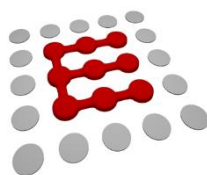




北京理工大学
Beijing Institute of Technology

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 数字基带传输系统仿真实验

一、 实验背景与任务要求

1. 实验背景

数字基带传输是现代通信系统的重要组成部分，数字基带信号需通过合理的成型滤波才能适配信道传输特性，减小码间串扰，保障通信质量。在数字基带信号的传输过程中，信道特性不理想会导致波形畸变、拖尾蔓延，从而引发码间串扰，严重影响接收端抽样判决准确性，同时信道噪声干扰也会进一步加剧误码率。因此数字基带传输系统需满足无码间串扰的条件、具有足够高的信噪比以降低误码率并且物理可实现，这些条件直接决定信道传输的有效性与可靠性，是实现高效通信的核心前提。

理想低通滤波器虽能满足无码间串扰的条件，但存在频域边沿陡降、物理不可实现等缺陷，且时域波形拖尾衰减缓慢，如果定时稍有偏差，就会造成严重的码间串扰。升余弦与根升余弦滤波器作为理想低通的优化方案，通过引入滚降系数实现频域的平滑过渡，不仅物理可实现，还能加快时域信号的拖尾衰减，降低抽样判决定时误差的影响，其中根升余弦滤波器配合匹配滤波接收可实现输出端抽样判决时刻的最高信噪比，成为数字基带传输系统的核心技术方案。

为深入理解码间串扰的产生机理与消除方法，直观验证根升余弦滤波器的传输性能，熟练掌握误码率分析方法以及 MATLAB 在通信系统仿真中的工程应用，本次实验通过 MATLAB 构建仿真环境，完成二进制随机序列生成、双极性非归零码编码、成形滤波、信道传输、匹配滤波接收、抽样判决及误码率计算等核心操作，对比有无码间串扰情况下的系统性能，探究滤波器参数对误码率与频谱利用率的影响，搭建理论知识与工程实践之间的桥梁，进一步夯实数字通信领域的专业基础，提升通信系统仿真设计与性能分析能力。

2. 实验任务要求

在符号速率 31.25Msps，采样频率 500MHz，采样时间 1s，使用双极性非归零码进行编码的情况下，了解有无码间串扰对误码率的影响，并给出相应的误码率曲线，在以上前提下完成以下实验任务：

- (1) 完成数字基带传输系统仿真，给出信号处理过程中的波形并分析。
- (2) 对比有、无码间串扰的情况下，通信系统的误码率性能，信噪比采用 E_b/N_0 。

- (3) 思考升余弦滤波器的几个参数对于误码率曲线、频谱利用率的影响。
- (4) 存在码间串扰时，在接收端设计一个均衡器，对比均衡前后的误码率曲线。

二、 实验过程与原理

1. 实验原理

(1) 数字基带传输系统的组成

数字基带传输系统由发送滤波器、信道、接收滤波器和抽样判决器等各部分组成，其基本结构如下图所示：

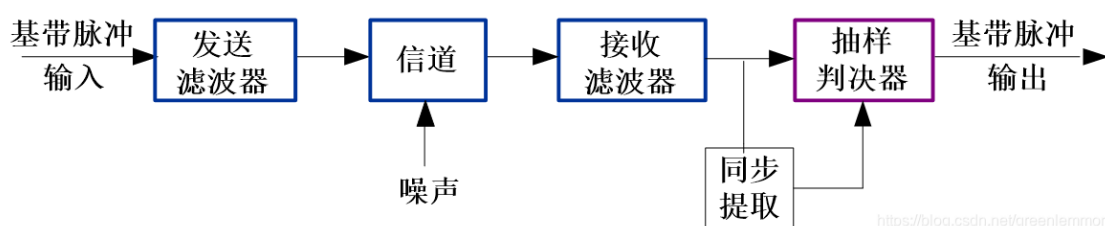


图 1：数字基带传输系统的组成

其中比特序列在数字基带传输系统中传输会经历图 2 所示的过程。由于信道特性不理想，会导致码元波形产生畸变、拖尾蔓延，从而造成码间串扰。信道中存在噪声，也会使信号的波形产生失真。码间串扰和信道噪声是数字基带传输系统需要面临的两个主要问题：

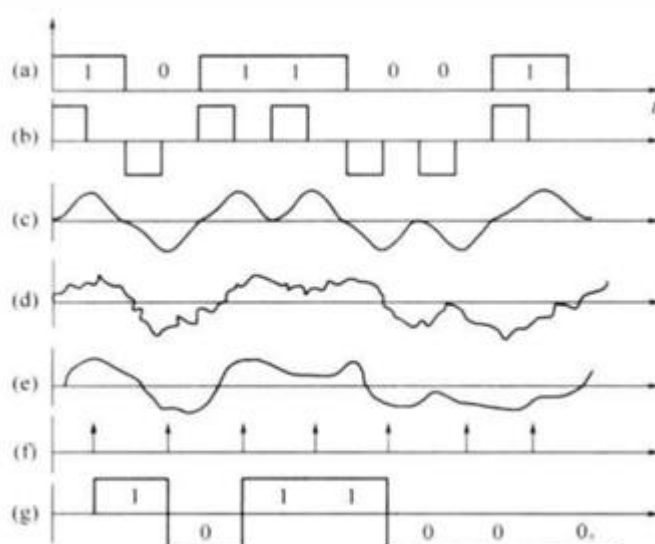


图 2：信号波形的变化

(2) 解决码间串扰的基本思路

解决码间串扰可按照两种思路进行：

思路 1: 将其他码元在此抽样时刻的影响相互抵消, 则信号码元波形满足以下关系:

$$\sum_{n \neq k} a_n h[(k - n)T_B + t_0] = 0$$

由于系数 a_n 具有随机性, 因此无法实现。

思路 2: 使其他码元在此抽样时刻的影响均为 0, 这是消除码间串扰的根本思路。在时域上仅在本码元抽样时刻的响应为 1, 其他码元抽样时刻响应为 0。若 $t_0 = 0$, 即满足:

$$h(kT_B) = \begin{cases} 1, k = 0 \\ 0, k \text{ 为其他整数} \end{cases}$$

在频域上分段求和后频域响应满足理想低通, 即满足:

$$\sum_i H\left(\omega + \frac{2\pi i}{T_B}\right) = T_B \quad |\omega| \leq \frac{\pi}{T_B}$$

截止频率为 $\frac{\pi}{T_B}$ 理想低通滤波器时频特性如下图所示, 显然满足无码间串扰的条件。

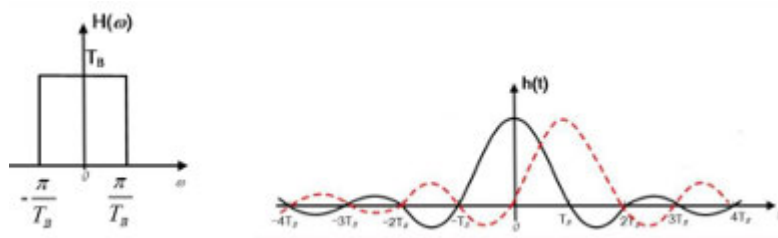


图 3: 理想低通滤波器时频特性

频谱利用率和传输带宽为:

$$B_{lf} = f_N \quad \eta_{lf} = 2$$

可见理想滤波器具有最大的频谱利用率。但理想滤波器在频域边沿陡降, 物理无法实现。时域上响应衰减振荡幅度较大, 一旦定时抽样有误差, 就会造成不可接受的码间串扰, 因此需要对理想滤波器的时频特性进行改进。

