

接收机的设计与研究

施念 1120161302

May 16, 2019

目 录

1	实验目的	3
2	实验原理	3
2.1	最佳接收机	3
2.1.1	匹配滤波	3
2.1.2	相关接收	3
2.1.3	联系与区别	3
3	实验内容	3
3.1	框图设计	3
3.1.1	总体框图	3
3.1.2	BPSK 部分	4
3.1.3	接收机部分	4
3.2	系统仿真结果	5
3.2.1	原始信号、调制信号和接收信号	5
3.2.2	接收机判决	5
3.2.3	输出信号对比	6
3.3	调制方式对 P_e 的影响	6
3.3.1	2FSK	6
3.3.2	2ASK	7
3.3.3	总结与分析	8
3.4	信噪比对 P_e 的影响	9
4	总结与分析	9
4.1	问题总结	9
4.2	实验总结	9

1 实验目的

- (1) 掌握接收机的设计思路与设计方法，了解相关接收和匹配滤波的联系与区别。
- (2) 掌握 Simulink 的仿真方法，搭建接收机并对其进行分析与研究。
- (3) 探究不同调制方式对误码率的影响，结合理论分析实验结果。

2 实验原理

2.1 最佳接收机

2.1.1 匹配滤波

在线性输入（一般为确知信号叠加平稳噪声）的情况下，匹配滤波器是使输出信噪比达到最大的最佳滤波器，基于此可设计出最佳接收机。

匹配滤波器利用的频域特性（信号与噪声的频谱特性不同），采用的是频域分析法。当输入信号是简单的时域波形时，匹配滤波更容易实现（ $s(\tau - t)$ ）。匹配滤波器对于时延信号具有适应性，即对于时延信号来说，原信号的匹配滤波器仍能匹配滤波，只是最大峰值信噪比的发生时刻自动延迟 τ 。

2.1.2 相关接收

相关接收从误码率最小的角度出发，得出最佳接收机的构成。相关接收分为自相关接收和互相关接收。自相关接收不需知道信号形式（参考信号中包含有噪声），收发信号一般不在同一地点；互相关接收需要知道信号形式，收发信号一般在同一地点。

互相关接收利用信号的时域特性（信号和噪声的相关时间不同），从时域进行分析。一般在输入信号是不确定的波形（如“噪声雷达”）时采用互相关接收。

2.1.3 联系与区别

对于互相关接收来说，输出

$$Y(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(t)s(t - \tau)dt = R_s(\tau) + R_{ns}(\tau)$$

当信号与噪声无关时

$$Y(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(t)s(t - \tau)dt = R_s(\tau)$$

此时互相关接收与匹配滤波是等效的。

匹配滤波可以用模拟方法实现，可以实时连续给出输出，但是相关接收只能在固定时延 τ 时计算出互相关函数，若要得到全景图像，需要多次测量或者采用多路并联的方式。

3 实验内容

3.1 框图设计

3.1.1 总体框图

在 Simulink 中，利用下图所示框图，对信号的发射、传输和接收过程进行仿真分析。

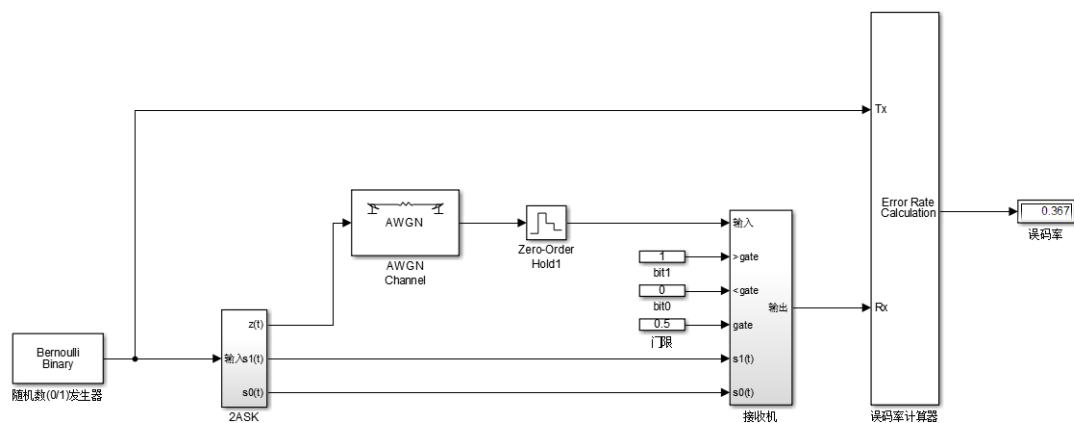


图 1: 总体框图

如图所示，利用随机数发生器等概率的发送 0 和 1，利用信号调制模块对信号进行调制，通过一个有噪信道到达接收端，在接收端进行利用相关接收对信号进行解调。最后通过误码率计算器对整个系统的误码率进行计算。

