

FSK 传输实验

陈进泽 PB16061024

2018 年 12 月 22 日

1 实验目的

- 熟悉 FSK 调制和解调基本工作原理
- 掌握 FSK 数据传输过程
- 掌握 FSK 正交调制的基本工作原理与实现方法

2 实验原理

2.1 调制

在二进制频移键控中，幅度恒定不变的载波信号的频率随着输入码流的变化而切换（称为高音和低音，代表二进制的 1 和 0）。通常，FSK 信号的表达式为：

$$S_{FSK} = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c + 2\pi\Delta f) \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (\text{二进制 } 1)$$
$$S_{FSK} = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c - 2\pi\Delta f) \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (\text{二进制 } 0)$$

其中 $2\pi\Delta f$ 代表信号载波的恒定偏移。

产生 FSK 信号最简单的方法是根据输入的数据比特是 0 还是 1，在两个独立的振荡器中切换。采用这种方法产生的波形在切换的时刻相位是不连续的，因此这种 FSK 信号称为不连续 FSK 信号。不连续的 FSK 信号表达式为：

$$S_{FSK} = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_H t + \theta_1) \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (\text{二进制 } 1)$$
$$S_{FSK} = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_L t + \theta_2) \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (\text{二进制 } 0)$$

其实现由图1所示：

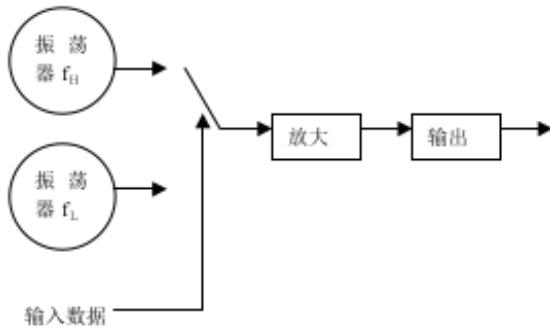


图 1: 非连续相位 FSK 的调制框图

由于相位的不连续会造频谱扩展, 这种 FSK 的调制方式在传统的通信设备中采用较多。随着数字处理技术的不断发展, 越来越多地采用连续相位 FSK 调制技术。

目前较常用产生 FSK 信号的方法是, 首先产生 FSK 基带信号, 利用基带信号对单一载波振荡器进行频率调制。因此, FSK 可表示如下:

$$\begin{aligned}
 S_{FSK}(t) &= \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos[2\pi f_C t + \theta(t)] \\
 &= \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos[2\pi f_C t + 2\pi k \int_{-\infty}^t m(t) dt]
 \end{aligned}$$

应当注意, 尽管调制波形 $m(t)$ 在比特转换时不连续, 但相位函数 $\theta(t)$ 是与 $m(t)$ 的积分成比例的, 因而是连续的, 其相应波形如图2所示:

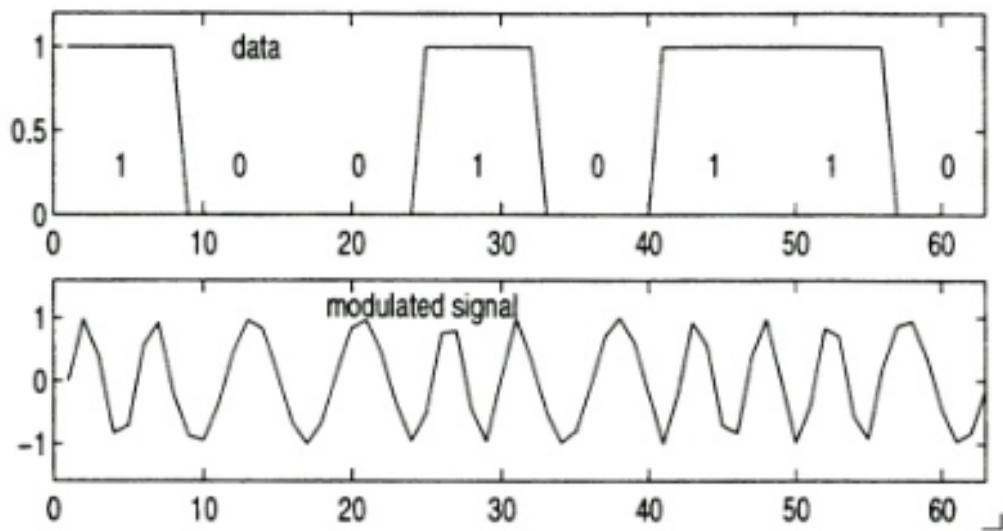


图 2: 连续相位 FSK 的调制信号

由于 FSK 信号的复包络是调制信号 $m(t)$ 的非线性函数, 确定一个 FSK 信号的频谱通常是相当困难的, 经常采用实时平均测量的方法。二进制 FSK 信号的功谱密度由离散频率分量 $f_c, f_c + n\Delta f, f_c - n\Delta f$ 组成, 其中 n 为整数。相位连续的 FSK 信号的功率谱密度函数最终按照频率偏移的负四次幂衰减。如果相位不连续, 功率谱密度函数按照频率偏移的负二次幂衰减。