(3) 升余弦滤波器

让理想滤波器的边沿奇对称滚降, 平移后相邻两段抵消, 使得频域响应满足理想低通特性即可得到升余弦滤波器。

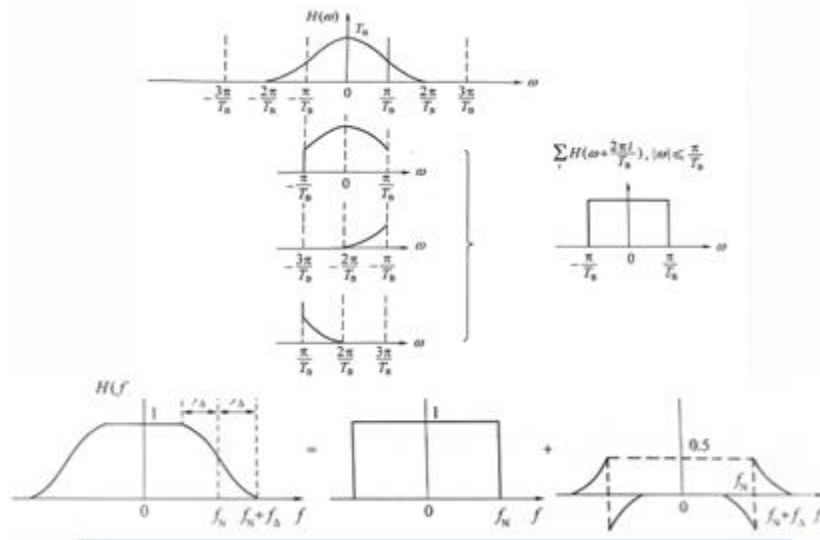


图 4：奇对称滚降

升余弦滤波器的时频表达式如下所示：

$$H(\omega) = \begin{cases} \frac{T_B}{2} \left[1 + \sin \frac{T_B}{2\alpha} \left(\frac{\pi}{T_B} - |\omega| \right) \right] & 0 \leq |\omega| < \frac{(1-\alpha)\pi}{T_B} \\ \frac{(1-\alpha)\pi}{T_B} \leq |\omega| < \frac{(1+\alpha)\pi}{T_B} & \\ 0 & |\omega| \geq \frac{(1+\alpha)\pi}{T_B} \end{cases}$$

$$h(t) = \frac{\sin \pi t/T_B}{\pi t/T_B} \frac{\cos \alpha \pi t/T_B}{1 - 4\alpha^2 t^2/T_B^2}$$

频谱利用率和传输带宽为：

$$B_{lf} = (1 + \alpha)f_N \quad \eta_{lf} = \frac{2}{1 + \alpha}$$

其中 α 为滚降系数。尽管升余弦滤波器频谱利用率有所下降，但其仍符合无码间串扰的条件，尾部衰减较快，减小了定时误差的影响，并且物理可实现，因此在实际通信系统中得到了更广泛的应用。

(4) 根升余弦滤波器

在图 1 的数字基带传输系统的示意图中，设发送滤波器、信道和接收滤波器的传输特性分别为 $G_T(\omega)$ 、 $C(\omega)$ 和 $G_R(\omega)$ ，则满足：

$$H(\omega) = G_T(\omega)C(\omega)G_R(\omega)$$

通常假设信道理想，即 $C(\omega) = 1$ ，上式可化为：

$$H(\omega) = G_T(\omega)G_R(\omega)$$

在通信系统中，匹配滤波器是一种能够使得输出信噪比最大的线性滤波器，是实际可达的最优接收方式。匹配滤波接收要求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，而实现无码间串扰的信道频域响应为升余弦滤波器，因此上式可进一步化为：

$$H(\omega) = |G_T(\omega)|^2 = |G_R(\omega)|^2$$

因此

$$G_T(\omega) = G_R^*(\omega)$$

即对升余弦特性开根号即可得到根升余弦特性。

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，并具有良好的频谱效率，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。	

(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 σ^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。

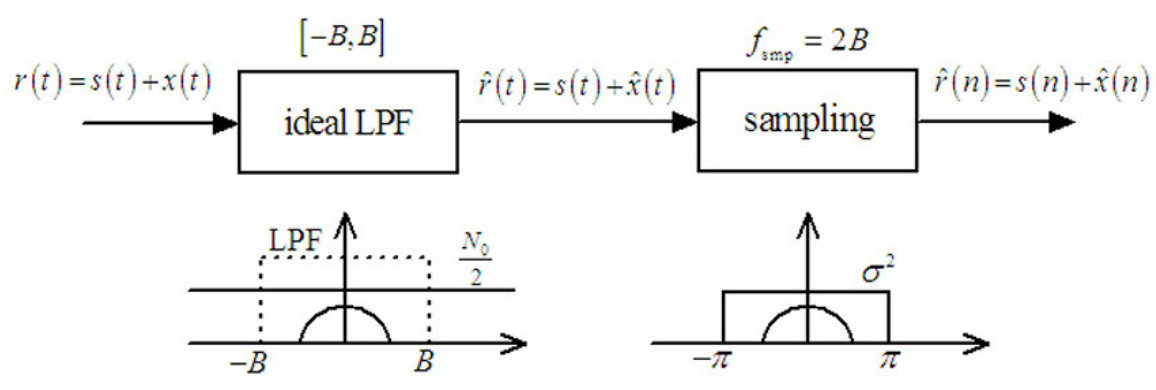


图 5：高斯白噪声仿真

- 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:

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

(6) 时域均衡

为了减小码间串扰的影响, 通常需要在系统中插入一种可调滤波器来校正或补偿系统特性。这种起补偿作用的滤波器称为均衡器。时域均衡器直接校正已失真的响应波形, 使包括可调滤波器在内的整个系统的冲激响应满足无码间串扰条件。

对于有 $2N + 1$ 个抽头的时域均衡器, 设被均衡的对象为均衡后在抽样时刻上的信道响应 y_k 为 $x(t)$, 则

$$y_k = \sum_{i=-N}^{i=N} C_i x_{k-i}$$

其中 C_i 为第 i 个抽头系数, $y_k = y(kT_s)$, $x_{k-i} = x[(k-i)T_s]$ 。

峰值失真定义:

$$D = \frac{1}{y_0} \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{k=\infty} |y_k|$$

因此峰值失真 D 是码间串扰最大可能值与有用信号样值之比。

以最小峰值失真为准则设计 $2N + 1$ 个抽头的时域均衡器, 各抽头系数应使得

$$y_k = \begin{cases} 0, & 1 \leq |k| \leq N \\ 1, & k = 0 \end{cases}$$

由上式可得 $2N + 1$ 个线性方程，即为

$$\begin{cases} \sum_{i=-N}^{i=N} C_i x_{k-i} = 0, & k = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N \\ \sum_{i=-N}^{i=N} C_i x_{k-i} = 1, & k = 0 \end{cases}$$

