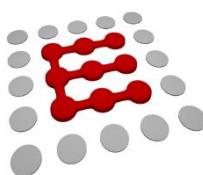




北京理工大学  
Beijing Institute of Technology

# 实验报告

|       |                  |
|-------|------------------|
| 课程名称： | 通信与网络基础理论及应用II   |
| 任课教师： | ██████████       |
| 学生姓名： | ██████████       |
| 学 号：  | ████████████████ |
| 班 级：  | ████████████     |
| 学 院：  | 信息与电子学院          |
| 成 绩：  |                  |



信息与电子学院

SCHOOL OF INFORMATION AND ELECTRONICS

## 实验二 数字带通传输系统仿真实验

### 一、 实验背景与任务要求

#### 1. 实验背景

数字带通传输是现代通信系统的重要组成部分，广泛应用于无线通信、卫星通信、光纤通信等各类实际场景。实际通信中的多数信道具有带通特性，无法直接传输低频分量丰富的数字基带信号，需通过调制将基带信号映射到高频带通信道，使信号特性与信道传输要求相适配，这一过程是实现远距离、高质量通信的关键前提。

在数字带通传输过程中，信道特性不理想会导致信号时域波形畸变、频域频谱扩散，再加上正交上下变频过程中的频率和相位出现偏差等问题，极易引发码间串扰。同时，信道中的加性高斯白噪声会进一步导致信号波形的畸变，降低抽样判决的准确性，导致误码率升高。因此，数字带通传输系统需满足三大核心要求：一是通过合理的调制解调与成型滤波方案消除码间串扰，二是通过优化频率参数匹配保障信号无失真传输，三是具备较强的抗噪声干扰能力以降低误码率，这些要求直接决定了通信系统的传输有效性与可靠性。

理想带通传输方案虽能在理论上实现无码间串扰，但存在频域过渡带陡峭、物理不可实现等缺陷，难以在实际通信系统中应用。根升余弦波束成形结合正交上下变频的技术方案，通过引入滚降系数实现频域平滑过渡，既保证了物理可实现性，又能加快时域信号的拖尾衰减，配合匹配滤波接收可实现抽样判决时刻的最高输出信噪比。同时，基于带通采样定理的采样频率参数选择，能有效避免频率混叠，进一步提升通信系统的可靠性，成为当今数字带通传输的主流技术选择。

为深入理解正交上下变频的工作机理、带通传输中码间串扰的产生与消除方法，直观验证成型滤波方式与频率参数配置对系统性能的影响，熟练掌握高斯白噪声建模与误码率分析方法，本次实验通过 MATLAB 构建数字带通传输仿真环境，完成二进制随机序列生成、BPSK 映射、上采样、成型滤波、正交上变频、信道传输、正交下变频、匹配滤波、下采样及抽样判决等一系列操作，对比不同情况下系统误码率性能，验证仿真误码率与理论误码率的一致性。通过实验搭建数字带通传输的理论知识与工程实践之间的桥梁，进一步夯实正交调制解调、码间串扰的消除、抗噪声性能等核心知识点，提升通信系统仿真设计与性能分析的工程应用能力。

## 2. 实验任务要求

在符号速率、载波频率均满足奈奎斯特采样定理下，使用 BPSK 映射，仿真带通信号传输过程并给出相应的时域波形与功率谱。并给出误码率曲线与理论误码率曲线的对比。

- (1) 完成 BPSK 数字带通传输系统仿真，在不增加噪声的情况下，给出信号处理过程中的波形及功率谱。
- (2) 考虑加性高斯白噪声建模，给出信号处理过程中的波形及功率谱，在同一个图中绘制 BPSK 相干解调的理论误码率曲线与实际仿真曲线，并给出解释。
- (3) 采用不同成型滤波器，分析对于误码率曲线的影响。
- (4) 改变采样频率、符号速率、载波频率之间的关系，分析其对误码率的影响。
- (5) 考虑将滤波器设置为“full”模式，分析其对误码率的影响。
- (6) 考虑采样率与符号速率非整数倍关系，分析其对误码率的影响。

## 二、实验过程与原理

### 1、实验原理

- (1) 数字带通信号传输系统的组成

数字带通传输系统的基本结构可由下图所示：

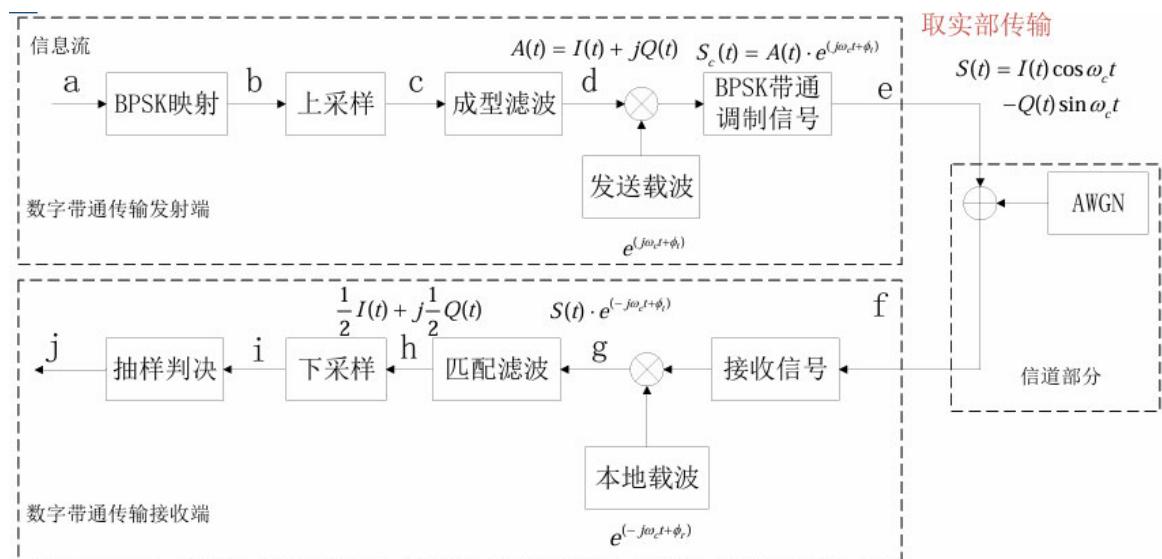


图 1：数字带通传输系统的基本结构

**带通调制的必要性：**数字调制是将数字符号转换成适合信道特性的波形的过程。数字信号的传输方式分为基带传输和带通传输。然而，实际中的大多数信道因具有带

通特性而不能直接传送基带信号，这是因为数字基带信号往往具有丰富的低频分量。为了使数字信号在带通信道中传输，必须用数字基带信号对载波进行调制，以使信号与信道的特性相匹配。因此数字带通传输涉及将数字信号调制到一个较高频率的带通信道上进行传输。在带通调制中利用整形脉冲去调制正弦信号，这个正弦信号被称为载波波形或简称为载波。在接收端通过解调器把带通信号还原成数字基带信号的过程称为数字解调。通常把包括调制和解调过程的数字传输系统叫做数字带通传输系统。

## (2) 正交上下变频

正交上变频如下图所示：

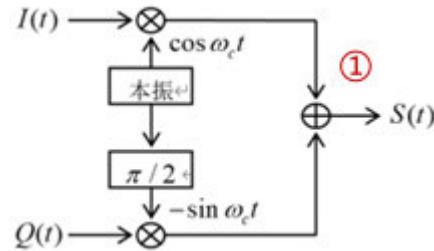


图 2：正交上变频

其中 $I(t)$ 、 $Q(t)$ 分别为带通信号 $s(t)$ 的同相分量和正交分量， $\omega_c$ 为载波频率，经理论推导，带通信号表达式为：

$$s(t) = I(t)\cos\omega_c t - Q(t)\sin\omega_c t$$

正交下变频如下图所示：

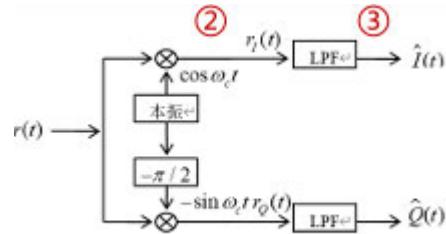


图 3：正交下变频

正交下变频的表达式如下所示：

$$\begin{aligned} s_L(t) &= \frac{1}{2}I(t) + \frac{1}{2}I(t)\cos 2\omega_c t - \frac{1}{2}Q(t)\sin 2\omega_c t \\ &\quad + j\left[\frac{1}{2}Q(t) - \frac{1}{2}I(t)\sin 2\omega_c t - \frac{1}{2}Q(t)\cos 2\omega_c t\right] \end{aligned}$$

令  $r_I(t) = \text{Re}[s_L(t)]$ ,  $r_Q(t) = \text{Im}[s_L(t)]$ ,  $\hat{I}(t)$ 、 $\hat{Q}(t)$  分别为从接收信号恢复的  $I(t)$ 、 $Q(t)$  的估计值, 利用低通滤波器 (LPF) 即可滤去高频分量, 得到:

$$\hat{I}(t) = [r_I(t)]_{LPF} = \frac{1}{2}I(t) \quad \hat{Q}(t) = [r_Q(t)]_{LPF} = \frac{1}{2}Q(t)$$

### (3) 成型方式选择

为实现接收最大输出信噪比, 需要满足收端的匹配滤波器与发端的成型滤波器频域响应互为共轭。选择合适的基带成型滤波器的方法:

| 根升余弦滤波器 |   | 方波  |
|---------|---|---|
| 频谱特性    | 根升余弦滤波器的频率响应在通带内平滑过渡, 并具有较好的频谱效率, 主要用于处理带限信号      | 方波的频谱包含众多频率成分, 尤其是其高频分量较多, 因此通常需要经过滤波以减少谱宽。 |
| 参数调整    | 根升余弦滤波器具有一个参数 (滚降因子), 通过改变该参数, 可以调节通带的宽度和阻带的衰减特性。 |   |
| 脉冲形状    | 根升余弦滤波器的脉冲形状可以有效消除码间串扰 (ISI), 使得接收端能够更好地恢复信号。     | 方波在只存在两种幅度 (高和低), 形式类似于脉冲信号                 |
| 结论      | 工程一般选择根升余弦滤波器作为成型滤波器, 它能满足无码间串扰。                  |   |

根升余弦具有更低的旁瓣!

