

无线通信实验讲义

Rev. 1.0



威视锐旗下品牌：



修订记录

| 版本 | 修订日期 | 修订内容 |
|-----|-----------------|------|
| 1.0 | 2017 年 6 月 26 日 | 初始版本 |



关于威视锐科技

北京威视锐科技有限公司是专注于软件定义无线通信（SDR）系统仿真、验证和测试平台的研发与生产，同时也提供通用高性能信号处理板卡，应用于机器视觉、生命科学和高能物理等科学计算领域。

威视锐与微软研究院联合开发的 Sora 软件无线电平台已经成为世界上知名大学和科研结构开展无线通信研究的首选平台，也是学术研究领域全球唯一的 100% 基于 x86 的宽带实时软件无线电平台，目前已经有超过 20 多个国家的 300 多个科研用户。作为全球最大的可编程器件（FPGA）公司 XILINX 的全球合作伙伴，威视锐科技提供基于 XILINX FPGA/SoC 的全方位解决方案。特别是 ZYNQ 7000 系列 SoC 产品，威视锐携手 XILINX 发布了全球第一款基于 ZYNQ SoC 的低成本开源 SoC 模块 SNOWLeo，性价比远高于国外同类产品，大大降低了 SoC 系统的开发门槛。此外，威视锐旗下的红色飓风开发板自从 2004 年发售以来已成为国内销售时间最长、知名度最高以及用户量最多的开发板产品。

多年以来，威视锐科技坚持 “Innovation for Research” 的发展理念，与国内众多知名高校建立合作关系，帮助专家、学者和研发工程师将创新的理念变成现实。对于产业界客户，威视锐提供严格验证的核心模块、智能便携的测量仪器以及定制化的设计服务来加快产品研发周期。

目 录

| | |
|-------------------------|----|
| 修订记录..... | 2 |
| 第一篇 基础篇..... | 6 |
| 第 1 讲 数字射频通信简介..... | 6 |
| 1.1 数字调制和矢量调制..... | 6 |
| 1.2 I-Q 调制解调..... | 8 |
| 1.3 为什么使用 I 和 Q..... | 10 |
| 1.4 数字通信发射机概念..... | 12 |
| 1.5 数字通信接收机概念..... | 13 |
| 1.6 选择恰当的滤波器..... | 13 |
| 1.7 矢量星座(I/Q)图..... | 15 |
| 第 2 讲 2ASK 调制/解调实验..... | 18 |
| 2.1 实验目的..... | 18 |
| 2.2 实验器材..... | 18 |
| 2.3 实验原理..... | 18 |
| 2.3.1 数字信号的键控调制..... | 18 |
| 2.3.2 2ASK 调制/解调原理..... | 18 |
| 2.4 程序设计思路..... | 20 |
| 2.4.1 发送端设计..... | 20 |
| 2.4.2 接收端设计..... | 21 |
| 2.5 实验步骤..... | 22 |
| 第 3 讲 2FSK 调制/解调实验..... | 23 |
| 3.1 实验目的..... | 23 |
| 3.2 实验器材..... | 23 |
| 3.3 实验原理..... | 23 |
| 3.4 程序设计思路..... | 26 |
| 3.4.1 发送端设计..... | 26 |
| 3.4.2 接收端设计..... | 27 |

| | |
|-------------------------------|----|
| 4.5 实验步骤..... | 30 |
| 第 4 讲 2PSK 调制/解调实验..... | 30 |
| 4.1 实验目的..... | 30 |
| 4.2 实验器材..... | 30 |
| 4.3 实验原理..... | 31 |
| 4.3.1 2PSK 调制解调原理..... | 31 |
| 5.3.2 Costas 环..... | 33 |
| 5.4 程序设计思路..... | 35 |
| 5.4.1 发送端设计..... | 35 |
| 5.4.2 接收端设计..... | 36 |
| 5.5 实验步骤..... | 37 |
| 第 5 讲 4ASK 调制/解调..... | 39 |
| 5.1 实验目的..... | 39 |
| 5.2 实验器材..... | 39 |
| 5.3 实验原理..... | 39 |
| 5.3.1 多进制数字调制原理..... | 39 |
| 5.3.2 四进制振幅键控..... | 39 |
| 5.4 程序设计思路..... | 40 |
| 5.5 实验步骤..... | 44 |
| 第 6 讲 全数字 QAM 调制/解调收发..... | 44 |
| 6.1 实验目的..... | 44 |
| 6.2 实验器材..... | 45 |
| 6.3 实验原理..... | 45 |
| 6.4 发送端搭建..... | 47 |
| 6.4.1 信道编码..... | 47 |
| 6.4.2 正交幅度键控调制(QAM)的基本原理..... | 48 |
| 6.4.3 训练序列..... | 52 |
| 6.4.4 插值与成型滤波..... | 54 |
| 6.5 接收端搭建..... | 56 |

| | |
|-------------------------------|----|
| 6.6 定时同步..... | 59 |
| 6.6.1 插值滤波原理..... | 60 |
| 6.6.2 插值滤波的实现..... | 63 |
| 6.6.3 Gardner 定时同步算法..... | 63 |
| 6.7 分组同步..... | 66 |
| 6.8 载波同步..... | 67 |
| 6.8.1 频偏估计..... | 67 |
| 6.8.2 相位估计与跟踪..... | 71 |
| 6.9 信道估计..... | 71 |
| 6.10 实验步骤..... | 72 |
| 第 7 讲 单载波频域均衡(SC-FDE)的设计..... | 74 |
| 7.1 实验目的..... | 74 |
| 7.2 实验器材..... | 74 |
| 7.3 实验原理..... | 74 |
| 7.3.1 单载波与多载波技术..... | 74 |
| 7.3.2 频域均衡的原理..... | 76 |
| 7.3.3 SC-FDE 信道估计的过程..... | 78 |
| 7.3.4 均衡准则及算法..... | 80 |
| 7.3.5 信道估计中采用的插值原理..... | 81 |
| 7.3.6 SC-FDE 系统负载帧格式..... | 82 |
| 7.4 程序设计思路..... | 86 |
| 7.5 实验步骤..... | 87 |

第一篇 基础篇

第 1 讲 数字射频通信简介

1.1 数字调制和矢量调制

我们先回顾一下矢量调制和数字调制。数字调制是无线、卫星和地面通信行业中使用的一个术语，指数字状态由载波相对相位和/或幅度表示的一种调制。虽然我们讨论的是数字调制，但是应记住这种调制并不是数字的，而真正是模拟的。调制是按照调制(基带)信号的幅度变化成比例地改变载波的幅度、频率或相位。参见下图。在数字调制中，基带调制信号是数字式的，而调制过程不是数字的。

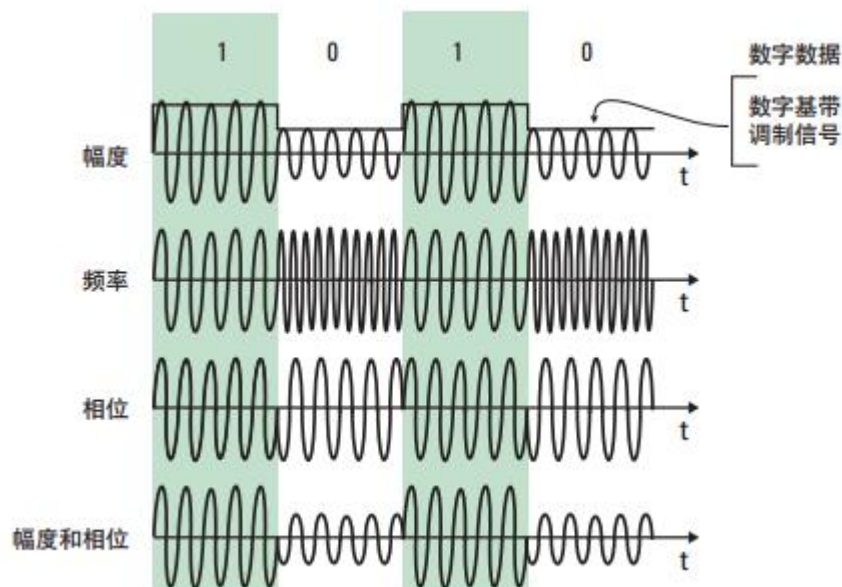


图 1-1 数字调制系统的方式

基于具体的应用，数字调制可以同时或单独改变幅度、频率和相位。这类调制可以通过传统的模拟调制方案，例如幅度调制(AM)、频率调制(FM)或相位调制(PM)来完成。不过在实际系统中，通常使用矢量调制(又称为复数调制或 I-Q 调制)作为替代。矢量调制是一种非常强大的调制方案，因为它可生成任意的载波相位和幅度。在这种调制方案中，基带数字信息被分离成两个独立的分量: I (同相)和 Q (正交)分量。这些 I 和 Q 分量随后组合形成基带调制信号。I 和 Q 分量最重要的特性是它们是独立的分量(正交)。在下面的讨论中你将进一步了解 I 和 Q 分量，以及数字系统使用它们的原因。

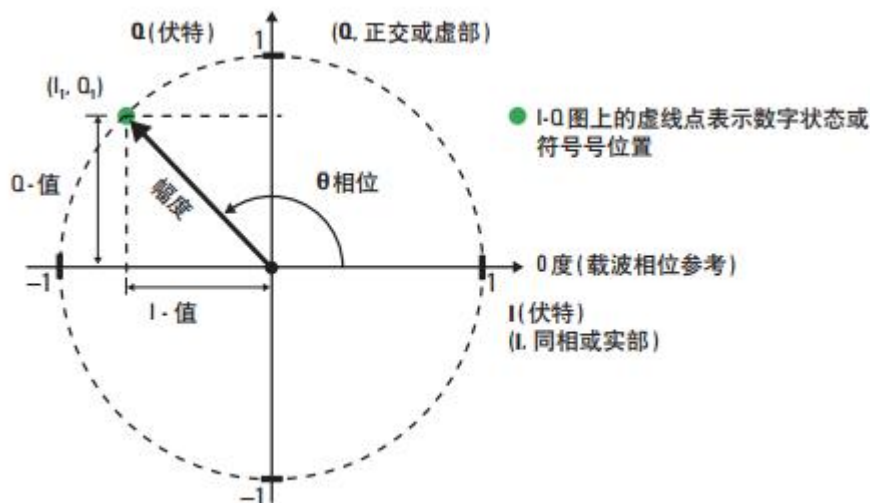


图 1-2 数字调制 I-Q 图

理解和查看数字调制的简单方法是使用图 1-2 所示的 I-Q 矢量图。在大多数数字通信系统中，载波频率是固定的，因此只需考虑相位和幅度。未经调制的载波作为相位和频率参考，根据调制信号与载波的关系来解释调制信号。相位和幅度可以作为 I-Q 平面中的虚线点在极坐标图或矢量坐标图中表示。参见图 1-2。I 代表同相位(相位参考)分量, Q 代表正交 (与相位相差 90°) 分量。你还可以将同相载波的某具体幅度与正交载波的某具体幅度做矢量加法运算来表示这个点, 这就是 I-Q 调制的原理。

将载波放入到 I-Q 平面预先确定的某个位置上，然后发射已编码信息。每个位置或状态(或某些系统中状态间的转换)代表某一个可在接收机上被解码的比特码型。状态或符号在每个符号选择计时瞬间(接收机转换信号时)在 I-Q 平面的映射称为星座图。参见图 1-3。一个符号代表一组数字数据比特，它们是所代表的数字消息的代号。每个符号包含的比特数即每符号比特数(bit)由调制格式决定。例如，二进制相移键控(BPSK)使用 1 bit，正交相移键控(QPSK)使用 2 bit，而 8 相移键控(8PSK)使用 3bit。理论上，星座图的每个状态位置都应当显示为单个的点。但由于系统会受到了各种损伤和噪声的影响，会引起这些状态发生扩散(每个状态周围有分散的点呈现)。图 1-3 显示了 16 QAM 格式(16 正交幅度度调制)的星座图或状态图；注意，此时有 16 个可能的状态位置。该格式使用 4 比特数据串，编码为单个幅度/相位状态或符号。为了产生这一调制格式，基于被传输的代码，I 和 Q 载波都需采用 4 个不同的幅度电平。

在数字调制中，信号在有限数量的符号或状态中移动。载波在星座图各点间移动的速率称为符号率。使用的星座状态越多，给定比特率所需的符号率就越低。符号率十分重要，

因为它代表了传输信号时所需的带宽。符号率越低，传输所需的带宽就越小。例如，前面提到过的 16QAM 格式使用每符号 4 比特的速率。如果无线传输速率为 16 Mbps，则符号率 = 16 (Mbps) 除以 4 比特即 4 MHz。此时提供的符号号率是比特率的四分之一和一个更高效的传输带宽(4 MHz 相对 16 MHz)。

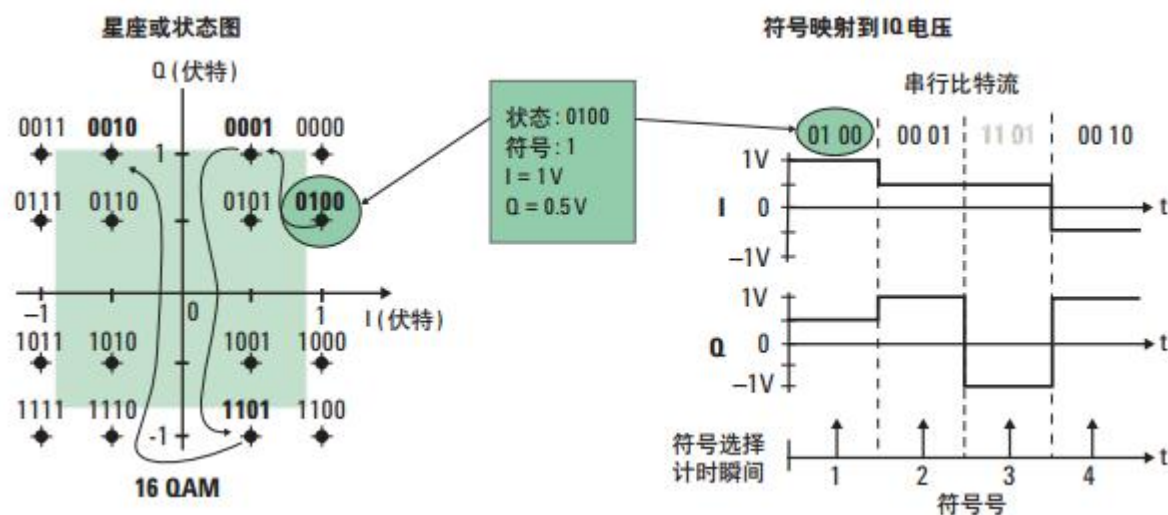


图 1-3 16QAM 系统示意图

1.2 I-Q 调制解调

在数字通信中，I-Q 调制将已编码的数字 I 和 Q 基带信息放入载波中。参见图 4。I-Q 调制生成信号的 I 和 Q 分量。从根本上讲，它是直角坐标—极坐标转换的硬件或软件实现。

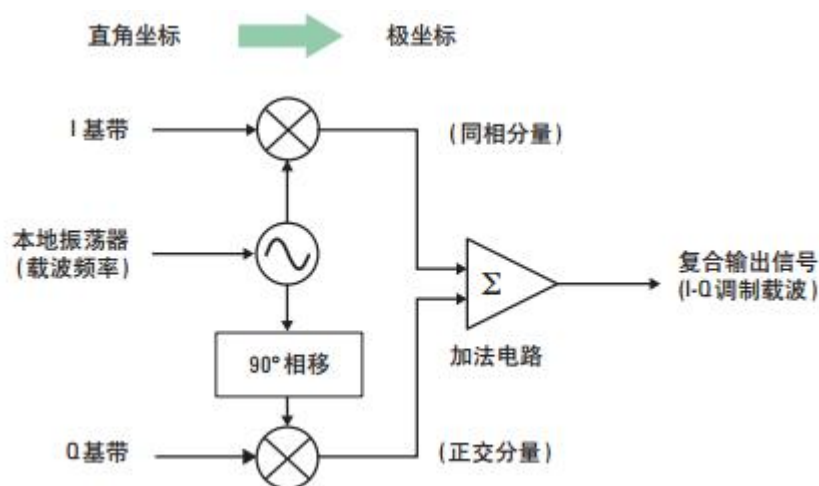


图 1-4 I-Q 调制

I-Q 调制接受 I 和 Q 基带信号作为输入，并将它们与相同的本地振荡器(LO)混合。注意，这个可能是数字(软件) LO。下面，I 和 Q 均会上变频到射频载波频率。I 幅度信息调

制载波生成同相分量，Q 幅度信息调制 90° (直角)相移的载波生成正交分量，这两种正交调制载波信号相加生成复合 I-Q 调制载波信号。I-Q 调制的主要优势是可以容易地将独立的信号分量合并为单个复合信号，随后同样容易地再将这个复合信号分解为独立的分量部分。

以 90° 分离的信号彼此之间呈直角或正交关系。I 和 Q 信号的正交关系意味着这两个信号是真正独立的，它们是同一信号的两个独立分量。虽然 Q 输入的变化肯定会改变复合输出信号，但不会对 I 分量造成任何影响。同样地，I 输入的变化也不会影响到 Q 信号。

如图 1-5 所示，I-Q 解调是图 1-4 所示的 I-Q 调制的镜像。I-Q 解调从复合 I-Q 调制输入信号中恢复原始的 I 和 Q 基带信号。

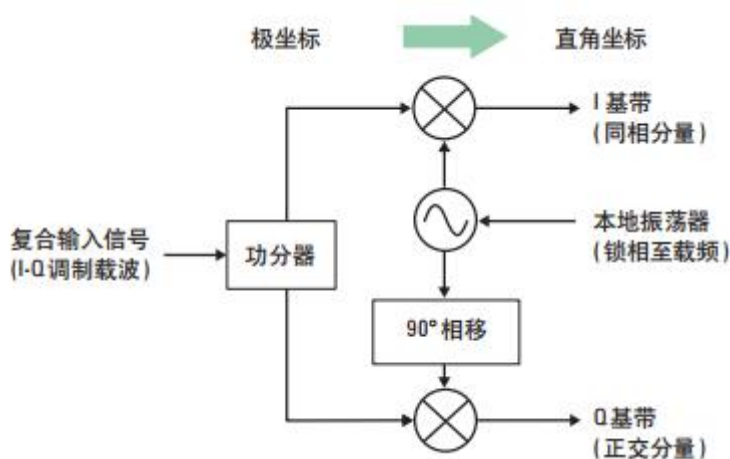


图 1-5 I-Q 解调

解调过程的第一步是将接收机 LO 锁相至发射机载频。为了正确地恢复 I 和 Q 基带分量，必须要把接收机 LO 锁相至发射机载波(或混频器 LO)。随后，I-Q 调制载波与未相移的 LO 和相移 90° 的 LO 混合，生成原始的 I 和 Q 基带信号或分量。

从根本上讲，I-Q 解调过程就是极坐标一直角坐标的转换。通常如果没有极坐标一直角坐标转换，信息不能在极坐标格式上绘制并重解释为直角值。参见图 1-2。这种转换与 I-Q 解调器所执行的同相和正交混合过程完全一致。

下面我们给出正交调制解调的数学模型。I 路和 Q 路分别输入两个数据 a 和 b，I 路信号与 $\cos \omega_0 t$ 相乘，Q 路信号与 $\sin \omega_0 t$ 相乘，之后再叠加（通常 Q 路在叠加时会乘以 -1），输出信号为： $s(t) = a \cos \omega_0 t - b \sin \omega_0 t$ 。至此完成调制。

接收端收到 $s(t)$ 后，分为两路：

一路乘以 $\cos \omega_0 t$ 再积分，就可以得到 a:

$$\begin{aligned}
 & \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} s(t) \cos \omega_0 t dt \\
 &= \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} (a \cos \omega_0 t - b \sin \omega_0 t) \cos \omega_0 t dt \\
 &= \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} (a \cos^2 \omega_0 t - b \sin \omega_0 t \cos \omega_0 t) dt \\
 &= \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \left[\frac{a}{2} (1 + \cos 2\omega_0 t) - \frac{b}{2} \sin 2\omega_0 t \right] dt \\
 &= \frac{2}{T} \cdot \frac{a}{2} \cdot T = a
 \end{aligned}$$

另一路乘以 $-\sin \omega_0 t$ 再积分，就可以得到 b:

$$\begin{aligned}
 & \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} s(t) (-\sin \omega_0 t) dt \\
 &= \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} (-a \cos \omega_0 t + b \sin \omega_0 t) \sin \omega_0 t dt \\
 &= \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} (-a \sin \omega_0 t \cos \omega_0 t + b \sin^2 \omega_0 t) dt \\
 &= \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \left[-\frac{a}{2} \sin 2\omega_0 t + \frac{b}{2} (1 - \cos 2\omega_0 t) \right] dt \\
 &= \frac{2}{T} \cdot \frac{b}{2} \cdot T = b
 \end{aligned}$$

其中， T 是 $T_0 = 2\pi / \omega_0$ 的整数倍即可。

1.3 为什么使用 I 和 Q

最早的信号通信时模拟通信，假设载波为 $\cos(a)$ ，信号为 $\cos(b)$ ，将两个信号直接相乘，就可以实现频谱搬移：

$$\cos(a) * \cos(b) = \frac{1}{2} [\cos(a+b) + \cos(a-b)]$$

这样在频率 a 载波下产生了双边带信号： $a+b$ 和 $a-b$ ，而对于信号传输来说，其实只需要一个信号即可。也就是说两者选择一个，另外李哥没有用，需要滤掉。但实际上滤波器是很不理想的，很难完全滤除掉另一个频带，所以因为另外一个频带的存在浪费了很多频谱资源。

进入到数字时代以后，在某一个时刻传输的只有一个信号，比如 0 假设为 900MHz，1 假设为 901MHz，一直在这两个频点变化而已，并且不可能同时出现。这个不同于模拟信号，比如电视机，信号的频带就是 6.5MHz。还有一个严重的问题，就是信号的频谱资源越来越宝贵，不能再像模拟通信一样简单的将载波与信号相乘，导致双边带信号。

大家最希望得到的，就是输入 a 信号和 b 信号，得到单一的 $a+b$ 或者 $a-b$ 即可。基于此目的，我们使用下面的公式：

$$\cos(a-b) = \cos(a)\cos(b) + \sin(a)\sin(b)$$

此公示清楚的表明，只要把载波 a 和信号 b 相乘，之后它们各自都移相 90 度之后相乘，之后相加，就能得到 $a-b$ 的信号了。这个在数字通信、当前的半导体工艺完全可以做到：

1. 数字通信，单一时间只有一个频点，所以可以移相 90 度；
2. 相加器、相乘器技术很容易实现。

接下来就很好办了，大家都知道 I 路就是 $\cos(b)$ ，Q 路就是 $\sin(b)$ ，对这两路信号进行组合：

$\cos(b)$, $\sin(b)$

$\cos(b)$, $-\sin(b)$

$-\cos(b)$, $\sin(b)$

$-\cos(b)$, $-\sin(b)$

这个就是 IQ 信号的四相调制（QPSK）了。为了产生更多种类的调制方案，就在这里面折腾了(BPSK、QAM 等)。

数字调制使用 I 和 Q 分量，因为它可提供简单有效、功能强大的调制方法来生成、发射与恢复数字数据。I-Q 域中的调制信号具有很多优势：

a. I-Q 的实现提供一种生成复信号(相位和幅度均改变)的方法幅度。I-Q 调制器不使用非线性、难实现的相位调制，而是简单的对载波幅度及其正交量进行线性调制。具有宽调制带宽和良好线性的混频器很容易得到，基于基带和中频软件的 LO 也是。为生成复调

制信号，只需产生信号的基带 I 和 Q 分量。I-Q 调制的一个关键优势是调制算法可以生成从数字制式到射频脉冲甚至线性调频雷达等各种调制。

b. 信号的解调也同样简单明了。使用 I-Q 解调至少理论上可以轻松地恢复基带信号。

c. 在 I-Q 平面上观察信号经常能更好地洞察信号。串扰、数据偏移、压缩以及 AM-PM 失真等用其它方法难以呈现的现象在 I-Q 平面上可以轻松查看。

1.4 数字通信发射机概念

通信发射机开始于语音编码(假设进行语音传输)，即对模拟信号进行量化并转化为数字数据(数字化)的过程。随后，数据压缩用于降低数据速率并提高频谱效率。信道编码和交织属于常见技术，通过最小化噪声与干扰的影响来改进信号完整性。额外的比特经常被用来进行误差校准或者作为识别和均衡的训练序列。这些技术还使与接收机的同步(找寻符号时钟)更简单。符号编码器将串行比特流转换为适当的 I 和 Q 基带信号，对应具体的系统每个信号映射到 I-Q 平面上符号。符号时钟代表各个符号传输的频率和精确计时。当符号时钟跳变时，发射载波在正确的 I-Q (或幅度/相位)值上代表具体的符号(星座图的特定点)。各个符号的时间间隔即为符号时钟周期，其倒数是符号时钟频率。当符号时钟与检测符号的最佳瞬时同步时，符号时钟相位是正确的符号。

一旦 I 和 Q 基带信号生成后，它们会被过滤(带限)以提高频谱效率。未经过滤的无线数字调制器的输出会占用非常宽的带宽(理论上是无限宽)。这是因为调制器被基带 I-Q 方波的快速跳变所驱动；时域上的快速跳变等同于频域上的宽频谱。这种情况不可接受是因为它会减少其他用户的可用频谱并造成对邻近用户的信号干扰，称之为邻信道功率干扰。基带滤波通过限制频谱以及限制对其它信道的干扰解决了这一问题。实际上，滤波减缓了状态之间的快速转换，从而限制了频谱。不过滤波也不是没有缺点，它会导致信号和数据传输性能的下降。

信号质量的下降是由于频谱分量的减少、过冲以及滤波器时间(脉冲)响应引起的有限振铃效应。频谱分量减少了就会使信息丢失，从而可能导致接收机重建信号困难，甚至是不可重建的。滤波器的振铃响应可能持续很久，以致影响到随后的符号，并产生码间串扰(ISI)。ISI 定义为前后符号的多余能量干扰到当前的符号，导致接错误地解码。滤波器的最佳选择就成为频谱效率和 ISI 的折衷。在数字通信设计中，有一款常用的特定类型的滤波器称为 Nyquist 滤波器。Nyquist 滤波器是一个理想的滤波器选择，因为它能够最使数