通过求解上述方程组，即可求得各抽头系数，从而设计出对应的时域均衡器。

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符号速率 $R_b = 31.25\text{Mps}$ ，采样频率 $f_s = 500\text{MHz}$ ，采样时间 $T = 1\text{s}$ ，滚降系数 $\alpha = 0.3$ ，滤波器跨度 $\text{span} = 6$ 等基本参数，此时过采样率 $\text{osr} = 16$ 。
- 按照以下步骤可以进行一次数字基带传输系统的仿真：
 - (1) 生成一段的随机的 0/1 比特序列，并将其编码成双极性非归零码。
 - (2) 将码型序列做上采样，上采样的实质是给每个符号后插零。
 - (3) 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。
 - (4) 成型后的波形经过信道。
 - (5) 到达接收端后，用匹配滤波器进行最优接收，得到基带信号。
 - (6) 按过采样倍数对基带信号进行下采样。
 - (7) 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，信道中不加噪，模拟没有码间串扰和信道噪声的理想数字基带传输系统，给出信号处理过程中的波形并分析。
- 在信道中加入信噪比 $\frac{E_b}{N_0} = -10 \sim 10$ 的噪声，分别选用根升余弦滤波器和方波进行波形成形，对比有、无码间串扰的情况下，通信系统的误码率性能。
- 探究根升余弦滤波器滚降系数 α ，滤波器跨度 span 和过采样率 osr 对于误码率曲线、频谱利用率的影响。采用控制变量法，在控制其他变量不变的前提下，分别

调整根升余弦滤波器的滚降系数 α 为 0.1、0.3、0.5、0.7 和 1.0，调整滤波器跨度 $span$ 为 4、6、8、10，调整过采样率为 8、16、32，在信道中加入信噪比 $\frac{E_b}{N_0} = -10 \sim 10$ 的噪声，画出误码率曲线。与此同时，在无噪条件下，画出频谱利用率随所探究参数的变化曲线。由于信号的功率主要集中于 -20dB 以内的频带，这里带宽取 -20dB 带宽。总结升余弦滤波器的参数对误码率和频谱利用率的影响。

- 在方波波束成形对应的基带系统的接收端，采用基于最小峰值失真的迫零调整法设计时域均衡器，抽头个数设置为 201，对矩形脉冲滤波器的冲激响应进行均衡并计算出各抽头系数，然后对接收码元的波形进行均衡，对比均衡前后的误码率曲线，分析均衡效果。

三、 实验结果与分析

1. 任务一：完成数字基带传输系统仿真，给出信号处理过程中的波形并分析

(1) 实验结果

对生成的 0/1 比特序列进行双极性非归零编码，并对所得到的码型序列进行上采样，如下图所示：

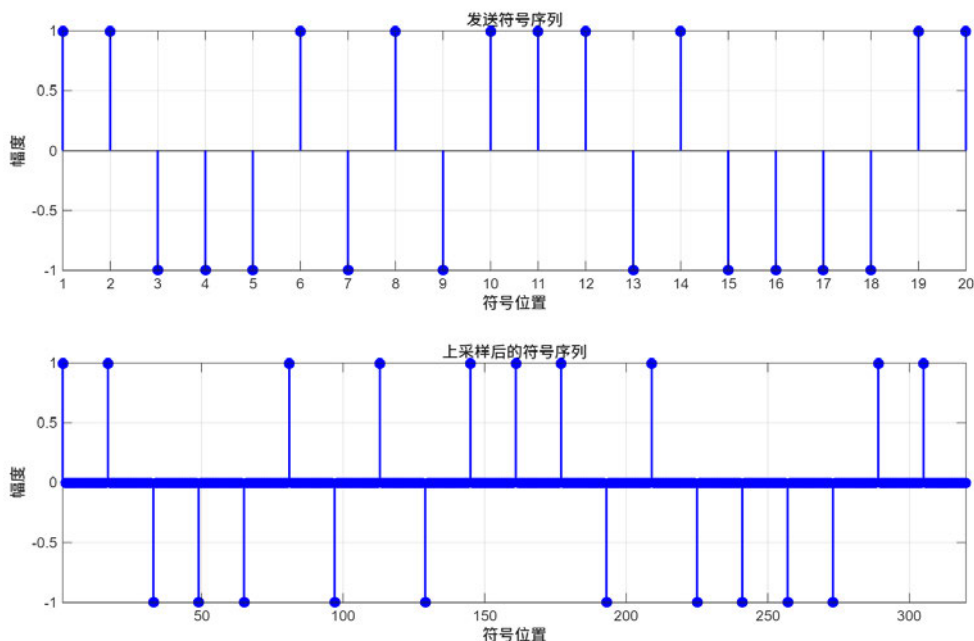


图 6：原始序列与上采样后序列

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：

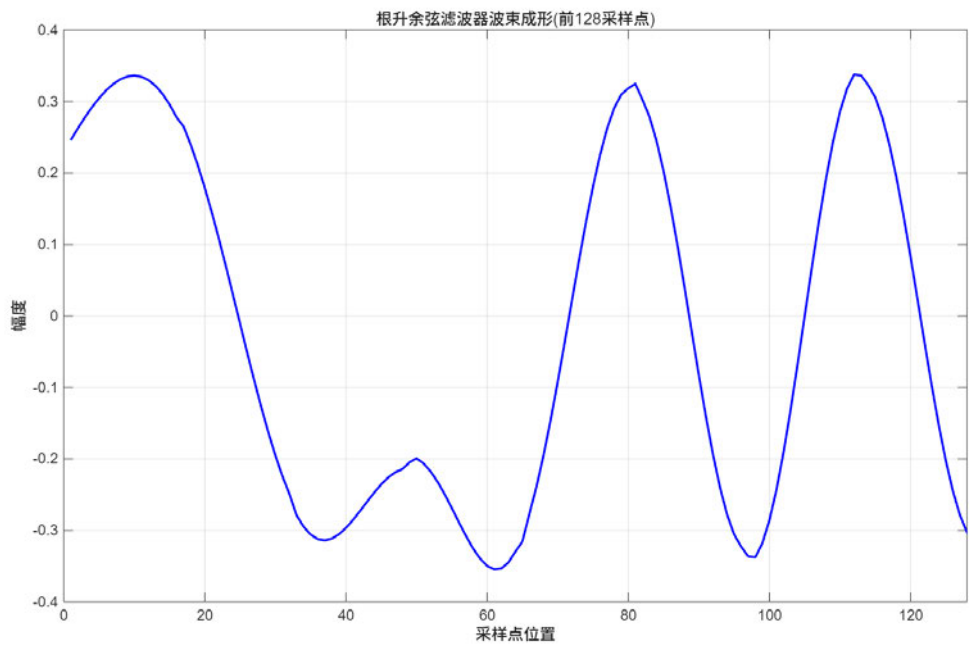


图 7：根升余弦滤波器波束成形(前 128 采样点)

