大的多普勒频偏，导致模型准确度降低。

本章参考理想统计参考模型，引入多普勒频移对带来的影响，建立 Jakes 信道仿真模型，仿真产生幅度服从瑞利分布，相位服从均匀分布的多径衰落信道，并利用问题一中所建 CE-BEM 模型，验证 CE-BEM 模型可以利用少量数据对信道进行准确预测。

五、问题三分析与求解

5.1 问题分析

5.1.1 仿真流程

问题三将前两个问题中提出的信道参数模型应用到实际移动通信系统中，发送端产生的信号 $x(n)$ 经历高阶调制（4QAM，16QAM，64QAM）后，被调制到载波频段，经历问题一二所给的双选择性衰落信道，并受到加性噪声影响。接收端对接收信号 $y(n)$ 解调到基带后，利用问题一、二中所建信道模型对信道参数进行估计，并将估计结果用于消除信道对信号的影响，最后 QAM 解调获得 $\hat{x}(n)$ 。

上述过程见图 5.1。

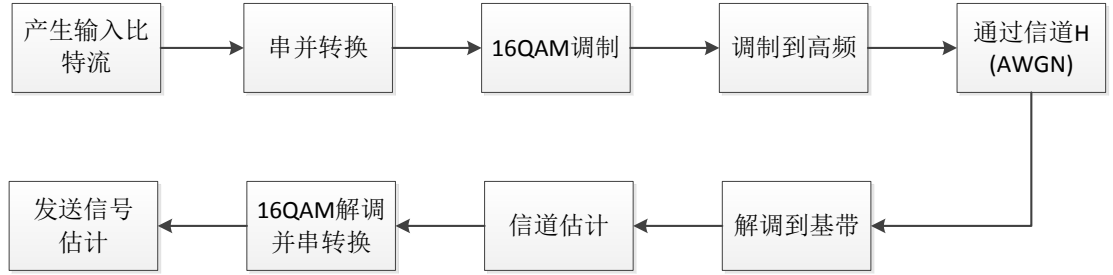


图 5.1 问题三仿真处理流程

5.1.2 MQAM 调制

对于一般的正交幅度调制 (MQAM)，调制信号可以表示为

$$\begin{aligned}
 S_m(t) &= \text{Re}[(A_{mI} + jA_{mQ})g(t)e^{j2\pi f_0 t}] \quad (m=1, 2, \dots, M, 0 \leq t \leq T) \\
 &= \text{Re}[A_m e^{j\theta_m} g(t)e^{j2\pi f_0 t}] \\
 &= A_{mI}g(t)\cos 2\pi f_0 t - A_{mQ}g(t)\sin 2\pi f_0 t
 \end{aligned} \tag{5-1}$$

式中， A_{mI} 和 A_{mQ} 是 I/Q 两路信号的幅度； $g(t)$ 是基带成形滤波器的冲激响应； M 表示调制星座中的信号点数，每个符号携带的信息比特为 $n = \log_2 M$ 。MQAM 信号

的相位和幅度满足如下关系：

$$\begin{cases} A_m = \sqrt{A_{mI}^2 + A_{mQ}^2} \\ \theta_m = \arctan \frac{A_{mQ}}{A_{mI}} \end{cases}$$

移动通信中常用的 QAM 调制阶数 $M=4, 16, 64$ 。由于 QAM 是多进制调制，因此需要设计比特到符号的映射的最佳方案，图 5.2 中给出了 LTE 标准中 16QAM 的映射关系，图中的映射符合 Gray 映射条件，即相邻信号点见不同的比特数目为 1，从而有效提高抗干扰能力。

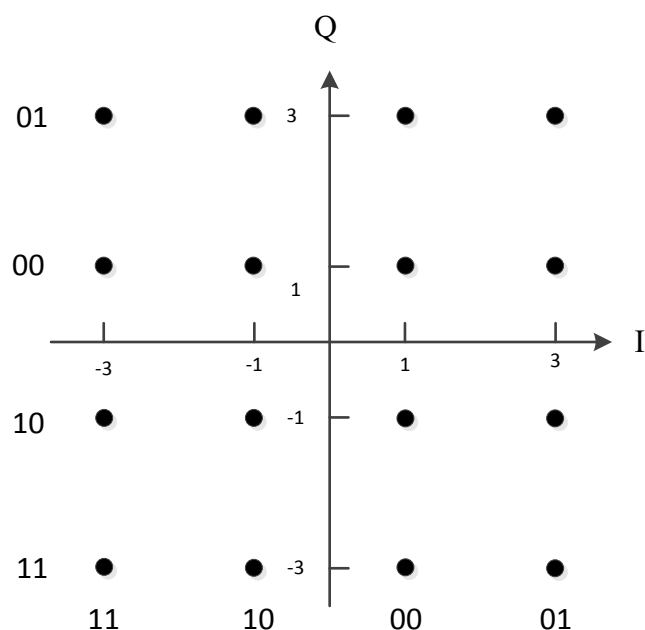


图 5.2 16QAM 星座图

5.1.3 信道估计

接收端在接收信号后，对其进行载波解调为基带信号，考虑多径信号在时域处理的复杂性，对基带信号进行分段，通过 FFT 变换到频域，与同样变换到频域的信道估计值相乘，获得发送信号的频域估计值，频域表达式：

$$\hat{\mathbf{X}} = \hat{\mathbf{H}}^{-1} \mathbf{Y} = \mathbf{X} + \hat{\mathbf{H}}^{-1} \mathbf{W} \quad (5-1)$$