3.1.2 BPSK 部分

系统中 BPSK 模块如下图所示

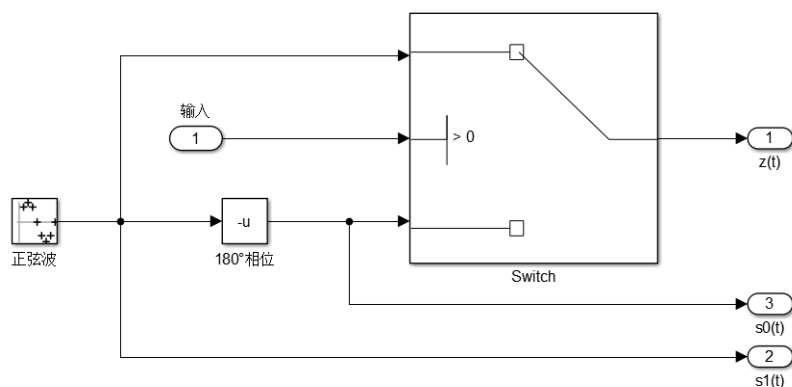


图 2: BPSK 模块

在要发送 1(>0) 时，发送 $s_1(t) = \sin(\omega t)$ ；要发送 0 时，发送 $s_0(t) = -\sin(\omega t)$ ，即对信号进行 BPSK 调制。

3.1.3 接收机部分

系统中的主要部分——接收机部分如下图所示

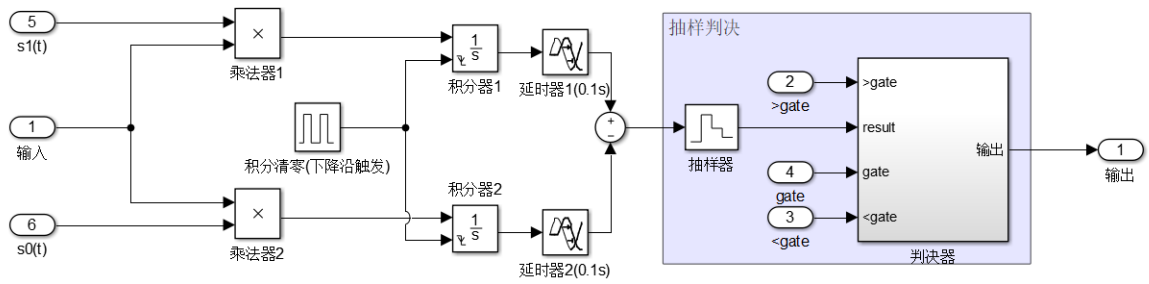


图 3: 接收机部分

利用乘法器和积分器实现相关接收，即对于接收机输入端的信号，判断其与 $s_1(t)$ 和 $s_0(t)$ 的相关程度。积分复位利用一个脉冲信号实现，抽样判决利用“Zero-Order Hold”模块实现抽样功能，采用判决器模块判决功能（将抽样结果做差与门限进行比较），二者共同组成抽样判决器。需要注意的是，在积分器后要增加一个信号延迟，这样做的目的是为了使系统在很靠近最大积分输出处进行判决，避开积分复位使结果为 1。

3.2 系统仿真结果

3.2.1 原始信号、调制信号和接收信号

用 scope 观察原始信号 (0/1)、调制后的信号 ($s_1(t)/s_0(t)$) 以及接收机的输入信号 ($s_t + n_t$)，结果如下图所示，从图中可以看出，接收机的输入信号较为紊乱，因此必须要经过一定的判决方法才能实现对原信号的恢复。