FSK 的信号频谱如图3 所示。

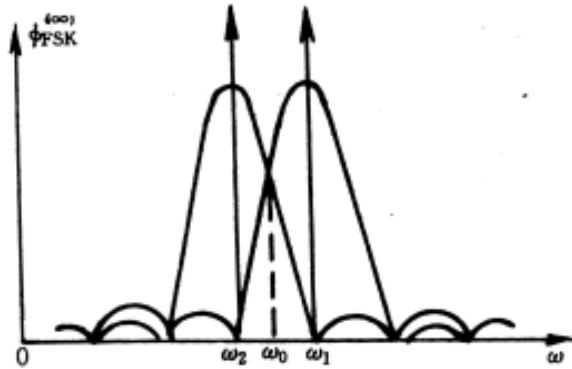


图 3: FSK 的信号频谱

FSK 信号的传输带宽 Br , 由 Carson 公式给出:

$$Br = 2\Delta f + 2B$$

其中 B 为数字基带信号的带宽。假设信号带宽限制在主瓣范围, 矩形脉冲信号的带宽 $B=R$ 。因此,FSK 的传输带宽变为:

$$Br = 2(\Delta f + R)$$

如果采用升余弦脉冲滤波器, 传输带宽减为:

$$Br = 2\Delta f + (1 + \alpha)R$$

其中 α 为滤波器的滚降因子。

在通信原理综合实验系统中,FSK 的调制方案如下:

FSK 信号:

$$s(t) = \cos(\omega_0 t + 2\pi f_i t)$$

其中:

$$f_i = \begin{cases} f_1 & \text{当输入码为1} \\ f_2 & \text{当输入码为0} \end{cases}$$

因而有:

$$\begin{aligned}s(t) &= \cos \omega_0 t \cos 2\pi f_i t - \sin \omega_0 t \sin 2\pi f_i t \\&= \cos \omega_0 t \cos \theta(t) - \sin \omega_0 t \sin \theta(t)\end{aligned}$$

其中:

$$\theta(t) = 2\pi f_c t + 2\pi K \int_{-\infty}^t m(t) dt$$

如果进行量化处理, 采样速率为 f_s , 周期为 T_s , 有下式成立:

$$\begin{aligned}\theta(n) &= \theta(n-1) + 2\pi f_c T_s + 2\pi K m(n) T_s \\&= \theta(n-1) + 2\pi T_s [f_s + K m(n)] \\&= \theta(n-1) + 2\pi f_i T_s\end{aligned}$$

按照上述原理, FSK 正交调制器的实现为如图4结构:

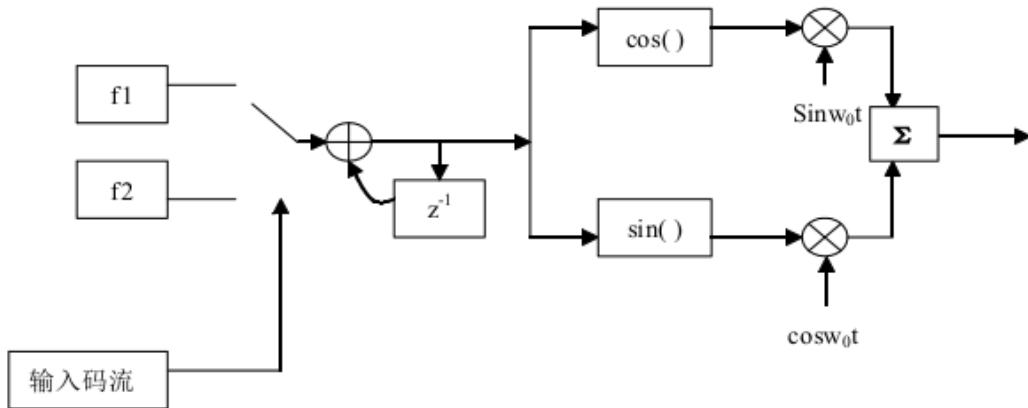


图 4: FSK 正交调制器结构图

如果发送 0 码, 则相位累加器在前一码元结束时相位 $\theta(n)$ 基础上, 在每个抽样到达时刻相位累加 $2\pi f_1 T_s$, 直到该信号码元结束; 如发送 1 码, 则相位累加器在前一码元结束时的相位 $\theta(n)$ 基础上, 在每个抽样到达时刻相位累加 $2\pi f_2 T_s$, 直到该码元结束。

在通信信道 FSK 模式的基带信号中传号采用 f_H 频率, 空号采用 f_L 频率。在 FSK 模式下, 不采用汉明纠错编译码技术。调制器提供的数据源有:

1. 外部数据输入: 可来自同步数据接口、异步数据接口和 m 序列;
2. 全 1 码: 可测试传号时的发送频率 (高);
3. 全 0 码: 可测试空号时的发送频率 (低);
4. 0/1 码:0101... 交替码型, 用作一般测试;
5. 特殊码序列: 周期为 7 的码序列, 以便于常规示波器进行观察;
6. m 序列: 用于对通道性能进行测试;

FSK 调制器基带处理结构如图5所示:

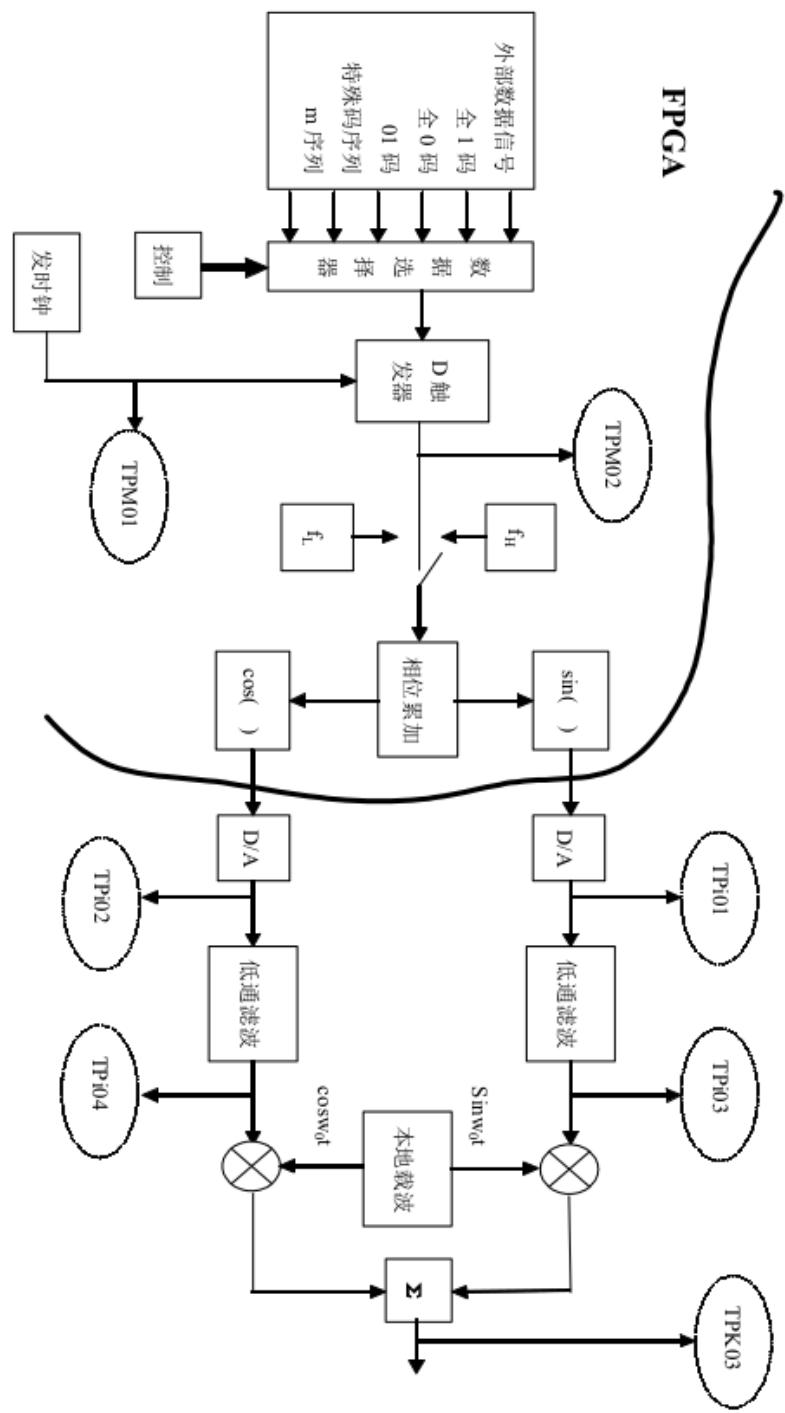


图 5: FSK 调制器基带处理结构示意图

2.2 解调

对于 FSK 信号的解调方式很多: 相干解调、滤波非相干解调、正交相乘非相干解调。

2.2.1 FSK 相干解调

FSK 相干解调要求恢复出传号频率 (f_H) 与空号频率 (f_L) , 恢复出的载波信号分别与接收的 FSK 中频信号相乘, 然后分别在一个码元内积分, 将积分之后的结果进行相减, 如果差值大于 0 则当前接收信号判为 1, 否则判为 0。相干 FSK 解调框图如图6所示:

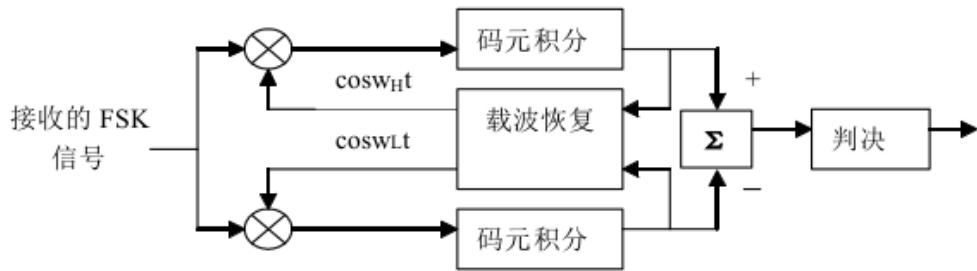


图 6: 相干 FSK 的解调框图

相干 FSK 解调器是在加性高斯白噪声信道下的最佳接收, 其误码率为:

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$$

相干 FSK 解调在加性高斯白噪声下具有较好的性能, 但在其它信道特性下情况则不完全相同, 例如在无线衰落信道下, 其性能较差, 一般采用非相干解调方案。

2.2.2 FSK 滤波非相干解调

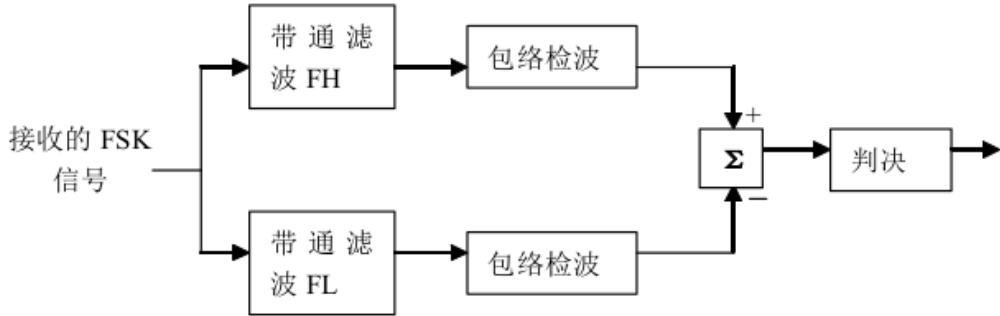


图 7: 非相干 FSK 接收机的方框图

对于 FSK 的非相干解调一般采用滤波非相干解调, 如图7所示。输入的 FSK 中频信号分别经过中心频率为 f_H f_L 的带通滤波器, 然后分别经过包络检波, 包络检波的输出在 $t = kT_b$ 时抽样 (其中 k 为整数), 并且将这些值进行比较。根据包络检波器输出的大小, 比较器判决数据比特是 1 还是 0。

使用非相干检测时 FSK 系统的平均误码率为:

$$P_e = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{2N_0}\right)$$

在高斯白噪声信道环境下 FSK 滤波非相干解调性能较相干 FSK 的性能要差, 但在无线衰落环境下, FSK 滤波非相干解调却表现出较好的稳健性。

FSK 滤波非相干解调方法一般采用模拟方法来实现, 该方法不太适合对 FSK 的数字化解调。对于 FSK 的数字化实现方法一般采用正交相乘方法加以实现。

2.2.3 FSK 的正交相乘非相干解调

FSK 的正交相乘非相干解调框图如图8所示:

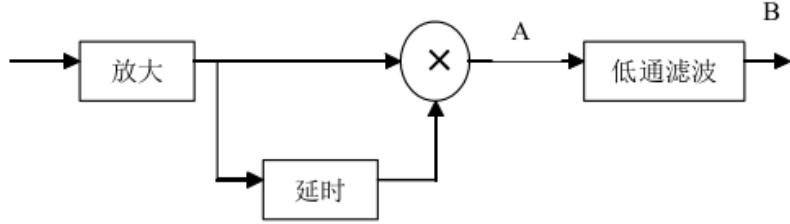


图 8: FSK 正交相乘非相干解调示意图

输入的信号为

$$R(t) = \cos(\omega_c t \pm \Delta\omega t)$$

传号频率为: $\omega_c + \Delta\omega$

空号频率为: $\omega_c - \Delta\omega$

在上图中, 延时信号为:

$$R'(t) = \cos[(\omega_c \pm \Delta\omega) \cdot (t - \tau)]$$

其中 τ 为延时量。

相乘之后的结果为:

$$\begin{aligned} 2R(t) \cdot R'(t) &= 2\cos(\omega_c \pm \Delta\omega) \cdot t * \cos[(\omega_c \pm \Delta\omega) \cdot (t - \tau)] \\ &= \cos[2(\omega_c \pm \Delta\omega) \cdot t - (\omega_c \pm \Delta\omega) \cdot \tau] + \cos(\omega_c \pm \Delta\omega) \cdot \tau \end{aligned}$$