### (4) 带通传输系统载波频率选择

对于基带传输需满足奈奎斯特采样定理, 对于带通传输需满足带通采样定理, 分别如下图所示:

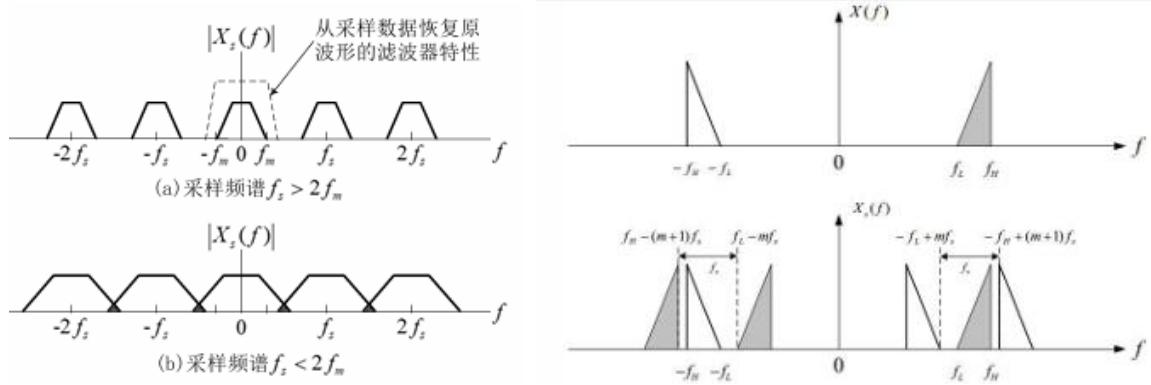


图 4: 低通采样定理(左); 带通采样定理(右)

低通采样定理: 采样率  $f_s$  必须高于信号中最高频率分量的两倍。带通采样定理: 对带限信号采样时, 若其下限频率为  $f_L$ , 上限频率为  $f_H$  时, 所需的采样频率  $f_s$  满足:  $2f_H/(m+1) \leq f_s \leq 2f_L/m$ , 其中  $m$  为整数且满足  $m \leq [f_L/(f_H - f_L)]$ 。

采样频率、符号速率、载波频率之间的关系可按下图设置:

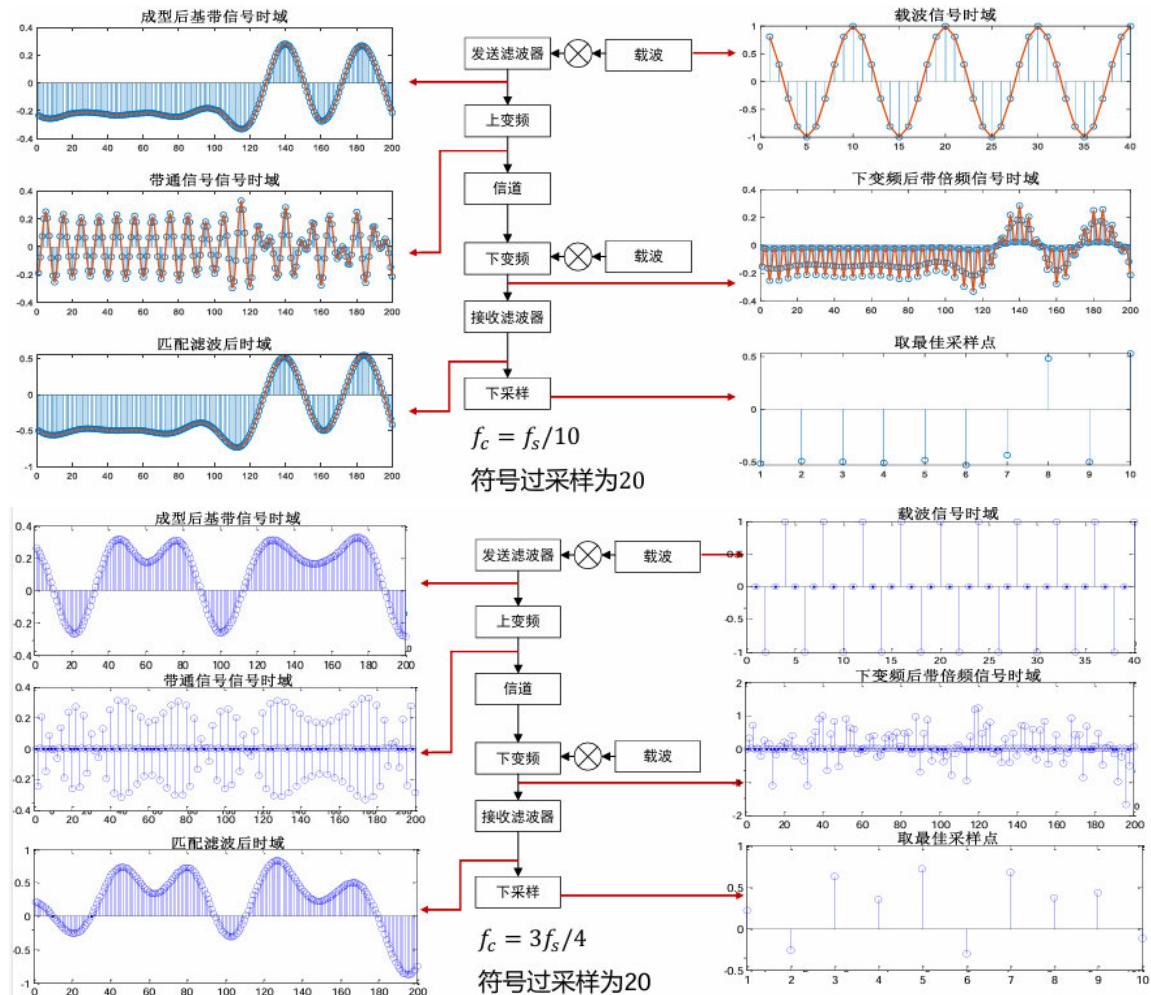


图 5: 采样频率、符号速率、载波频率之间的关系

由上图可知，采样率应大于载波频率的两倍，否则会导致混叠。

### (5) 高斯白噪声的仿真方法

MATLAB 环境下的“白噪声”

- 无论是 awgn 还是 randn 函数的输出都满足下面两个条件（本质上，awgn 是基于 randn 的，所以二者其实上是一回事）：①序列中的各个元素服从高斯分布 ②序列中各个元素彼此独立。
- 第二个条件告诉我们，MATLAB 环境下的所谓白噪声，其实是“数字白”的。数字白噪声

如果某个“数字白”的高斯噪声序列的功率或方差为 $\sigma^2$ ，即： $E[x^2(n)] = \sigma^2$ ，则其数字域功率谱密度与其功率在数值上完全相等：

$$\sigma^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} D d\omega \Rightarrow D = \sigma^2$$

下图所示的模型为工作于 AWGN 信道下的接收机与 MATLAB 仿真环境下的数字接收机搭起了一座桥梁。

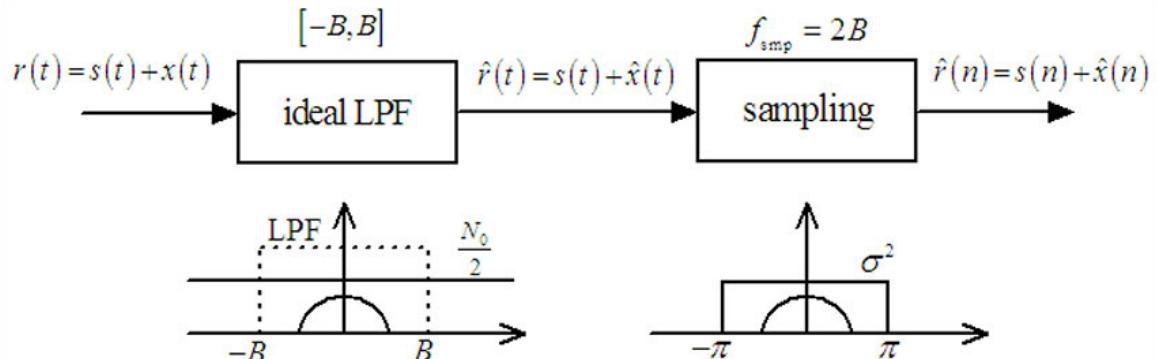


图 6：高斯白噪声仿真

- 左侧的输入是真正意义上的信号与高斯白噪声；
- 为了将其等效转换为数字序列，先使其经过低通滤波器，转换为带限高斯白噪声，其对信号的影响与真正的高斯白噪声一致；
- 采样频率满足奈奎斯特无失真采样定理，即 $f_{smp} = 2B$ 。
- 根据带限高斯白噪声的自相关特性，采样频率为奈奎斯特速率时，采样序列之间独立、不相关。
- 因此，右侧输出的噪声序列对信号序列的影响与真实的噪声对信号的影响是

一样的。

### EbN0 和仿真中 SNR 的关系

- 上述模型具有重要的意义：它表明了我们是确实可以通过数字仿 真条件下所生成的信号/噪声序列来模拟工作于真实 AWGN 信道下的收发机。
- 我们在仿真中可以控制的是信号(序列)和噪声(序列)的平均功率之比 SNR:

$$SNR = \frac{E[s^2(n)]}{E[\hat{x}^2(n)]}$$

所以必须研究 SNR 和 EbN0 的关系。

- 模拟形式的期望信号  $s(t)$  平均功率为:  $S = R_b E_b$
- 模拟形式的带限噪声信号  $\hat{x}^2(t)$  平均功率为:  $N = N_0 B$
- 模拟形式到数字序列的转化 (可由采样定理证明):

$$E[s^2(n)] = E[s^2(t)] = R_b E_b$$

$$E[\hat{x}^2(n)] = E[\hat{x}^2(t)] = N_0 B$$

$$SNR = \frac{E[s^2(n)]}{E[\hat{x}^2(n)]} = \frac{R_b E_b}{N_0 B} = 2 \frac{E_b}{N_0} \frac{R_b}{f_{smp}} = 2 \frac{E_b}{N_0} \frac{1}{M}$$

$$[SNR]_{dB} = [2]_{dB} + \left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{dB} - [M]_{dB}$$

- 对于多进制通信的情况，假定每个符号包含  $k$  比特的信息，则利用类似的推导可得：

$$[SNR]_{dB} = [2]_{dB} + [k]_{dB} + \left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{dB} - [M]_{dB}$$

## 2、实验过程

本实验基于 MATLAB2025b 编写代码进行基带码型变换仿真分析，实验将基于以下步骤进行：

- 首先按照题目要求设置采样频率  $f_s = 500kHz$ , 过采样率  $osample = 16$ , 采样时间  $T = 1s$ , 滚降系数  $\alpha = 0.3$ , 滤波器跨度  $span = 6$  等基本参数, 此时符号速率  $Rb = 31250$ 。
- 按照以下步骤可以进行一次数字带通传输系统的仿真：
  - (1) 生成一段的随机的 0/1 比特序列。