据速率最大化而且最小化 ISI 并限制信道带宽需求。在以后的章节, 你将会进一步了解这种滤波器。为了改进系统的整体性能, 滤波器一般会在发射机和接收机之间共享或分配。在这种情况下, 为了最小化 ISI, 滤波器必须尽可能地匹配发射机和接收机并正确实现。

已过滤的 I 和 Q 基带信号是 I-Q 调制器的输入。调制器中的 LO 可能工作在中频(IF) 或直接工作在最终的无线射频(RF)上。调制器的输出是中频(或射频)上的两个正交 I 和 Q 信号的合成。调制后, 如果需要, 信号会上变频到射频。再将任何多余的频率过滤掉, 最后信号送入到输出放大器并传输。

1.5 数字通信接收机概念

接收机从本质上说是发射机的反向实现, 但在设计上更为复杂。接收机首先把输入的射频信号下变频为中频信号, 然后进行解调。解调信号和恢复原始数据的能力通常难度较大。发射信号经常被空气噪声、信号干扰、多径或衰落等因素影响而遭到损坏。

解调过程通常包括以下阶段: 载波频率恢复(载波锁定)、符号时钟恢复(符号锁定)、信号分解为 I 和 Q 分量(I-Q 解调)、I 和 Q 符号检测、比特解调和去交织(解码比特)、解压缩(扩展至原始比特流), 如果需要最后是数模转换。

接收机与发射机的主要区别是需要恢复载波和符号时钟。在接收机中, 符号时钟的频率和相位(或计时)都必须正确, 才可以成功地解调比特和恢复已发射信息。例如, 符号时钟的频率设置正确但相位错误, 就是说如果符号时钟与符号间的过度同步, 而不是符号本身, 解调将会失败。

接收机设计的一项艰巨任务是建立载波和符号时钟恢复算法。有些时钟恢复技术包括测量调制幅度变化、或者在带有脉冲载波的系统中可以使用功率打开事件。当发射机的信道编码提供训练序列或同步比特时, 这项任务便可以简单些。

1.6 选择恰当的滤波器

在数字通信系统中, 基带滤波可能出现在发射机或接收机上, 或者分布在发射机和接收机之间, 发射机中完成一半滤波, 接收机中完成另外一半。这是个很重要的概念, 会影响到解调器在处理 I-Q 测量波形和 I-Q 参考波形时所需的滤波器类型。

选择正确的解调基带滤波可能并不像想象中的那么简单直接, 尤其是对于分布式系统。例如, 北美数字蜂窝 (NADC) 标准采用分布式滤波, 在发射机和接收机中都使用了

根升余弦滤波器。在 YunSDR 调制解调里，使用一个根升余弦滤波器(与系统接收机滤波匹配，系统发射机含有一个类似滤波器)。

滤波器 α 和 BT 带宽时间产品

可精确代表被测系统的一个滤波器参数是滤波器带宽系数，定意为滤波器 α 或 BT。每个滤波器类型将会有有一个对应的滤波器带宽系数。Nyquist 滤波器使用 α ，高斯滤波器使用 BT。解调器对测量滤波器和参考滤波器使用相同的 α 或 BT 值。

根据具体的应用需求，数字通信使用许多滤波器类型，传统上，使用 Nyquist (升余弦) 滤波器是因为它能最小化 ISI。如图 1-6 所示，Nyquist 滤波器脉冲响应的峰值幅度出现在符号时刻 $t = 0$ 幅度时，而在所有其它符号时刻为零。也就是说，该响应在符号周期的整数倍(1 除以 f_s)通过零点。这意味着 Nyquist 已过滤的符号不会干扰周围的符号(即符号间干扰为零)。虽然 Nyquist 滤波器可最大限度地减少 ISI，但对于有些应用 ISI 并不是最重要的标准。另外两种常用的滤波器类型是高斯滤波器和 Chebyshev 滤波器。高斯滤波器不具备最佳的 ISI 特性，但在平衡载波功率、占用带宽和符号时钟恢复方面具有优势。它通常使用在 GSM (全球移动通信系统)的无线电话系统中。Chebyshev 滤波器具有陡降特性，能够有效减少对相邻信道的功率泄漏。Chebyshev 滤波器通常应用在使用 CDMA (码分多址)调制方案的无线电话系统中，例如 cdmaOne 和 cdma2000。除了这里探讨的类型外，数字通信领域还采用许多其它类型的滤波器。

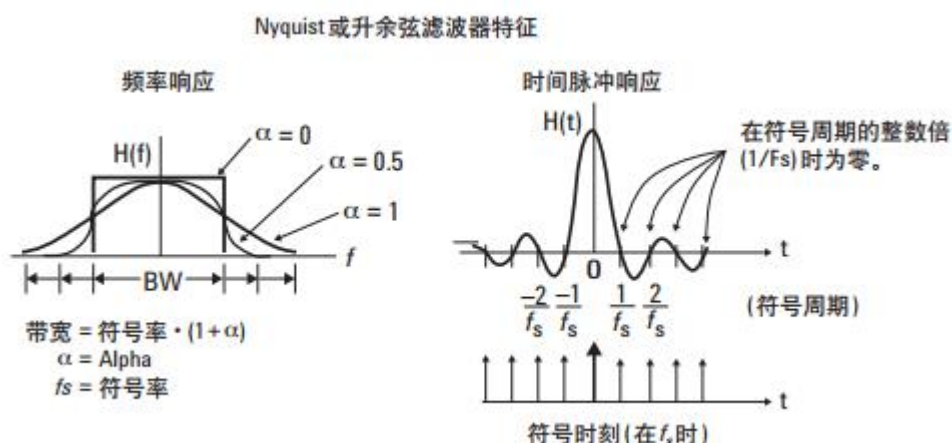


图 1-6 Nyquist 滤波器最大限度地降低符号间干扰(ISI)

Alpha (α)描述了 Nyquist(升余弦)滤波器的滚降程度。参见图 1-6。Alpha 也称为滚降或多余带宽因子。 α 值较高，则会增加理论最小值之外的带宽。调制原理指出，发射一个

信号所需的最小带宽等于符号率的一半。不过,要实现这个系统带宽,需要一个完美的砖墙式(矩形)滤波器,也就是 α 等于 0, 占用带宽等于符号率。但砖墙式滤波器并不能实现,所以实际中的通信系统一般采用 α 等于 0.3 的滤波器。 α 值为 0.3 意味着滤波器将使用比理论最小值多 30%的占用带宽,这个值是频谱效率和最小 ISI 的一个很好的折衷。对于给定 α 的占用带宽近似等于采样率乘以 $(1 + \alpha)$ 。

BT (带宽时间产品)是高斯滤波器对应的滤波器系数,描述了这个滤波器的滚降程度。高斯滤波器通常使用 0.3 ~ 0.5 的 BT 值。

1.7 矢量星座(I/Q)图

矢量示意图,通常更多地称为数字调制的 IQ 图,显示了时间上各个时刻所恢复的复杂 I-Q 基带信号。它显示了信号状态以及信号在符号之间移动时的跳变过程。从原点到矢量示意图上某个点绘制的矢量线对应着此刻的瞬时电压。

图 1-7 显示了本实验中 QPSK 调制信号的 I-Q 图示例。I-Q 图显示了 4 个理想的状态位置(以十字表示), 分别是 45° 、 135° 、 -45° 和 -135° 。还有已检测的符号和符号间的跳变。I-Q 图给出了峰均电压比, 它可用于确定放大器的压缩情况。

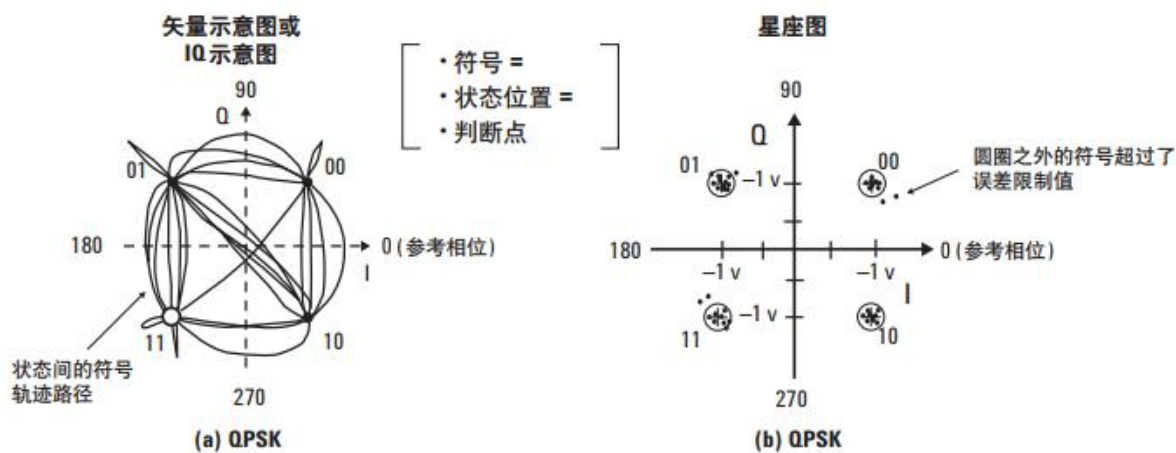


图 1-7 QPSK 星座图

矢量图解释

在 I-Q 平面上查看信号时,记住你是在观察信号相对载波的幅度和相位。未调制的载波是相位参考(0°)。图 1-7 中,每个检测的符号都是相对未调制载波以不同的幅度和相位进行调制,但频率与载波一致。如果检测到符号频率与未调制载波的不同,它的表象是信号相对未调制载波连续增加或减小相位似的移动。还有,数字调制属于三维测量,根据 I

(同相)/Q (正交)分量与时间的关系进行调制。而 IQ 图仅是二维图,所以与 I-Q 平面(或 CRT 屏幕)垂直的时间参数无法显示。

星座图

图 1-7(b)显示了与前面相同的 QPSK 信号的星座图。星座图显示了与符号时钟同步的载波幅度和相位。这些测量点通常就是检测判断点,代表已检测的符号。它与 I-Q 图类似,只是不显示状态间的跳变轨迹轨迹。

理想状态下,所有符号都应显示为单点,并集中在理想状态位置处(以十字坐标示)。理想状态是指信号没有误差时的符号位置。不过由于信号的损伤及其它调制误差会造成偏差,符号会分散在理想状态位置的周围,显示的实际已检测符号与理想状态可以帮助您直观地了解信号质量。星座图有助于识别幅度不平衡、正交误差或相位噪声等信号损伤。

误差矢量幅度(EVM)

在数字通信系统中应用最为广泛的调制质量指标是误差矢量幅度(EVM)。误差矢量是指在给定时间的理想参考信号和所测信号之间的矢量差,参见图 1-8。误差矢量是一个复参量,包含幅度和相位分量。不要将误差矢量幅度与幅度误差、误差矢量相位与相位误差相混淆。

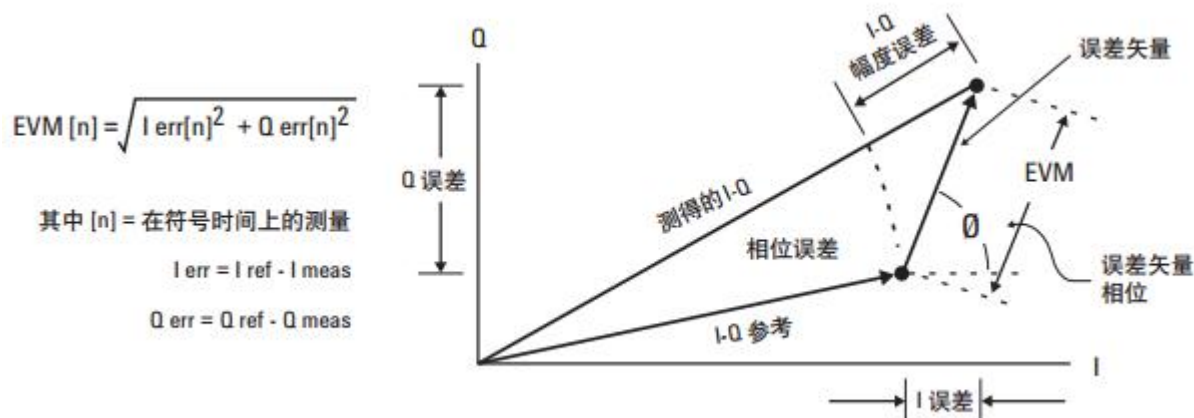


图 1-8 误差矢量幅度(EVM): 实际测得的信号与理想参考信号的差异

EVM 定义为在符号时钟跳变时刻误差矢量的均方根(rms)。按照惯例, EVM 通常归一化为最外面符号的幅度或符号平均功率的平方根。EVM 测量在有些通信标准中也称为相对星座误差(RCE), 各种相关数据结果对于任意数字调制格式中影响信号的幅度和相位轨迹路的损伤都十分敏感。因此, EVM 是一种分析诊断通信系统基带、中频或射频部分中的故障的理想测量工具。

本讲介绍了运用在基于软件无线电 YunSDR 的矢量信号分析中的矢量/数字调制技术和数字调制分析的基本原理，描述了数字(矢量或 I-Q)调制和常见数字调制格式，也描述了无线接收机和发射机的方框图，介绍了生成、发射、接收以及恢复原始数字信息的过程及相关解调参数。这部分侧重基本概念的解释，需要指出的是，这些概念是软件无线电中最基本也是最重要的概念，理解各个部分有助于下面的实验的开展和整体把握，读者应认真对待。

第 2 讲 2ASK 调制/解调实验

2.1 实验目的

1. 理解掌握 2ASK 的基本原理
2. 掌握 YunSDR 平台下键控法调制解调数据的基本思路和方法
3. 熟悉开发平台的开发流程

2.2 实验器材

YunSDR 一台，PC 机一台，Matlab2016a（或更高版本）

2.3 实验原理

2.3.1 数字信号的键控调制

在数字调制技术中，由于数字信号具有离散值的特点，因此数字调制技术通常有两种方法：一是利用模拟调制的方法去实现数字调制，即把数字调制看成是模拟调制的一个特例，把数字基带信号当做模拟信号的特殊情况来处理；二是利用数字信号的离散取值特点通过开关键控载波，从而实现数字调制。这种方法通常称为键控法，比如对载波的振幅、频率和相位进行键控，便可以获得振幅键控（Amplitude Shift Keying, ASK）、频移键控（Frequency Shift Keying, FSK）和相移键控（Phase Shift Keying, PSK）。

数字信息有二进制和多进制之分，因此数字调制可以分为二进制调制和多进制调制。调制信号是二进制数字基带信号时，这种调制称为二进制数字调制。在二进制数字调制中，载波的幅度、频率和相位只有两种变化状态。相应的调制方式有二进制振幅键控（2ASK）、二进制频移键控（2FSK）和二进制相移键控（2PSK）。

2.3.2 2ASK 调制/解调原理

2ASK 又称为二进制启闭键控（On-Off Keying），它是以单极性不归零码来控制载波的开启和关闭，而其频率和初始相位保持不变，其调制方式出现得比模拟调制还早。虽然 2ASK 的抗干扰性能不如其他的调制方式，在无线通信中未得到实际应用，但由于其实现简单，在光纤通信中获得广泛应用。此外，2ASK 的分析方法是最基本的，是研究数字调制的理论基础，故首先对其进行分析和实验。

2ASK 信号的产生原理框图如图 1 所示：

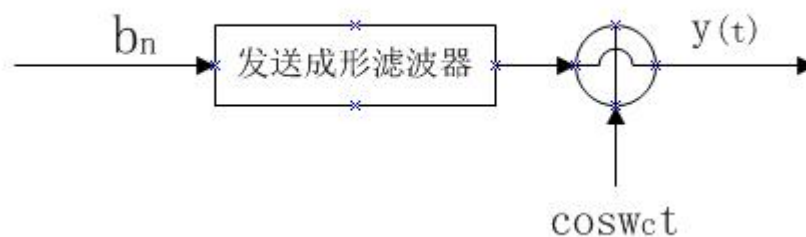


图 2-1 2ASK 信号产生的原理框图

假设二进制信源 $\{b_n\}$ 的序列取值为 1 或 0，发送滤波器的冲激响应为 $g(t)$ ，则二进制序列经过发送成形滤波器之后的基带信号与载波相乘，即可得到 2ASK 信号：

$$y(t) = \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n g(t - nT_b) \right] \cos \omega_c t$$

其波形如图 3-2 所示：

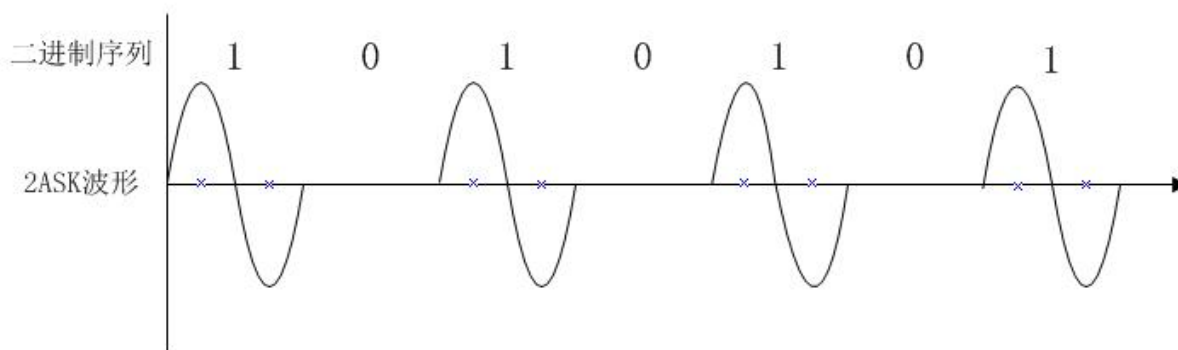


图 2-2 2ASK 信号波形图

根据 2ASK 波形特点和键控调制法的基本原理，在本实验中，我们的调制方式为：将原始的二进制基带信号与某一个载波信号（正弦波）相乘，即可得到 2ASK 已调信号。需要注意的是，基带码元宽度要和载波周期相同，这就需要一些基带码元扩展手段。

和一般的解调方式一样，2ASK 也有相干解调和非相干解调两种方法。在本实验中，采用类似于相干解调的方法，将两路 2ASK 信号相乘取模，对于相乘后的信号，大于零的信号则是原始基带信号中的码元 ‘1’，而为零的信号则是原始基带信号中的码元 ‘0’。由此我们可以恢复出原始信号，即实现了 2ASK 信号的解调。

2.4 程序设计思路

2.4.1 发送端设计

发送端，我们直接发送调制好的 2ASK 信号。由上述原理可知，当基带信号为 0 时，不发送载波（设为 0）；当基带信号为 1 时，发送归一化频率为 f_s 的载波信号。

设 AD9361 工作的射频频点为 f_c ，调制载波的频率为 f_s ，则调制信号 2ASK 经过上变频到射频之后射频发送的信号频率应为 $f_0 = f_c + f_s$ 。若令 $f_s = 1\text{MHz}$ ， $f_c = 999\text{MHz}$ ，则射频输出信号中心频率应为 1GHz。

当基带信号为 1 时，我们需要发送频率为 $f_s = 1\text{MHz}$ 的正交调制载波信号，那么如何发送呢？设 AD9361 的采样频率为 f_{samp} ，则在一个完整的载波周期中所包含的采样点的个数应为： $n = f_{\text{samp}} / f_s$ 。本实验中令 $f_{\text{samp}} = 20\text{MHz}$ ，则 $n = 20$ 。也就是说，我们需要产生 20 个 IQ 正交数据点才能恢复出一个完整的载波周期。参考代码如下：

```
%-----产生 I、Q 两路载波信号-----%  
carrier_I=cos(2*pi/20*[0:19]);  
carrier_Q=sin(2*pi/20*[0:19]);
```

当我们产生随机的二进制码流之后，根据键控法的基本思想，每个码元的宽度必须和载波周期相同，以上分析可知，我们产生的载波一个周期为 20 个数据点，因此我们必须将原始码流的每一位扩展为 20 位，参考代码如下：

```
%-----数据源数量-----%  
bit_Num = 500;  
  
%-----每个码元占据 20 个采样点，20M 采样率下为 1M-----%  
bit_Width = 20;  
  
%-----产生随机数据帧，length=500-----%  
bit_trans = randint(1,bit_Num);  
  
%-----数据扩展，每个码元扩展为 20 位-----%  
tmp1 = repmat(bit_trans',1,bit_Width);
```

```
data_trans = reshape(tmp1',1,length(tmp1).*bit_Width);
```

若我们产生 500bit 的原始流，经 20 倍扩展之后的数据量为 $500 \times 20 = 10000\text{bit}$ 。

因此，我们也需要将载波扩展为 10000bit，参考代码如下：

```
%-----载波扩展，长度和 data_trans 相等-----%
carrier_I= repmat(carrier_I,1,bit_Num);
carrier_Q= repmat(carrier_Q,1,bit_Num);
carrier=carrier_I+1i*carrier_Q;
```

至此，我们直接用键控法进行 2ASK 调制，即让原始二进制码元和载波直接相乘，即可得到 2ASK 已调信号。我们可以画出调制好的信号 mod_data：

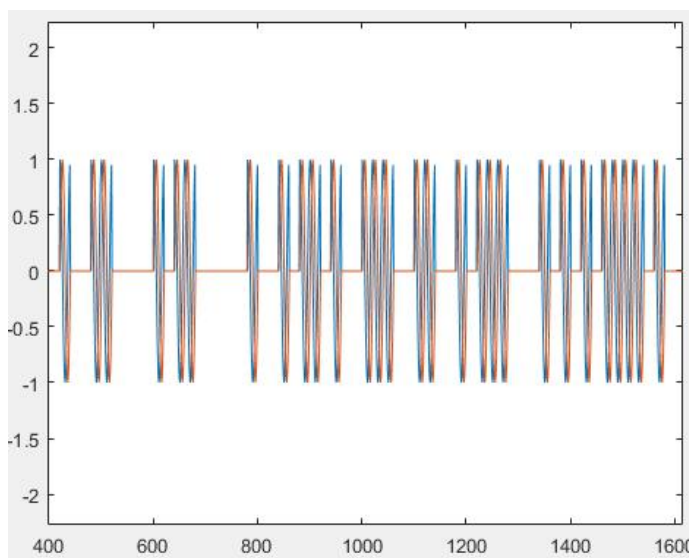


图 2-3 发送端已调 2ASK 信号

2.4.2 接收端设计

对于接收端，我们需要接收发送端的 2ASK 调制信号，因此 AD9361 的采样率和频点必须与发送端一致，即：

```
samp_hex=dec2hex(20e6,8);
freq_hex=dec2hex(999e6,10);
```

接收到的信号应该是两路正交的 IQ 正弦波信号，他们的频率为 1MHz（本实验中为 a1 和 a2）。

解调端对数据进行解调的思路也比较简单，由上述关于 2ASK 的解调原理可知，我们可以将两路调制信号相乘，结果中大于 0 的即判为码元 ‘1’，小于等于 0 的即判为码元 ‘0’。为了消除信号绝对幅度对判决的影响，我们将接收缓存的数据进行归一化处理，这样幅度判决的阈值就可以稳定在 0.5 左右。

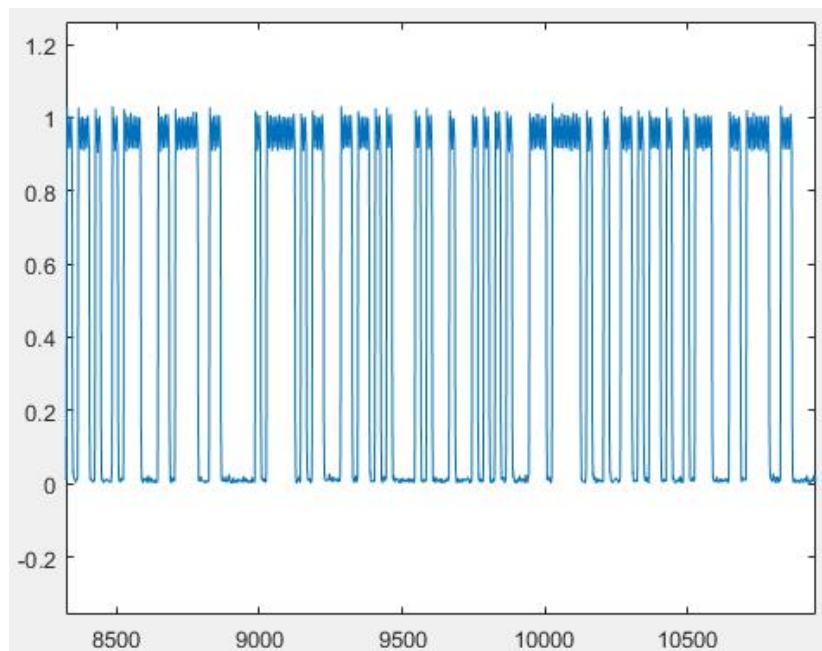


图 2-4 取模之后的 2ASK 信号

在发送端对信号进行调制时，我们进行了 20 倍的数据扩展，因此最后解调时，要进行 20 倍的抽取，抽取之后的数据即是原始码元信息。

%-----每隔 20 个点抽取一个点作为解调信号-----%

```
dimod_data=receive_sig(4:20:end);
```

2.5 实验步骤

1. 连接 YunSDR 设备，保证设备正常启动并且网络畅通
2. 选择 top_tx.m 中的数据源 source='2ASK'，运行发送端程序 top_tx.m，当 matlab 命令行端显示 “data transfer done” 时，表明数据正常发送完毕。
3. 选择 top_rx.m 中的数据源 source='2ASK'，运行接收端程序 top_rx.m 程序会显示接收到的 2ASK 调制信号和经过解调之后恢复出的原始基带信号。