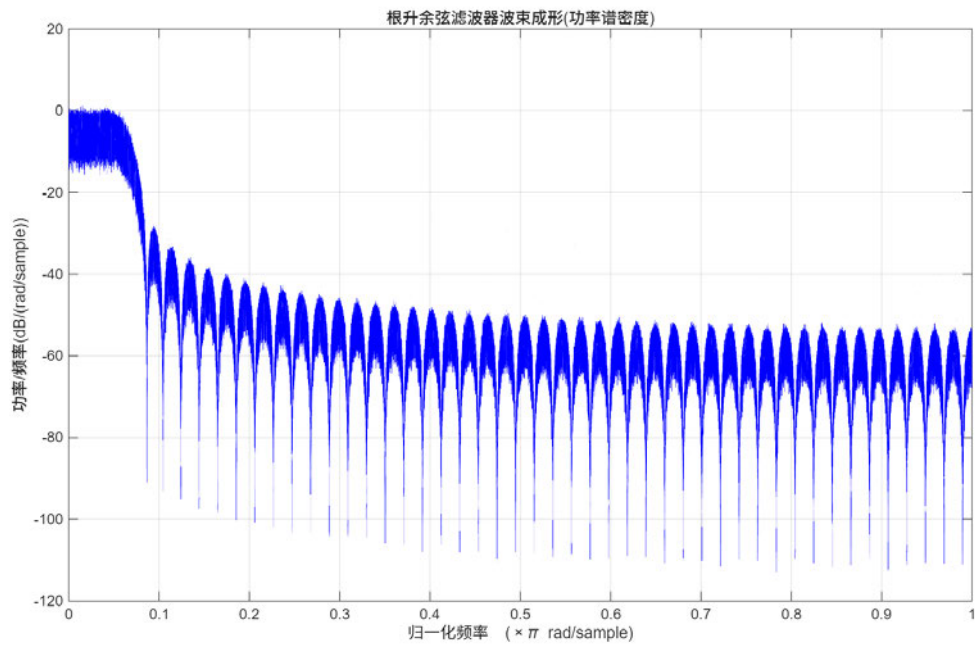


图 8：根升余弦滤波器波束成形(功率谱密度)

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波形及其功率谱密度仍然如图 7 和图 8 所示。

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为：

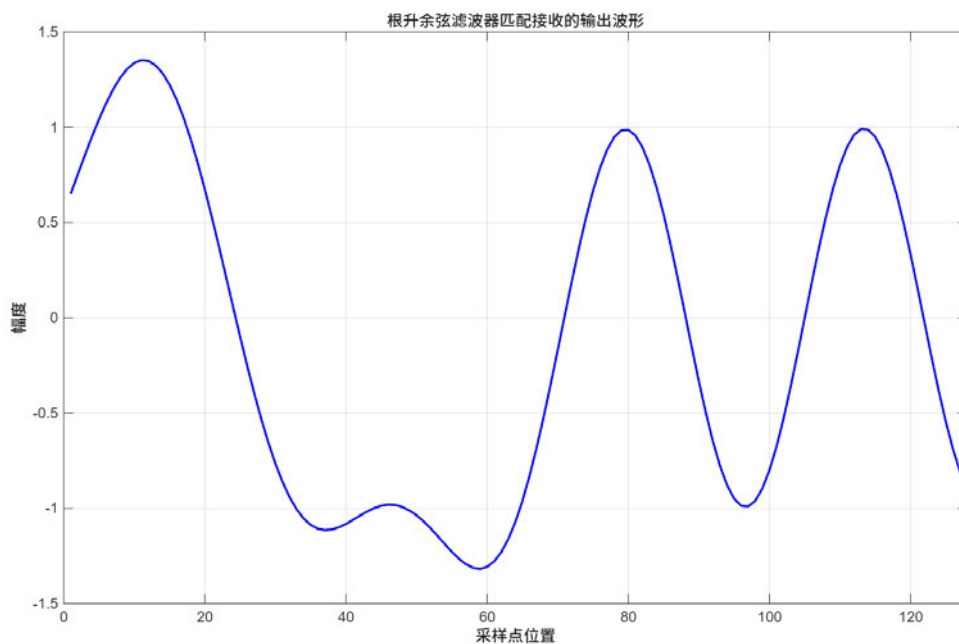


图 9：匹配接收的输出波形

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，最终结果如图 9 所示：

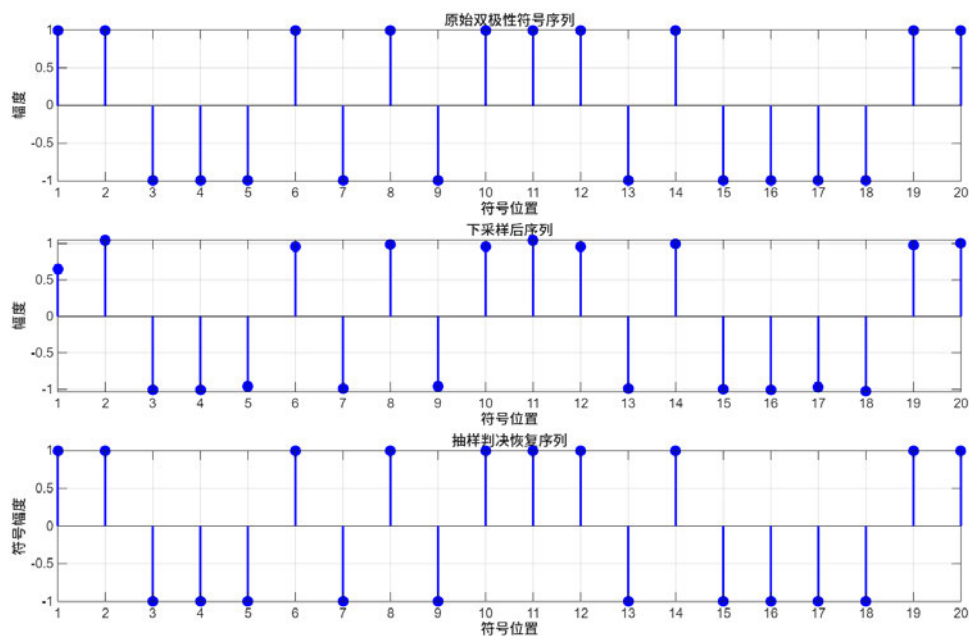


图 10：码元序列的恢复(无码间串扰)

统计得到最终的误码率，在不含码间串扰和信道噪声的理想信道中接收序列的误码率为 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基带传输系统进行仿真验证。首先对原始比特序列采用双极性非归零编码，可以消除直流分量，有利于在信道中传输。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，并且成形后的信号在时域上拖尾衰减较快，有利于降低定时误差造成的码间串扰。观察滤波成形信号功率谱，发现主要频谱成分位于幅值在-20dB 以上的部分，因此可取主瓣宽度为衰减量-20dB 对应的带宽，这也为后续频谱利用率的计算做好了准备。信号主瓣宽度较窄，有利于节省信道带宽，提高频谱利用率。在接收端通过匹配滤波接收，使输出的波形清晰，便于抽样判决。由于不存在码间串扰和信道噪声，因此判决完全准确，误码率为 0。