- (2) 进行 BPSK 映射。
  - (3) 将码型序列做上采样，上采样的实质是给每个符号后插零。
  - (4) 将做完上采样后的序列经过发送滤波器进行成型，使得信息能够在信道中进行传播。
  - (5) 对成型后的基带信号进行载波调制，实现带通信号传输。
  - (6) 上变频后波形经过信道。
  - (7) 对接收信号进行下变频。
  - (8) 用匹配滤波器进行最优接收，得到基带信号。
  - (9) 按过采样倍数对基带信号进行下采样。
  - (10) 对得到的数据进行判决，统计得到最终的误码率。
- 首先选用根升余弦滤波器进行波形成形，完成 BPSK 数字带通传输系统仿真，在不增加噪声的情况下，给出信号处理过程中的波形及功率谱。
- 考虑加性高斯白噪声建模，在信道中加入信噪比  $\frac{Eb}{N_0} = -10 \sim 10$  的噪声，给出信号处理过程中  $\frac{Eb}{N_0} = 3$  时的波形及功率谱，并给出解释。
- 分别采用不同根升余弦滤波器和方波成形滤波器进行波束成形，在同一个图中绘制 BPSK 相干解调的理论误码率曲线与这两种成型滤波器对应的误码率实际仿真曲线，分析滤波器种类对于误码率曲线的影响。
- 探究采样频率、符号速率、载波频率之间的关系，分析其对误码率的影响。采用控制变量法，在控制其他变量不变的前提下，分别调整采样频率  $f_s$  为 93.75kHz、125kHz、250kHz、500kHz 和 1MHz，调整符号速率  $R_s$  为 15.625 kBaud、31.25 kBaud、62.5 kBaud、125 kBaud 和 250kBaud，调整载波频率  $f_c$  为 50kHz、100kHz、200kHz、500kHz 和 1MHz，在信道中加入信噪比  $\frac{Eb}{N_0} = -10 \sim 10$  的噪声，画出误码率曲线。观察误码率与这些参量的关系，得出有意义的结论。
- 探究滤波器设置为“full”模式对误码率的影响。使用“full”模式卷积得到的序列会包含边缘信息，计算结果的长度要大于原采样序列。在信道中加入信噪比  $\frac{Eb}{N_0} = -10 \sim 10$  的噪声，分别利用滤波器“full”模式得到的原序列，以及将“full”模式得到的序列截取中间部分与原采样序列等长的序列进行下采样然后抽样判决，画出这

两种计算方式的误码率曲线，并与“same”模式滤波器的误码率曲线进行对比，分析比较结果并得出相关结论。

- 当过采样率 $osample$ 不是整数时，采样率不是符号速率的整数倍。在控制其他变量不变的前提下，分别调整过采样率为 15.5, 16, 16.5 和 20，在信道中加入信噪比 $\frac{Eb}{N_0} = -10 \sim 10$ 的噪声，画出误码率曲线。观察误码率与过采样率的关系，得出相关结论。

### 三、实验结果与分析

#### 1. 任务一：BPSK 数字带通传输系统仿真

##### (1) 实验结果

对生成的 0/1 比特序列进行 BPSK 映射得到发送序列，并对所得到的序列进行上采样，如下图所示：

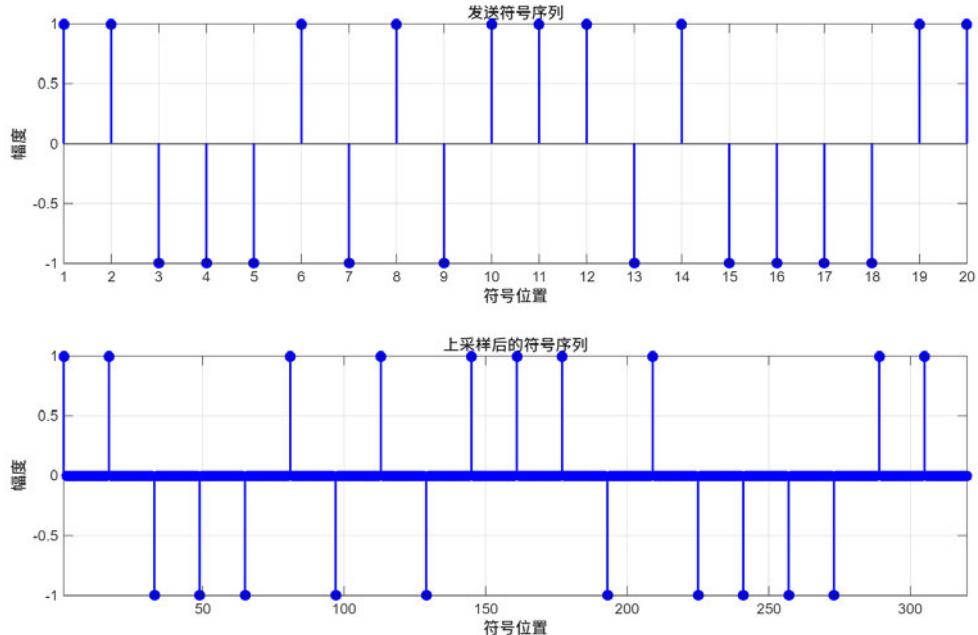


图 7：原始序列与上采样后序列

对上采样后的序列进行根升余弦滤波器波束成形，并画出前 128 个采样点及其功率谱密度，如下图所示：

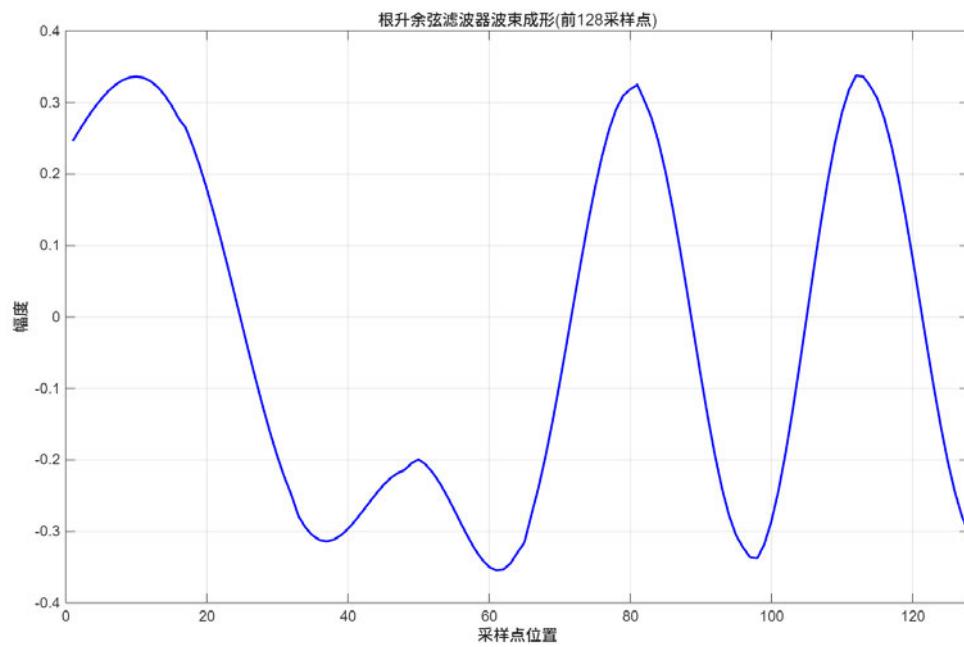


图 8：根升余弦滤波器波束成形(前 128 采样点)

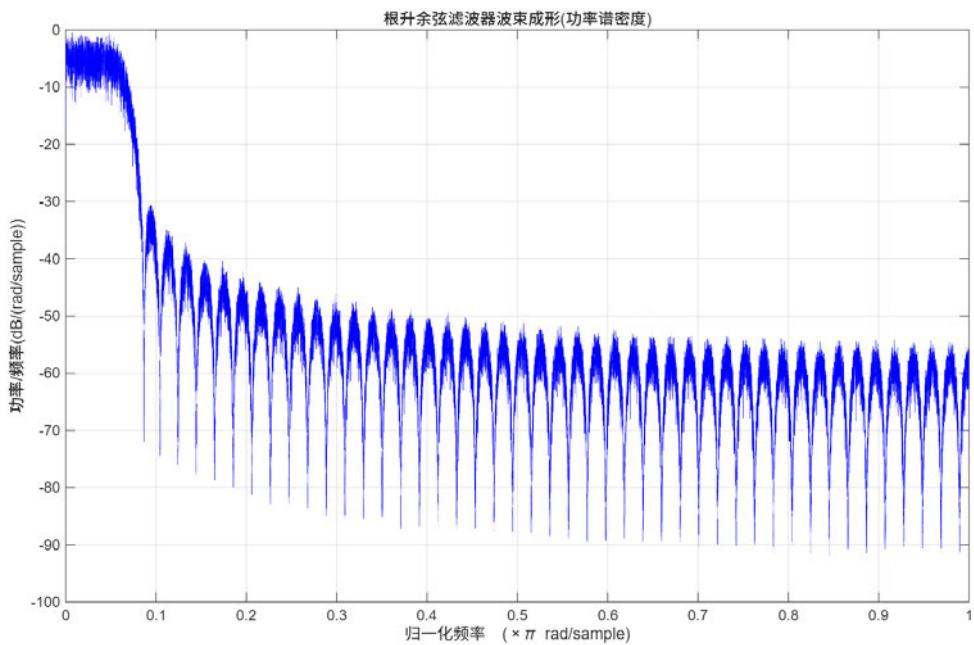


图 9：根升余弦滤波器波束整形(功率谱密度)