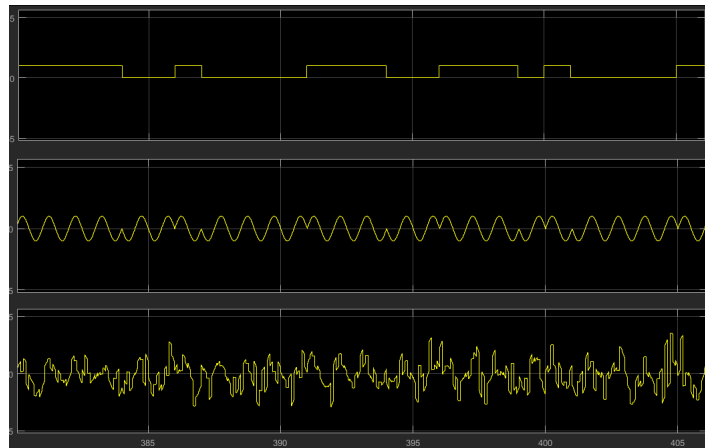


图 4: a. 原始信号 b. 调制信号 c. 接收信号

3.2.2 接收机判决

如下图所示，图 a 为抽样判决后的输出，图 b 为积分器输出，当 $y_1(t) > y_0(t)$ 时，判为 1，当 $y_1(t) < y_0(t)$ 时，判为 0。

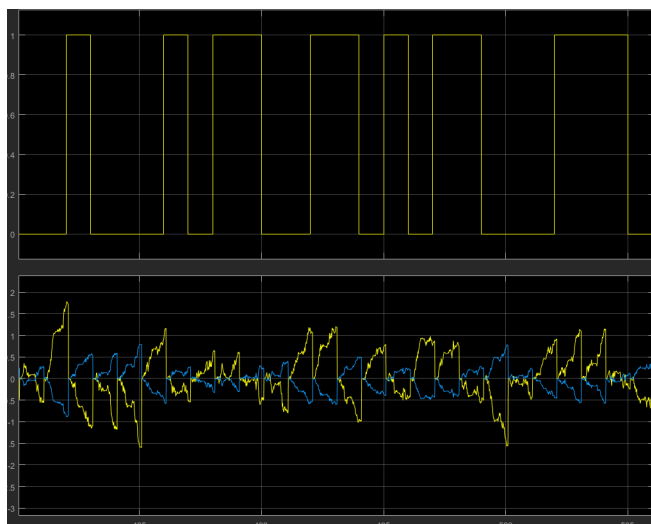


图 5: a. 抽样判决输出 b. 积分器输出

3.2.3 输出信号对比

将要发射的信号 0/1 和接收机的输出信号进行对比，如下图所示。图片中红色圆圈内为误判的错误情况。

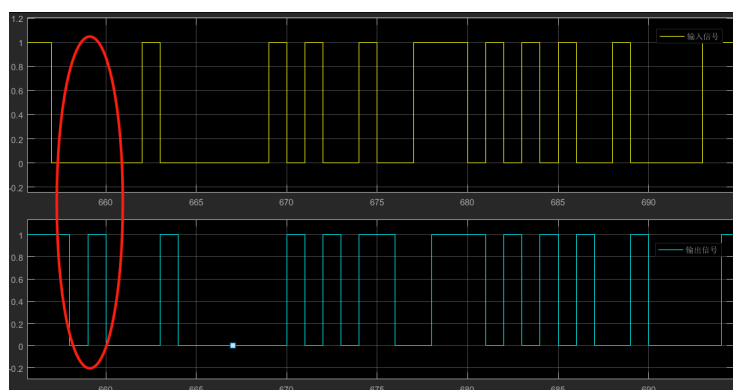


图 6: a. 发射信号 b. 输出信号

需要注意的是，输出信号相对于输入信号有延时 (1 个单位/周期)，在计算误码率时需要设置“delay”为 1。分析可知，这是因为接收机在判决的时候需要进行积分操作 (相当于匹配滤波器的延时)。

在仿真中，载波幅度为 1，平均功率 $S = 0.5$ ，设置信噪比为 -10dB。以此为前提下的误码率为 9×10^{-4} 。

3.3 调制方式对 P_e 的影响

3.3.1 2FSK

设计 2FSK 的结构框图如下图所示，通过一个 switch 模块对要发射的信号进行判断，当要发送 1 时，输出 $\sin(\omega_1 t)$ ，当要输出 0 时，输出 $\sin(\omega_2 t)$ ($\omega_2 = 2\omega_1$)，判决门限为 0。