在上式中, 第一项经过低通滤波器之后可以滤除。当 $\omega_c \cdot \tau = \pi/2$ 时, 上式可简化为:

$$2R(t) \cdot R'(t) \approx \sin(\pm \Delta\omega) \cdot \tau = \pm \sin \Delta\omega \tau$$

因而经过积分器 (低通滤波器) 之后, 输出信号大小为: $\pm T_b \sin \Delta\omega \tau$, 从而实现了 FSK 的正交相乘非相干解调。

AB 两点的波形如图9所示:

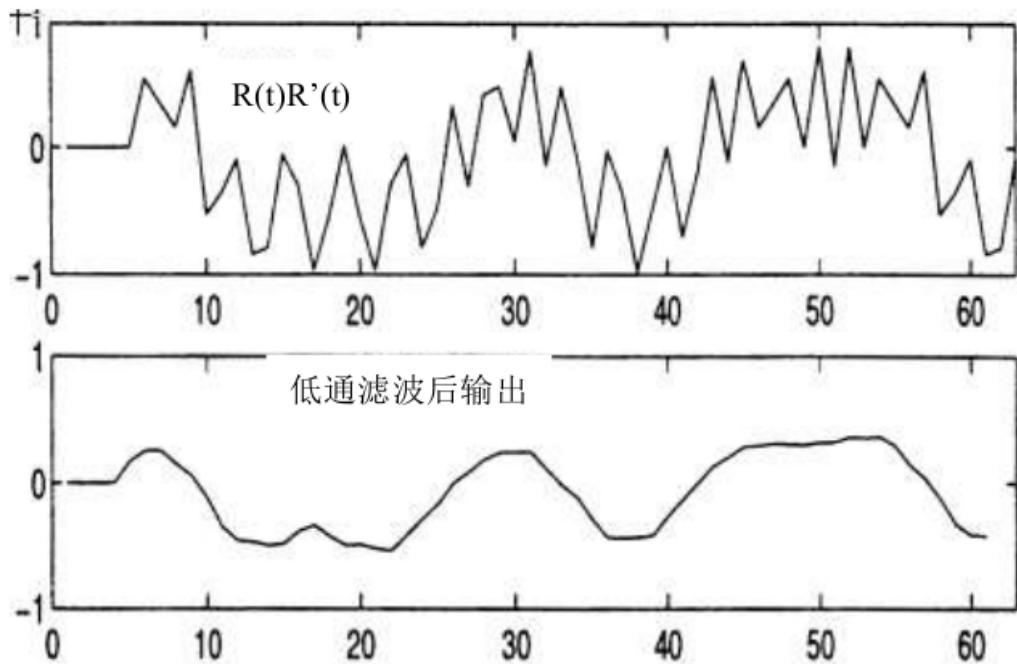


图 9: 差分解调波形

在 FSK 中位定时的恢复见 BPSK 解调方式。

通信原理实验的 FSK 模式中, 采样速率为 96KHz 的采样速率 (每一个比特采 16 个样点), FSK 基带信号的载频为 24KHz, 因而在 DSP 处理过程中, 延时取 1 个样值。

FSK 的解调框图如图10所示:

注意:FSK 信号首先要和接收端的两个本地正交载波相乘, 然后分别通过低通滤波器到达 TPJ05 和 TPJ06。图 10 中仅画出低通后的电路。

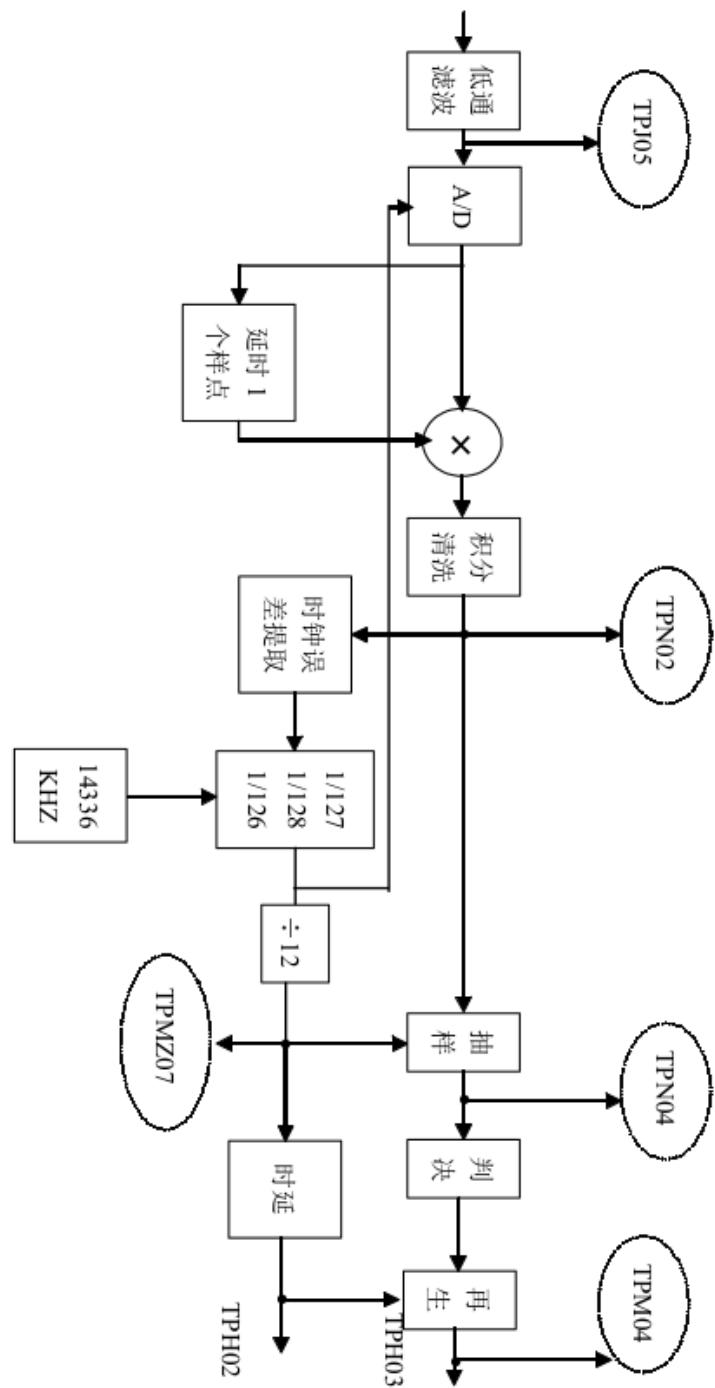


图 10: FSK 的解调方框图

3 实验内容

3.1 FSK 调制

3.1.1 FSK 基带信号观测



图 11: 全 0 码

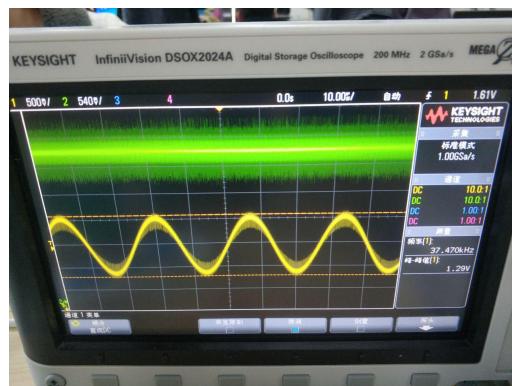


图 12: 全 1 码

如图, 全 1 码频率为全 0 码的两倍

3.1.2 发端同相支路和正交支路信号时域波形观测

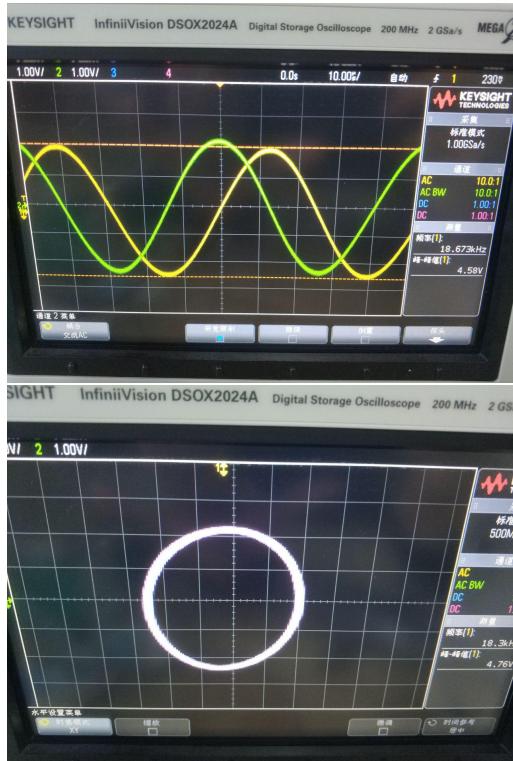


图 13: 全 0 码

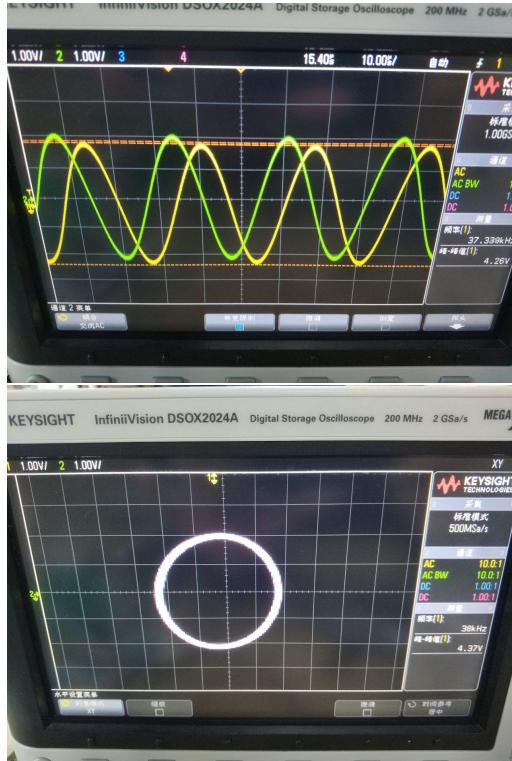