2. 任务二：对比有、无码间串扰的情况下，通信系统的误码率性能

(1) 实验结果

在上述任务基础上选用方波进行波束成形，模拟有码间串扰的情况。对上采样后的序列进行方波成形，并画出前 128 个采样点及其功率谱密度，如下图所示：

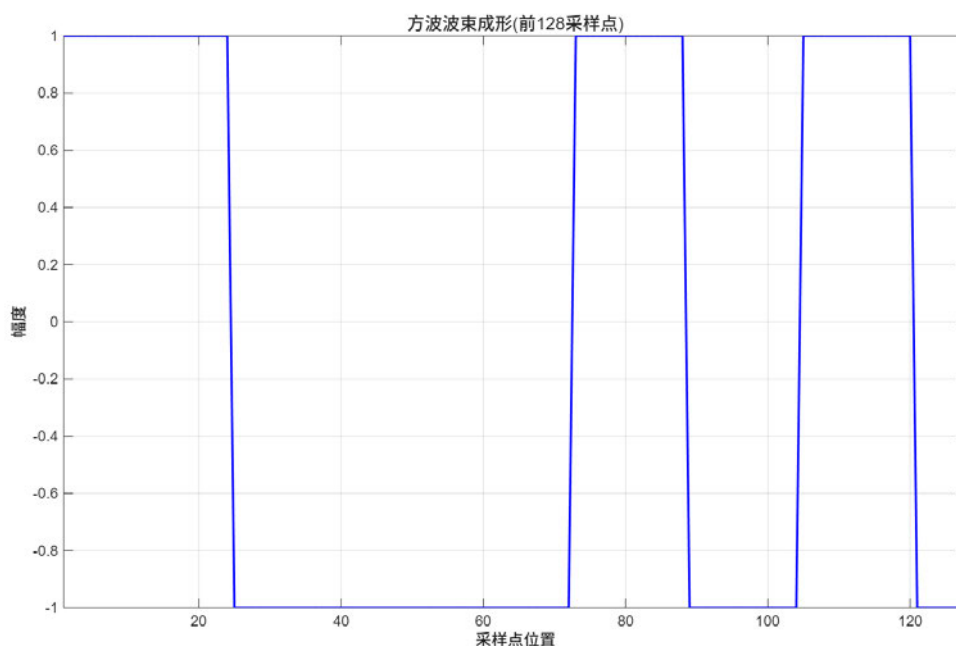


图 11：方波波束成形(前 128 采样点)

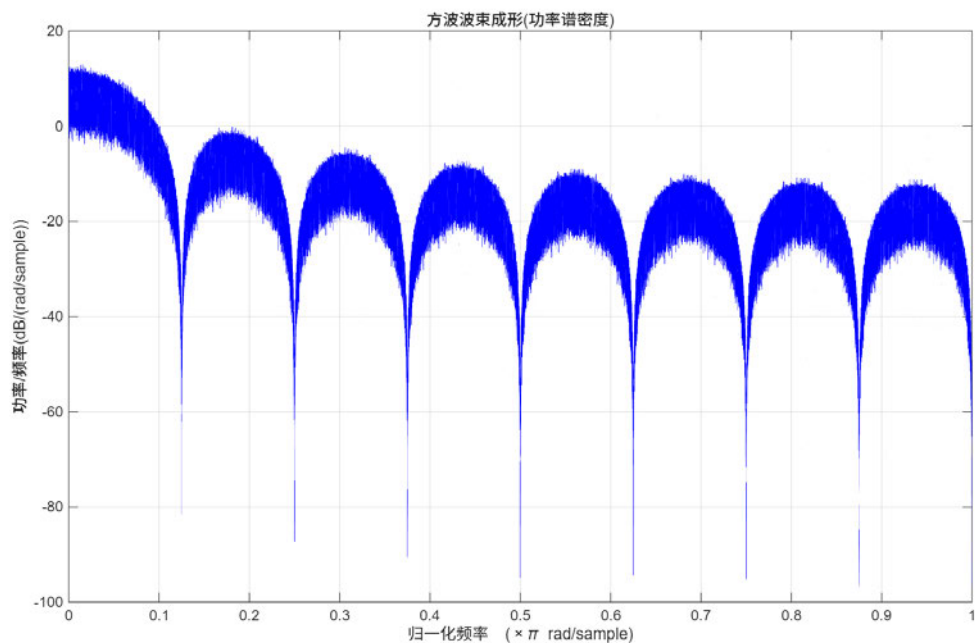


图 12: 方波波束成形(功率谱密度)

在信道中加入信噪比 $\frac{Eb}{N0} = -10 \sim 10$ 的噪声，分别选用根升余弦滤波器和方波进行波形成形，画出理论误码率、根升余弦波束成形误码率以及方波波束成形误码率随 $\frac{Eb}{N0}$ 变化对比图如下所示：

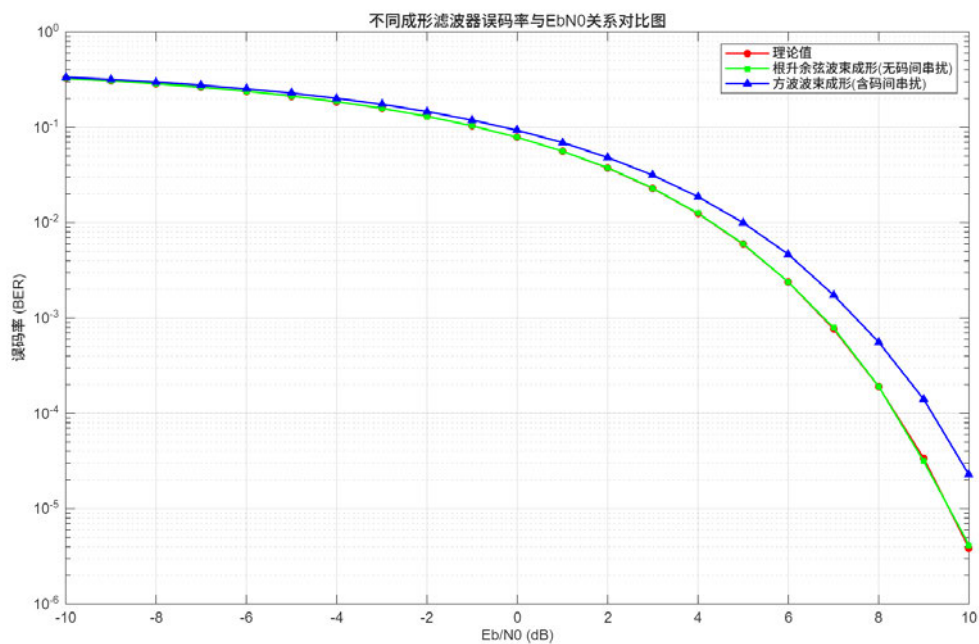


图 13: 不同成形滤波器误码率与 $EbN0$ 关系对比图

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

观察上述实验结果可以发现，虽然也可以使用方波进行波束成形，但其功率谱密度的主瓣宽度要明显大于根升余弦波束成形，频谱利用率较低，同时存在一定的码间串扰。通过对比分析不同成形滤波器的误码率随信噪比变化关系，可以发现根升余弦波束成形的误码率几乎与理论值相同，而方波波束成形的误码率要明显大于理论值。这是因为根升余弦波束成形已消除了在抽样判决时刻上的码间串扰，误码率仅受信道噪声的影响，因此应当与理论值相同。而方波波束成形不满足消除码间串扰的时域和频域条件，在抽样判决时刻存在码间串扰，这会导致误码率的增大。方波波束成形造成的码间串扰虽然造成了噪声容限的降低，但并不是非常严重，尚未导致其眼图的完全闭合，还可以通过时域均衡等方法进行改善。

3. 任务三：探究升余弦滤波器的参数对于误码率曲线、频谱利用率的影响

(1) 实验结果

分别调整根升余弦滤波器的滚降系数为 0.1、0.3、0.5、0.7 和 1.0，控制其他变量不变，绘制不同滚降系数误码率随 E_b/N_0 变化图以及无噪条件下频谱利用率随滚降系数变化图如下所示：