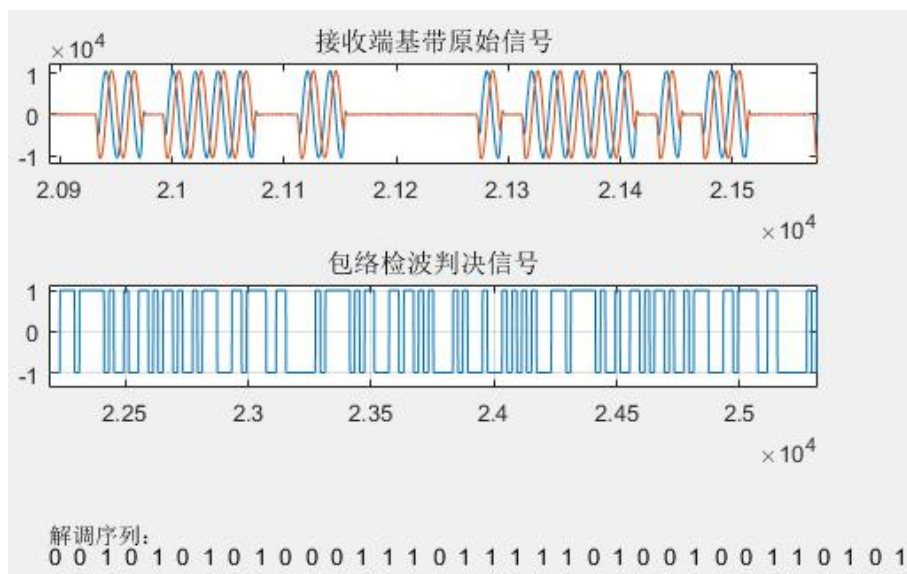


图 2-5 2ASK 调制解调系统

第 3 讲 2FSK 调制/解调实验

3.1 实验目的

1. 理解掌握 2FSK 的基本原理
2. 掌握 YunSDR 平台下调制解调数据的基本思路和方法
3. 熟悉开发平台的开发流程

3.2 实验器材

YunSDR 一台，PC 机一台，Matlab2016a（或更高版本）

3.3 实验原理

频移键控是利用载波的频率变化来传递数字信息。数字频率调制是数据通信中使用较早的一种通信方式，由于这种调制解调方式容易实现，抗噪声和抗衰减性能较强，因此在中低速数字通信系统中得到了较为广泛的应用。在 2FSK 中，载波的频率随着二进制基带信号在 f_1 和 f_2 两个频点间变化。故其表达式为：

$$e_{2FSK}(t) = \begin{cases} A \cos(\omega_1 t + \varphi_n) & \text{---发送 '1' 时} \\ A \cos(\omega_2 t + \theta_n) & \text{---发送 '0' 时} \end{cases}$$

典型波形如下图 1 所示：

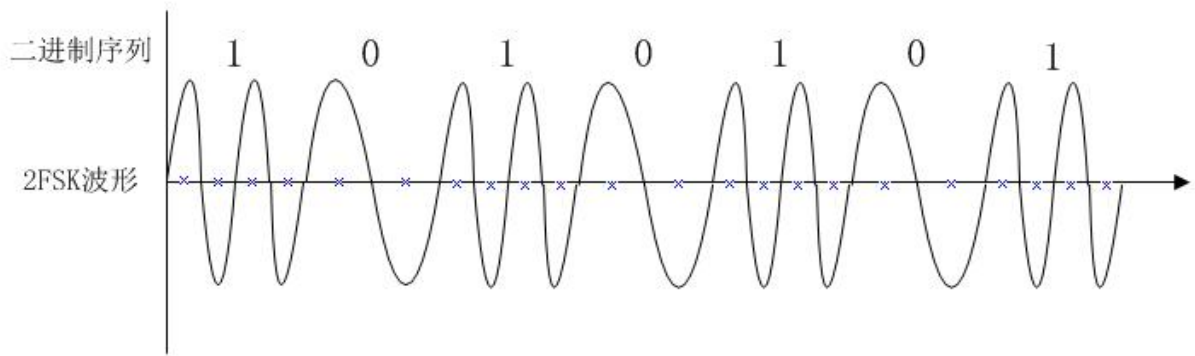


图 3-1 2FSK 的典型信号波形

由图我们可以看出，一个 2FSK 信号可以看成是两个不同载频的 2ASK 信号的叠加。因此 2FSK 的时域表达式又可以写成：

$$e_{2FSK}(t) = \left[\sum_n a_n g(t - nT_s) \right] \cos(\omega_1 t + \varphi_n) + \left[\sum_n \bar{a}_n g(t - nT_s) \right] \cos(\omega_2 t + \theta_n)$$

式中： $g(t)$ 为单个矩形脉冲，脉宽为 T_s ；

$$a_n = \begin{cases} 1 & \text{----- 概率为 } p \\ 0 & \text{----- 概率为 } 1-p \end{cases}$$

\bar{a}_n 是 a_n 的反码，若 $a_n=1$ ，则 $\bar{a}_n=0$ ；若 $a_n=0$ ，则 $\bar{a}_n=1$ ，于是

$$\bar{a}_n = \begin{cases} 1 & \text{---- 概率为 } 1-p \\ 0 & \text{----- 概率为 } p \end{cases}$$

φ_n 和 θ_n 分别是第 n 个信号码元（1 或 0）的初始相位。在频移键控中， φ_n 和 θ_n 不携带信息，通常可令两者为 0。因此，2FSK 信号的表达式可以简化为：

$$e_{2FSK}(t) = s_1(t) \cos \omega_1 t + s_2(t) \cos \omega_2 t$$

其中，

$$s_1(t) = \sum_n a_n g(t - nT_s)$$

$$s_2(t) = \sum_n \bar{a}_n g(t - nT_s)$$

2FSK 信号的产生主要利用键控法来实现，即在二进制基带矩形脉冲序列的控制下通过开关电路对两个不同的独立频率进行选通，使其在每一个码元 T_s 期间输出 f_1 或 f_2 两个载波之一，如图 4-2 所示。键控法产生的 2FSK 信号其相邻码元之间的相位不一定连续。

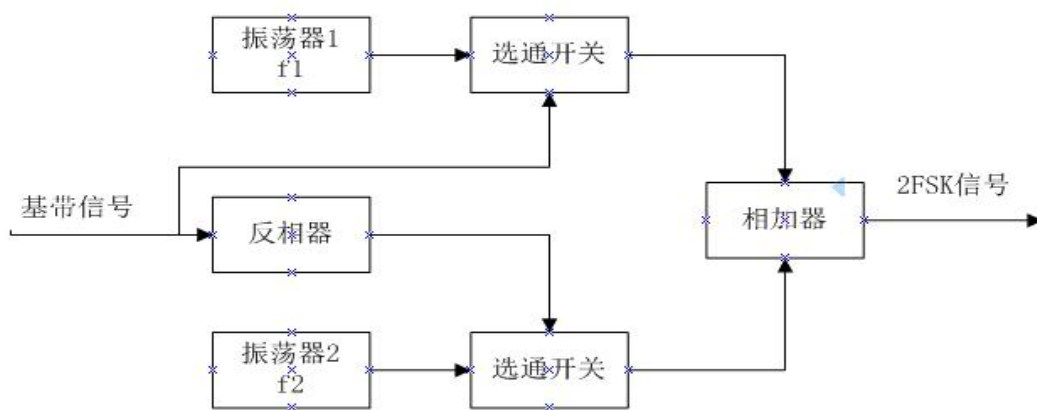


图 3-2 键控法产生 2FSK 信号的原理图

在本实验中，我们可以直接发送不同频率的载波信号，也就是已经调制好的 2FSK 信号，以两个频率来表示码元 ‘1’ 和 ‘0’ 即可。

2FSK 信号常用的解调方法是采用相干解调和非相干解调。其解调原理是将 2FSK 信号分解为上下两路 2ASK 信号分别进行解调，然后进行判决。这里的抽样判决是直接比较两路信号抽样值的大小，可以不专门设置门限。判决规则应与调制规则相呼应，调制时若规定 ‘1’ 符号对应载波频率 f_1 ，则接收时上支路的样值较大，应判为 ‘1’；反之，判为码元 ‘0’。

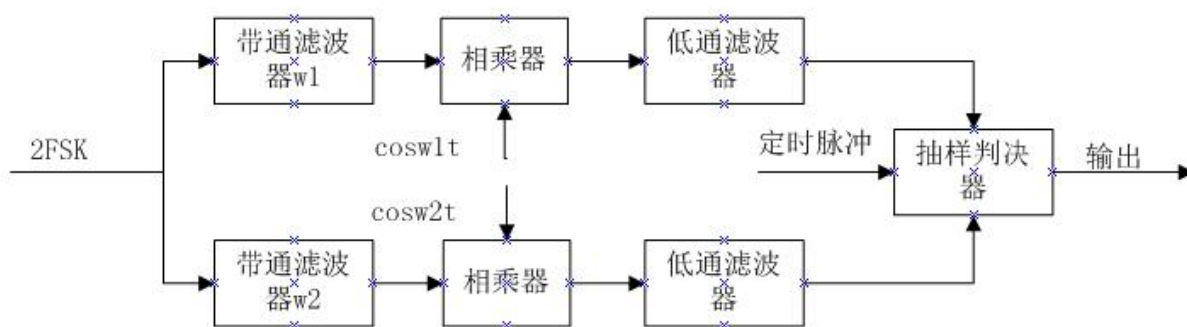


图 3-3 2FSK 信号相干解调原理图

除此之外，2FSK 信号还有其他解调方法，比如鉴频法、差分检测法、过零检测法等。由于 2FSK 的信号比较简单，只有 f_1 和 f_2 两个频率，且分别对应码元 ‘1’ 和 ‘0’。因此

在本实验中，我们选择的解调方法为滤波法，即设计一个滤波器，将频率成分为 f_1 或 f_2 的信号滤除掉，只剩下 f_2 或 f_1 的信号分量。然后设置一个阈值，将大于该值的判为码元 ‘1’，则小于该值的即为码元 ‘0’。注意，这种判决必须和调制时所规定的码元一致。

3.4 程序设计思路

3.4.1 发送端设计

发送端，我们直接发送调制好的 2FSK 信号。由上述原理可知，当基带信号为 0 时，发送频率为 f_0 的载波信号；当基带信号为 1 时，发送频率为 f_1 的载波信号。

设 AD9361 工作的射频频点为 f_c ，调制载波的频率为 f_0 和 f_1 ，则调制信号 2FSK 经过上变频到射频之后射频发送的信号频率应为 $f_{s1} = f_c + f_0$ 和 $f_{s2} = f_c + f_1$ 。若令 $f_0 = 1\text{MHz}$ ， $f_1 = 2\text{MHz}$ ， $f_c = 999\text{MHz}$ ，则射频输出信号频率分量应为 1GHz 和 1.001GHz。参考代码如下：

```
samp_hex=dec2hex(20e6, 8);  
freq_hex=dec2hex(999e6, 10);
```

当基带信号为 1 时，我们需要发送频率为 $f_0 = 1\text{MHz}$ 的正交调制载波信号，当基带信号为 0 时，我们需要发送频率为 $f_1 = 2\text{MHz}$ 的正交调制载波信号。设 AD9361 的采样频率为 f_{samp} ，则在一个完整的载波周期中所包含的采样点的个数应为： $n = f_{\text{samp}} / f_s$ (f_s 为 f_0 或 f_1)。本实验中令 $f_{\text{samp}} = 20\text{MHz}$ ，那么当要产生包含信号 ‘1’ 的 2FSK 正交载波调制信号时 $n=20$ ，也就是说我们需要产生 20 个 IQ 正交数据点才能恢复出一个完整的频率为 f_0 的载波周期；同理，当要产生包含信号 ‘0’ 的 2FSK 正交载波调制信号时 $n=10$ ，也就是说我们需要产生 10 个 IQ 正交数据点才能恢复出一个完整的频率为 f_1 的载波周期。

需要指出的是， $f_0 = 1\text{MHz}$ 和 $f_1 = 2\text{MHz}$ 并不等宽，我们需要将 2MHz 的信号扩展为何 1MHz 信号等宽，即为 20 个数据点，并且，原始基带信号比特也要进行扩展为 20bit，之后就可以进行键控调制。

调制的映射规则即为 ‘1’ \rightarrow 1MHz，‘0’ \rightarrow 2MHz，参考代码如下：

```

for i=1:length(bit_trans)

    if bit_trans(i)==1

        m=carrier_1M;

    else

        m=carrier_2M;

    end

    m1=[m1 m];

end

mod_data=m1;
  
```

mod_data 即为 2FSK 已调信号。我们可以画出它的频谱，由下图可以清晰的看出 2FSK 信号有两根谱线，即两个频率值。

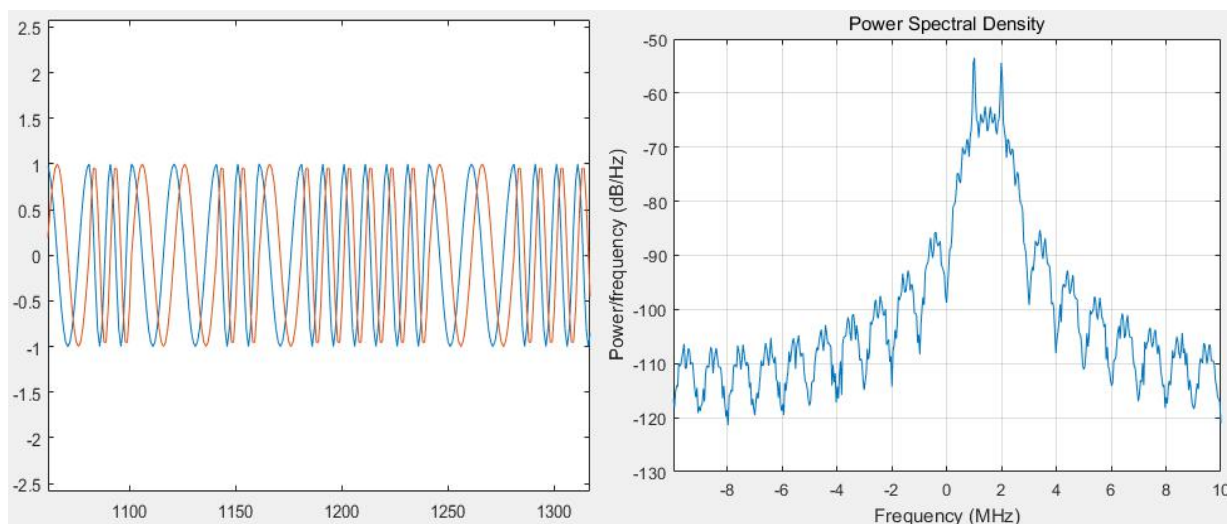


图 3-4 2FSK 已调时域信号与频谱

3.4.2 接收端设计

对于接收端，我们需要接收发送端的 2FSK 调制信号，因此 AD9361 的采样率和频点必须与发送端一致，即：

```

samp_hex=dec2hex(20e6, 8);

freq_hex=dec2hex(999e6, 10);
  
```

帧到达检测完毕之后，接收到的信号应该是两路正交的 IQ 正弦波信号，他们的频率为 1MHZ 和 2MHZ，分别对应码元 ‘0’ 和码元 ‘1 ‘（本实验中为 a1 和 a2）。

前面已经指出，2FSK 包含有两个频率成分（ f_0 和 f_1 ），对于它的解调方式，本实验采用滤波法，即设计一个滤波器，将频率成分为 f_0 的信号分量滤除掉，只剩下频率成分为 f_1 的信号（即是码元‘1’）。在第 1 讲中我们已经提到，根升余弦滤波器是数字信号处理过程中最常用的滤波器，在此，我们利用 matlab 函数设计一个滤波器，将接收到的信号中的 2MHz 的频率成分滤除掉，保留 1MHz 频率。

```

%-----解调，采用滤波法，滤除 2MHz 频率成分-----%

flt1=rcosine(1,8,'fir/sqrt',0.05,1);

st_flt = rcosflt(frame_data, 1, 1, 'filter', flt1);

data_abs=abs(st_flt);
  
```

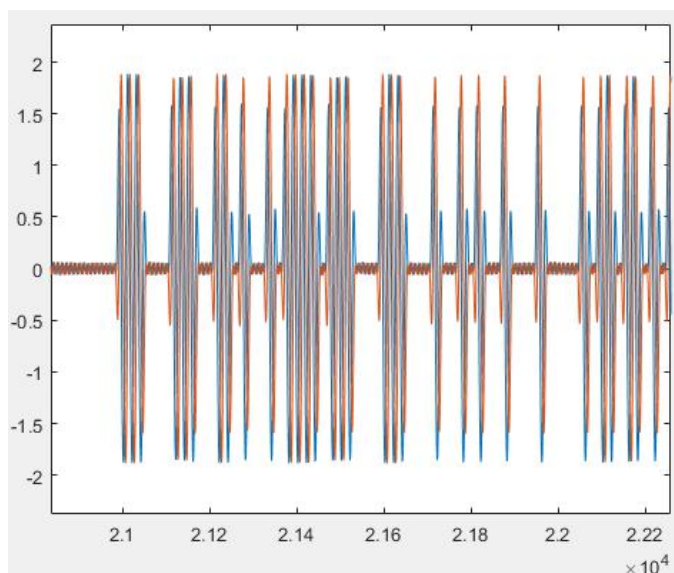


图 3-5 对 2FSK 信号进行滤波处理

由上图可以看出，滤波效果比较好，只保留了 1MHz 频率分量，我们也可以从频域观察一下滤波效果，可以更加直观的看出 2MHz 频率被滤除。

从下面的信号频谱看，高频的谱线被滤掉了，只保留了低频成分，可以实现接收信号的频率分离，可以进行正常的解调处理。

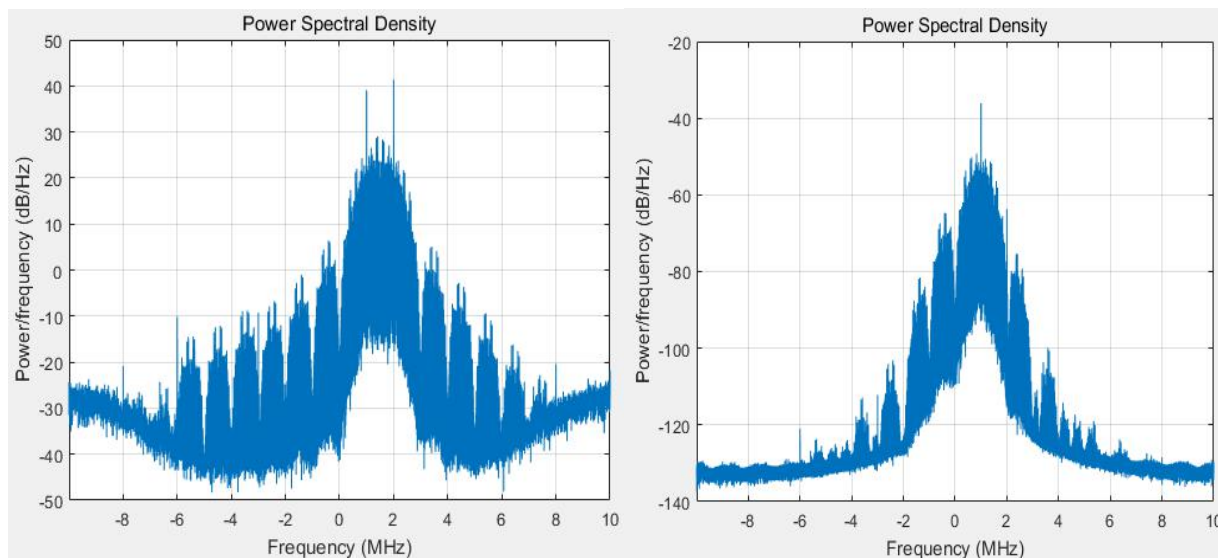


图 3-6 2FSK 频域滤波效果

我们发现，进行滤波处理之后，原始 2FSK 信号可以被当作 2ASK 的信号进行处理，因此接下来的解调方式和上一讲的 ASK 信号的处理是一样的。

首先将滤波之后的信号进行归一化处理，消除信号幅度对解调的影响，然后进行取模操作，之后进行判决即可。

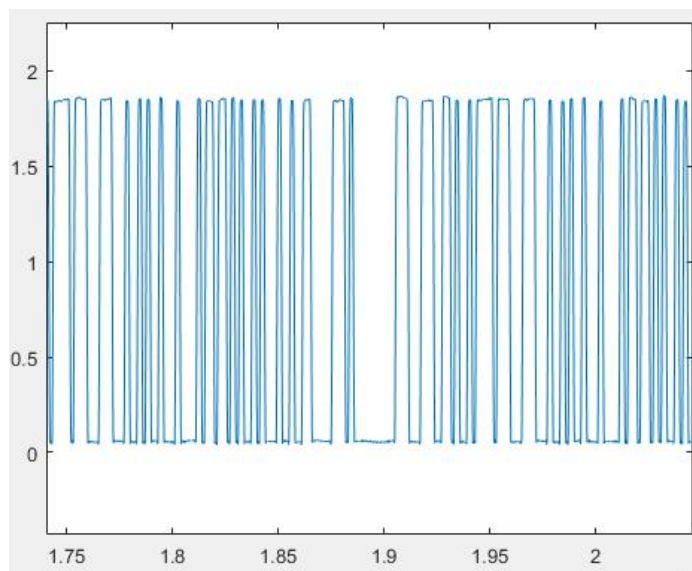


图 3-7 取模判决前的信号图形

然后进行 20 倍的抽取，即可还原出原始基带二进制码元信号。

4.5 实验步骤

1. 连接 YunSDR 设备，保证设备正常启动并且网络畅通
2. 选择 top_tx.m 中的数据源 source='2FSK'，运行发送端程序 top_tx.m，当 matlab 命令行端显示“data transfer done”时，表明数据正常发送完毕。
3. 选择 top_rx.m 中的数据源 source='2FSK'，运行接收端程序 top_rx.m 程序会显示接收到的 2FSK 调制信号和经过解调之后恢复出的原始基带信号。

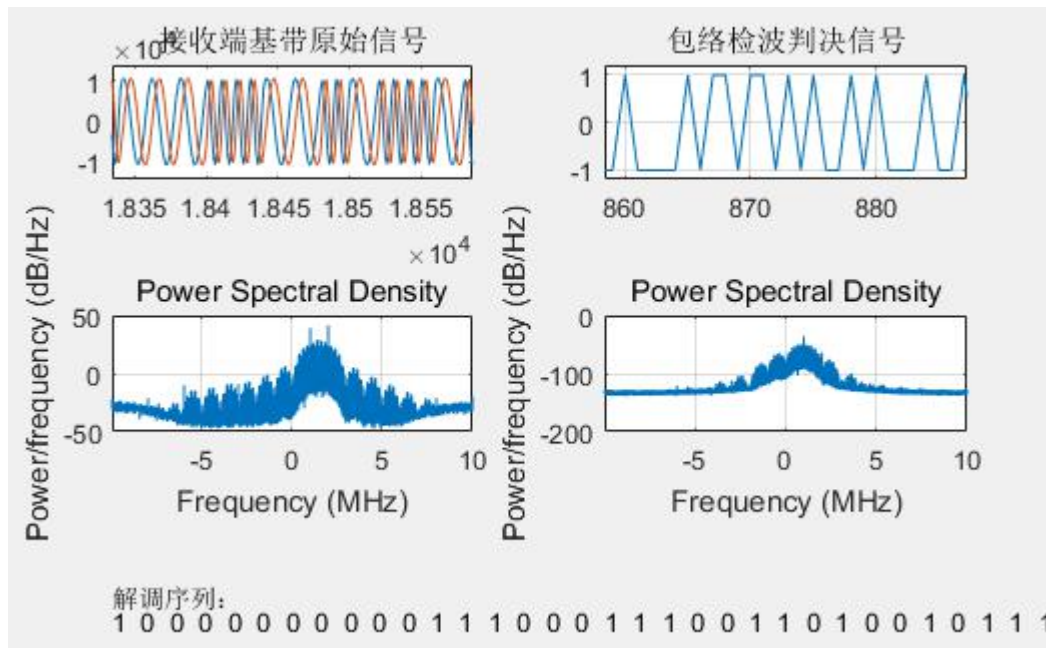


图 3-8 2FSK 调制解调系统

第 4 讲 2PSK 调制/解调实验

4.1 实验目的

1. 理解掌握 2PSK 的基本原理
2. 理解利用键控相位调制解调数据的方法
3. 熟悉开发平台的开发流程

4.2 实验器材

YunSDR 一台，PC 机一台，Matlab2016a（或更高版本）

4.3 实验原理

4.3.1 2PSK 调制解调原理

相移键控是利用载波的相位变化来传递数字信息，而振幅和频率保持不变。在 2PSK 中，通常用初始相位为 0 和 π 分别表示二进制 ‘1’ 和 ‘0’，典型波形图如下图 5-1 所示：

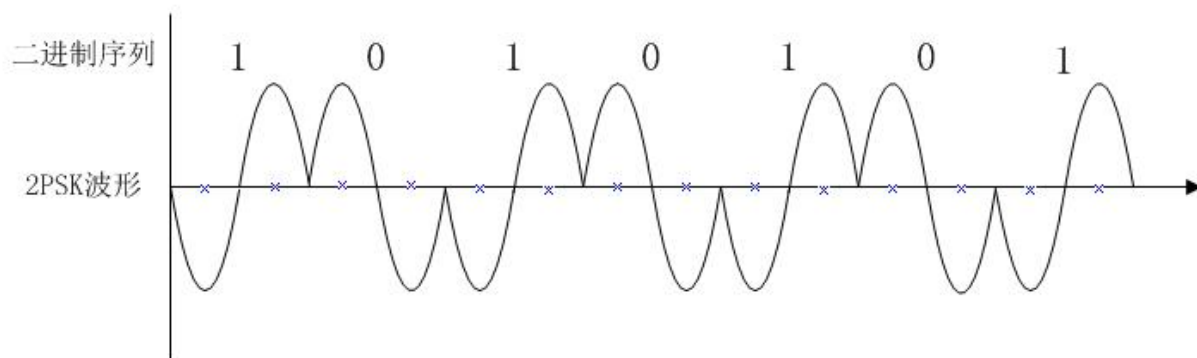


图 4-1 2PSK 的典型波形图

因此，2PSK 信号的时域表达式为：

$$e_{2PSK}(t) = A \cos(\omega_c t + \varphi_n)$$

其中， φ_n 表示第 n 个符号的绝对相位：

$$\varphi_n = \begin{cases} 0 & \text{---发送 '0'时} \\ \pi & \text{---发送 '1'时} \end{cases}$$

由此可将 2PSK 的时域表达式改写为

$$e_{2PSK}(t) = \begin{cases} A \cos \omega_c t & \text{---概率为 } P \\ -A \cos \omega_c t & \text{---概率为 } 1-P \end{cases}$$