图 14: 全 1 码



图 15: m 序列

如图,由其时域波形及李萨如图形,可见对于所有序列,TPi03 与 TPi04 均正交

当产生两路正交信号进行调制时可有效避免 01 切换时的相位不连续现象,FSK 功率谱旁瓣较弱,占用带宽减少

3.1.3 连续相位 FSK 调制基带信号观测

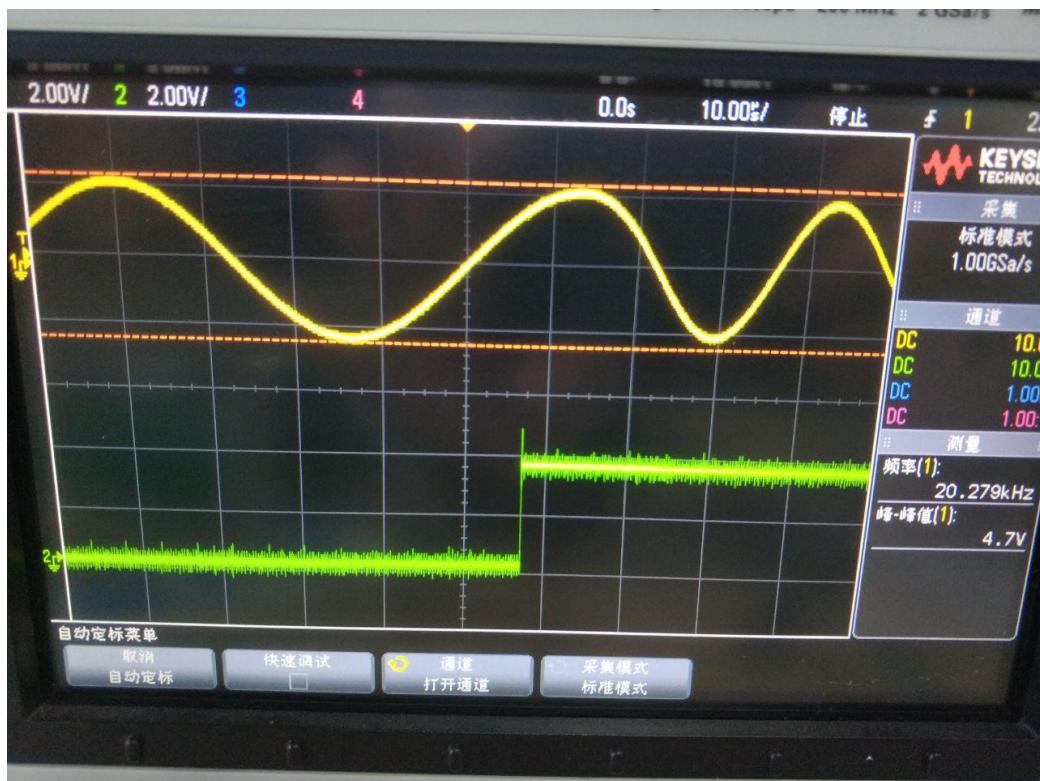


图 16: 码元切换点

如图,在连续相位调制时码元切换点处相位连续。若是非连续相位 FSK 调制的话在切换点处会有 180 度的相差

3.2 FSK 解调

3.2.1 解调基带 FSK 信号观测

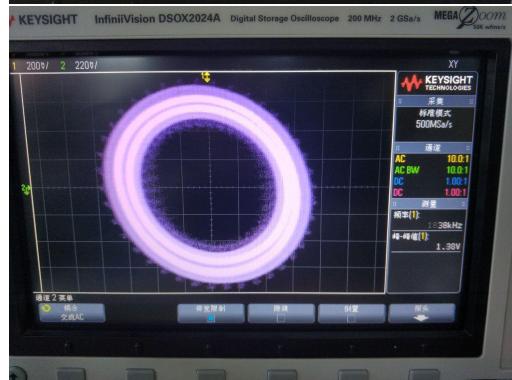
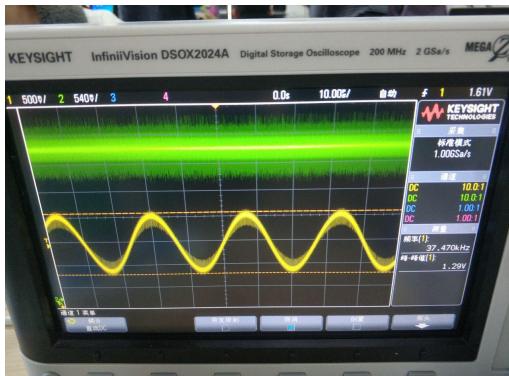