获得发送信号的频域估计之后，经过 IFFT 变换转换到时域。

5.2 仿真验证

自定义发送信号，进行 16QAM 调制后，送入对题 1，题 2 中涉及的信道并加噪声，噪声信噪比变化范围从 0dB 到 40dB，间隔为 2dB，接收后以题一中所建的基于 CE-BEM 模型估计信道，解出发送信号过信道以后的的估计，计算误码率，误码率与信噪比的关系如图 5.2 所示：

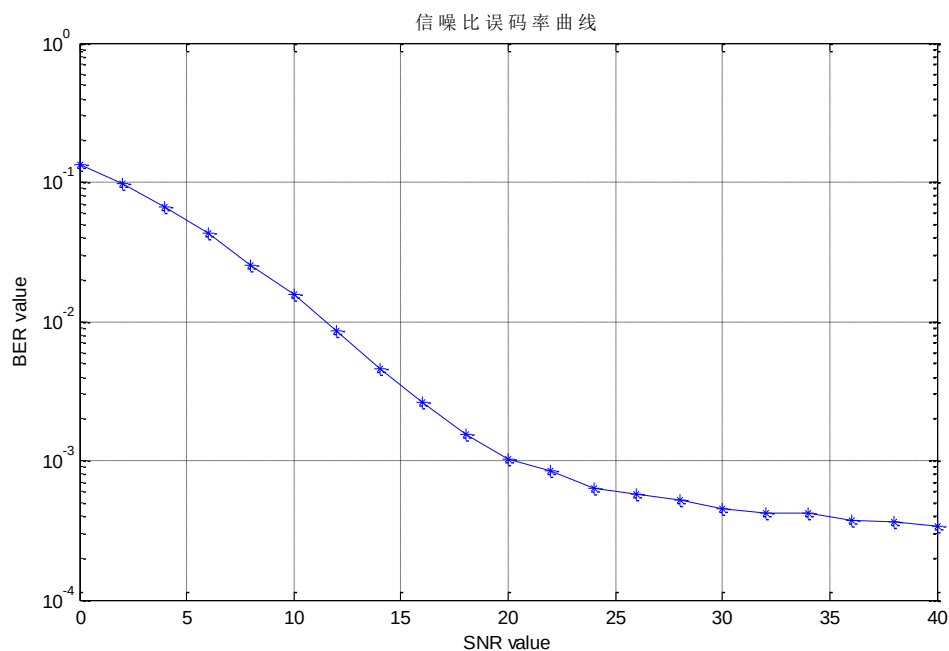


图 5.2 速度 180km/h 的 SNR 与 BER 曲线

从图中可以看出第三章所建的基于 CE-BEM 模型对信道的预测结果可以很好地用于信号的传输，并可以解调得到一个比较好的结果，从图 5.2 中我们还可以发现随着信噪比 SNR 的增加，误码率 BER 逐渐减小，即表示通过信道以后的解调出的信号的准确度越高。

5.3 本章小结

本章中主要研究了信号在整个通信系统中的传输过程，对产生的任意输入信号进行 16QAM 调制，然后利用第三章中所建减少信道数据测试频度的模型，对输入信号经过信道后的输出信号进行分析比较，可以看出随着信噪比 SNR 的增加，误码率 BER 逐渐减小，接收信号的准确度逐渐增高。

六、结束语

本文针对移动信道中存在的频率选择性衰落与时间选择性衰落,对信道参数进行建模,利用基扩展的方法,旨在反映信道参数的双选特性,运用参数 NMSE 分析实验结果,可以发现,CE-BEM 模型能够较好的完成问题一与问题二中的任务,对信道信息的预测率达到 95%,NMSE 为 10^{-3} 。CE-BEM 模型应用于实际系统中,考虑高阶调制与信道加性噪声,应用 CE-BEM 模型估计信道,分析 SNR 与 BER 的关系。

CE-BEM 模型的优点是基函数简单,也有不足之处,其缺点是建模时的误差较大,是由于在建模时分辨率达不到要求,从而导致频谱泄漏,还可以通过过采样技术改善。

参考文献:

- [1] Ma X, Giannakis G B, Ohno S. Optimal training for block transmissions over doubly selective wireless fading channels[J]. Signal Processing, IEEE Transactions on, 2003, 51(5): 1351-1366.
- [2] Clarke R H. A statistical theory of mobile - radio reception[J]. Bell system technical journal, 1968, 47(6): 957-1000.
- [3] Zheng Y R, Xiao C. Improved models for the generation of multiple uncorrelated Rayleigh fading waveforms[J]. Communications Letters, IEEE, 2002, 6(6): 256-258.
- [4] 吴伟凌等, 移动通信原理 (第 2 版), 电子工业出版社, 2009. 1.
- [5] 樊昌信等, 通信原理 (第 6 版), 国防工业出版社, 2013. 8.
- [6] Yahong R. , etc. Improved Models for the Generation of Multiple Uncorrelated Rayleigh Fading Waveforms. IEEE Communications Letters, 2002,6(6):256-258.
- [7] 3rd Generation Partnership Project, Technical Specification, 36.101(3GPP TS 36.101), v8.0.0, 2007.12