将上变频后的基带信号进行载波调制，得到调制后信号的波形和功率谱密度为：

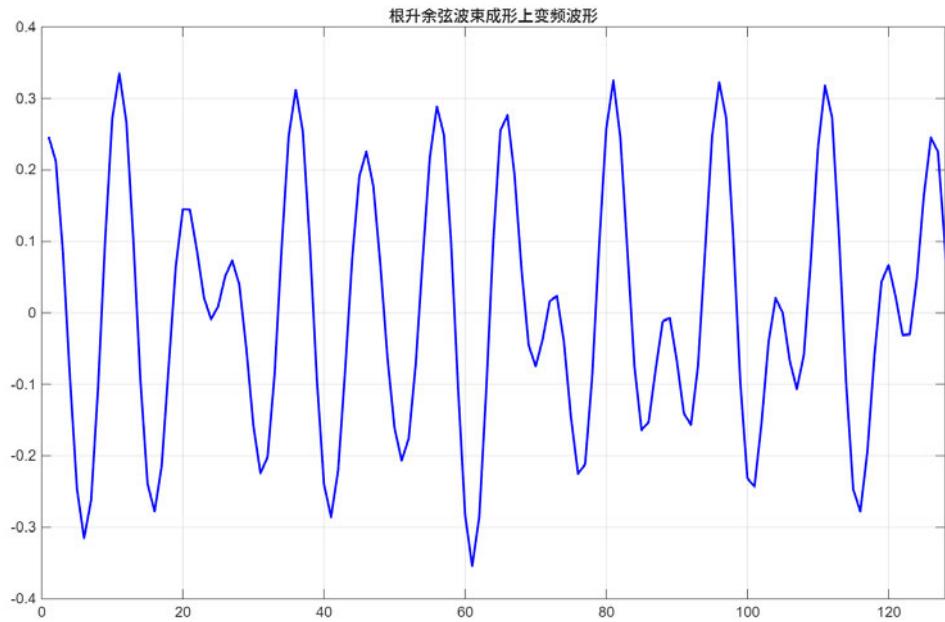


图 10: 根升余弦波束成形上变频波形

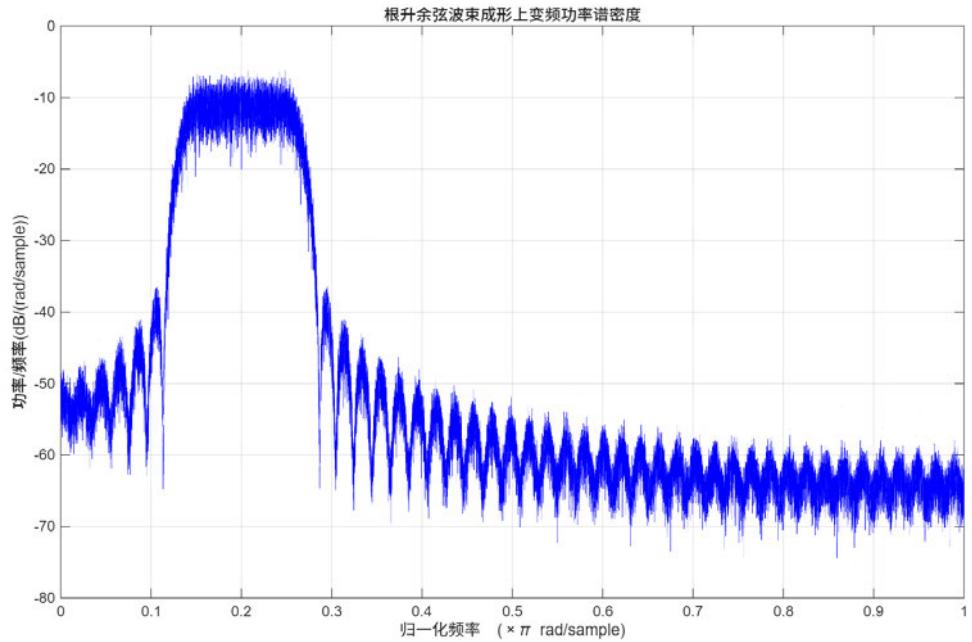


图 11: 根升余弦波束成形上变频功率谱密度

由于在此任务中不含码间串扰和噪声，信道为理想信道，因此经过理想信道后的接收波形及其功率谱密度仍然如图 10 和图 11 所示。

对接收信号进行下变频，得到信号的波形和功率谱密度为：

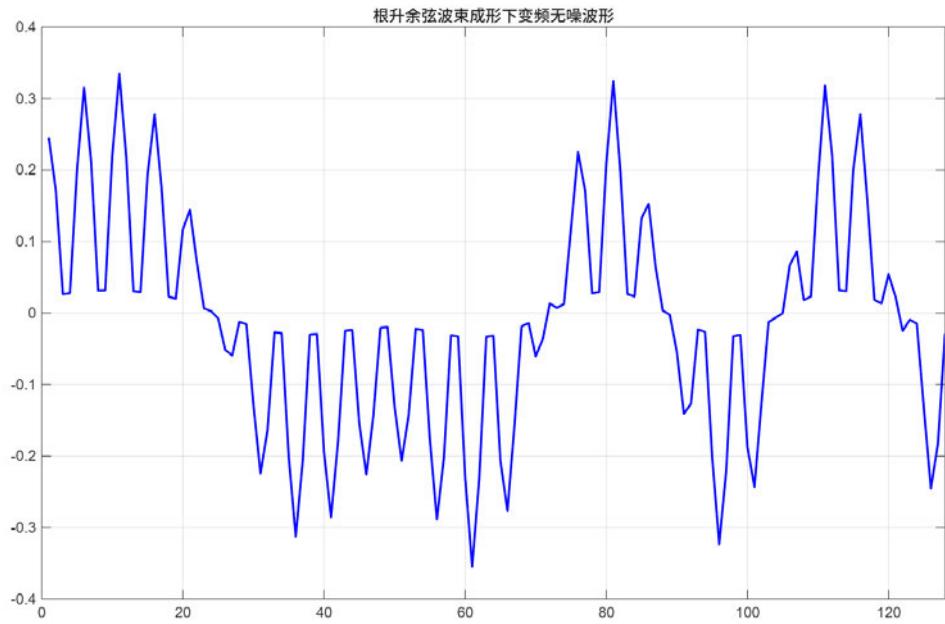


图 12: 根升余弦波束成形下变频无噪波形

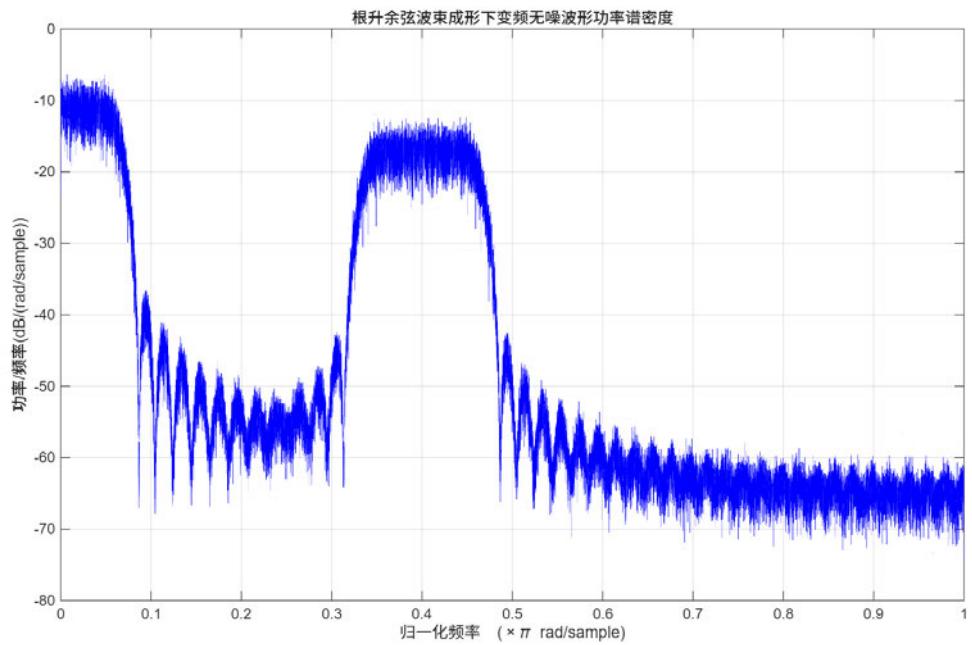


图 13: 根升余弦波束成形下变频无噪波形功率谱密度

到达接收端后，使用匹配滤波器进行最佳接收，得到的基带信号波形和功率谱密度为：

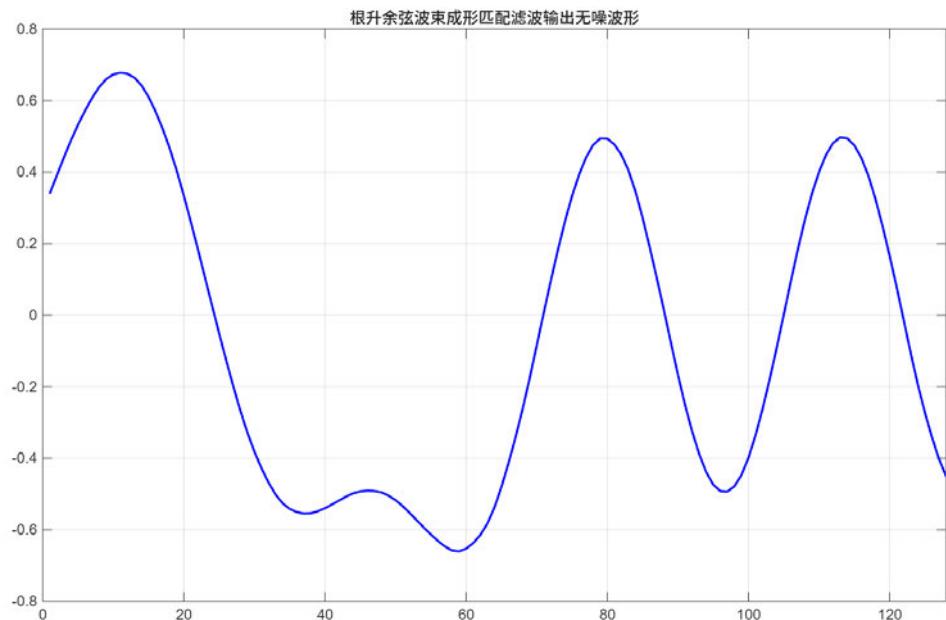


图 14：根升余弦波束成形匹配滤波输出无噪波形

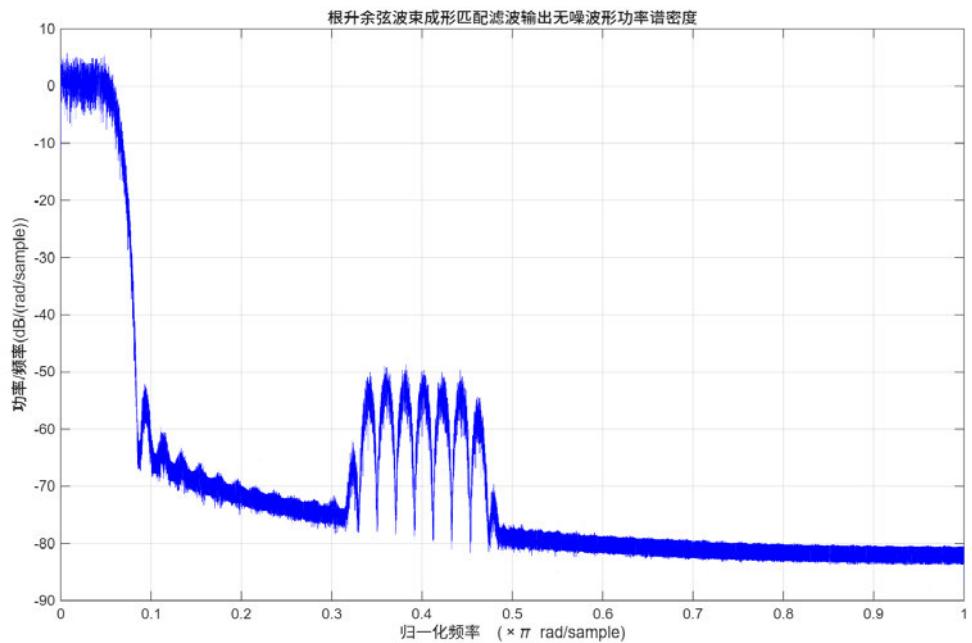


图 15：根升余弦波束成形匹配滤波输出无噪波形功率谱密度

按过采样倍数对基带信号进行下采样，对得到的数据进行判决，统计得到最终的误码率，此时误码率为 0，具有较高的可靠性。

## (2) 思考

在第一个实验任务中首先对没有信道噪声的理想数字带通传输系统进行仿真验

证。首先对原始比特序列进行 BPSK 映射，可以消除直流分量，有利于在信道中传输，同时为之后的上变频做好准备。通过上采样提高采样精度，便于后续的滤波成形。将所要传输的信号采用根升余弦滤波器进行波束成形，结合后续的匹配滤波接收，可以消除在抽样时刻上的码间串扰。将成形后的信号进行上变频，对比观察上变频前后信号的功率谱密度，可以发现上变频将基带信号的功率谱搬移到了高频。调制后的信号经过信道传播后再进行下变频，观察到下变频后信号的功率谱绝大部分被重新搬到基带，但还有一部分被搬到更高的频带。经匹配滤波接收后，信号高频部分的功率谱被滤除，只剩下低频部分的分量，此时恢复信号的波形与发送端的成形波形几乎完全一致，有利于最后下采样并进行的抽样判决，因而最终得到的误码率为 0。