由于表示信号的两种码元的波形相同，极性相反，故 2PSK 的信号一般可以表述为一个双极性(bipolarity)全占空(100% duty ratio)矩形脉冲序列与一个正弦载波的相乘，即：

$$e_{2PSK}(t) = s(t) \cos \omega_c t$$

其中，

$$s(t) = \sum_n a_n g(t - nT_s)$$

这里， $g(t)$ 是脉宽为 T_s 的单个矩形脉冲，而 a_n 的统计特性为：

$$a_n = \begin{cases} 1 & \text{--- 概率为 } P \\ -1 & \text{--- 概率为 } 1-P \end{cases}$$

即发送二进制符号 ‘0’ 时 (a_n 取+1), $e_{2PSK}(t)$ 取 0 相位; 发二进制符号 ‘1’ 时 (a_n 取-1), $e_{2PSK}(t)$ 取 π 相位。这种以载波的不同相位直接去表示相应二进制数字信号的调制方式, 称为二进制绝对相移调制方式。

2PSK 信号的数字调制方式为键控法, 其原理图如图 5-2 所示:

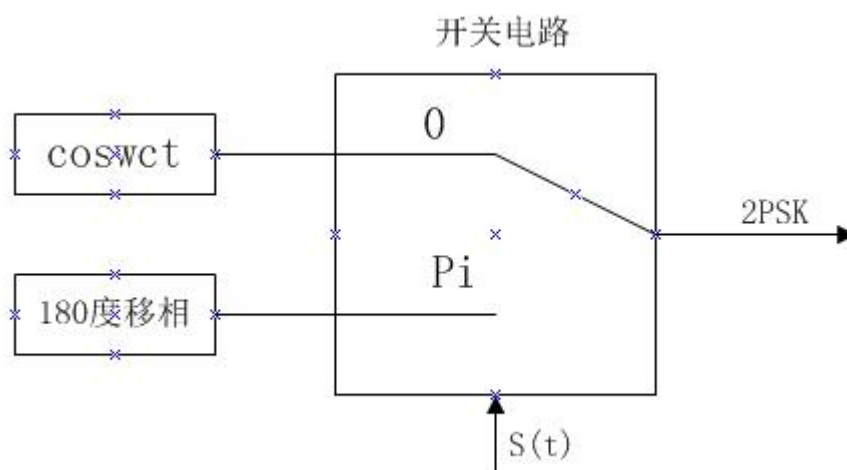


图 4-2 2PSK 键控法调制原理框图

利用载波的不同相位的绝对值直接去表示相应数字信息的相位键控, 称之为绝对相移。由于绝对相移方式是以某一载波的相位作为参考基准, 因此解调时, 在接收端也必须恢复一个与调制端同样的固定基准相位载波作为参考, 即采用相干解调。在相干解调中, 如何得到与接收的 2PSK 信号同频同相得相干载波是一个关键问题, 这涉及到同步原理。本次实验选用不基于辅助信息的 Costas 环路直接从已调信号中恢复载波信号。应当指出的是, 在数字接收机中, 这并不是一个优秀的解决方案。

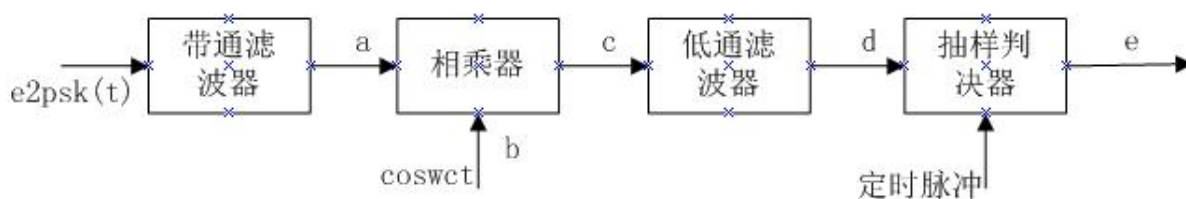


图 4-3 2PSK 信号的解调原理框图

分析可知, 2PSK 调制在理论分析时虽然成立, 但是在实际工程中, 如若因接收端遇到突发干扰 (温度漂移或噪声干扰等), 就会使接收端的参考相位发生随机的跳变, 则会

产生所谓的“倒 π ”现象，发生绝对的错误。这对系统的误码性能影响很大，致使通信质量很差，故在实际工程中，基本不适用。另外，在随机信号码元序列中，信号波形有可能出现长时间连续的正弦波，致使在接收端无法辨认信号码元的起止时刻。

5.3.2 Costas 环

对于无离散载频分量的信号，例如等概率的 2PSK 信号，可以采用非线性变换的方法从信号中获取载频，下面介绍基于科斯塔斯环的无辅助导频的载波提取原理。

科斯塔斯环又称为同相正交环法或边环法，它利用锁相环提取载频，但是不需要对接收信号进行平方运算就能得到载频输出。在载波频率上进行平方运算后，由于频率倍增，使后面的锁相环工作频率加倍，实现的难度增大。科斯塔斯环则利用相乘器和较简单的低通滤波器取代平方器，这是它的主要优点。下图给出了其原理框图。

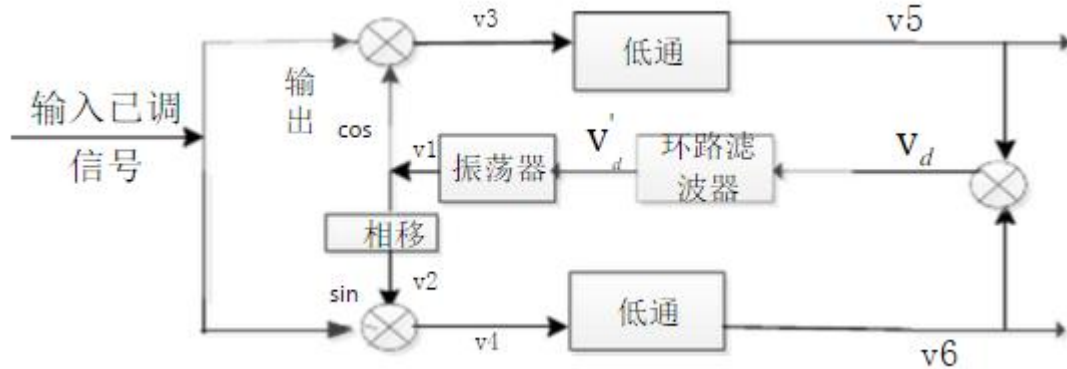


图 5-4 科斯塔斯环原理方框图

图中，已调信号 $s(t)$ 被送入两路相乘器，两相乘器输入的 1 点和 2 点的压控振荡电压分别为： $v_1 = \cos(\omega_c t + \varphi)$ ， $v_2 = \sin(\omega_c t + \varphi)$ 。它们和接收信号电压相乘后，得到 3 点和 4 点的电压为：

$$\begin{aligned}
 v_3 &= m(t) \cos(\omega_c t + \theta) \cos(\omega_c t + \varphi) \\
 &= \frac{1}{2} m(t) [\cos(\varphi - \theta) + \cos(2\omega_c t + \varphi + \theta)] \\
 v_4 &= m(t) \cos(\omega_c t + \theta) \sin(\omega_c t + \varphi) \\
 &= \frac{1}{2} m(t) [\sin(\varphi - \theta) + \sin(2\omega_c t + \varphi + \theta)]
 \end{aligned}$$

这两个电压经过低通滤波器之后，变成：

$$v_5 = \frac{1}{2} m(t) \cos(\varphi - \theta)$$

$$v_6 = \frac{1}{2} m(t) \sin(\varphi - \theta)$$

上面这两个电压相乘后，得到在 d 点的窄带滤波器输入电压：

$$v_d = v_5 v_6 = \frac{1}{8} m^2(t) \sin 2(\varphi - \theta)$$

上式中， $(\varphi - \theta)$ 是压控振荡电压和接收信号载波相位之差。

将 $m(t) = \pm 1$ 带入 v_d 的表达式，并考虑到当 $(\varphi - \theta)$ 很小时， $\sin(\varphi - \theta) \approx (\varphi - \theta)$ ，则 v_d 的表达式变为：

$$v_d \approx \frac{1}{4} (\varphi - \theta)$$

电压 v_d 通过环路窄带低通滤波器，控制压控振荡器的振荡频率。此窄带低通滤波器的截止频率很低，只允许电压 v_d 中近似直流的电压分量通过。这个电压控制压控振荡器的输出电压相位，使 $(\varphi - \theta)$ 尽可能的小。当 $\varphi = \theta$ 时， $v_d = 0$ 。压控振荡器的输出电压 v_1 就是科斯塔斯环提取出的载波。它可以用来作为相干接收的本地载波。

此外，由 v_5 的表达式可见，当 $(\varphi - \theta)$ 很小时，除了差一个常数因子外，电压 v_5 就近似等于解调输出电压 $m(t)$ 。所以科斯塔斯环本身就兼具有提取相干载波和相干解调的功能。

为了得到科斯塔斯环法在理论上给出的性能，要求两路低通滤波器的性能完全相同，这在软件数字滤波器是容易实现的。此外，由锁相环的原理可知，锁相环在 $(\varphi - \theta)$ 值接近 0 的稳定点有两个，在 $(\varphi - \theta) = 0$ 和 π 处。所以科斯塔斯环法提取出的载频也存在相位含糊性。

5.4 程序设计思路

5.4.1 发送端设计

发送端，我们直接发送调制好的 2PSK 信号。由上述原理可知，当基带信号为 0 时，发送频率为 f_s ，参考相位为 φ_0 的载波信号；当基带信号为 1 时，发送频率为 f_s ，参考相位为 φ_1 ($\varphi_1 - \varphi_0 = \pi$) 的载波信号。

设 AD9361 工作的射频频点为 f_c ，调制载波的频率为 f_s ，则调制信号 2PSK 经过上变频到射频之后射频发送的信号频率应为 $f_0 = f_c + f_s$ 。若令 $f_s = 1\text{MHz}$ ， $f_c = 999\text{MHz}$ ，则射频输出信号中心频率应为 1GHz。参考代码如下：

```
samp_hex=dec2hex(20e6,8);  
freq_hex=dec2hex(999e6,10);
```

当基带信号为 0 时，我们需要发送频率为 $f_s = 1\text{MHz}$ ，参考相位 $\varphi_0 = 0$ 的正交调制载波信号。设 AD9361 的采样频率为 f_{samp} ，则在一个完整的载波周期中所包含的采样点的个数应为： $n = f_{\text{samp}} / f_s$ 。本实验中令 $f_{\text{samp}} = 20\text{MHz}$ ，则 $n = 20$ 。也就是说，我们需要产生 20 个 IQ 正交数据点才能恢复出一个完整的载波周期。

通常利用二进制双极性码（1 和 -1）直接键控载波产生 2PSK 信号。因此，当我们产生二进制码元之后，需要对其进行极性变换：

```
%-----产生随机数据帧，length=500-----%  
bit_trans = randint(1,bit_Num);  
  
%-----基带码元双极性变换-----%  
bit_tran2=bit_trans.*2-1;
```

在进行码元扩展和载波扩展之后，就可以进行键控调制了，具体就是将码元和载波相乘，得到 2PSK 已调信号。

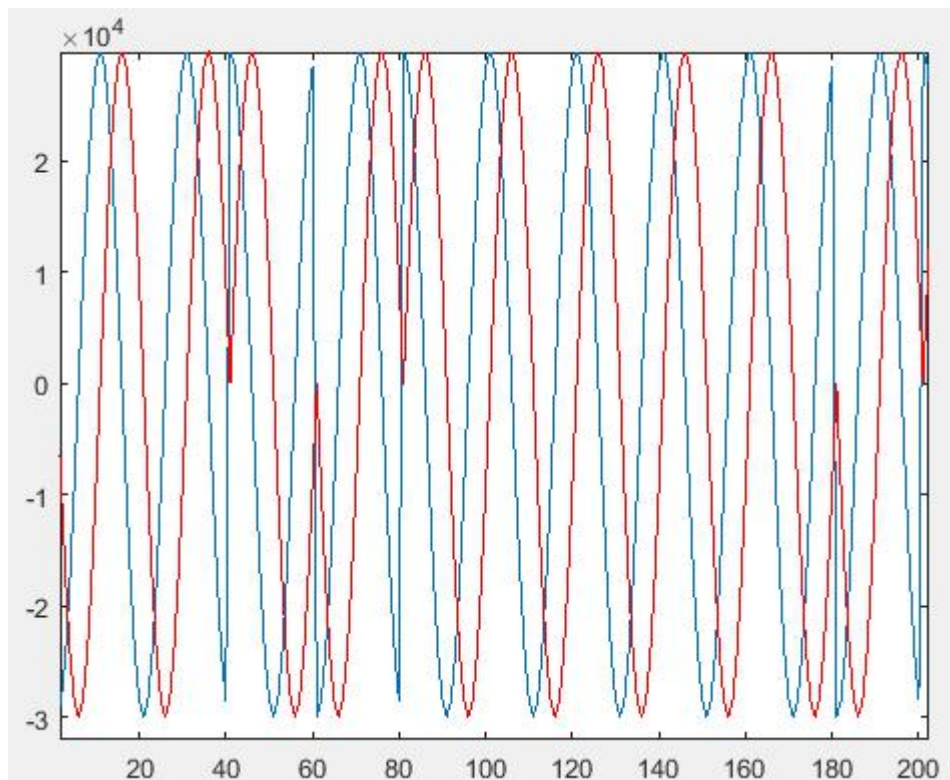


图 5-5 发送端已调 2PSK 信号

加入训练序列之后，即可发送数据了。

5.4.2 接收端设计

对于接收端，我们需要接收发送端的 2PSK 调制信号，因此 AD9361 的采样率和频点必须与发送端一致，即：

```
samp_hex=dec2hex(20e6, 8);
```

```
freq_hex=dec2hex(999e6, 10);
```

接收到的信号应该是两路正交的 IQ 正弦波信号，它们的频率为 1MHZ（本实验中为 a1 和 a2）。我们将数据帧送入科斯塔斯环路进行滤波处理。滤波器采用双线性变换法进行滤波器的设计。函数输出为滤波器处理后的值，也就是解调值。

直接将判决阈值设为 0 即可恢复信息。应当指出的是，由于 costas 本身的相位模糊性和 2PSK 的调制方式，解调效果会在一定程度上不太理想，可以通过信源编码解决相模糊的问题。这种模拟的相位调制方式并不是太实用，而且接收机对此数据的处理非常复杂，而且不符合数字接收机的一般原则。读者若有更好的实验方案，可以自己完善之。

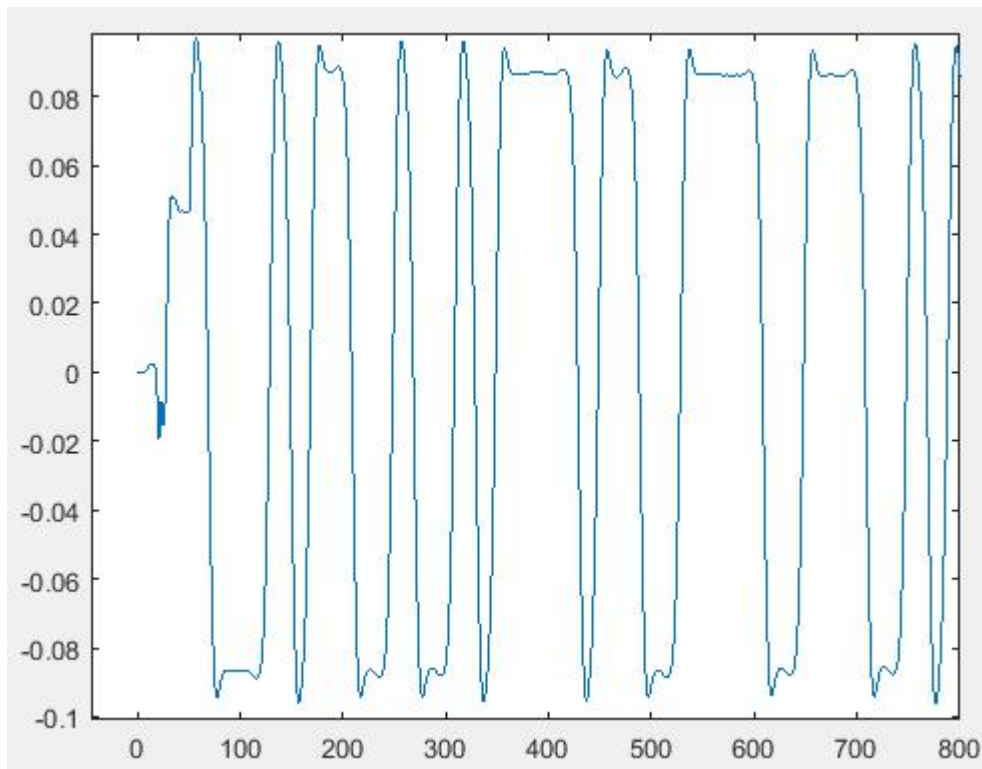


图 5-6 costas 环的滤波输出

5.5 实验步骤

1. 连接 YunSDR 设备，保证设备正常启动并且网络畅通
2. 运行发送端程序 tx_2PSK.m，当 matlab 命令行端显示“data transfer done”时，表明数据正常发送完毕。
3. 运行接收端程序 rx_2PSK.m，程序会显示接受到的 2PSK 调制信号和经过解调之后恢复出的原始基带信号。注意，由于滤波器的拖尾原因，我们会丢弃 2bit 的数据以获得最佳的解调码元。其中，cyc 显示接收数据次数，下方画出了帧同步曲线，原始基带信号和长度也示于上面，解调序列显示误码率和解调次数，可以看到 bit_err 为 0，解调完全正确。

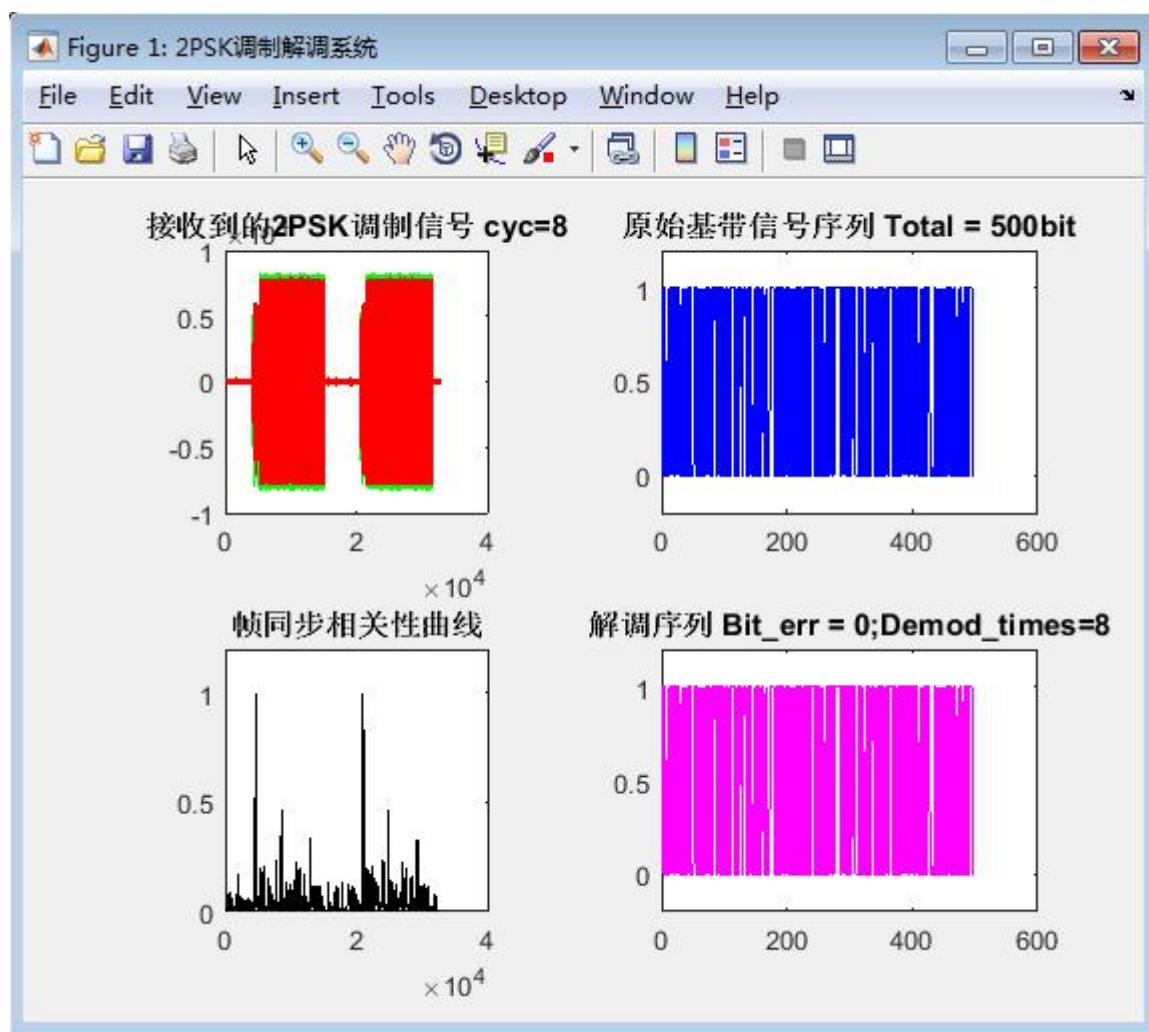


图 5-7 2PSK 调制解调系统

第 5 讲 4ASK 调制/解调

5.1 实验目的

1. 理解多进制数字调制的基本原理
2. 掌握 4ASK 的调制解调原理
3. 熟悉开发平台的开发流程

5.2 实验器材

YunSDR 一台，PC 机一台，Matlab2016a（或更高版本）

5.3 实验原理

5.3.1 多进制数字调制原理

带通二进制键控系统中，每个码元只传送 1b 信息，其频带利用率不高。而频谱资源是极其宝贵和稀缺的。为了提高频带利用率，最有效的办法是使一个码元传输多个比特的信息。这就是在这里将要讨论的多进制键控体制。多进制键控可以看做是二进制键控体制的推广。这时，为了得到相同的误码率，和二进制系统相比，接收信号信噪比需要更大，即需要更大的发射信号功率。这就是为了传输更多信息量所要付出的代价。关于多进制键控调制的信噪比情况，在此不作过多讨论，可以参考相关文件或书籍。

和二进制类似，基本的多进制键控也有 ASK、FSK、PSK、和 DPSK 等几种。相应的键控方式可以记为多进制振幅键控(MASK)、多进制频移键控(MFSK)、多进制相移键控(MPSK)和多进制差分相移键控(MDPSK)。下面以 4ASK 为例，讲解多进制振幅键控调制的原理和实现方法。

5.3.2 四进制振幅键控

利用基带多进制信号去键控载波，就可以得到 MASK 信号。我们做 4ASK 信号调制，相应的基带信号就为 4 进制基带信号，它有 4 种幅度（0, 1, 2, 3），分别用两比特的 2 进制基带码元信号去映射，映射关系为：0→00, 1→01, 2→10, 3→11。下图给出了这种基带信号和相应的 4ASK 信号的波形举例。

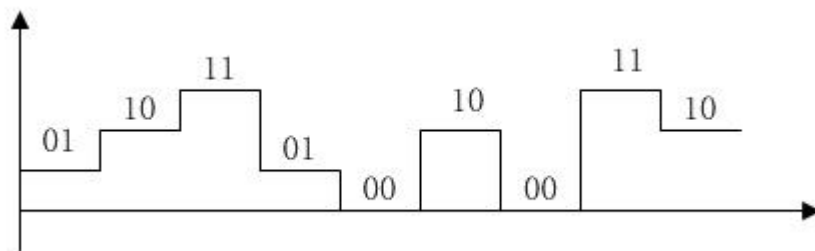


图 5-1 基带 4 电平码元信号

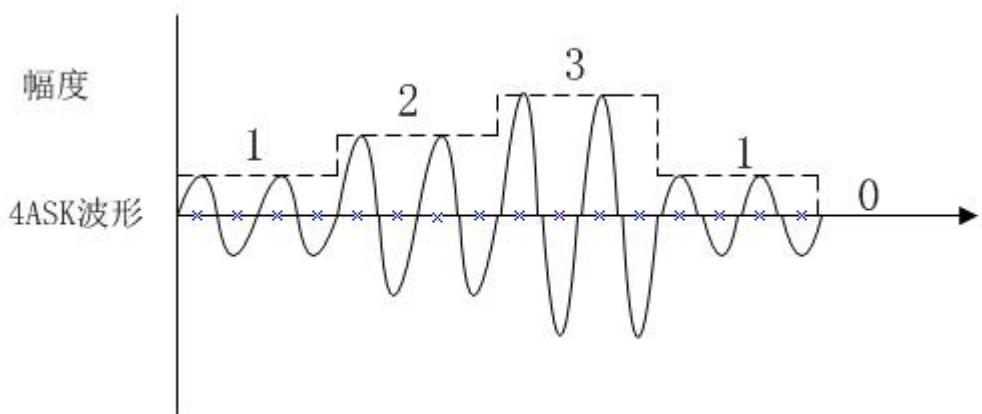


图 5-2 典型 4ASK 信号

图中的是 4ASK 信号，即 $M=4$ ，每个码元含有 $2b$ 的信息。多进制振幅键控又可以称之为多电平调制，它是 2ASK 的推广。和 2ASK 相比，这种体制的优点在于单位频带的信息传输速率高，即频带利用率高。

利用 4 种幅度的电平值去键控一个频率一定的正弦波信号，就可以得到最简单的 4ASK 调制信号，已调信号通过幅度的不同值来携带基带信号的码元信息，4ASK 信号就具有 4 种幅度，分别为 0,1,2,3。对于解调信号而言，根据幅值得不同就可鉴别判断出原始的信息序列。

奈奎斯特定律指出，在二进制下，对于基带信号，信道频带利用率最高可达 $2b/s.Hz$ ，即每 Hz 带宽每秒可以传输 $2b$ 的信息。按照这一准则，由于 2ASK 信号的带宽是基带信号的 2 倍，故其频带利用率最高是 $1b/s.Hz$ 。由于 MASK 信号的带宽和 2ASK 信号的带宽相同，故其频带利用率最高可以超过 $1b/s.Hz$ 。