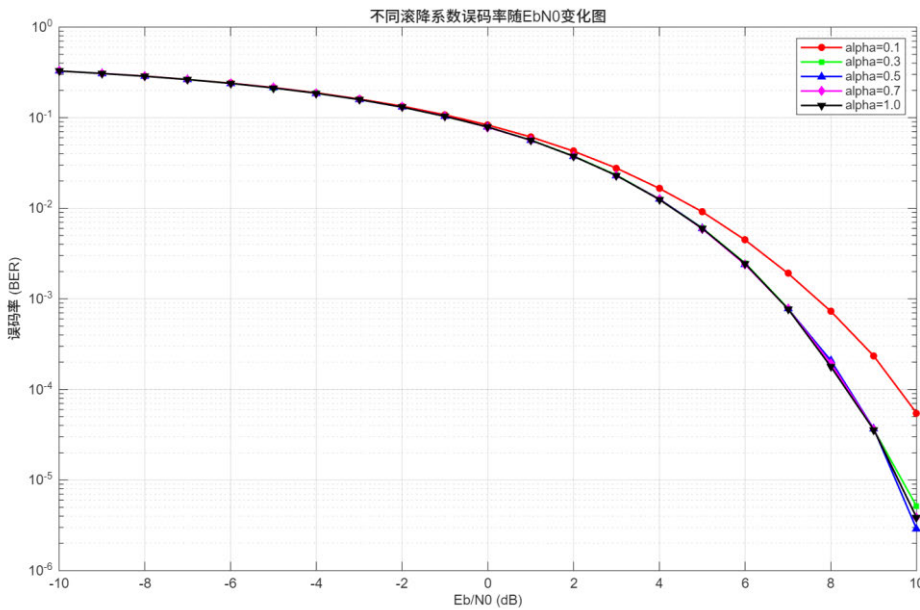


图 14：不同滚降系数误码率随 E_b/N_0 变化图

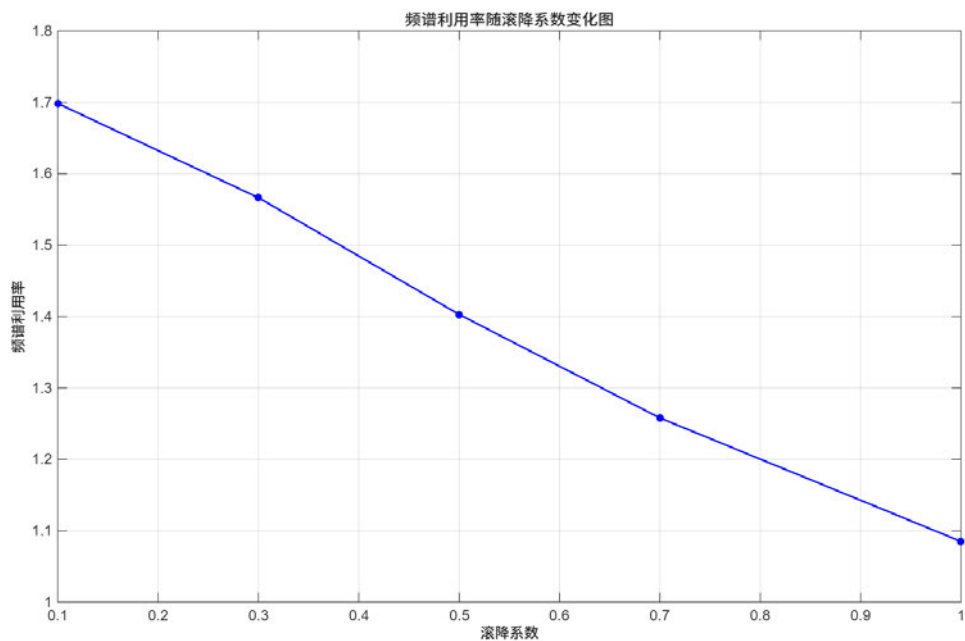


图 15: 频谱利用率随滚降系数变化图

观察上图可以发现，当根升余弦滤波器的滚降系数在 0.3、0.5、0.7 和 1.0 时误码率几乎完全相同，而当滚降系数调整至 0.1 时误码率明显上升。无噪条件下频谱利用率随滚降系数升高而下降明显。

分别调整滤波器跨度 $span$ 为为 4、6、8、10，控制其他变量不变，绘制不同滤波器跨度误码率随 E_b/N_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：