## 2. 任务二：探究加性高斯白噪声对误码率的影响，绘制信号处理波形和功率谱密度

### (1) 实验结果

信道中引入的加性高斯白噪声只对经过信道传输后的信号波形产生影响，因此进入信道之前的信号波形和功率谱密度与任务 1 相同。加噪后的信号波形和功率谱密度如下图所示：

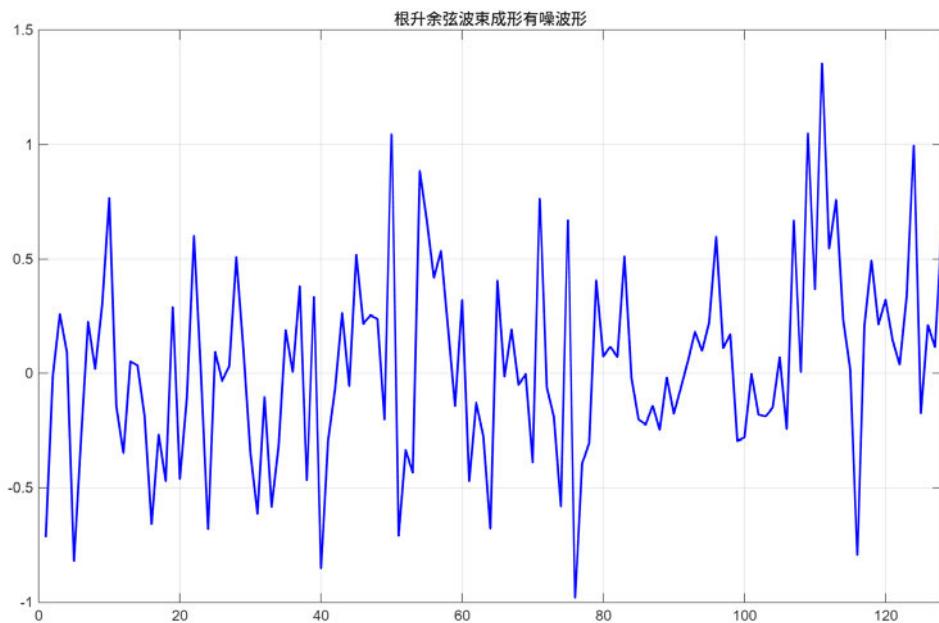


图 16：根升余弦波束成形有噪波形

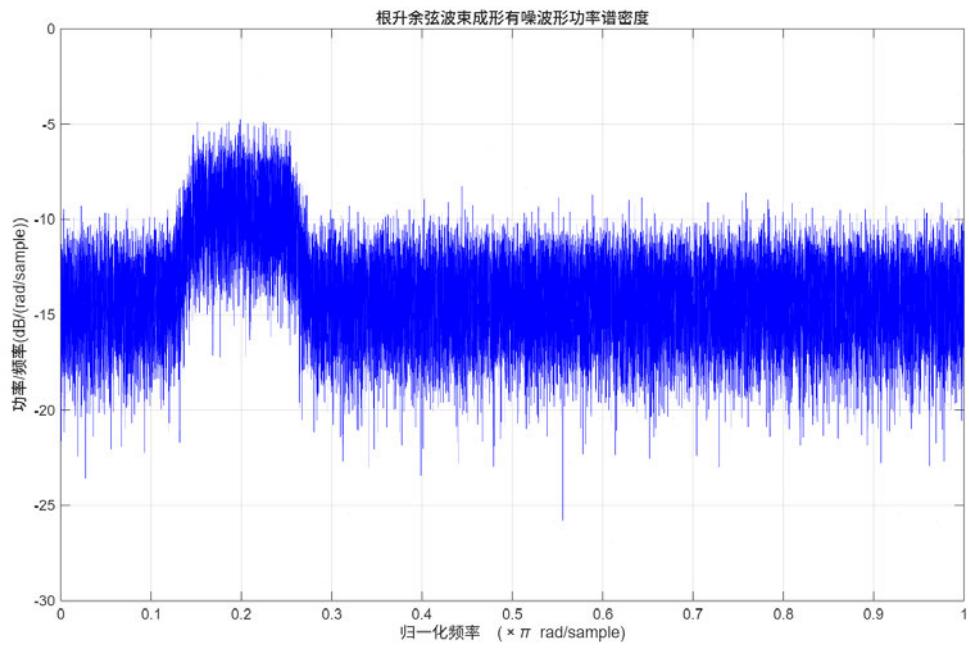


图 17：根升余弦波束成形有噪波形功率谱密度

对接收信号进行下变频，得到信号的波形和功率谱密度为：

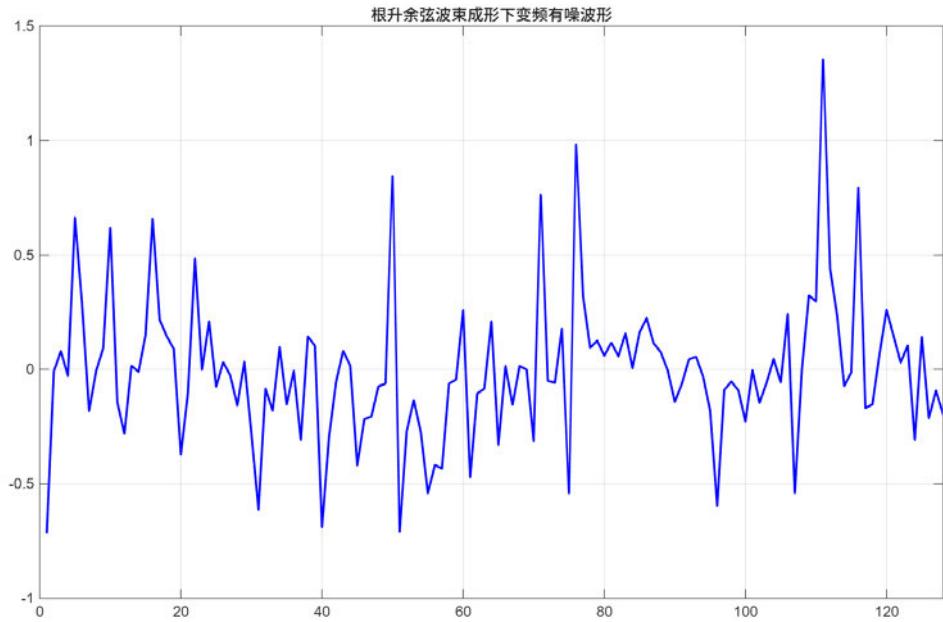


图 18：根升余弦波束成形下变频无噪波形

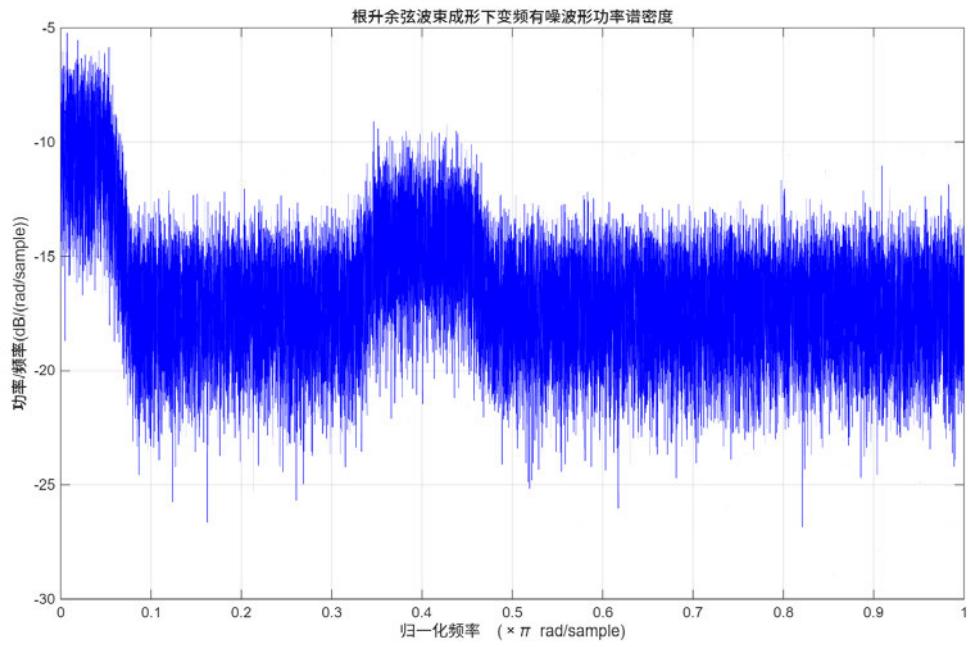


图 19：根升余弦波束成形下变频有噪波形功率谱密度

到达接收端后，使用匹配滤波器进行最佳接收，得到的基带信号波形和功率谱密度为：

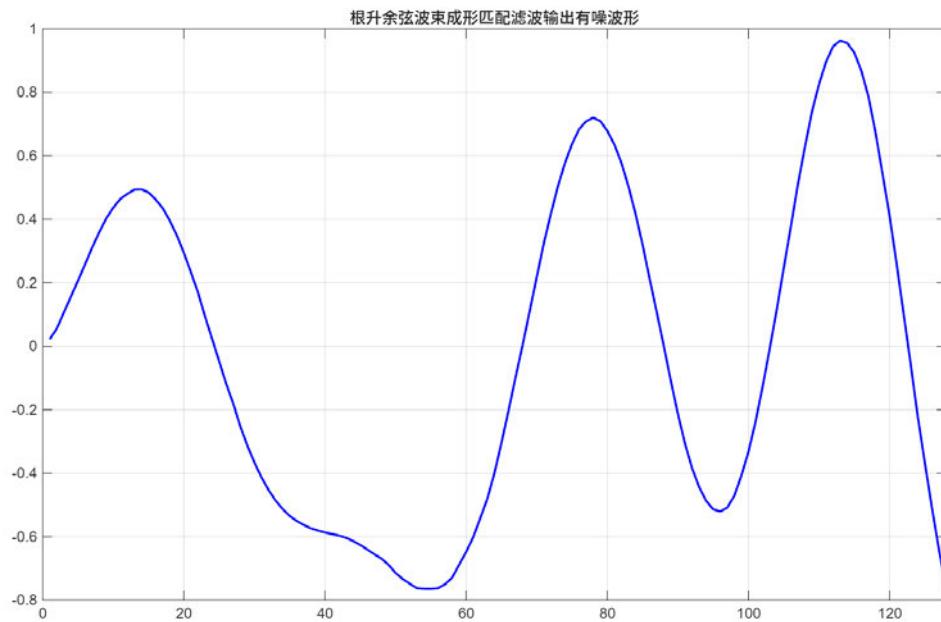


图 20：根升余弦波束成形匹配滤波输出有噪波形

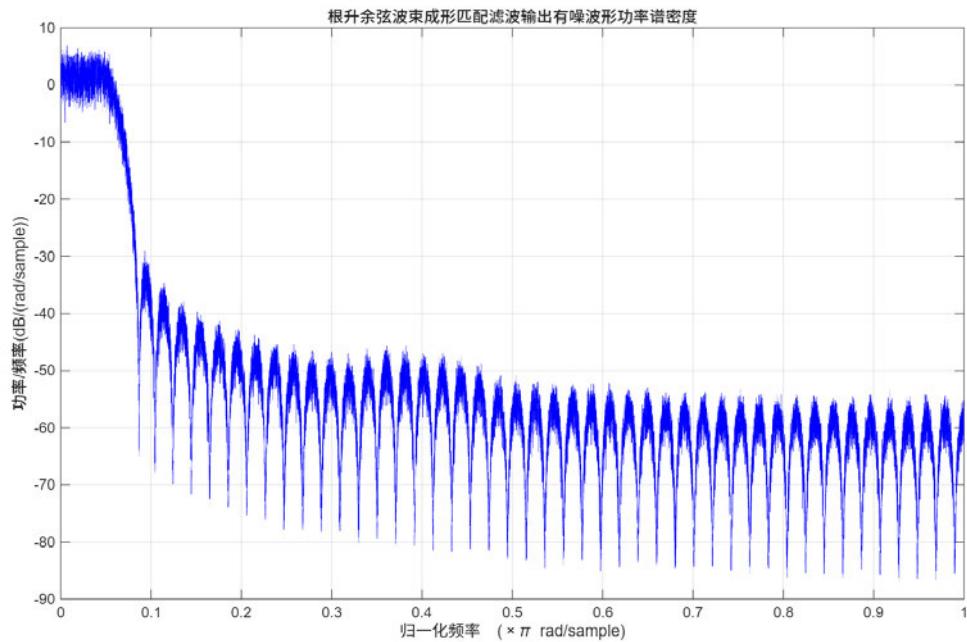


图 21：根升余弦波束成形匹配滤波输出有噪波形功率谱密度

按过采样倍数对基带信号进行下采样，对得到的数据进行判决，统计得到最终的误码率，此时误码率为 2.32%，通信系统可靠性明显下降。

## (2) 思考

对比任务一和任务四中有无加性高斯白噪声的信号处理过程的波形和功率谱，可以观察到当信噪比为  $\frac{Eb}{N_0} = 3$  时，经过信道传输后的信号以及下变频后的信号的波形和功率谱都发生了相当程度的失真，但一定程度上保留着原有信号的主要特征。通过匹配滤波器接收后，接收信号波形和功率谱密度与发送信号比较接近。这说明匹配滤波法可实现输出端的最大信噪比，从而达到最佳接收，很大程度上消除噪声对信号波形失真的影响。但尽管如此，经下采样和接收判决后仍有 2.32% 的误码率，这表明信噪比过低会对通信系统的可靠性带来不利影响。