5.4 程序设计思路

我们仍然以 1MHz 的正弦波作为载波调制信号。对产生的随机二进制码流进行编码，编码的思路是每两个比特作为一组，然后按照“00→0, 01→1, 10→2, 11→3”的映射规则，将二进制数据流映射为 4 种幅度。

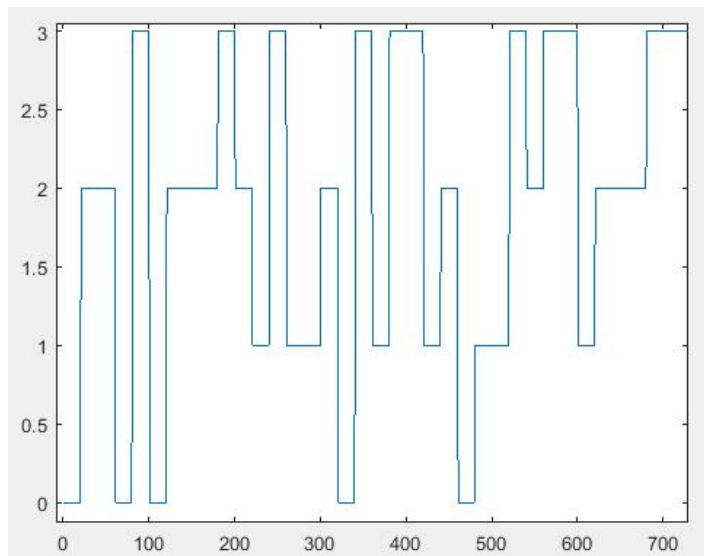


图 5-3 原始码流的映射

参考代码如下：

```
%-----产生随机数据帧，length=500-----%
```

```
bit_trans = randint(1,bit_Num);
```

```
%-----将数据分成奇偶两路
```

```
ak=bit_trans(1:2:end);
```

```
bk=bit_trans(2:2:end);
```

```
%-----数据映射-----%
```

```
%-----00-->0
```

```
%-----01-->1
```

```
%-----10-->2
```

```
%-----11-->3
```

```
m1=[];
```

```
for i=1:length(bit_trans)/2
```

```
    if((ak(i)==0)&(bk(i)==0))
```

```
        m=zeros(1,20);
```

```
    elseif((ak(i)==0)&(bk(i)==1))
```

```
        m=ones(1,20);
```

```
    elseif((ak(i)==1)&(bk(i)==0))
```

```
        m=2*ones(1,20);
```

```

else

    m=3*ones(1,20);

end

m1=[m1 m];

End
    
```

产生的载波长度应该是原始码流的一半，因为一个载波幅度代表两个比特信息。然后将信号与载波相乘，即可得到 4ASK 已调信号。

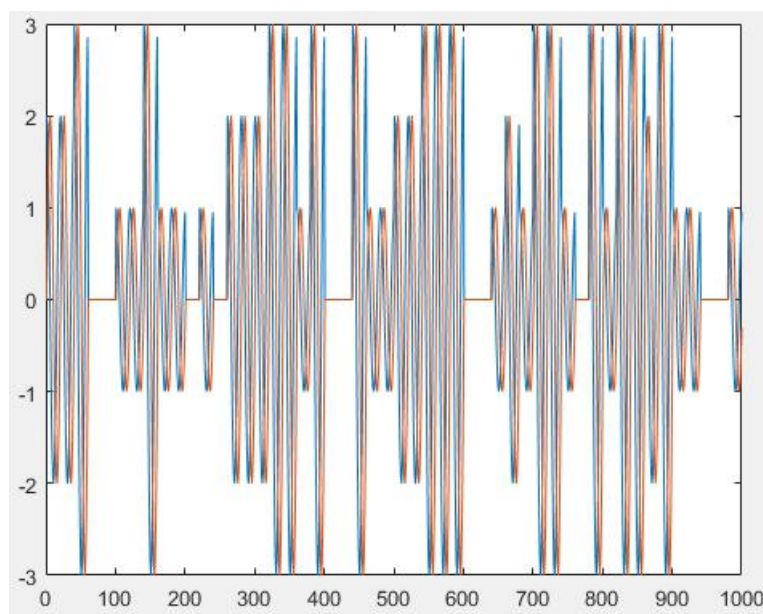


图 5-4 已调 4ASK 信号

对于接收端，进行帧同步之后的数据，对其进行取模判决即可。由下图所示，我们需要设计几个幅度判决阈值来进行正确的幅度识别，参考代码如下：

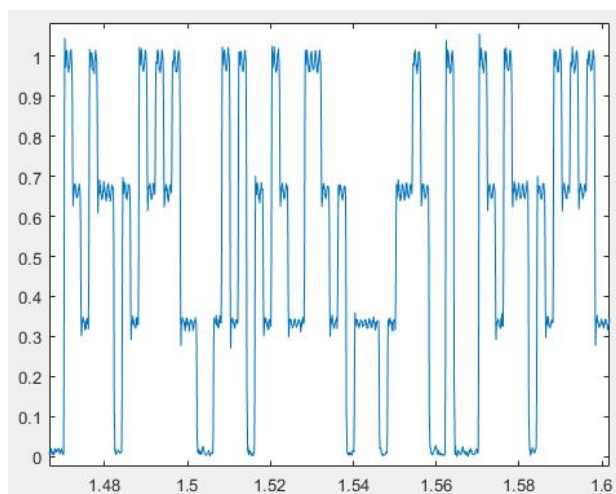


图 5-5 接收端 4ASK 信号取模之后


```

for i=1:length(receive_sig)

    if(receive_sig(i)>0.8);

        ans(i)=3;

    elseif(receive_sig(i)>0.5& receive_sig(i)<0.8)

        ans(i)=2;

    elseif (receive_sig(i)>0.2 & receive_sig(i)<0.5)

        ans(i)=1;

    else

        ans(i)=0;

    end

End
  
```

之后我们进行 20 点的数据抽取，进行解映射。解映射规则为：

“3->11, 2->10, 1->01, 0->00”。

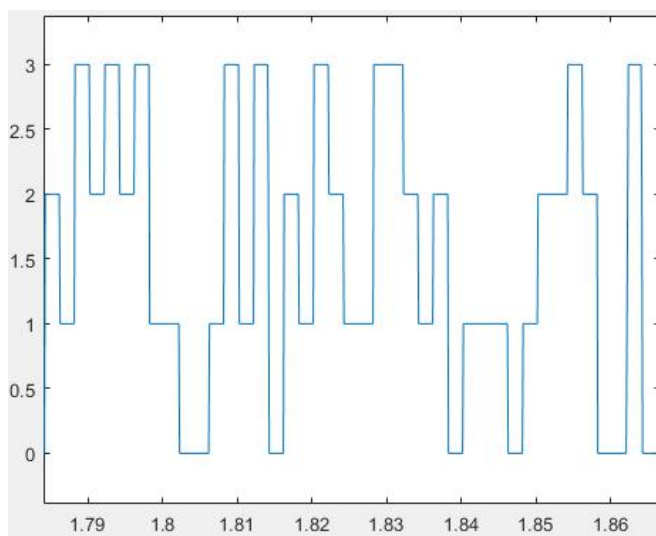


图 5-6 量化之后的 4ASK 信号

%-----每隔 20 个点抽取一个点作为解调信号-----%

```
re=ans(4:20:end);
```

%-----解映射-----%

%-----3-->11

%-----2-->10

%-----1-->01

5.5 实验步骤

1. 连接 YunSDR 设备，保证设备正常启动并且网络畅通
2. 选择 top_tx.m 中的数据源 source='4ASK'，运行发送端程序 top_tx.m，当 matlab 命令行端显示“data transfer done”时，表明数据正常发送完毕。
3. 选择 top_rx.m 中的数据源 source='4ASK'，运行接收端程序 top_rx.m 程序会显示接收到的 4ASK 调制信号和经过解调之后恢复出的原始基带信号。

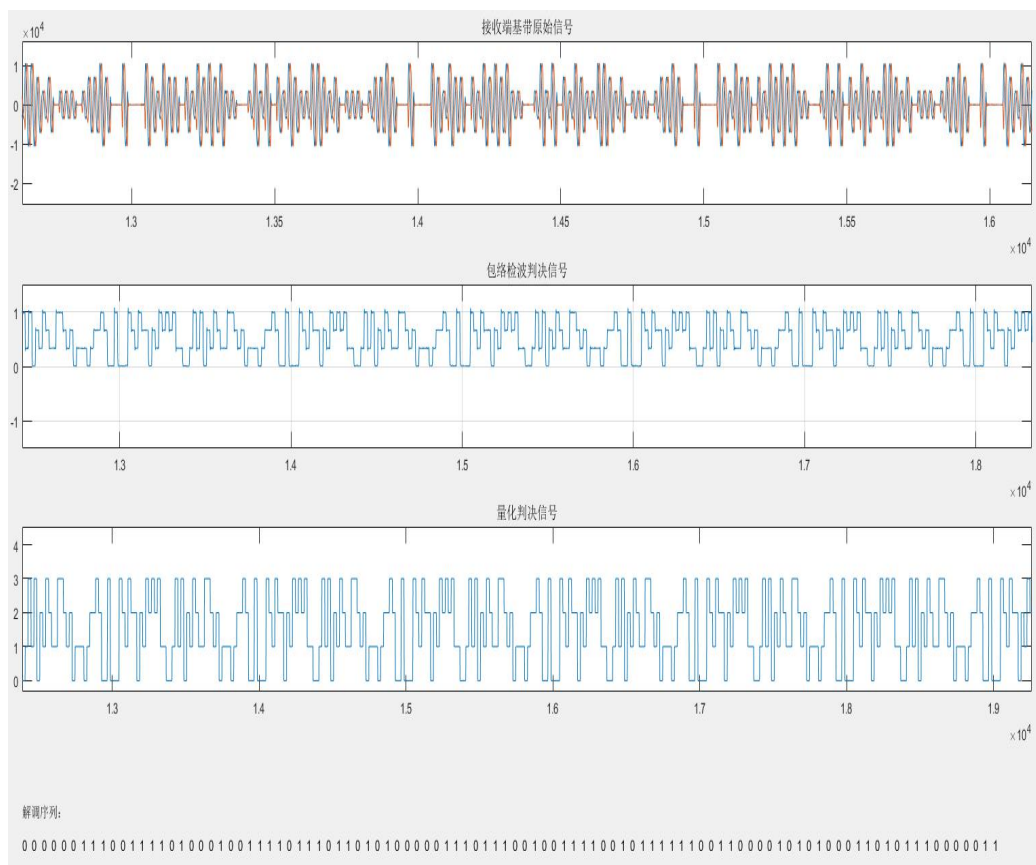


图 5-7 4ASK 调制解调系统

第 6 讲 全数字 QAM 调制/解调收发

6.1 实验目的

1. 理解 QAM 调制的一般原理
2. 掌握数字调制的一般流程
3. 掌握全数字接收机的设计方法
4. 理解同步的概念

5. 了解基于训练序列的帧同步算法、频偏估计算法、时域均衡

6.2 实验器材

YunSDR 一台、PC 机一台、matlab2016a 及以上

6.3 实验原理

典型的基于突发帧的单载波通信的收发框图如下所示：

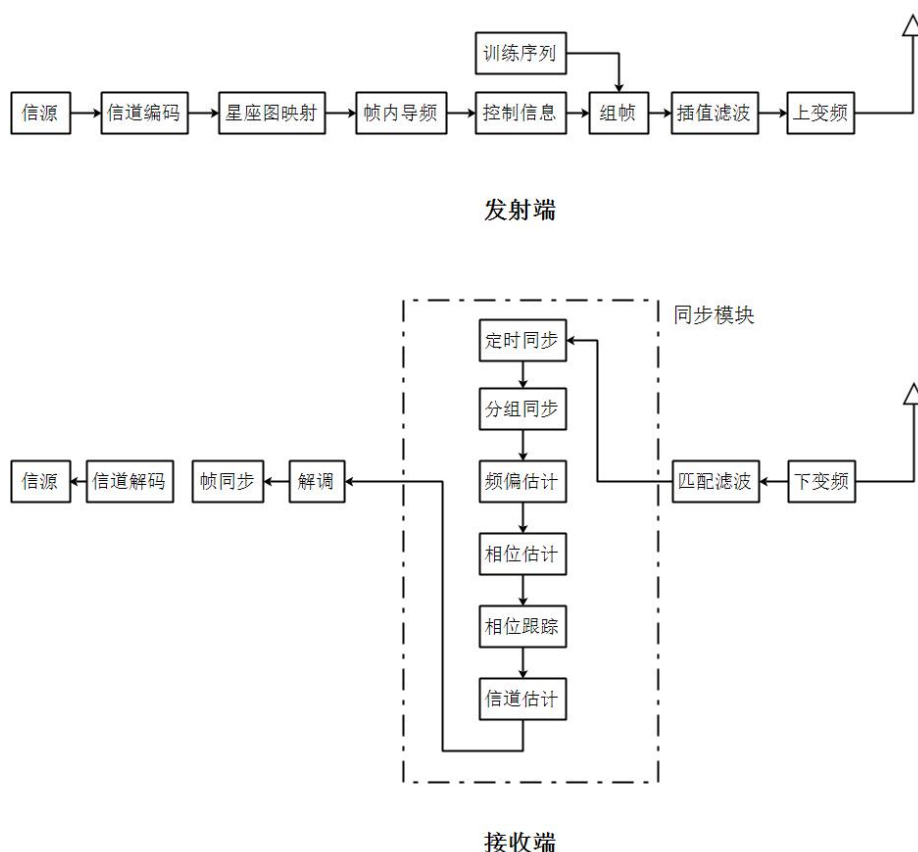


图 6-1 单载波通信基本框架

考虑一中简化的数字通信系统，它主要由发送端的基带成型滤波器、调制器、解调端的解调器、匹配滤波器、判决器等组成。将发送端已调制好的QAM信号 $s(t)$ 可以表示为：

$$S(t) = \text{Re}\{u(t)e^{j2\pi f_c t}\}$$

上式中 f_c 为载波频率， $u(t)$ 为等效低通信号， $u(t)$ 可以表示为：

$$u(t) = I(t) + jQ(t) = \sum_n (a_n + jb_n)g_T(t - nT)$$

上式中 a_n 是要传输的同相数字信号， b_n 是要传输的正交数字信号 ($a_n, b_n = \pm 1, \pm 3, \dots$)，

$g_T(t-nT)$ 是发送端基带成型脉冲响应的波形。

QAM 调制信号经理想带限信道传输后，到达接收端，接收端接收的信号 $r(t)$ 为：

$$\begin{aligned}
 r(t) &= S(t-\tau) \\
 &= \text{Re}\{u(t-\tau)e^{j\phi}e^{j2\pi f_c t}\}
 \end{aligned}$$

上式中 τ 为信道延时， $\phi = -2\pi f_c \tau$ 是因信道传输延时产生的相位差。在解调器数学模型中忽略了加性高斯白噪声和符号间的交叉串扰。

在解调器中采用下变频方法如下图所示。首先是将接收信号 $r(t)$ 与两个本地正交参考载波相乘，再经低通滤波器，可得到两个基带信号 $r'_I(t)$ 和 $r'_Q(t)$ 。

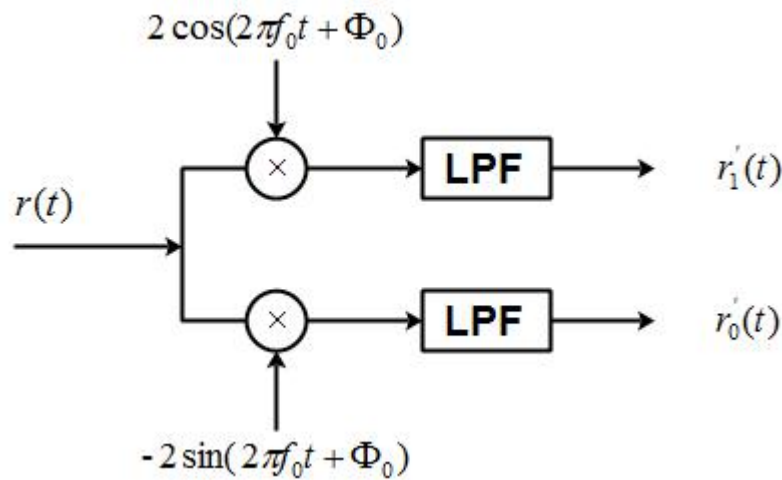


图 6-2 下变频示意图

当采用正交的本地参考载波对接收信号进行下变频时，本振频率 f_0 和发送端的载波频率 f_c 有可能不完全相同，而是存在一个频率偏差 $\Delta f = f_c - f_0$ ，这个频率偏差叫做载波频差。假设低通滤波为理想特性，可以使低频信号无失真通过，则低通输出信号可以表示为：

$$\begin{aligned}
 r'_I(t) &= \text{LPF}[(I(t-\tau)\cos(2\pi f_c(t-\tau)) - Q(t-\tau)\sin(2\pi f_c(t-\tau))) \times (2\cos(2\pi f_0 t + \phi_0))] \\
 &= I(t-\tau)\cos\theta(t) - Q(t-\tau)\sin\theta(t) \dots\dots\dots(1)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 r'_Q(t) &= \text{LPF}[(I(t-\tau)\cos(2\pi f_c(t-\tau)) - Q(t-\tau)\sin(2\pi f_c(t-\tau))) \times (-2\sin(2\pi f_0 t + \phi_0))] \\
 &= Q(t-\tau)\cos\theta(t) + I(t-\tau)\sin\theta(t) \dots\dots\dots(2)
 \end{aligned}$$

式(1)和(2)中的 $\theta(t) = 2\pi\Delta f t + \phi - \phi_0$ ，可以看出由于频率偏差和相位偏差不仅造成了期望

信号的功率减小 $\cos^2 \theta(t)$ ，而且导致了正交交叉串扰，由于 QAM 信号中 I、Q 分量的平均功率水平相似，所以很小的相位偏差就可导致系统的性能下降。将上两式联合，并另 $r'(t) = r'_I(t) + jr'_Q(t)$ ，可得到：

$$r'(t) = u(t - \tau)e^{j\theta(t)}$$

假设收发两端匹配滤波器的冲击响应的卷积 $h(t) = g_T(t) \otimes g_R(t)$ 为升余弦滚降滤波器，满足奈奎斯特第一定律，则 $r'(t)$ 经过匹配滤波器滤波后输出的信号 $x(t)$ 可以表示为：

$$x(t) = e^{j\theta(t)} \sum_n (a_n + jb_n)h(t - nT - \tau)$$

同理，如果采用数字方式表示，则可以得到接收信号为：

$$x(kT) = e^{j\theta(kT)} \sum_n (a_n + jb_n)h(kT - nT - \tau)$$

从接收信号 $x(t)$ 和 $x(kT)$ 的表达式可以看出，该解调器接收到的信号值除包括发送信号 $a_n + jb_n$ 外，还有干扰因素 (θ, τ) ，所以必须通过后继的数字信号处理算法来估计 $(\hat{\theta}, \hat{\tau})$ ，并用该估计值去补偿干扰因素 (θ, τ) ，使解调出来的信号与发送信号尽可能一致，这就是所谓的同步问题，可以称之为载波恢复和定时恢复，这也是信道估计最核心的两个方面。

6.4 发送端搭建

6.4.1 信道编码

根据《信息论与编码技术》的相关理论，为了对抗信道的突发和随机错误，需要使用到信道编解码。在许多实际信道中，出现的误码既不是单纯随机独立差错，也不是明显的单个突发差错，而是混合型差错。级联码就是最常用于纠正这类混合型差错的一种性能优良，高效的编码方式。

按照 NASA 1984 年给出的标准级联码系统，级联码的编码被分成外编码、交织编码和内编码三部分，其中外编码采用分组线性码，内编码采用卷积码。标准级联码系统框图如下：

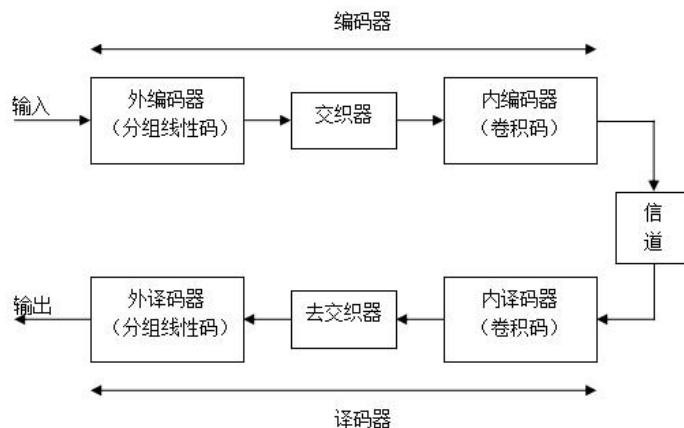


图 6-3 标准级联码系统框图

事实上，我们可以把系统框图中外编码器、交织器和内编码器三部分级联后的总体，看作一个级联码的编码器，同理，外译码器、去交织器和内译码器三部分级联后的总体构成了级联码的译码器。

本实验中，使用 RS(255,239)，一帧随机交织，卷积(2,1,7)的级联编码方案。

6.4.2 正交幅度键控(QAM)的基本原理

M-QAM 是一种多进制调制方式，随着 M 的增加，信号也发生变化。多进制数字调制中，在每个符号间隔内，可能发送的符号有多种。实际应用中，通常取（为大于 1 的整数）。当携带信息的参量分别为载波的幅度和相位时，即为（M-ASK, M-PSK）。因为 M 进制的数字调制中，每个符号可以携带比特的信息，因此当信道频带受限时可以使信息传输率增加，从而提高了频带利用率。其代价是增加信号功率和实现上的复杂性。

单独使用幅度和相位携带信息时，不能最充分地使用信号平面。例如 M-ASK 时，矢量端点在一条轴上分布，M-PSK 时，矢量端点在一个圆上分布，随着 M 的增大，点间的最小距离也随着减小，这样给信号的解调判决带来很大的不便。如果将这些点重新分布，尽可能多的利用整个平面，则可以在不减小最小距离的情况下增加矢量的数目。M-QAM 调制就是基于这样的要求产生的一种更为高效的多进制调制方式。它是以牺牲其抗干扰性来获得高频带利用率的，电平数越大，信号星座点数越多，其抗干扰性能也越差。下面我们以 16QAM 为例，详细分析这种信号的基本原理。

16QAM 是正交移幅键控的一种调制方式，有很高的频道利用率。正交移幅键控信号是一种载波键控信号，它有同相和正交两路载波，以幅度键控方式独立地传送数字信息。它的复包络可以写成：

$$u(t) = x(t) + jy(t)$$

其中, $x(t)$ 、 $y(t)$ 是多电平基带信号, 它们所带的数字信息是独立的, 这是正交幅度键控区别于多相移相键控和连续相位键控的一个主要特征。

若由四电平正交调幅形成幅度键控信号, 其等效基带信号在复平面上的数目为 16, 称为 16QAM(16 个信号状态)。图 1 是 16QAM 信号矢量端点图, 图中 16 个信号状态排成 4x4 方阵, 每点表示一种状态, 每一状态为一矢量(包括幅度与相位)。由图可见共有三种不同的幅度(标量)和 12 个不同的相位(每个象限有 3 个)。

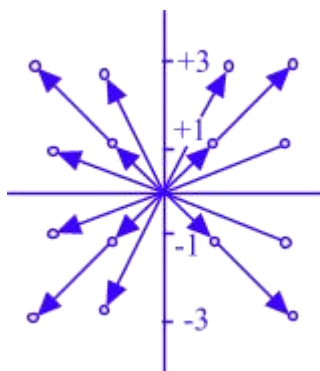


图 6-4 16QAM 的映射图示

16QAM 的每个码元由四个比特组成, 对应着相应的幅度和相位。其对应关系如下表所示。

表格 6-1 16QAM 编码表

| 00 | 01 | 10 | 11 | a_1a_2 b_1b_2 | |
|------|------|------|------|----------------------|----|
| +3 | +1 | -1 | -3 | X | Y |
| 0000 | 0100 | 1000 | 1100 | +3 | 00 |
| 0001 | 0101 | 1001 | 1101 | +1 | 01 |
| 0010 | 0110 | 1010 | 1110 | -1 | 10 |
| 0011 | 0111 | 1011 | 1111 | -3 | 11 |

按照表中的方法, 类似的可以得到 32QAM、64QAM、256QAM 的电平转换对应表, 在此不在赘述。对于 32QAM 调制信号, 每个码元有 5 个比特组成。64QAM 调制信号, 每个码元有 6 个比特组成。256QAM 调制信号每个码元则由 8 个比特组成。

QAM 信号是一种联合幅度和相位的调制方式，其星座图排布也和其它一般调制信号的星座图不同，这对 QAM 信号的解调有一定的影响。在信号同步中的一些算法要求与 QAM 信号的星座图对称性等有着直接的关系。而且，QAM 信号的星座图排布对信号的性能也有一定的影响。通过对 M-QAM 信号星座图的优化设计，可以得到性能各异的 M-QAM 调制方案。

M-QAM 信号星座图有星型星座图，不均匀星型星座图和方型星座图三大类。下图分别绘出了 16QAM 的以上三种星座图。

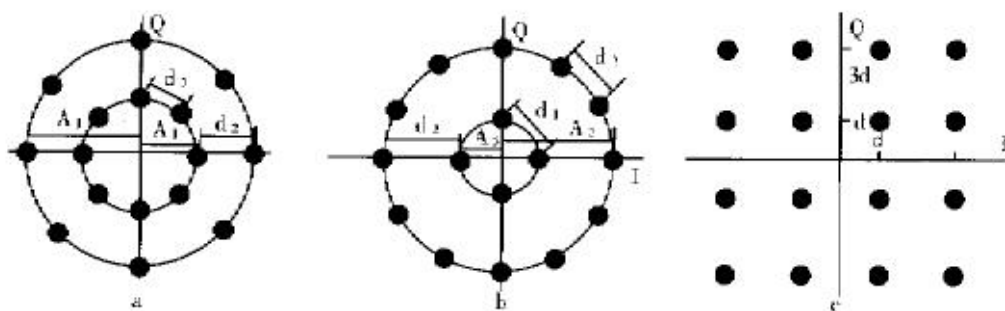


图 6-5 16QAM 信号典型星座图

在设计星型星座图时，当半径比 RR ($RR = A_2 / A_1$) 很大时，内环星座点上的欧几里德距离变小，而环间星座点上的欧几里德距离变大，因此在外环半径为定值的时候，总可以找到一个 RR ，使得星座图的最小欧几里德距离最大，从而提高系统的抗高斯白噪声的性能。