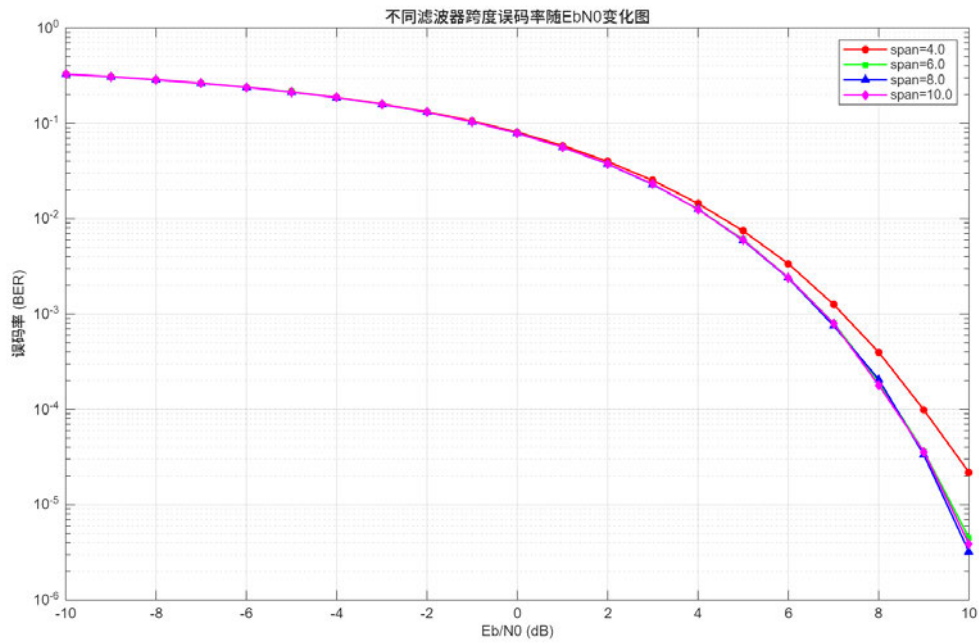


图 16: 不同滤波器跨度误码率随 EbN0 变化图

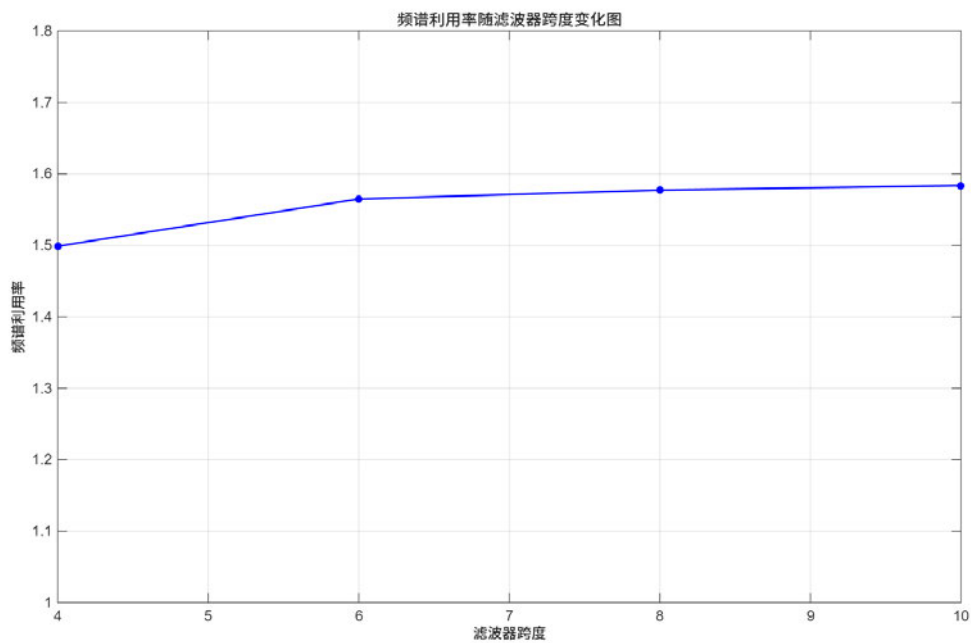


图 17: 频谱利用率随滤波器跨度变化图

观察上图可以发现，当滤波器跨度在 6、8、10 时误码率几乎完全相同，而当滤波器跨度调整至 4 时误码率明显上升。无噪条件下频谱利用率随滤波器跨度升高而升高，但变化幅度较小。

分别调整过采样率 osr 为 8、16、32，控制其他变量不变，绘制不同过采样率

误码率随 E_b/N_0 变化图以及无噪条件下频谱利用率随过采样率变化图如下所示：

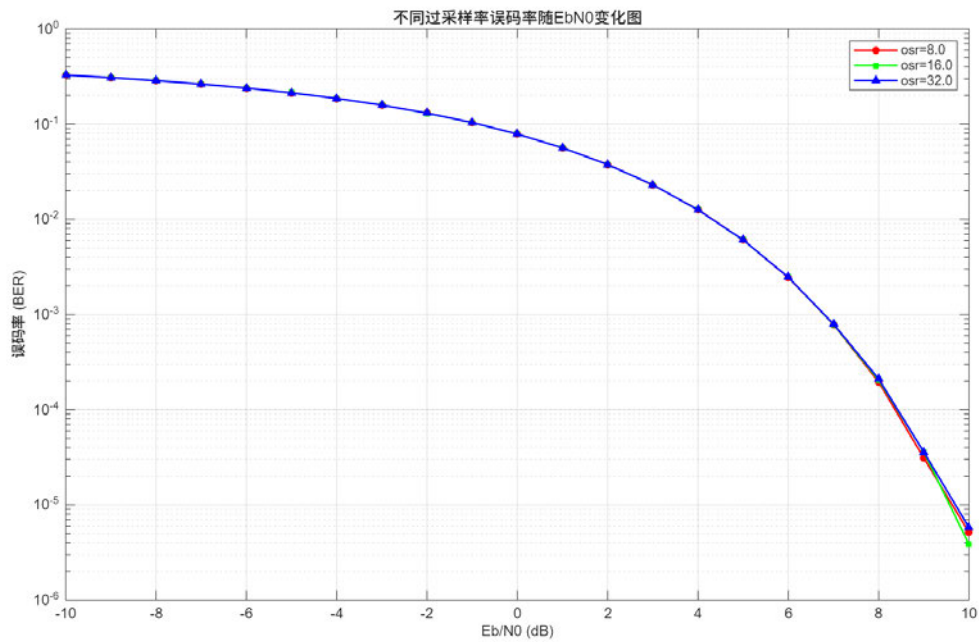


图 18：不同过采样率误码率随 E_b/N_0 变化图

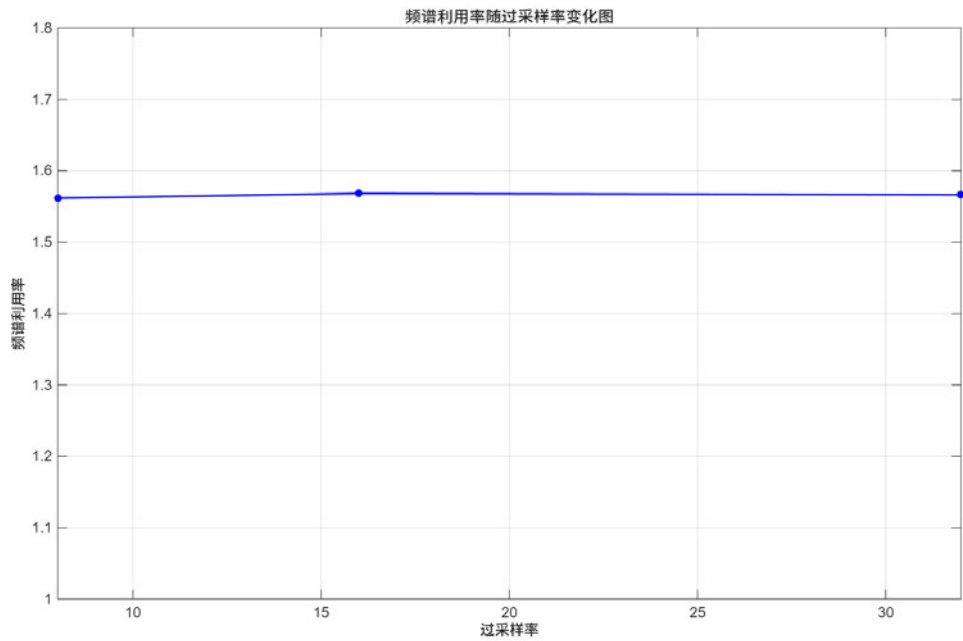


图 19：频谱利用率随过采样率变化图

观察上图可以发现，误码率和频谱利用率几乎不随过采样率变化。

(2) 思考

在上述实验中，误码率的计算方式与任务二相同。信号带宽的计算原理和方法在

任务一的思考中已阐述，据此可以计算频谱利用率。根据上述的实验结果可对滤波器的滚降系数、滤波器宽度以及过采样率对误码率曲线、频谱利用率的影响作出以下分析：

➤ 滤波器滚降系数 α 的影响

- ✧ 误码率：当 $\alpha = 0.1$ 时，误码率明显大于其他值。这是因为此时根升余弦滤波器过渡带宽较窄，冲激响应时域拖尾衰减较慢，定时误差造成的码间串扰增大，从而导致误码率显著上升。 $\alpha \geq 0.3$ 时，冲激响应时域拖尾衰减比较充分，定时误差造成的码间串扰几乎可忽略不计，从而使误码率接近理论值。
- ✧ 频谱利用率：虽然实验中通过功率谱-20dB 主瓣宽度计算的频谱利用率的结果和理论值仍存在偏差，但是数值结果差异不大，仍在可接受的范围内，因此可将该计算结果作为频谱利用率的近似值。由实验原理部分的理论推导可知，频谱利用率随 α 升高明显下降，上述仿真结果的变化趋势与理论基本相符，进一步验证了升余弦滤波器的频谱利用率随滚降系数的变化规律。