### 3. 任务三：采用不同的成型滤波器，分析其对误码率曲线的影响。

#### (1) 实验结果

在信道中加入信噪比  $\frac{Eb}{N_0} = -10 \sim 10$  的噪声，分别画出理论误码率、根升余弦波束成形误码率、方波波束成形误码率随信噪比变化曲线，如下图所示：

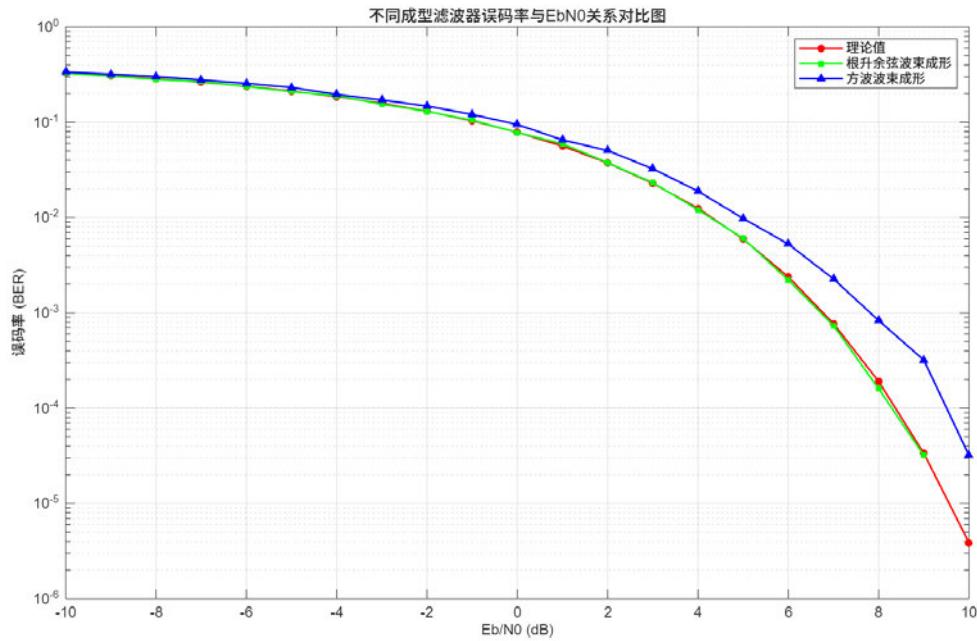


图 22：不同成型滤波器误码率与  $Eb/N_0$  关系对比图

观察上图可以发现，根升余弦波束成形误码率和理论值几乎完全相同，而方波波束成形误码率明显大于理论值。

## (2) 思考

通过观察上述误码率曲线，可以发现根升余弦波束成形的误码率和理论值几乎完全相同。这是因为根升余弦滤波器在时域和频域上满足消除码间串扰的条件，消除了码间串扰对信号传输的影响，其误码率仅由信道噪声决定，因此这两条曲线应当几乎重合。而方波波束成形不满足消除码间串扰的条件，信号在信道中传输同时受到噪声和码间串扰的影响，因此误码率会增大。但是方波波束成形的码间串扰并不是非常严重，仅在一定程度上增大了误码率，因此还可以通过时域均衡等方法进行改善。

## 4. 任务四：探究采样频率、符号速率、载波频率之间的关系并分析对误码率的影响：

### (1) 实验结果

分别调整采样频率  $f_s$  为 93.75kHz、125kHz、250kHz、500kHz 和 1MHz，控制其他变量不变，绘制不同采样频率误码率随  $Eb/N_0$  变化图如下所示：

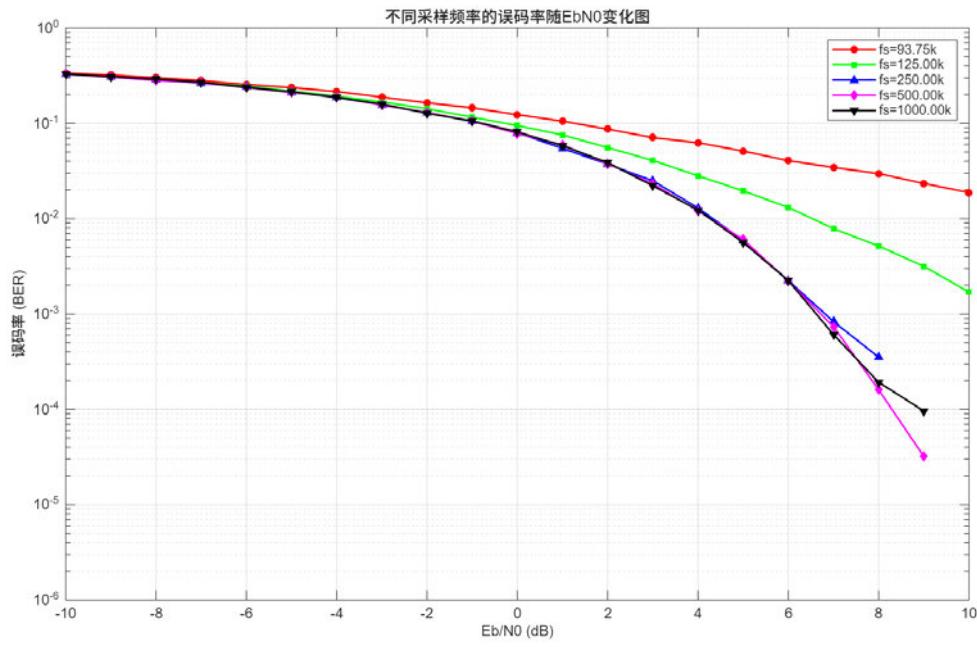


图 23：不同采样频率的误码率随  $Eb/N0$  变化图

观察上图可以发现，当采样频率较低时误码率较大，担当采样频率达到 250kHz 及以上误码率几乎不随采样频率的变化而变化。

分别调整符号速率  $Rs$  为 15.625 kBaud、31.25 kBaud、62.5 kBaud、125 kBaud 和 250kBaud，控制其他变量不变，绘制不同符号速率误码率随  $Eb/N0$  变化图如下所示：