从几何角度上讲，当，即半径比 $RR=$ 时，星型星座图的最小欧几里德矩最大。而对于不均匀星型星座图，当的时候，即 RR 时，其最小欧几里德距离最大。下表给出了三种类型星座图的参数比较。

表格 6-2 三种星座图的参数比较

| 类型 | θ_{\min} | d_{\min} | γ |
|----------|-----------------|------------------|----------|
| 星型星座图 | 45° | $0.43\sqrt{E_0}$ | 1.7 |
| 不均匀星型星座图 | 30° | $0.59\sqrt{E_0}$ | 1.3 |
| 方型星座图 | 18° | $0.63\sqrt{E_0}$ | 1.8 |

首先，我们产生一组随机二进制序列，然后将其按照表的对应关系将其映射到 16QAM 的星座图上，这样就完成了 16QAM 的调制（矩形星座图映射），我们画出调制之后的数据示于下图：

16QAM 的每个星座点对应四个比特，哪个星座点代表哪 4 比特，叫做星座的比特映射。通常采用格雷码映射，其规则是相邻的星座点只差一个比特，任何一个点和相邻的左、右、上、下（不一定都有）对应的格雷码只有一位不同。这样带来的好处是：在出现误码时错一个比特的概率高，而错多个比特的概率相对要低一些。

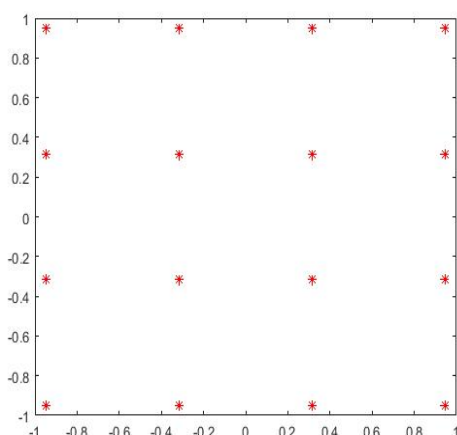


图 6-5 16QAM 调制星座图

输入的格雷码和 IQ 信号之间的映射关系表示于下表：

表格 6-3 I/Q 信号映射符号表

| S3S2S1S0 | IQ 信号 | S3S2S1S0 | IQ 信号 |
|----------|---------|----------|---------|
| 0000 | +3A,+3A | 1100 | +3A,-A |
| 0001 | +A,+3A | 1101 | +A,-A |
| 0011 | -A,+3A | 1111 | -A,-A |
| 0010 | -3A,+3A | 1110 | -3A,-A |
| 0110 | -3A,+A | 1010 | -3A,-3A |
| 0111 | -A,+A | 1011 | -A,-3A |
| 0101 | +A,+A | 1001 | +A,-3A |
| 0100 | +3A,+A | 1000 | +3A,-3A |

表中， $A=\sqrt{10}$ ，为 16QAM 的归一化因子。在使用星座图映射时需找出刻度因子，将能量归一化到 1。星座图中，点到原点的距离代表的物理含义是：这个点对应信号的能量，离原点越远，意味着此信号能量越大。相邻两个点的距离称为欧氏距离，表示的是这种调制所具有的抗噪声性能，欧氏距离越大，抗噪声性能越好。而星座图中最近的距离与解调误码率有很密切的关系，很明显，加大发射功率就能加大此最小距离。为了比较各个星

座图的好坏，我们需要将其能量归一化。

现考虑 16QAM 的情况，取值为 $\{\pm 1 \pm j, \pm 1 \pm 3j, \pm 3 \pm 1j, \pm 3 \pm 3j\}$ 。从其星座图可以看出：

- 星座点数量和类型在四个象限相同，因此可在一个象限计算平均能量，即用 4 个点计算平均功率替代 16 个点的计算。
- 实部和虚部采用相同的符号，因此能量的实部和虚部分量相同。
- 对每个象限，每个符号的分量在实轴和虚轴投影有两次重叠。

于是，可以用一个象限的符号实部分量的功率来简化计算：

$$\begin{aligned}
 E_{16QAM} &= E\{|\alpha_{16QAM}|^2\} \\
 &= E\{\text{Re}|\alpha_{16QAM}|^2\} + E\{\text{Im}|\alpha_{16QAM}|^2\} \\
 &= 2 * E\{\text{Re}|\alpha_{16QAM}|^2\} \\
 &= 2 * 1/4(2 * (1^2 + 3^2)) = 10
 \end{aligned}$$

因此，16QAM 星座图归一化因子为 $\sqrt{10}$ ，可保证其所有符号的能量是 1。

对于 64QAM，有：

$$\begin{aligned}
 E_{64QAM} &= 2 * E\{\text{Re}|\alpha_{64QAM}|^2\} \\
 &= 2 * 1/16 * (4 * (1^2 + 3^2 + 5^2 + 7^2)) = 42
 \end{aligned}$$

其归一化因子为 $\sqrt{42}$ 。

一般的，我们有：

$$E_{MQAM} = \frac{2}{3}(M-1)$$

其中，M 为调制阶数。对于 BPSK、QPSK、16QAM、64QAM，M=2, 4, 16, 64。

6.4.3 训练序列

数据辅助式同步算法需要发送训练序列，帮助接收端进行参数估计，获取同步信息，这类算法牺牲了一定的传输效率，但是其算法实现相对简单，而且在低 SNR 情况下估计性能比较优良，使其得到了广泛应用。

对于训练序列的特性，要求其自相关性良好，互相关特性尽可能小，最好接近于 0，易于产生、复制和控制。通常采用伪随机序列，我们选用最基本也是最常用的伪随机序列 m 序列作为训练序列，它是最长线性移位寄存器序列的简称，下面对其进行详细介绍。

m 序列具有优良的自相关特性，利用移位寄存器能简便地进行产生和复制，并且在其基础上还能构造其他的伪随机序列，因此在扩频通信和码分多址技术中都有广泛应用。m 序列是多级移位寄存器通过线性反馈产生的最长的码序列，若移位寄存器级数为 n ，m 序列的长度为 $2^n - 1$ 。

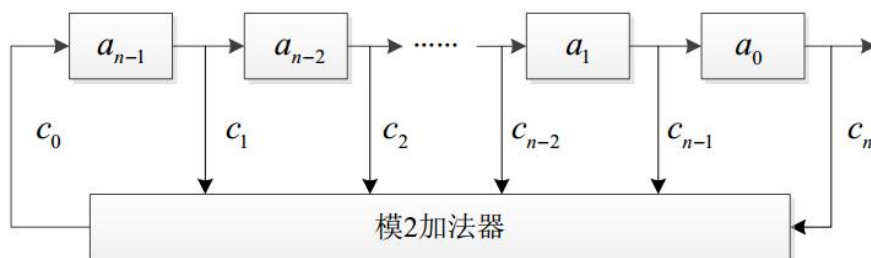


图 6-6 n 级线性反馈寄存器结构

上图是 n 级线性反馈寄存器结构， c_i 为反馈系数，1 表示连接，0 表示断开，它决定了序列的周期， a_i 为移位寄存器的状态，上图产生的序列值为：

$$a_i = c_0 + c_1 a_{i-1} + c_2 a_{i-2} + \dots + c_n a_i$$

调整 c_i 的状态，当产生的序列周期达到 $2^n - 1$ 时，则为 m 序列。

m 序列具有如下性质：

- (1) 0-1 分布特性。m 序列中 ‘1’ 的个数为 2^n ，‘0’ 的个数为 $2^n - 1$ ，这是码的平衡性；
- (2) 移位可加性。m 序列循环移位后和其本身进行模 2 加运算，所得结果仍是 m 序列；
- (3) 游程特性。m 序列一个周期内有 2^{n-1} 个元素游程，其中码元 ‘0’ 的游程和 ‘1’ 的游程相同，它们各占一半，这便是 m 序列的游程平衡特性。

本实验中，选择长度为 127 的 m 序列作为训练序列，进行接收端的分组同步和载波同步。下图是训练序列的相关性。

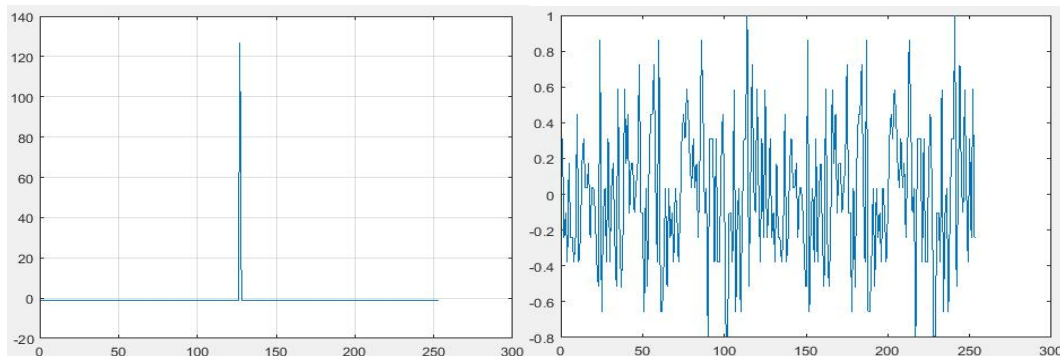


图 6-7 训练序列自相关和互相关特性

为了在接收端能够对载波相位进行跟踪，我们在发射端使用常数导频块，即每隔 100 个数据调制符号插入 4 个全 1 映射的 BPSK 调制符号，然后在接收端利用本地导频实现对相位的跟踪。

6.4.4 插值与成型滤波

多速率信号处理就是对原始采样序列再次以不同的速率进行采样，其中，抽取理论和内插理论是非常重要的两个方面，当采样后的速率低于原始采样速率时，即为抽取过程，反之，当采样后的速率高于原始采样速率时，即为内插过程。

I 整数倍内插是指在两个原始抽样点之间插入 (I-1) 个零值的过程。若设原始抽样序列为 $x(m)$ ，则内插后的序列 $x_i(n)$ 为：

$$x_i(n) = \begin{cases} x(n/I), (n = 0, \pm I, \pm 2I, \dots) \\ 0, \text{其它} \end{cases}$$

内插器并不是简单的序列间插零，它要求把插零后的序列经过某种变换，恢复成原序列形状。一个完整的内插器包括插零和滤波两部分，如下图示，图中， $\uparrow I$ 表示 I 倍内插， $H(Z)$ 表示滤波器。

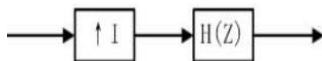


图 6-8 内插器模型

内插器的作用如下：

a. 提高了信号的输出采样率，同时，提高原始信号的时域分辨率。对内插后的序列进行傅里叶变换，可得到它的频谱，为原始序列的频谱经 I 倍压缩后的频谱，由于它们均为周期性的，所以中不仅含有的基带成分，也含有其频谱大于的高频分量。为了能够正确的恢复原始低通信号，必须对内插后的数据进行低通滤波，以滤除高频镜像干扰。所以，

内插器结构图中的 $H(Z)$ 为低通滤波器。插零后的序列经低通滤波后，原来插入的零值点变成了原抽样序列 $X(M)$ 的准确内插值，原始信号的时域分辨率得到了提高。

b. 可以提高输出信号的频率，起到上变频作用。

上变频就是将基带信号调制为射频或中频的过程。假设原始信号的采样率为，经过 I 倍内插后，采样频率提高为 I ，则信号的最高频率也就可以提高 I 倍。

如果以矩形脉冲的波形作为传输码型，因为它在时域上受限，所以在频域上是无限延伸的，但实际频带是带限的，因此接收端的波形会与发射端的不同。根据单个脉冲无失真传送的条件，发送信号是频域受限的，它在时域上是无限延伸的。根据奈奎斯特第一准则，升余弦滚降信号满足抽样无失真的条件。为了在接收端的抽样时刻能够得到最大的信噪比，需要对接收的信号进行匹配滤波，所以在本实验中，将升余弦滚降滤波器分成两个相同的平方根升余弦滚降滤波器，一个在发送端作为成型滤波，一个在接收端作为匹配滤波器。下面简单介绍平方根余弦滤波器。

平方根升余弦滤波器具有以下定义的理论函数：

$$H(f) = \begin{cases} 1 & \text{当 } |f| < f(1-\alpha) \\ \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sin \frac{\pi}{2f_N} \left(\frac{f_N - |f|}{\alpha} \right) \right]^{\frac{1}{2}} & \text{当 } f(1-\alpha) \leq |f| \leq f(1+\alpha) \\ 0 & \text{当 } |f| > f(1+\alpha) \end{cases}$$

其中： $f_N = \frac{1}{2T_s} = \frac{R_s}{2}$ 是奈奎斯特频率， α 是滚降系数。

平方根升余弦滤波器的冲击响应如下：

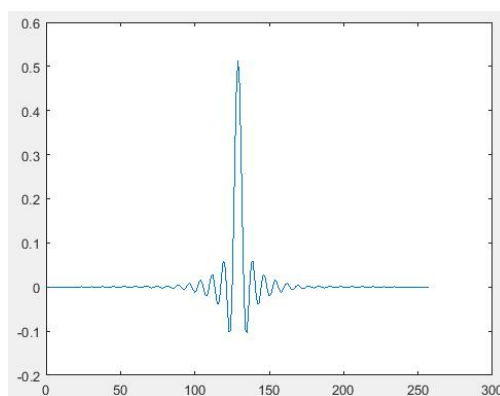


图 6-9 平方根升余弦滤波器的冲击响应曲线

经过该步骤处理后，2 路 QAM 符号如下图所示：

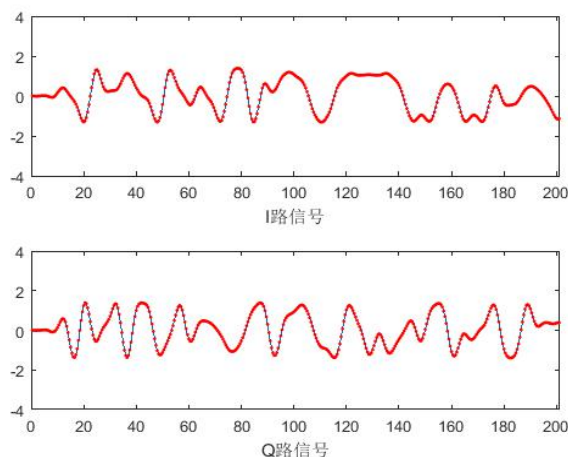


图 6-10 通过低通滤波器后两路信号波形图

上图所示信号进行 DTFT 变换后的频域波形如下图所示。从图中可以看出，经过低通滤波器后，频域中高频部分被滤除掉，保留了低频的信号。

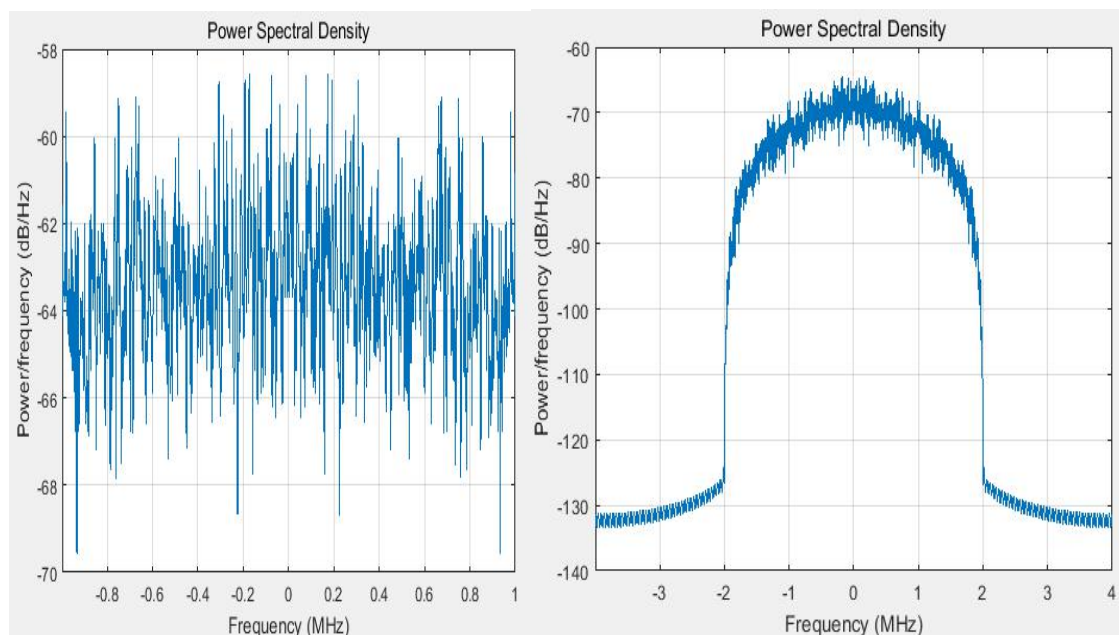


图 6-11 通过低通滤波器后两路信号频谱图

6.5 接收端搭建

全数字接收机是采用独立振荡于固定频率的高稳定度时钟，对接收机收到的信号进行采样和解调处理、载波相位误差和符号同步定时误差的消除以及信号的判决等工作全部由采样后的数字信号处理器来完成。这种方式不需要将载波误差信号反馈到混频器进行调整，简化了接收机的前端设计，并可以在不采用复杂的补偿技术情况下，通过算

法精确消除各种失真，使接收机性能达到最优。全数字接收的设计涉及到许多新技术的研究以及验证，其中同步技术是数字接收机中的最关键的技术。

连续信号传输形式是指信号传输在很长的时间内不间断，如地面微波通信系统、卫星通信系统、常规的短波数传等。对于连续信号的通信系统，同步的获取时间相对而言可以忽略，因此其同步技术多采用反馈(Feedback—FB)同步技术，这是因为 FB 同步结构中的锁相环具有良好的跟踪性能，利用环路滤波器可以基本消除定时抖动现象，使得处理损耗较小。

突发信号传输是指信号利用若干不连续的短时间片发送信息。在某些情况下，连续模式通信系统的性能不能让人满意，较多的系统采用突发传输模式。由于每一突发帧都很短，故可以认为在一帧的时间内信道参数是恒定的，这将有助于系统性能的提高。在突发模式下，全数字接收机的设计比连续模式相对复杂，需要考虑的问题也更多：由于信号的持续时间较短，定时同步入锁时间必须尽可能短。传统的锁相环等反馈控制算法捕获时间远远超过了最佳线性相位估计所要求的最小值，无法快速进行参数估计。为了满足突发系统对同步时间的苛刻要求，通常采用前馈同步算法。参数估计算法通常分为非数据辅助式和数据辅助式两种。非数据辅助式算法，无需发送同步所需的训练序列（Preamble），属于盲估计的范畴，一般比较复杂。数据辅助式算法需要发送训练序列，帮助接收端进行参数估计，获取同步信息，这类算法牺牲了一定的传输效率，但是其算法实现相对简单，而且在低 SNR 情况下估计性能比较优良，使其得到了广泛应用。

根据发端所设计的帧结构，对接收端的具体流程描述如下：

- 1) 对接收到的 RF 信号进行正交解调和匹配滤波，得到复包络信号；
- 2) 使用 Gardner 位定时同步算法进行定时同步跟踪，进行最佳采样点的过采样；
- 3) 利用前导信号进行串行相关性搜索，同时完成分组同步和帧同步；
- 4) 利用帧信号的开始部分进行频偏盲估计，即对信号的幅值平方，再求自相关函数，并进一步估计频偏值；
- 5) 进行频偏补偿；
- 6) 利用训练序列对信号进行初始相位估计与补偿；
- 7) 利用帧内导频估计相位偏移。具体操作是，对第一个数据帧首先进行解调，然后利用第一个帧内导频进行相位估计，再对第 2、3 个数据帧进行相偏补偿。接着利用第

2 个导频的相位估计结果对第 4、5 个数据帧进行相位补偿，如此往复，达到相位跟踪的目的；

8) 进行信道估计，即时域信道均衡；

9) 解调

10) 信道译码

11) CRC 校验

目前，对 QAM 信号的解调方法很多，其主要方法有以下三种：

a. 模拟相干解调: QAM 解调器接收调制模拟信号，从模拟信号中恢复出载波和定时信号;再用同相和正交的两个载波信号与接收的模拟调制信号相乘，经模拟低通滤波器滤波后得到基带信号;然后用定时信号控制采样器对基带信号采样、判决、数字化，就可以恢复出所传输的数字系列。

b. 数字相干解调: QAM 解调器首先对接收的调制模拟信号采样并数字化;然后从数字信号中恢复出载波和定时信号;再用同相和正交的两个载波信号与数字化的调制信号相乘，经数字低通滤波器滤波后得到数字基带信号;恢复的定时信号用于反馈控制采样器，因此能得到无定时偏差的数字系列。

c. 全数字解调:解调器首先对接收的调制模拟信号采样并数字化，其采样时钟振荡于固定频率，不需要后继的数字信号处理部分提供振荡控制信号;A/D 变换后的数字信号与同样振荡于固定频率的两个正交载波信号相乘，经数字低通滤波器滤波后得到数字基带信号，不过这个基带信号可能存在定时误差和载波相位误差;然后对该数字基带信号进行处理以补偿定时误差和载波相位误差，就可以得到所传输的数字信号系列。

分析以上描述的三种 QAM 信号的解调方法的实现情况:模拟相干解调是用模拟器件实现。首先，系统的整体性能对模拟器件的多种非理想情况很敏感，如模拟滤波器相位失真、放大器及混频器的非线性等，为保证系统性能，需要增加许多辅助电路，这使系统构成相当困难，且成本很高。其次，模拟器件构成的通信系统体积大、功耗大、测试不便、易出故障，也不能满足智能化处理的要求，而且同相(I)、正交(Q)两路模拟通路参数不一致容易造成系统性能变差。此外，对于传统模拟接收机，通常采用锁相环(PLL)技术实现载波同步，需要提取载波误差去控制压控振荡器(VCO)，才能正确恢复载波，而锁相环路中环路滤波器参数的调整是很麻烦的，尤其是对于一些高效的调制方式如 M-QAM, M-PSK, 它们对静态相位要求很严格，随着 M 的增加，锁相环的设计更加困难。

而且理论上根据锁相环锁定载波是有偏估计，理论分析也十分困难。所以采用全数字解调技术是 QAM 信号解调的主要发展方向。随着数字信号处理(DSP)芯片和 VLSI 技术以及数字信号处理技术的迅速发展，用数字化方法解调成为现实，数字相干解调和全数字解调均属于数字解调，其算法灵活，易于集成，体积小，可以克服模拟解调的诸多缺点。

全数字解调的本地参考载波和采样时钟都独立振荡于固定的频率，不需要象数字相干解调一样利用反馈进行同步，因而可以利用 VLSI 中的并行处理方式增加数字信号处理速率，从而可以处理更高速率的数据传输，适应于高速的数字通信系统。另外，全数字解调不需要将载波误差信号反馈到混频器进行调整，从而简化解调器前端设计，并可在不采用复杂补偿技术情况下，通过算法来精确消除各种失真，从而使解调器性能最优。

6.6 定时同步

数字通信对位同步的要求主要有两点：一是使收信端的位同步脉冲频率和发送端的码元速率相同；二是使收信端在最佳接收时刻对接收码元进行抽样判决。全数字接收机的特点是采用本地独立时钟对接收机信号采样，与传统数据通信接收机有较大的差别。传统接收机采用模拟域同步（一般采用锁相技术），如图 1-a，或者在数字域来控制模拟域实现同步，如图 1-b。而全数字接收机的同步方案完全是在数字域进行，模拟域与数字域完全分离，如图 1-c，这对设备的大规模生产和调试带来了很大的方便，同时也对全数字接收机的设计理论和方法带来了挑战。

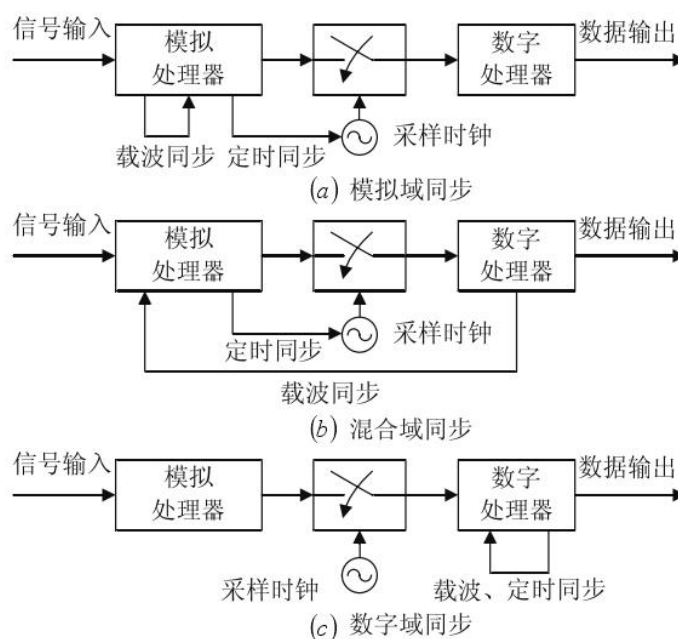


图 6-12 三种不同的同步方案

全数字接收机实现的重点是全数字解调器的设计,关键在于位定时偏差和载波相位定时同步算法设计误差的消除,以及全数字接收机的插值滤波问题,这些在传统的接收机是不存在的。传统的接收机利用符号同步的锁相环,根据符号时钟误差信号以前向或后向的方式控制压控振荡器相位的调整,直至锁相环稳定最后锁定在最佳采样点,直接得到最佳采样点的值。但在全数字接收机中,由于 A/D 采样的时钟是固定的,接收机的采样速率是发送的符号速率是相互独立的,最佳采样点的值不能通过直接采样得到。当抽样时钟与数据码元不同步时,需要在非同步的采样数据之间进行插值,来获得同步的信号样值。在全数字接收机中,通过定时误差估值控制的内插滤波器对得到的样本值进行插值运算,从而得到信号在最佳采样时刻的近似值。内插滤波器对全数字接收机的性能有重大影响。

全数字接收机的反馈式结构如图所示:

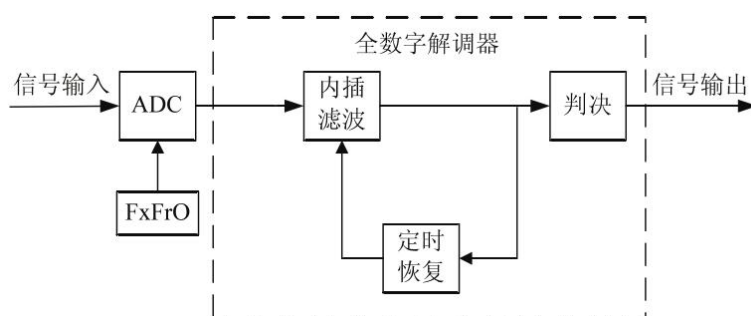


图 6-13 全数字接收机反馈式结构

其中定时恢复与载波恢复均采用了反馈结构,定时恢复电路获取位定时误差并通过内插滤波器实现同步调整;NCO 与数字乘法器构成数字混频电路;载波恢复电路获取载波相位误差,通过数字混频电路进行相位误差调整。定时同步与载波同步调整均利用反馈锁相环路进行误差的锁定与消除。

6.6.1 插值滤波原理

为了说明插值滤波器的原理,下图给出了插值滤波器的自适应速率转换模型。

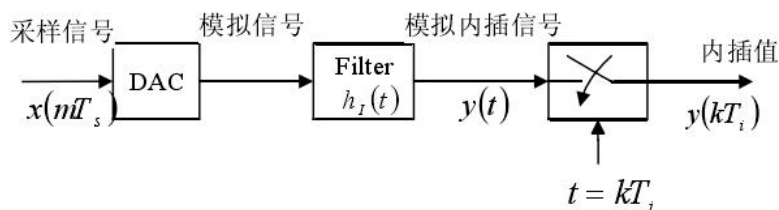


图 6-14 模拟滤波器的速率转换模型

数字信号 $x(mT_s)$ 经数模转换模块 DAC 后，得到一个模拟信号，通过一连续时间的模拟插值滤波器进行卷积运算，其冲击响应为 $h_1(t)$ ，滤波器的输出式为：

$$y(t) = \sum_m x(mT_s)h_1(t - mT_s)$$

显然， $y(t) \neq x(mT_s)$ ，在 $t = kT_i$ 时刻重采样 $y(t)$ ，其中 T_i 与信号的符号速率 $1/T$ 同步。一般情况下， T_i/T_s 是无理数，采样速率与符号速率不匹配。

经过插值、重采样后的数据形式如下：

$$y(kT_i) = \sum_m x(mT_s)h_1(kT_i - mT_s)$$

此模型中包含了 DAC 和虚构的模拟滤波器。如果满足以下三个条件：第一，输入采样序列 $x(mT_s)$ ；第二，插值滤波器的冲击响应 $h_1(t)$ ；第三，输入的采样时间 T_s 和输出的采样时间 T_i （ T_i 是未知的），上式可以采用全数字的方式进行实现。

设对上式的下标重新设置，恢复 m 为采样序列的下标，定义滤波器指针为：

$$i = \text{int}[kT_i] - m$$

其中， $\text{int}[z]$ 表示不大于 z 的最大整数。同时定义基本指针 m_k 和分数间隔 u_k 为：

$$m_k = \text{int}[kT_i / T_s], u_k = kT_i / T_s - m_k$$

其中 $0 \leq u_k < 1$ ，定时关系如下图所示：

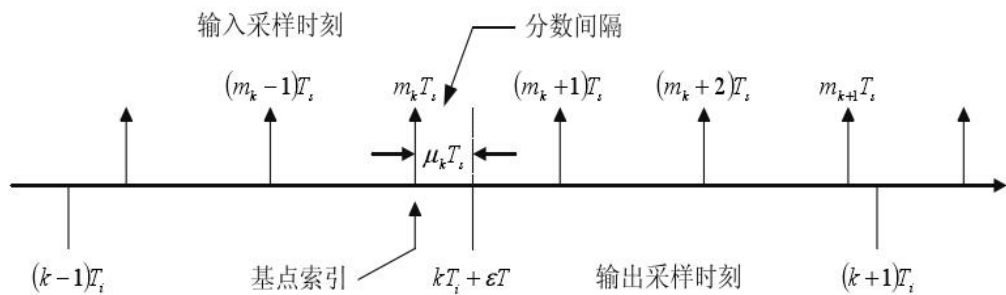


图 6-15 采样时间关系

根据上面推导可知， $m = m_k - i$ ， $kT_i - mT_s = (i + u_k)T_s$ ，且 $kT_i = (m_k + u_k)T_s$ 。这样可以推出数字插值的基本方程：

$$y(kT_i) = y[(m_k + u_k)T_s] = \sum_{i=I_1}^{I_2} x[(m_k - i)T_s] h_1[(i + u_k)T_s] \dots\dots\dots (*)$$

如果插值滤波器为有限冲击响应（FIR）滤波器，那么 I_1 和 I_2 是固定的，其阶数为 $I = I_2 - I_1 + 1$ 。基本指针 m_k 决定了第 k 次插值所需的采样值，分数间隔 u_k 决定了第 k 次插值所需的插值滤波器系数。

当 T_i 与 T_s 不匹配时，分数间隔 u_k 将为无理数，并且每次插值时其值都不同，如果 u_k 为无限精度，那么它将永远不会相同；相反，当趋向同步时， u_k 的变化将会非常缓慢，如果将 u_k 量化，很多次插值之后， u_k 将保持为一个常数。当 T_i 与 T_s 匹配但不相等时，定时环路稳定时， u_k 将为一系列的周期重复值。

以上分析了基于插值位定时恢复的基本原理，可以看出，要达到定时调整的目的，就要设法得到插值器的控制量 m_k 和 u_k 。

插值位定时环路中的插值控制器的结构如下图所示：

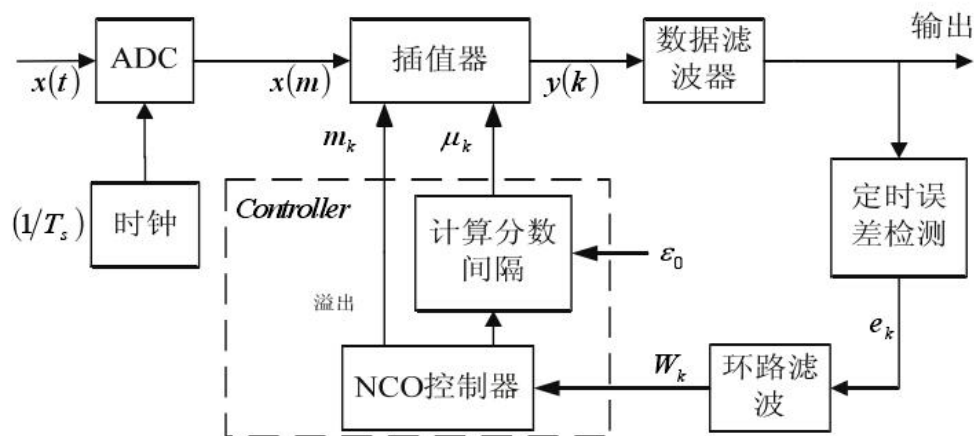


图 6-16 定时恢复电路

控制器主要由数控振荡器（NCO）和分数间隔计算器组成。NCO 的作用是溢出产生时钟，也即确定内插基点 m_k ，而分数间隔计数器用来计算 u_k ，提供给内插器进行内插。NCO 运行的平均周期为 T_i ，NCO 寄存器的溢出表明新的插值运算时刻，其插值数据为内插器的缓存值，所以 m_k 决定了插值需求的采样值。但求解过程中并不需要对 m_k 进行求解，需要提取的是 u_k 。分数间隔 u_k 可以通过 NCO 的寄存器值获得，原理如上图所示。

6.6.2 插值滤波的实现

滤波器是实现插值的根本，但插值滤波器在设计时，无需像常规滤波器设计那样要体现滤波器的系数，插值滤波器的目的是插值运算输出，无需真实地构建滤波器。在选择插值滤波器参数时，需要注意以下两点：第一，基本采样点数即参与运算的样点数应当是偶数；第二，要插值的点应当在基本采样点中间。其中前者是让滤波器具有线性相位，后者的约束是为了避免插值中的延时干扰。

对经典的多项式插值而言，偶数的基本样值点意味着奇次多项式。最简单的奇次样值点是一次的，提供两个样值点之间的插值即线性插值。线性插值作为最简单的多项式，对于许多解调器来说已经足够了。

典型的多项式插值是基于 N 点样本集的拉格朗日插值公式，即：

$$y(t) = \sum_{i=-N_1}^{N_2} C_i x(N_2 - N_1 - i)$$

其中， $C_i = \prod_{j=-N_1, j \neq i}^{N_2} \frac{t - t_j}{t - t_i}$ ，当 N 为偶数时， $N_1 = N/2$ ， $N_2 = N/2 - 1$ ，归一化得 $t = (i + u)T_s$ ，

则有下式成立：

$$h_1[(i + u)T_s] = c_i(u)$$

当 $N = 4$ 时，插值滤波器为立方插值滤波器，其系数分别为：

$$\begin{cases} C_{-2}(\mu) = \frac{(\mu+1)\mu(\mu-1)}{6} = \frac{1}{6}\mu^3 - \frac{1}{6}\mu \\ C_{-1}(\mu) = \frac{(\mu+1)\mu(\mu-2)}{-2} = -\frac{1}{2}\mu^3 + \frac{1}{2}\mu^2 + \mu \\ C_0(\mu) = \frac{(\mu+1)(\mu-1)(\mu-2)}{-2} = \frac{1}{2}\mu^3 - \mu^2 - \frac{1}{2}\mu + 1 \\ C_1(\mu) = \frac{\mu(\mu-1)(\mu-2)}{-6} = -\frac{1}{6}\mu^3 + \frac{1}{2}\mu^2 - \frac{1}{3}\mu \end{cases}$$

6.6.3 Gardner 定时同步算法

基于内插的 Gardner 算法的位同步法最早由美国学者 Floyd M. Gardner 提出，他指出在不改变采样时钟的前提下，可以通过对未达到同步的采样点进行插值而在输出端生成正确的判决码元，是一种不需要先进行载波同步的定时误差估计算法。该算法在信号中提取时钟而不是基于本地振荡时钟。其基本思想是：提取出相邻码元最佳采样点的幅度和极

性变化信息，再加上相邻码元过渡点是否为零这一信息，就可以从采样信号中提取出定时误差。算法运算比较简单，并且对每个数据符号仅需要两个采样点，其中两个采样点中的一个为该符号的峰值。这种算法主要用于同步的二进制基带信号，以及 BPSK 和 QPSK 通带信号（均衡的、非交错的），这些信号有大约 40~100% 的额外带宽。

Gardner 算法的提出是针对平衡 BPSK/QPSK 调制信号，采用三次多项式插值的 Farrow 结构线性内插滤波器和 NCO 环路控制原理，下图是 Gardner 算法的原理框图，由上面的原理框图我们可以看出内插位同步的组成原理。数据滤波器的作用是使输入信号的形状更加适合定时误差估计去计算时钟误差，形成信号脉冲来最大限度减少噪声的影响。数据滤波器可以放在环路中也可以如图放在环路外，对提取时钟没有什么影响。插值滤波器主要从采样序列中恢复出最佳采样值，是整个内插位同步系统的关键。假设采样周期为 T_s ，码元周期为 T 的数字序列 $X(mT_s)$ 。

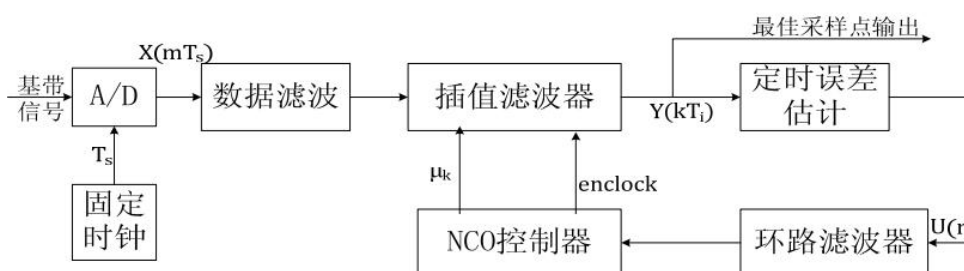


图 6-17 Gardner 算法原理框图

经内插后得到插值信号 $Y(kT_i)$ ， $T_i = T/k$ ， $T_i > T_s$ ， k 是一个小的整数， T_i 与发送端码元周期同步。其中定时误差检测器就是采用 Gardner 算法提取定时误差，一个符号只需要两个采样信号就可以得到定时误差，并且可以在两个样点之一的位置恢复出最佳采样信号值（最佳位于两点中间）。误差信号经过环路滤波器滤波处理后，送给 NCO 控制器，NCO 控制器就可以得出插值滤波器的工作时钟 $enclock$ （决定内插基点的位置）和分数间隔 μk （具体的插值位置和内插基点之间的时间间隔），反馈回插值滤波器控制内插的时序。

设基带经过匹配滤波器之后接收到的 IQ 信号为 $y_I(r)$ 和 $y_Q(r)$ ，则定时信息就从这些序列中获取。符号以时间间隔 T 同步地传输。序列中包含有每个符号的两个采样点，采样点在时间上与序列是一致的。一个采样点出现在数据的峰值时刻，另一个采样点出现在两个数据峰值时刻的中间时刻。

设用索引 r 表示符号数, 这样第 r 个符号的峰值就可以很方便的表示为 $y_I(r)$ 和 $y_Q(r)$ 。

为了形式上的统一, 把位于第 $(r-1)$ 个和第 r 个峰值之间的一对采样值表示为 $y_I(r - \frac{1}{2})$ 和 $y_Q(r - \frac{1}{2})$ 。

定时误差检测器对采样值进行运算, 并对每个符号产生一个差错值。定时误差信号在经过环路滤波器变得光滑之后, 供定时校正器使用。

根据 Gardner 的定时检测算法, 一个符号只需要两个采样点就可以得到定时误差, 并且可以在两个采样点之一的位置恢复出最佳采样点信号值。定时误差的计算表达式由下式给出:

$$u_t(r) = y_I(r - \frac{1}{2})[y_I(r) - y_I(r-1)] + y_Q(r - \frac{1}{2})[y_Q(r) - y_Q(r-1)]$$

电路实现原理如下图所示:

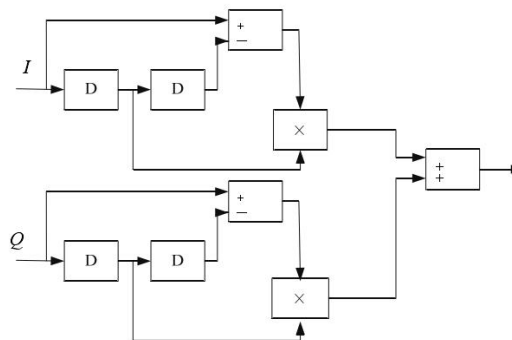


图 6-18 定时误差计算电路框图

由上式可得, 若定时超前, 无论第 r 和 $r-1$ 个样点的符号是相同还是相反, $u_t(r) < 0$; 若定时滞后, 则 $u_t(r) > 0$; 若定时准确, $y_I(r)$ 和 $y_I(r-1)$ 将对应最大采样值, $y_I(r - \frac{1}{2})$ 则正好采样到零点, 正交分量 $y_Q(r - \frac{1}{2})$ 也将如此, 此时, 定时误差 $u_t(r) = 0$ 。 $y_I(r)$ 和 $y_I(r-1)$ 异号或者 $y_Q(r)$ 和 $y_Q(r-1)$ 异号, 才能用上述误差公式。这些同步关系可以用下图表示:

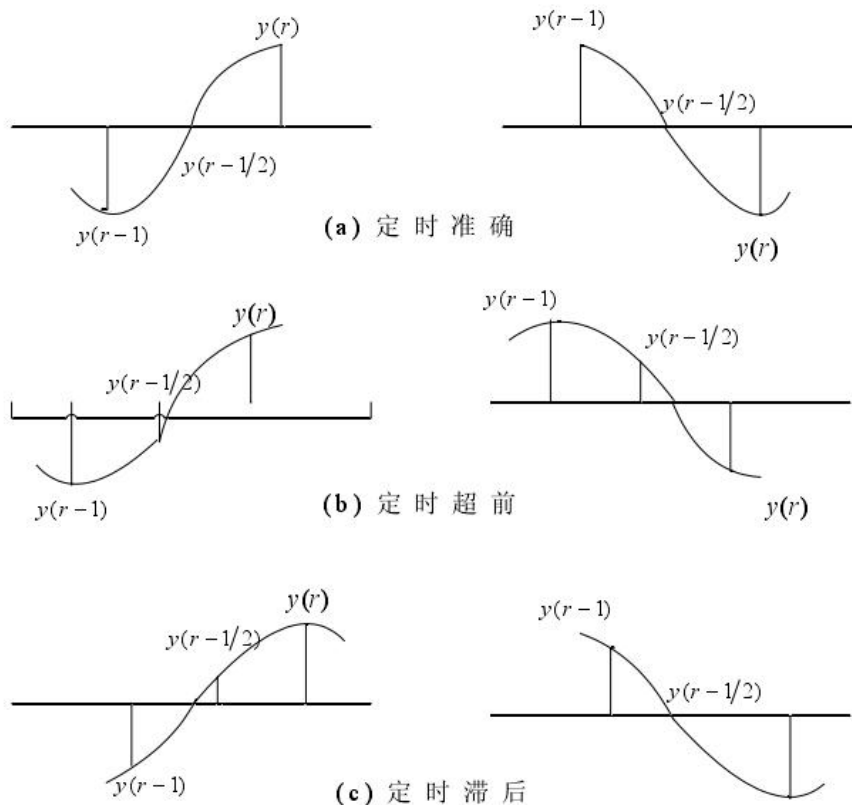


图 6-19 同步关系图

$u_i(r)$ 与载波相位相互独立，根据这个结论，就不需要在锁定定时相位之前，先锁定载波相位，即在载波同步之前，就可恢复采样同步。需要指出的是，Gardner 算法可以用于在信号的额外带宽约为信号带宽的 40%—100%，这一范围是以卫星通信为代表的。在更窄的带宽下，会使噪声性能变差。

6.7 分组同步

基于突发帧的数据传输，接收端首先要进行分组同步检测，即将数据与噪声分开，并能精确地找到帧起始时刻。利用 m 序列良好的自相关特性，在接收端进行串行搜索，可达到这种效果。

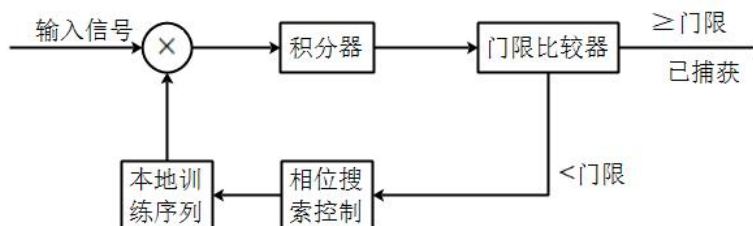


图 6-20 串行搜索同步

具体的做法是，将接收到的采样同步之后的信号与本地的训练序列做自相关，当两者的信号对齐时，会出现尖锐的自相关峰值，从自相关值中搜取最大值，即可得到精确的帧起始索引值。

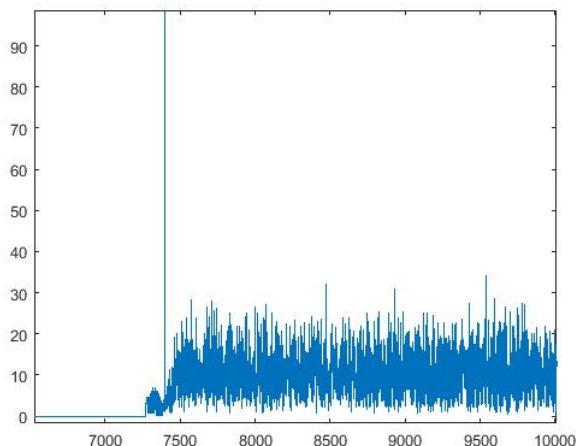


图 6-21 分组同步图

6.8 载波同步

载波同步是指接收端为了进行载波解调，需要产生一个与发送端同频同相的本地载波，若本地载波的存在较大的频偏或相偏，接收端将无法正确解调，造成通信系统性能的下陷或通信的中断。

载波同步包括两个阶段：捕获和跟踪。捕获是在比较宽的范围内尽快捕捉到频偏和相偏，将偏差尽可能缩小，接着进入跟踪阶段，进一步获取更高精度的同步。下面介绍载波同步的基本知识。

载波同步包括两方面：频率的同步和相位的同步。频率偏差会导致星座图符号在每个采样点时刻都发生旋转，表现出旋转的痕迹；相位偏差将导致整个星座图产生固定角度的旋转。另外，由于频率偏差的积分可以看作是相位偏差，因此，频偏的累计误差也会导致相偏。

6.8.1 频偏估计

按补偿方式的不同，可以将载波同步分为两种：估计值反馈的闭环方式和估计值前馈的开环方式。其中闭环反馈的优点是估计性能好，能完成载波的精确同步，但环路要根据反馈的估计值逐步调整参数，因此同步速度慢；开环前馈通常利用训练序列进行同步，其捕获速度快，但精度受限于训练序列。这两种方式使用最广泛的分别是锁相环和频偏估计

器。

因此传输突发数据的通信系统一般采用数据辅助同步方法结合开环前馈的方法,虽然事先发送的训练序列占用带宽资源降低了频带利用率和传输速率,但在低信噪比环境下的突发模式通信系统中能实现快速同步,并训练序列的先验信息能获得更为准确的频偏估计值。因此在本案例的应用背景下,载波同步采用开环前馈的同步装置。载波频偏快速捕获由频率估计器进行,然后载波的跟踪过程由导频完成。

频偏估计器

假设由于收发端载波频率的不一致,导致训练序列位置第 k 个符号间 $t = [kT_s, (k+1)T_s]$ 内数据为:

$$y_k = A_k e^{j(2\pi\Delta f k T_s + \Delta\theta)} + n_k, 0 \leq k \leq k-1$$

其中 T_s 为导频数据的采样周期, Δf 、 $\Delta\theta$ 分别为频偏和相偏, $\Delta f T_s$ 为归一化频偏,表示 s_k 在星座图上 T_s 内以 $2\pi\Delta f$ 的角速度旋转, n_k 为高斯白噪声。

假设训练序列符号满足 $s_k s_k^* = 1$, 将 y_k 乘上 s_k^* 得到 z_k :

$$z_k = e^{j(2\pi\Delta f k T_s + \Delta\theta)} + \tilde{n}_k$$

\tilde{n}_k 同样为一个高斯白噪声过程,它与 n_k 有相同的统计特性。序列 $z = [z(0), z(2), \dots, z(k-1)]$ 为一个单频复数信号序列,并受加性高斯白噪声影响。频偏估计值能通过运算从该序列获得。方法有两种:一种是基于相邻点的相位差;另一种是基于序列 z 构造的自相关序列。

基于相邻点相位差的频偏估计器

序列 $z = [z(0), z(2), \dots, z(k-1)]$ 相邻两点的共轭相关值为:

$$r_k = z_k \cdot z_{k-1}^* = e^{j2\pi\Delta f T_s} + \hat{n}_k$$

其中 \hat{n}_k 为 z_k 与 z_{k-1}^* 乘积中所有噪声项之和,仍与 n_k 有相同的统计特性。由上式可以得到频偏估计值:

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi T_s} \arg(z_k \cdot z_{k+1}^*)$$

显然从序列 z 中可提取出 $k-1$ 个频偏估计值, 将 $k-1$ 个值进行加权平均可提高信噪比。有两种方法: 一是对相关值 r_k 加权平均后再求相位值, 二是对相关值 r_k 的相位值直接进行加权平均。两者采用不同的加权因子 $\omega_1(k)$ 和 $\omega_2(k)$ 。

$$\hat{\Delta f} = \frac{1}{2\pi T_s} \arg \left\{ \sum_{k=1}^{K-1} \omega_1(k) r(k) \right\}$$

$$\hat{\Delta f} = \frac{1}{2\pi T_s} \sum_{k=1}^{K-1} \omega_2(k) \arg \{r(k)\}$$

基于自相关函数的频偏估计器

仅仅相邻两点相关并没有充分利用序列 z 的相关信息。序列 z 的自相关函数由下式给出:

$$R(m) = \frac{1}{K-m} \sum_{k=m}^{K-1} z(k) z^*(k-m), 1 \leq m \leq K-1$$

由上式可得:

$$R(m) = e^{j2\pi m \Delta f T_s} + n$$

因此取相位可得到频偏估计值为:

$$\hat{\Delta f} = \frac{1}{2m\pi T_s} \arg \{R(m)\}$$

基于相邻点自相关的方法只利用了 $R(1)$ 来获取频偏估计值。利用自相关序列 $R=[R(1), R(2), \dots, R(K-1)]$ 中的各个包含频偏信息的点来进行加权平均, 可提高频偏估计精度。用以计算的自相关序列越多, 估计精度越高, 但计算复杂度也越大, 可设置窗口 M 减小计算量, 一般取 $M=K/2$ 。

实际算法实现

使用 SYN 信号作为训练序列, 进行帧同步和频偏估计。由数据帧结构可知, 帧头序列是 BPSK 调制(长帧和短帧都是), 并且由星座点的位置可知, 该 BPSK 调制信号值取平方后为 1, 即, 假设存在频偏的 BPSK 信号为:

$$s(n) = e^{ja(n)\pi} \cdot e^{j2\pi \Delta f n T}$$

其中, $a(n)$ 是帧头序列, 取值 0、1, Δf 是频偏, T 是符号周期。

那么有：

$$s(n)^2 = e^{j2\pi\Delta f n T}$$

根据 $s(n)^2$ 可以估计出 Δf ，算法为基于 DA(Data Aided, 辅助数据)的频偏盲估计算法，具体实现如下：

首先假设 $z(n) = s(n)^2$ ，然后计算 $z(n)$ 的相关函数 $r(m)$ ：

$$r(m) = E[z(n) \cdot z^*(n-m)], m = 1, 2, \dots, M$$

可知：

$$r(m) = e^{j2\pi\Delta f \cdot m T}, m = 1, 2, \dots, M$$

通过近似计算，可得：

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi T} \arg\left(\sum_{m=1}^M r(m)\right) / (M+1)$$