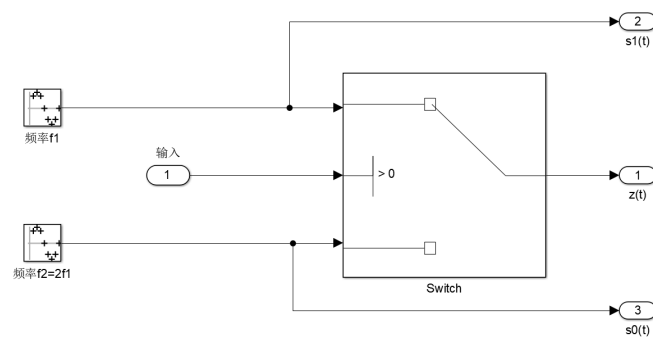


图 7: 2FSK 结构框图

仿真得到发送端输出以及接收机输入的信号波形如下图所示，在信噪比为-10dB 的情况下，计算得到误码率为 1.35×10^{-2} 。

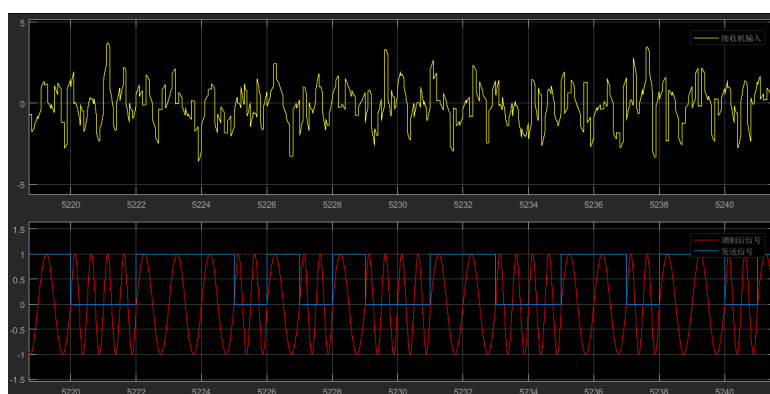


图 8: a. 接收机输入 b.2FSK 调制前后信号

3.3.2 2ASK

设计 2ASK 的结构框图如下图所示，总体结构与 2FSK 相似，不同的是，当要发送 1 时，输出 $\sin(\omega t)$ ，当要输出 0 时，直接输出 0。需要注意的是，如果要改变载波的幅度，门限也要随之改变。