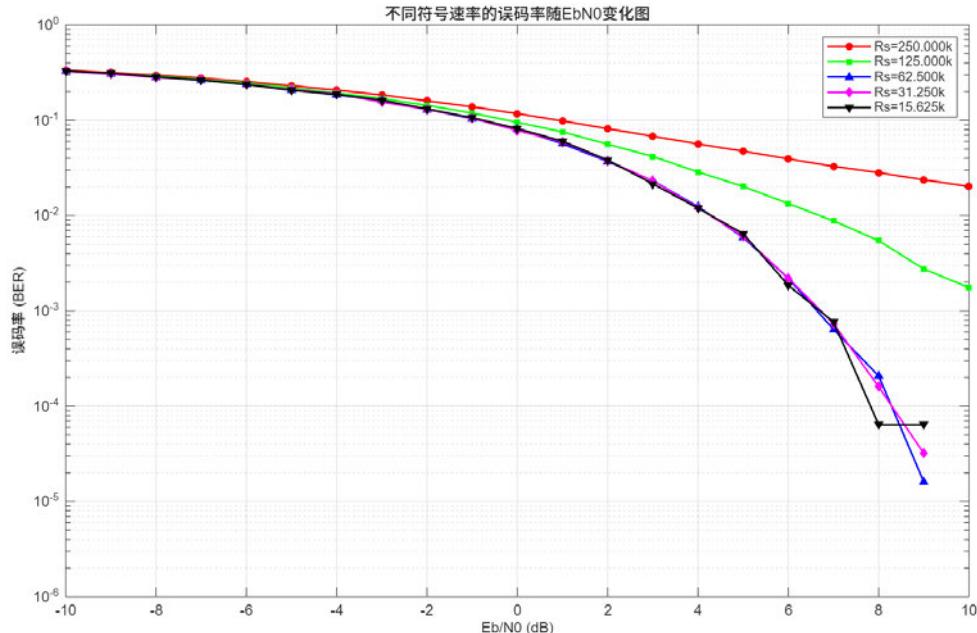


图 24：不同符号速率的误码率随  $Eb/N0$  变化图

观察上图可以发现，当符号速率较高时误码率较大，但当符号速率下降到 62.5kHz 之后误码率几乎不随符号速率的变化而变化。

分别调整载波频率  $f_c$  为 50kHz、100kHz、200kHz、500kHz 和 1MHz，控制其他变量不变，绘制不同载波频率误码率随  $E_{bN_0}$  变化图以及无噪条件下频谱利用率随滤波器跨度变化图如下所示：

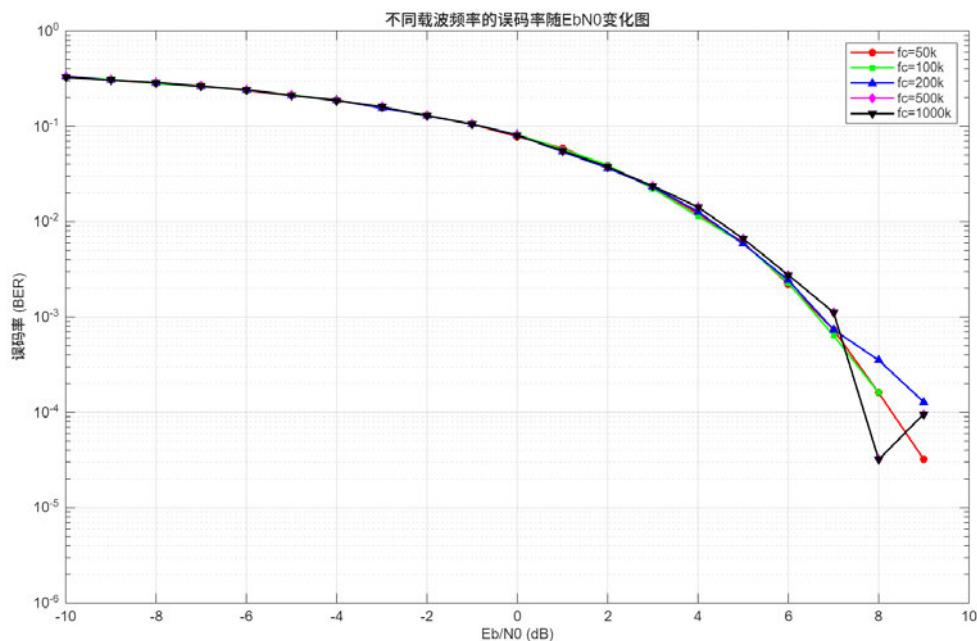


图 25：不同载波频率的误码率随  $E_{bN_0}$  变化图

观察上图可以发现，当载波频率  $f_c$  大于 50kHz 时，误码率几乎不随载波频率的变化而变化。

## (2) 思考

上述实验任务探究了采样频率、符号速率、载波频率之间的关系，及其对误码率的影响，

- **采样频率的影响：**当采样频率  $f_s$  为 93.75kHz、125kHz 时，误码率明显大于其他较高采样频率的情况。这是因为此时采样频率较低，不完全满足采样定理要求，信号经采样后发生频谱混叠，从而导致时域波形的失真，码间串扰增大，误码率显著上升。当  $f_s$  大于 250kHz 时，采样频率基本满足采样定理，频谱混叠的影响几乎可忽略不计，信号能准确采样与恢复，码间串扰被充分抑制，故误码率几乎不再随采样频率变化，接近理论值。

- **符号速率的影响:** 当符号速率为 125 kBaud 和 250kBaud 时, 误码率明显大于其他较低符号速率的情况。这一方面因为符号速率过高会超过奈奎斯速率, 从而使符号间隔过小导致码间串扰程度加剧, 引起误码率上升。同时符号速率的增大导致信号高频成分的增加, 使得原始采样频率不再满足采样定理, 因此造成频谱混叠使误码率增大。当符号速率较小时, 不会超过奈奎斯速率, 因此码间串扰被有效抑制, 同时也不会产生频谱混叠, 故误码率几乎不再随符号速率变化。
- **载波频率的影响:** 载波频率只决定基带信号被搬移到哪一个频率点处, 而与码间串扰和信道噪声的影响不存在直接关系。因此只要载波频率明显大于信号频率, 就可以有效地实现频谱搬移和调制解调, 而不会对误码率造成影响。

## 5. 任务五：滤波器设置为“full”模式对误码率的影响：

### (1) 实验结果

按上述实验步骤的方法, 将滤波器设置为“full”模式原序列截断和不截断的误码率曲线以及滤波器设置为“same”模式的误码率曲线绘制在一张图中, 如下图所示:

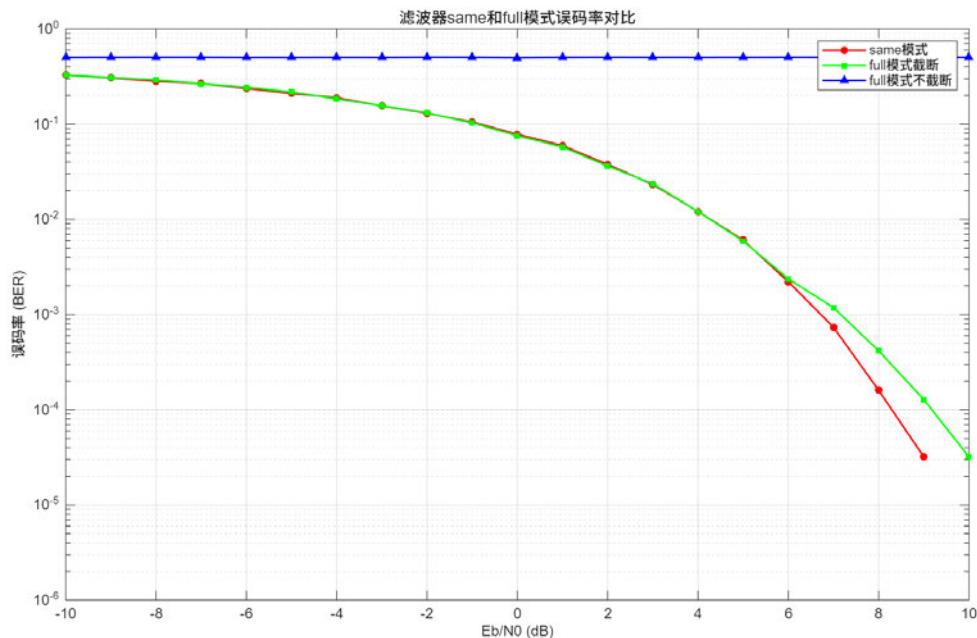


图 26: 滤波器 same 和 full 模式误码率对比

观察上图可以发现, 如果仅将滤波器设置为“full”模式, 不对输出信号进行截断处理, 误码率将非常大, 通信系统几乎失效。如果截取中间序列, 误码率会下降至与“same”模式几乎相同的水平。

## (2) 思考

从上图的对比结果可以看到，当滤波器设置为“full”模式且不对输出序列截断时，误码率极高、通信系统近乎失效，这是因为“full”模式下滤波器输出包含了信号与滤波器卷积后的首尾拖尾部分，包含大量的边缘信息，这些拖尾会引入严重的码间串扰，大幅增加抽样判决的错误概率。而对“full”模式的输出截取中间序列后，首尾的拖尾失真部分被去除，有效消除了拖尾带来的码间串扰，误码率随之下降至与“same”模式几乎一致的水平。这一结果说明，滤波器模式的选择需配合对应的序列处理方式，实际工程中使用“full”模式时，必须对输出序列进行合理截断以去除拖尾失真，才能保障带通传输系统的误码率性能。