➤ 滤波器跨度 $span$ 的影响

- ✧ 误码率： $span = 4$ 时，误码率明显大于其他值。这是因为滤波器时域截断长度不足，导致拖尾截断误差增大，码间串扰增加，误码率上升。当 $span \geq 6$ 时，滤波器时域截断长度足够长，时域截断误差小，码间串扰被充分抑制，从而使误码率接近理论值。
- ✧ 频谱利用率： $span$ 增大使根升余弦滤波器更接近理想特性，从而使频带利用率小幅提升，但边际效益较低。

➤ 过采样率 osr 的影响

- ✧ 过采样率在8 – 32范围内已满足滤波精度，进一步调整不会改变滤波器的频域特性及时域上的码间串扰，故误码率与频谱利用率无明显变化。

4. 任务四：设计时域均衡器降低码间串扰

(1) 实验结果

在方波波束成形的抽样判决器的接收端采用迫零调整法设计一个抽头个数为201的时域均衡器，均衡前后误码率曲线的对比如下图所示：

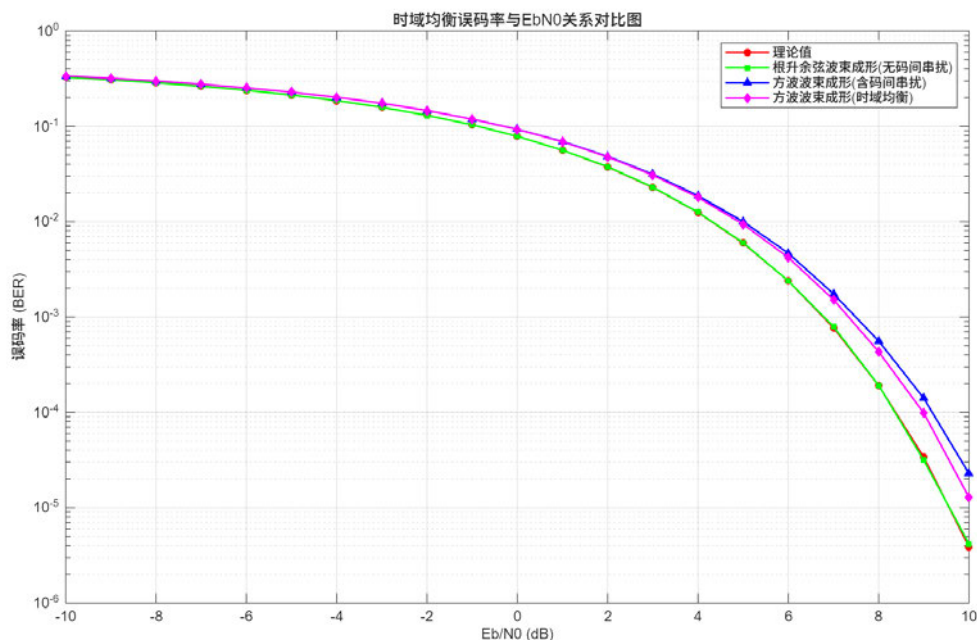


图 20: 时域均衡误码率与 E_b/N_0 关系对比图

观察上图可以发现，均衡后的误码率相较于均衡前有了明显下降，但是仍未达到理论值。

(2) 思考

采用时域均衡可以有效降低码间串扰，并且当信噪比越大均衡的效果越好。但尽管如此，均衡器只能在一定程度上抵消码间串扰的影响，而不能完全消除码间串扰。这是因为均衡器的抽头个数是有限的，而且抽头系数的调整精度也是有限的，采用迫零调整法也仅仅是使峰值失真最小，并未完全消除码间串扰。如果需要进一步消除码间串扰，需要增加均衡器的抽头个数，或采用更为先进的均衡器设计方法。

四、 实验结论

1. 数字基带传输系统的主要流程：

- 双极性非归零编码消除直流分量，适配信道传输特性，为后续处理奠定基础。
- 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。

- 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：

- 滚降系数 α ： α 越小，频带利用率越高，但时域拖尾衰减慢，定时误差造成的码间串扰增大。 $\alpha \geq 0.3$ 时，时域拖尾衰减充分，误码率接近理论值，但频率利用率降低，因此需在频带利用率与抗码间串扰能力间权衡。
- 滤波器跨度 $span$ ： $span = 4$ 时截断长度不足，拖尾误差导致误码率升高； $span \geq 6$ 时截断误差可控，误码率接近理论值，且频谱利用率小幅提升。
- 过采样率 osr ：在 $8 - 32$ 范围内，过采样率已满足滤波精度需求，对误码率和频谱利用率无显著影响，无需过度增大。

3. 数字基带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。
- 实际信道适配：理想信道与实际信道存在性能差距，实际应用需结合均衡技术应对码间串扰和信道噪声，进一步优化误码性能。

4. 实际通信系统的设计方案探究

- 参数选择建议：滚降系数优先选 $0.3 - 0.5$ ，滤波器跨度选 $8 - 10$ ，过采样率选 $8 - 16$ ，在误码率、频带利用率性能与复杂度间达到最优平衡。
- 适用场景：该技术方案适用于短距离有线通信、高速数据传输等场景，可满足实际系统对频谱效率和传输可靠性的需求。
- 扩展方向：面对复杂信道时，可引入自适应均衡和纠错编码技术，进一步提升系统在噪声和多径环境下的鲁棒性。

五、 感想

本次数字基带传输系统仿真实验，让我实现了从理论知识到工程实践的有效落地，收获颇丰。在实验前，我对码间串扰、升余弦滤波器、时域均衡等概念的理解仅停留在课本公式层面，在实验中我通过亲手搭建 MATLAB 编写仿真代码，完成了二

进制序列生成、双极性非归零编码到成形滤波、信道传输、噪声添加、匹配滤波、抽样判决整个数字基带传输系统的仿真构建。我直观感受到了数字基带传输系统的工作过程和原理，也深刻理解了无码间串扰的实现原理和改善方法。

实验过程中，我也曾遇到不少挑战。比如在添加高斯白噪声时，由于没搞清楚 E_b/N_0 与 SNR 的转换关系导致仿真结果和理论值出现较大偏差。调试时域均衡器代码时，因抽头系数求解算法设计错误，出现均衡效果不理想的问题。通过反复查阅相关文献、对比理论推导与仿真结果，逐一排查参数设置和代码逻辑，最终成功解决了这些问题。这个过程不仅锻炼了我的问题排查能力，更让我体会到理论指导实践的深刻内涵。

此外，本次实验也显著提升了我的工程实践能力。从实验参数的合理设置、控制变量法的严谨应用，到 MATLAB 仿真代码的编写与优化、仿真结果的可视化呈现，每一个环节都让我对通信系统仿真的设计思路和操作规范有了更清晰的认知。同时，通过对比根升余弦波束成形与方波波束成形的性能差异、验证均衡器对码间串扰的抑制效果，我进一步认识到实际通信系统设计中性能与复杂度权衡的核心原则。

最后，我要衷心感谢 [REDACTED] 在仿真实验中为我们提供的帮助和指导。[REDACTED] 为我们耐心讲授了数字基带传输系统的组成和工作原理，并对仿真实践涉及到的问题和细节进行针对性的答疑解惑，帮助我们顺利完成了通信系统的仿真构建。此次仿真实验让我深刻意识到，数字通信技术的发展离不开理论与实践的紧密结合。未来，我将继续夯实数字通信原理的专业基础，加强工程仿真与系统设计能力的训练，尝试探索更复杂的通信系统设计和优化算法，为今后从事通信相关领域的学习和研究积累更多宝贵经验。

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.