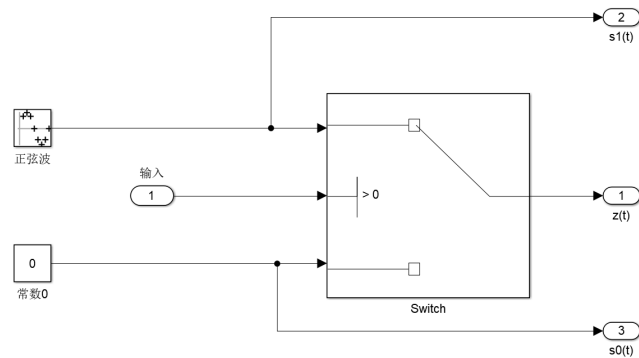


图 9: 2ASK 结构框图

仿真得到发送端输出以及接收机输入的信号波形如下图所示，在信噪比为 3.98dB 的情况下，计算得到误码率为 2.77×10^{-1} 。

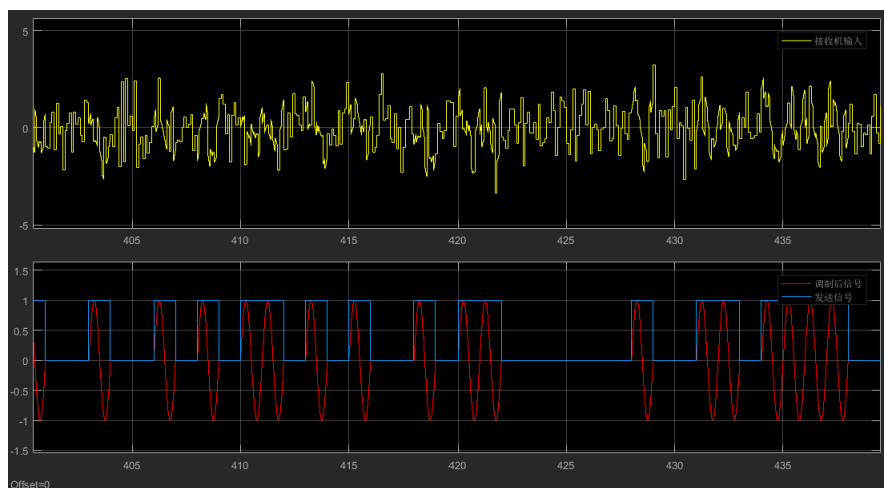


图 10: a. 接收机输入 b. 2ASK 调制前后信号

3.3.3 总结与分析

将上述实验结果进行整理,得到表 1。分析下表可知,在信噪比相同的前提下,误码率 $BPSK < 2FSK < 2ASK$ 。此题中 2ASK 采用的门限是 $a/2$ 。虽然上面得出的结果符合理论知识,但是需要注意的是——这是在大信噪比情况下采用的逼近公式。

表 1: 不同调制方式下的误码率对比		
调制方式	信噪比/SNR(dB)	误码率 (P_e)
2ASK	-10	9×10^{-4}
2PSK	-10	1.35×10^{-2}
2FSK	-10	2.77×10^{-1}

3.4 信噪比对 P_e 的影响

以信噪比为自变量，模拟不同污染程度的信道，利用 BPSK 对信号进行调制，利用相关接收对信号进行接收，分析接收处理后的信号的误码率，得到下图所示曲线。

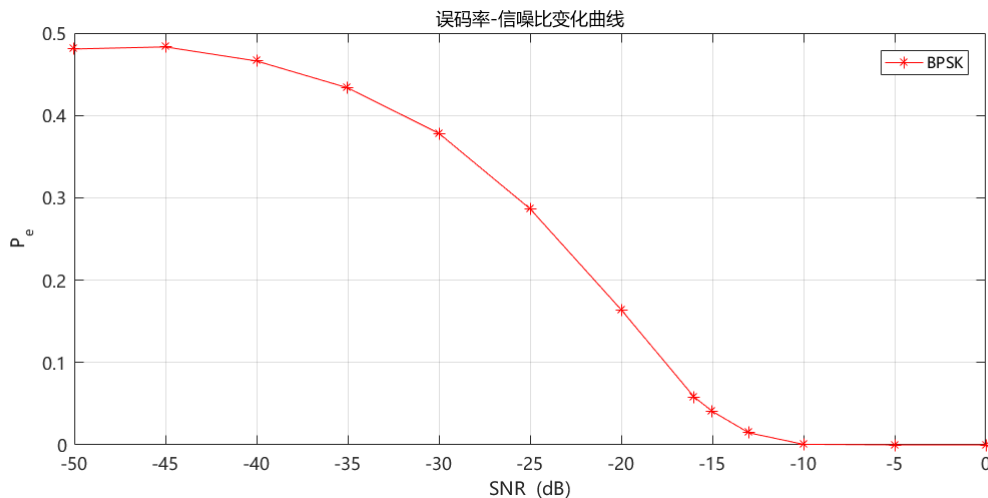


图 11: 误码率随信噪比变化曲线

从仿真结果可以看出，随着信道信噪比的不断提升，误码率不断下降。在信噪比小于-10dB 时，误码率升高速度加快；在信噪比小于-30dB 时，接收机的接收判决效果已经很差，基本接近最坏的判决情况（即误码率 $P_e = 0.5$ ）。

4 总结与分析

4.1 问题总结

- (1) 在 simulink 进行仿真时要注意时延对仿真结果的影响，如本实验中，因为要进行相关运算，所以在计算误码率时需要加一个单位的时延；在接收机部分，为了防止抽样判决时刻恰好和积分器的复位重合，需要在积分器后加一个很小的延时。
- (2) 在进行仿真时，要注意门限对不同调制方式的影响。如在 2ASK 中，当改变信号幅度时，门限也要随之改变。并且需要注意的是，对于 2ASK，其门限只有在信噪比较大的时候才能直接选取 $a/2$ 。

4.2 实验总结

在 BPSK、2ASK、2FSK 中，若采用相关接收，在 BPSK 对噪声的抵抗能力最强，2FSK 次之，2ASK 最差。相对于 2ASK，2PSK 对信道特性不敏感，判决门限不会随着信道改变而改变。BPSK 用相位来传递信息，但是在实际过程中会有一定的相位模糊，因此会采用 2DPSK。相对于 2FSK，2PSK 更容易实现，并且 2PSK 对频谱利用率更高。在实际应用中，为了提高传输效率，一般会牺牲一部分的误码率，采用 MPSK（如 QPSK）。