## 6. 任务六：探究采样率与符号速率非整数倍关系对误码率造成的影响：

### (1) 实验结果

分别调整过采样率 15.5, 16, 16.5 和 20，控制其他变量保持不变，绘制不同载波频率误码率随  $Eb/N0$  变化图以及无噪条件下频谱利用率随滤波器跨度变化图如下所示：

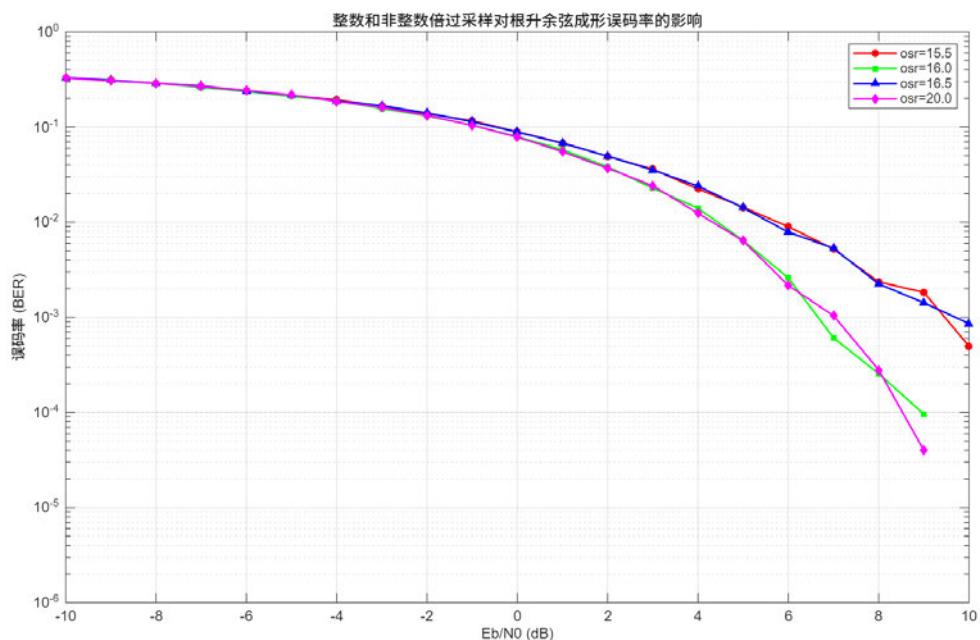


图 27：整数和非整数倍过采样对根升余弦成形误码率的影响

可观察非整数倍过采样的误码率明显大于整数倍过采样，即采样率与符号速率非整数倍会导致误码率的增大。

## (2) 思考

从上图的对比结果可以看到，当过采样率为非整数倍时，误码率明显高于整数倍过采样的情况，这是因为过采样率对应采样频率与符号速率的比值，整数倍时接收端下采样能完全对准码元符号的最佳抽样判决时刻，避免定时相位偏移。而非整数倍过采样会导致采样点与符号判决时刻错位，引入了定时误差，既会增大码间串扰的影响，也会降低匹配滤波后的输出信噪比，最终导致误码率上升。这一结果说明，在数字带通传输系统中，选择整数倍过采样率可保证抽样判决准确性并有效降低误码率，非整数倍过采样虽可能提升频谱利用的灵活性，但会以牺牲误码性能为代价，在实际的工程应用中应综合考虑。

## 四、实验结论

### 1. 数字带通传输系统的主要流程：

- BPSK 映射将二进制 0/1 序列转换为双极性序列，消除直流分量，为正交调制奠定基础。
- 上采样提升信号采样精度，保障成形滤波的波形完整性。下采样恢复原始符号速率，为抽样判决做好准备。
- 根升余弦滤波器可实现无码间串扰波束成形，通过匹配滤波实现最佳接收，确保发送信号的可靠恢复。
- 方波波束成形存在明显的码间串扰，信号传输带宽增大，频谱利用率降低。
- 正交上变频将基带信号频谱搬移至高频处，保障信号在带通信道中的传输。正交下变频结合匹配滤波接收，将高频信号还原为基带信号，从而完成频谱反向搬移。
- 抽样判决依据最佳采样时刻的信号幅度，恢复原始二进制序列，是保障传输可靠性的关键环节。

### 2. 根升余弦滤波器主要参数对误码率曲线、频谱利用率的影响：

- 采样频率  $f_s$ ：采样频率较低时，误码率明显偏高。这是因为采样频率不满足采样定理，信号发生频谱混叠，时域波形失真加剧，码间串扰增大。当采样频率足够高时，采样频率符合带通采样要求，频率混叠得到有效抑制，信号能准确采样与恢复，误码率接近理论值且保持稳定。

- 符号速率  $R_s$ : 符号速率较高时, 误码率显著大于其他值。这是因为符号速率大于奈奎斯特速率, 不满足消除码间串扰的条件, 使码间串扰加剧, 同时高频分量的增多也会造成频谱混叠。当符号速率较小时, 符号速率远小于奈奎斯特速率, 码间串扰被有效抑制, 也不会产生频谱混叠, 误码率趋于稳定。
- 载波频率  $f_c$ : 载波频率只影响基带信号搬移到的目标频带范围内, 与码间串扰和噪声干扰等因素不存在直接关系。因此只要载波频率明显大于基带信号频率, 对误码率几乎不造成影响。
- 过采样率: 非整数倍过采样时, 误码率明显高于整数倍过采样。这是因为整数倍过采样能让下采样精准对准最佳判决时刻, 可消除定时误差的影响。非整数倍过采样导致采样点与判决时刻错位, 引入定时误差, 增大码间串扰并降低匹配滤波器的输出信噪比。
- 滤波器模式: 滤波器“full”模式未截断时, 误码率极高, 系统近乎失效。这是因为输出包含卷积首尾拖尾, 序列包含太多的边缘无用信息, 从而引入严重的码间串扰; “full”模式截断中间序列后, 边缘信息和拖尾失真被裁剪, 误码率与滤波器“same”工作模式基本一致。

### 3. 数字带通传输系统性能的核心影响因素与优化方向:

- 码间串扰: 根升余弦滤波器的时域特性是抑制串扰的关键, 参数选择需确保时域拖尾衰减充分、截断误差最小。
- 噪声干扰: 匹配滤波通过与发送波形的特性相匹配, 最大化输出信噪比, 可实现最佳接收。
- 频率参数匹配: 采样频率、符号速率、载波频率的适配性直接决定信号传输失真程度, 需按信道特性合理配置参数范围。

### 4. 实际通信系统的设计方案探究

- 参数选择建议: 采样频率优先 $\geq 250\text{kHz}$ , 符号速率 $\leq 62.5\text{kBaud}$ , 载波频率 $\geq 100\text{kHz}$ , 过采样率选择 8-16 范围内的整数倍; 滤波器优先采用“same”工作模式, 若使用“full”模式需进行边缘序列截断处理, 在误码性能与实现复杂度间达到平衡。

- 适用场景：该技术方案适用于无线通信、卫星通信、光纤通信等带通信道传输场景，能满足远距离、高质量数据传输对可靠性与有效性的需求。
- 扩展方向：面对复杂多径信道时，可引入自适应均衡技术进一步抑制码间串扰。结合纠错编码（如卷积码、Turbo 码），能提升通信系统在强信道噪声环境下的鲁棒性，拓展应用场景的适应性。

## 五、感想

本次数字带通传输系统仿真实验，成功搭建了理论知识与工程实践之间的桥梁，让我收获了扎实的专业知识与实践能力。实验前，我对正交上下变频、采样定理等理论知识仅停留在课本学习和公式推导的层面，缺乏直观理解与感受。通过亲手用 MATLAB 编写仿真代码，完成二进制序列生成、BPSK 映射、成型滤波、正交调制解调、噪声添加、抽样判决等整个通信系统的构建，我直观目睹了信号在各环节的时域波形与频谱变化，深刻理解掌握了数字带通传输系统的组成部分和工作原理。

实验过程中，我也遇到了不少需要反复调试的难题。比如最初未正确选取采样频率和符号速率等参数，导致仿真误码率与理论值偏差较大。在测试非整数倍过采样时，因未考虑定时误差的影响，一度困惑于误码率升高的原因。通过查阅通信原理教材、对比不同参数组合的仿真结果、逐行调试排查代码，这些问题最终得以解决。这个过程不仅锻炼了我的问题排查能力，更让我理解了理论指导实践，实践反哺理论的深刻内涵，深刻体会到参数细节对于系统设计的重要作用。

此外，本次实验也显著提升了我的工程设计思维与严谨性。从控制变量法的探究实验，到仿真结果的可视化分析，再到参数选择的权衡思维，每一个环节都让我对通信系统设计的方法和原理有了更清晰深刻的认识。同时，通过对比不同频率参数、滤波器模式、过采样方式的性能差异，我进一步理解了实际通信系统中性能与复杂度平衡的核心原则，这对未来从事通信系统的设计和研究工作具有重要指导意义。

最后，我要衷心感谢 [REDACTED] 和助教学长的讲授和指导。[REDACTED] 对数字带通传输系统基本组成部分和工作原理以及参数选择方法的细致讲解，帮助我迅速搞清楚实验原理并顺利编写仿真代码。助教学长在实验过程中不厌其烦地帮助我解决遇到的各种问题，在他的帮助下我最终完成了代码的编写和调试，顺利完成了本次实验的仿真任务。

此次实验让我深刻认识到，数字通信技术的发展离不开扎实的理论基础与严谨的工程实践。未来，我将继续夯实正交调制解调、带通采样、抗干扰设计等核心知识点，加强 MATLAB 等仿真工具的应用，尝试更多的通信系统设计方案，为今后在无线通信、卫星通信等领域的学习和研究积累更深厚的实践经验。

## 参考文献

- [1] 樊昌信, 曹丽娜. 通信原理[M]. 第 7 版. 北京: 国防工业出版社, 2012: 156-178.
- [2] 曹志刚, 钱亚生. 现代通信原理[M]. 北京: 清华大学出版社, 2015: 134-167.
- [3] 杨鸿文, 桑林. 通信原理实验教程[M]. 北京: 北京邮电大学出版社, 2018: 45-68.
- [4] 张少侃, 吕聪敏, 甘浩. 数字通信系统中  $E_b/N_0$  与 SNR 转换方法的研究[J]. 现代计算机, 2019,(12): 33-36.