图 17: 全 1 码

图 18: 01 码

如图, 波形因为有噪声的干扰有所变化, 但大致上仍为正交且有特定频率的两路正弦波

3.2.2 接收位同步信号相位抖动观测

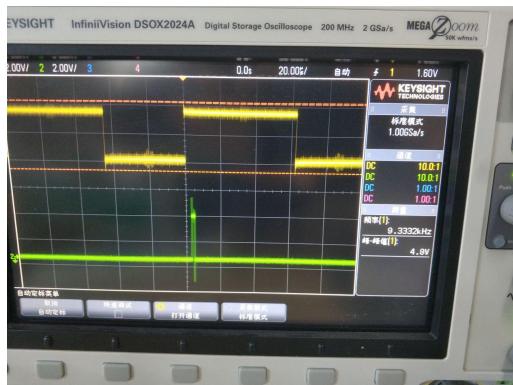


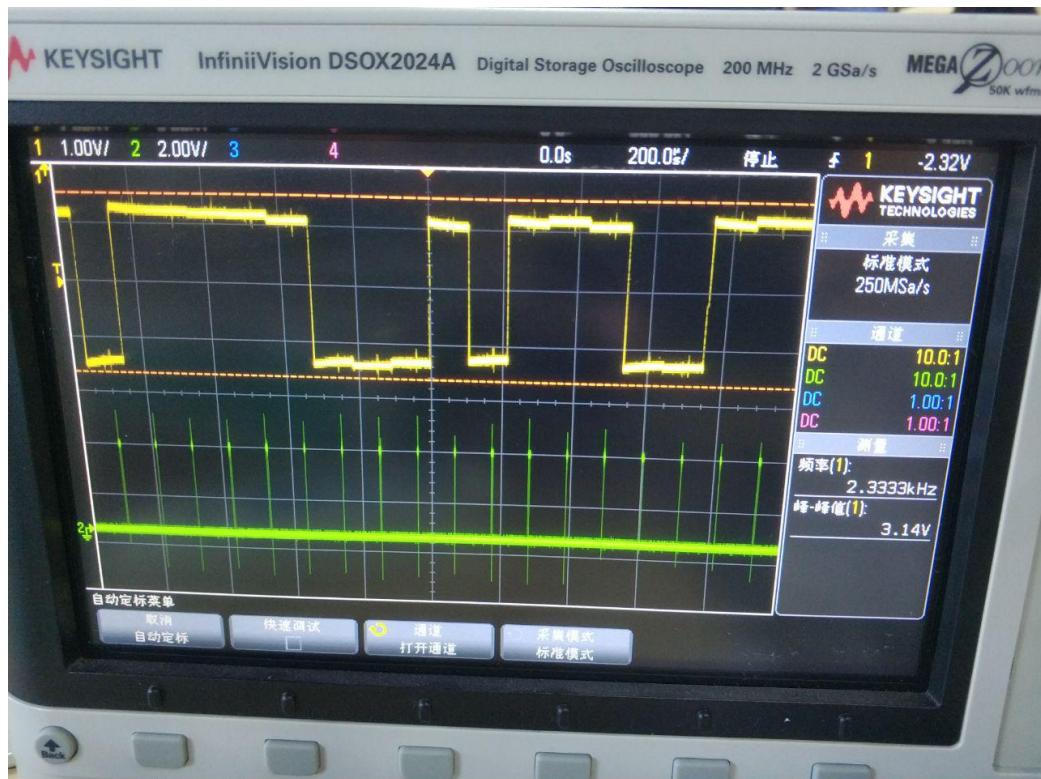
图 19: 01 码



图 20: 全 0 码

实际测试过程中全 0 码或全 1 码获得的尖峰脉冲在不断变化, 其理由为不像 01 码在输入跳变时有同步信息的出现, 全 0 或全 1 码并不存在可以调整接收时钟的信号, 因此无法正确同步

3.2.3 解调器位定时恢复与最佳抽样判决点波形观测



抽样判决点基本上在波形的正中间

3.2.4 位定时锁定和位定时调整观测



图 21: m 序列



图 22: 全 0 序列

如图, 仅当输入信号为 m 序列时恢复时钟才会稳定, 且当断开 JL02 后无论输入信号为什么均不能使得接收时钟稳定, 理由为全 0 或全 1 序列与无接受信号一样, 无法提取出同步信息, 便没有可能获得反馈来调整相位

4 结论

FSK 正交调制产生两路信号用于调制, 相较与一般 FSK 调制, 其具有相位连续特性, 可有效地减少带宽