其中，M 值必须满足 $M \leq \frac{1}{\Delta f_{\max} \cdot T}$ ，并且可知 M 值越大，计算量就越大。但是 M 值越大，

频偏估计范围和抗白噪声的能力也越强。

为了能在低信噪比条件下正确的估计频偏值，除了 M 值不能太小以外，用来计算相关函数 $r(m)$ 的序列也不能太短。

下图为 YunSDR 平台下的算法验证图，收发频差手动设置为 20KHz，根据结果可知，该算法能够有效进行频偏估计与补偿，星座图良好，数据解调无差错。

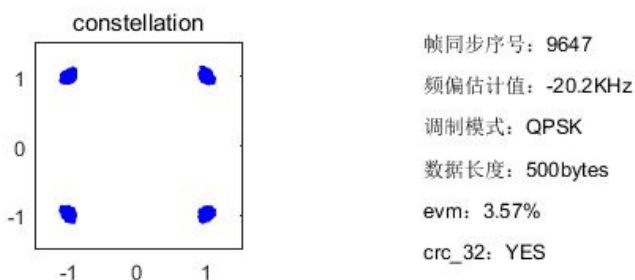


图 6-22 实际算法验证

需要指出的是，根据前面的相关理论推导，所用于计算的训练序列越长，频偏估计精度越高，但估计范围会减小；训练序列越短，估计范围大，但精度会降低。因此，为了进

行大范围的频偏估计，实际实现时，我们进行了三次频偏估计，每次都选择不同的序列长度，至少可以达到 $\pm 30\text{KHz}$ 。

6.8.2 相位估计与跟踪

仅仅估计出频偏是无法做到载波同步的，还需要估计相位。为了矫正接收信号星座图的整体旋转，我们首先使用训练序列进行初始相位的估计，然后再使用帧内常数导频块进行相位的跟踪，不断纠正相位差值，使最终的信号趋于稳定值，达到精确的载波同步。

具体做法是：首先利用训练序列对信号进行初始相位估计与补偿；然后利用帧内导频估计相位偏移。具体操作是，对第一个数据帧首先进行解调，然后利用第一个帧内导频进行相位估计，再对第 2、3 个数据帧进行相偏补偿。接着利用第 2 个导频的相位估计结果对第 4、5 个数据帧进行相偏补偿，如此往复，达到相位跟踪的目的。

6.9 信道估计

理论上，通信传输系统符合 Nequist 准则和‘共轭匹配’准则即可实现信号的最佳传输。但由于实际系统中信道的非理想特性，存在各种噪声、干扰、频率选择性衰落及带限传输等，导致接收端产生符号间干扰(ISI)或码间干扰。在接收机中需要采取相应的措施来消除或减轻这种干扰才可以保证码字的正确接收。均衡就是通过补偿信道的失真来消除码间干扰的技术，包括频域均衡和时域均衡。

无线信道的特性是影响通信系统性能的主要因素，也是采用信道估计和均衡技术的主要原因。信道估计可以定义成为描述物理信道对输入信号的影响而对其进行定性研究的过程，是信道对输入信号影响的一种数学表示。如果信道是线性的，那么信道估计就是对系统冲击响应进行估计。而均衡则是对估计出来的信道特性进行补偿。

本案例采取时域均衡的方式。自适应均衡能够动态地跟踪信道的变化及时调整均衡器自身的参数。从原理上可以划分为线性和非线性两部分。由于线性均衡器是时域均衡的基础，并且横向滤波器是其主要的实现方式，所以在此主要讨论横向滤波器的原理和实现方法。

横向滤波器是时域均衡的主要实现方式，由抽头延线、加权系数乘法器和加法器组成，结构如下：

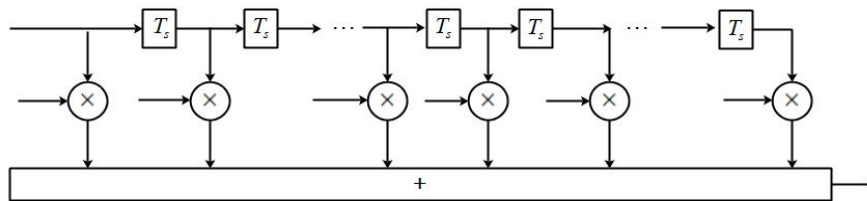


图 6-23 横向滤波器结构图

为消除接收端抽样时刻的码间干扰，应选取适当的抽头加权系数，使得以 k 为中心的前后 $\pm N$ 个符号在取样时刻 $t = kT_s$ 的样值趋向于 0，即消除它们对第 k 个符号的干扰。常用的调整滤波器抽头系数的方式有两种：最小峰值畸变为准的迫零算法和最小均方误差为准的均方误差算法。其中，迫零算法在设计的过程中忽略了加性噪声，会导致系统的输出信噪比下降。本节主要讨论最小均方误差算法。

最小均方误差算法的目标是通过调整抽头系数，使得均方误差趋于零。在信道频率比较平坦的情况下，采用线性均衡可以获得较好的性能曲线。但如果信道特性严重失真，则应采用非线性均衡器。

自适应均衡器相当于对系统动态地反建模，以使整体系统始终等价于一个线性系统。由于基于横向滤波器的自适应均衡器和最小均方误差算法是类似的，所以使用自适应判决反馈均衡器(DFE)，给读者更多参考。

设均衡器输出为：

$$s_i = y_i - f_i = \sum_{k=0}^N c_k x_{i-k} - \sum_{l=0}^M b_l \hat{a}_{i-l}$$

其中， \hat{a}_i 为均衡器输出 s_i 判决的结果。由于接收机通常都会使用匹配滤波器，判决器输出端具有很高的信噪比，因此， \hat{a}_i 将在很大的概率上被正确的判为发端比特 a_i ，然后此判决输出反馈给上式。这是判决反馈均衡器性能优良的直接原因。

由于判决反馈滤波器系统包含非线性功能的门限判决器，因此是一种非线性均衡器，其系数更新包含前向滤波和反馈滤波两部分。

6.10 实验步骤

1. 连接 YunSDR 设备，保证设备正常启动并且网络畅通
2. 选择 top_tx.m 中的数据源 source= 'QPSK，运行发送端程序 top_tx.m，当 matlab 命令行端显示“data transfer done”时，表明数据正常发送完毕。

3. 选择 top_rx.m 中的数据源 source= 'QPSK', 运行接收端程序 top_rx.m 程序会显示接收到的 QPSK 调制信号和经过解调之后恢复出的原始基带信号。并将星座图画出。由实验可以可出, 解调处理之后的星座图相对稳定, 解码无错误, 从而也验证了相关算法的正确性能。

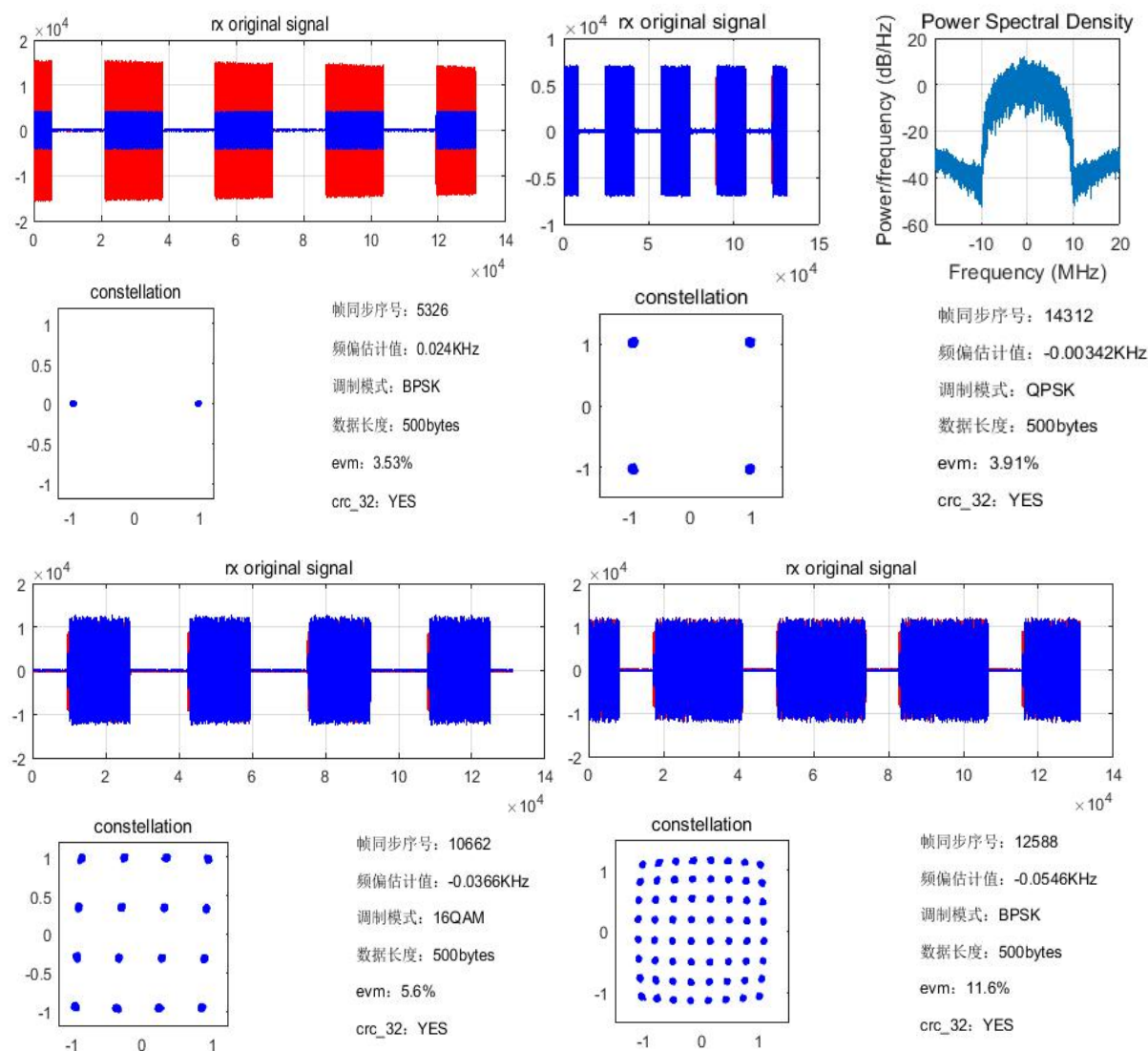


图 6-24 单载波通信运行效果图

注: 本节可选择 BPSK、QPSK、16QAM、64QAM 进行实验, 算法原理都是一样的, 不再赘述。

第 7 讲 单载波频域均衡(SC-FDE)的设计

7.1 实验目的

1. 掌握 SC-FDE 的原理和流程
2. 理解频域均衡的原理和思路
3. 掌握 MMSE 算法 s
4. 了解 SC-FDE 相比于 OFDM 的优缺点

7.2 实验器材

YunSDR 一台, PC 机一台, matlab2016a (或更高版本)

7.3 实验原理

7.3.1 单载波与多载波技术

在宽带无线通信系统中, 由多径传输引起的频率选择性衰落会严重影响通信的可靠性。因此如何提高系统的传输性能和采用何种方案对抗信道的多径效应是很有关系的。在对抗多径衰落方面, 基本的传输技术可以分为单载波和多载波两大类。

单载波系统是一种很成熟的传输系统, 当今大部分通信系统都属于单载波传输体系。在单载波传输技术中, 需要在接收端采用均衡器来补偿码间干扰, 均衡可以采用传统的时域均衡器, 也可以在频域进行。单载波系统一般通过训练序列对信道响应进行估计, 然后通过某种自适应算法不断更新均衡器的系数以跟踪信道的变化。根据自适应均衡器的输出是否被用于反馈控制, 均衡技术通常可分为线性均衡和非线性均衡两类。线性均衡器比较简单, 当信道衰落不严重时可以较好的消除信道对信号造成的影响。但是当无线信道存在严重的多径衰落时, 线性均衡器为了补偿信道频域响应中的幅度衰落, 必须对该段频谱进行放大, 从而也使该频段的噪声增强。而非线性均衡器在这种恶劣的信道下会有较好的效果。近年来更复杂的最大似然序列均衡技术也逐渐应用于移动无线信道的均衡器中。

多载波调制本质上是一种频分复用技术。频分复用(FDM)技术早在 19 世纪以前就已经被提出, 它把可用带宽分成若干相互隔离的子频带, 同时分别传送一路低速信号, 从而达到信号复用的目的。在多载波传输技术中, 最具代表性的是正交频分复用(OFDM)技术, 它通过 IFFT 变换将原始的数据符号调制到正交的子载波上。OFDM 技术是一种特殊的多

载波调制方式(同时也可视为多路传输技术), 可被看作是一种调制技术, 也可被当作一种复用技术。该技术是抵抗频率选择性干扰的有效方法, 已经成为宽带无线接入领域的热点。OFDM 系统将串并变换后的信号发送到多个子载波上, 每一个子载波占据很窄的带宽, 各子载波频谱相互重叠但保持正交, 大大提高了频谱利用率。发送过程中, 每一个子载波的幅度和相位会受到信道的影响, 因此在接收端分别对每一个子载波的相位和幅度变化进行补偿。与相同传输速率的单载波系统比较, 在理想情况下, OFDM 系统每个子载波上的码元宽度是单载波系统码元宽度的 N 倍(N 为 FFT 运算的点数), 通常远远大于信道的时延扩展, 因此 OFDM 系统每个子载波均具有极强的抗码间干扰的能力。但是, OFDM 系统存在对定时误差、载频同步误差比较敏感和大的峰均功率比(PAPR)等不足, 直接影响了 OFDM 技术的更大规模应用。

与多载波调制相比, 单载波有其自身的优势, 主要表现在:

a. 由于多载波传输的子载波数目很多, 所以已调信号表现出高斯分布特性, 峰均功率比较高, 而单载波调制的能量分布依赖于星座点和成型滤波器的滚降系数, 峰均功率比较低。故多载波系统比单载波系统需要更宽的线性范围, 需要动态范围很大的线性放大器。

b. 单载波调制采用的时域处理技术, 相位跟踪器可以在每个时钟都对相位进行调节, 所以单载波调制对相位噪声不敏感。多载波调制采用频域处理技术, 以一个 FFT 块为单位进行处理, 相位噪声将导致严重的子载波干扰, 使系统性能急剧恶化, 所以多载波调制对相位噪声极为敏感。

但是单载波调制仍存在许多的不足。表现在抗连续波干扰(CW)上, 单载波调制是时域处理的, CW 所造成的干扰是连续的, 所以单载波调制抗 CW 性能差; 而且由于无线信道的传播环境十分恶劣, 在高速率数据传输条件下多径传播引起的时延扩展对系统会有比较大的影响, 为了消除信道对传输系统性能的影响, 就需要进行信道估计和信道均衡。单载波系统的均衡技术一般都在时域中进行, 通常采用训练序列来正确设置时域均衡器的抽头系数, 使均衡器的自适应算法在接收数据时可以跟踪不断变化的信道。理论上讲, 理想时域均衡的单载波系统和多载波 OFDM 系统性能是一样的, 但由于硬件资源的限制, 实际时域均衡器达不到最佳性能。针对以上情况, IEEE802. 16a 标准提出了一种新的单载波传输模式, 它是一种基于 OFDM 的传输模式, 能够克服 OFDM 系统的不足, 并在保持相同复杂度的同时, 获得与 OFDM 系统近似的性能。IEEE802. 16a 标准中的单载波传输模式不同于传统的单载波传输, 它发送的是调制后的高速率单载波信号, 接收端通过 FFT

和 IFFT 变换来实现频域均衡, 实际上是对接收信号的频域分析, 这种系统称为单载波频域均衡(SC-FDE)系统。在多径频率选择性衰落信道中进行数据传输时, 通常的时域均衡器, 因为抽头系数太多, 难以实现。而 SC 系统由于接收端使用 FFT 变换对数据块的数据同时进行处理, 因而提高了系统效率。较之于 OFDM 系统, SC-FDE 可以放宽对接收机模拟元器件的约束, 所以, 廉价的功率放大器可以得到高效率地使用, 从而使得具有较长待机时间和电池寿命的移动终端变得较为便宜; 由于使用了高效的 FFT 运算, 接收机的复杂程度就要比具有时域均衡器结构的常规单载波系统低得多。SC-FDE 也可以和 OFDM 共存于一个双向传输系统中, 以便更灵活、更高效地发挥两种技术的优势。另外, SC-FDE 技术还可以与多输入多输出技术相结合, 提高频谱利用率, 改善系统性能, 在宽带无线通信领域有着广阔的应用前景。

7.3.2 频域均衡的原理

无线信道的特性是影响通信系统性能的主要因素, 也是采用信道估计和均衡技术的主要原因。信道估计可以定义成为描述物理信道对输入信号的影响而对其进行定性研究的过程, 是信道对输入信号影响的一种数学表示。如果信道是线性的, 那么信道估计就是对系统冲击响应进行估计。而均衡则是对估计出来的信道特性进行补偿。

一般情况下, 由时变多径衰落引起的时延扩展造成了高速信号传输的符号间干扰, 试图采用增加平均信号电平的方法来降低时延扩展引起的误码率完全是徒劳的, 只有采用均衡技术才能有效地抵消 ISI。均衡技术可以分为时域均衡和频域均衡两种。时域均衡是直接由时间响应考虑, 使包括均衡器在内的整个系统的冲激响应满足无码间串扰的条件; 而频域均衡, 则是从频率响应考虑, 使包括均衡器在内的整个系统的总传输函数满足无失真传输条件, 即校正幅度特性和群时延特性。下面阐述频域均衡的原理。

频域均衡是利用可调网络的频率特性去补偿实际信道的幅频特性及相频特性的畸变。模拟器件通过独立控制各个频率成分的电平实现对衰落的均衡。在信道中发生频率选择性衰落时, 传输信号频谱的包络将发生畸变, 使得中心频率的对称性遭到破坏, 因此, 可以通过对于中心频率对称的不同位置上的窄带功率测量反映出来, 通过其产生的误差控制信号, 驱动校正网络调整其补偿特性。这种均衡有时比时域均衡灵活的多。另外, 对于较长的滤波器来说, 可以大大节省所需乘法的数目。

由通信原理的基本知识可知, 系统无失真传输的条件为:

$$H(f) = Ke^{-j2\pi ft_d} \quad |f| < B \dots \dots \dots (1)$$

其中, $H(f)$ 表示整个系统的传递函数, K 和 t_d 为常数, B 表示系统带宽。这说明, 系统无失真传输即要求系统对信号的各频率分量应具有相同的传输系数(或衰减)和传输时延, 或者说, 在信号频带内系统应具有平直的振幅频率特性和线性的相位特性。根据传递函数 $H(f)$ 可以得到输入、输出之间的关系为:

$$y(t) = K[x(t - t_d)] \dots \dots \dots (2)$$

上式中, $x(t)$ 为系统的输入信号, $y(t)$ 为输出信号。由此可见, 信号经系统传输后除了幅度为 K 倍衰减(或放大), 波形有 t_d 的固定时延外, 没有别的变化, 即信号传输无失真。式(1)是对任意传输系统而言的一般意义下的频域均衡的实现条件。实际上, 对数据传输系统通常可将条件放宽, 只需满足传输无码间干扰即可。因而对数据传输系统, 加入频域均衡后, 系统总传递函数应满足:

$$H(f) = KP_r(f)e^{-j2\pi ft_d} \quad |f| < B \dots \dots \dots (3)$$

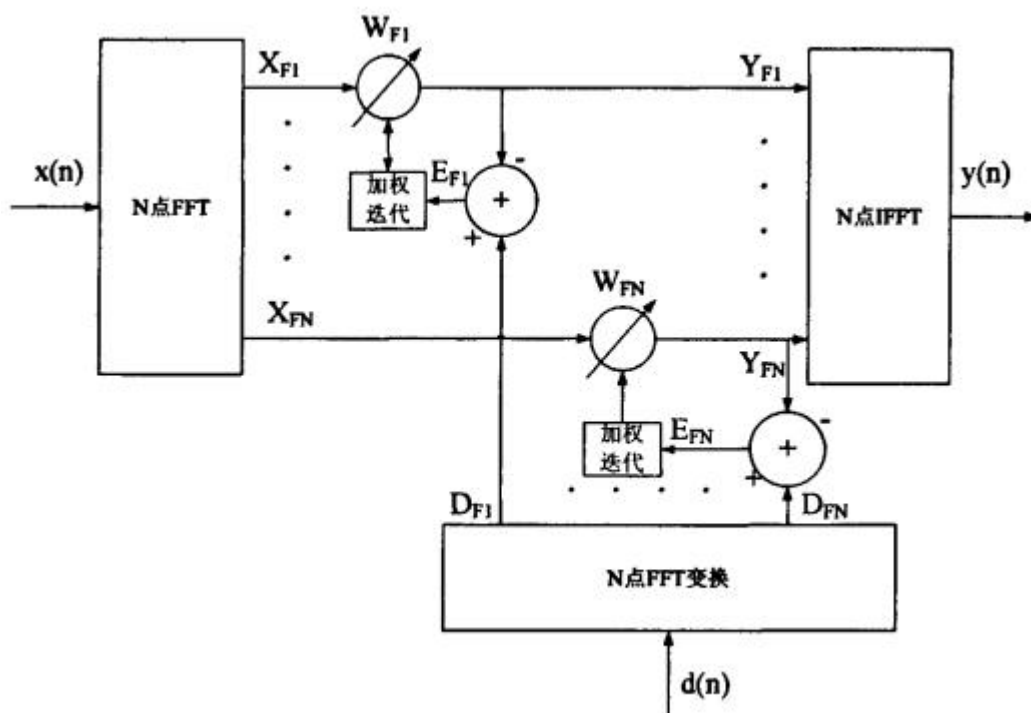


图 7-1 频域自适应均衡器一般框图

一种最简单的频域自适应均衡器如上图所示的基于 FFT 变换的频域自适应均衡器。

其中， $x(n)$ 和需要信号 $d(n)$ 经过串并转换组成 N 点时域数据（或矢量）存于各自的缓冲器，然后经过 N 点 FFT 变至频域得到 N 点频域输入信号。令第 K 组频域信号与期望信号分别为：

$$X_{Fi}(k), D_{Fi}, i=1,2,3,\dots,N$$

对于变换域的第 i 频率支路，其权为 $W_{Fi}(k)$ ，输出为 $Y_{Fi}(k)$ ，且

$$Y_{Fi}(k) = X_{Fi}(k)W_{Fi}(k) \dots \dots \dots (4)$$

相应的误差信号为：

$$E_{Fi}(k) = D_{Fi}(k) - Y_{Fi}(k) \dots \dots \dots (5)$$

若采用 LMS 算法更新权系数，则：

$$W_{Fi}(k+1) = W_{Fi}(k) + 2\mu E_{Fi}(k)X_{Fi}(k) \dots \dots \dots (6)$$

当 μ 按收敛条件取得足够小时，第 i 频率支路的均方误差将收敛到最小值。

频域均衡能够以很高的精度来补偿幅度特性和群延时特性的失真。以往由于实现时采用的补偿网络很复杂，难于精确实现。现在采用基于 FFT 的频域均衡器技术不仅大大简化了计算复杂度，并且随着大规模集成电路和数字信号处理技术的发展及 FFT 算法的更新，从理论上来看，频域均衡完全可以精确实现。

7.3.3 SC-FDE 信道估计的过程

SC-FDE 频域均衡的基本思想是对信道的频率响应做出估计，然后在每个子信道乘以均衡系数 W_k 来补偿信道的影响。下面将对 SC-FDE 系统的信道估计过程进行分析。

SC-FDE 系统的频域均衡器结构如图所示：

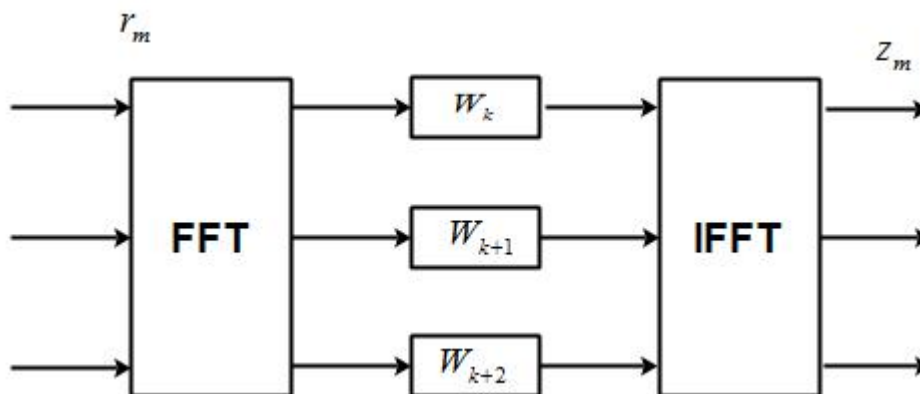


图 7-2 SC-FDE 频域均衡器结构

其中, r_m 为接收数据, R_k 为接收端 FFT 运算后的数据, Z_m 为判决解映射之前的数据。根

据相关原理, 若采用迫零均衡准则, 则频域均衡器的补偿系数为 $W_k = \frac{1}{H_k}$; 若采用最小均

方误差准则, 则频域均衡器的补偿系数为 $W_k = \frac{H_k^*}{\sigma^2 + |H_k|^2}$, 只要通过信道估计得出 H_k 的估

计值 \hat{H}_k , 就可以确定 W_k 的值。

在时变信道中, 使用每一帧数据前的导频字进行信道估计。假设在发送每一帧数据的短时间内, 信道的频率响应不变, 导频信号为 $\{x_m\}$, 长度为 P , 接收到的导频信号为 $\{y_m\}$, 经过 P 点 FFT 运算后得到 $\{X_m\}$ 和 $\{Y_m\}$, 则每一个子信道的频率响应估计值 \hat{H}_k 可以由下式得到:

$$\hat{H}_k = \frac{Y_k}{X_k}, k = 0, 1, 2, \dots, P-1$$

需要指出的是, 如果导频字即训练序列的长度没有信号做 FFT 的窗口长的话, 需要将估计出的均衡系数进行内插, 目的是得到足够点数的单抽头频域均衡系数, 最简单的内插方法就是先将系数做 $IFFT$, 进行补零约束, 再做 FFT 得到。对 \hat{H}_k 进行 P 点的 $IFFT$ 运算, 得到长度为 P 的时域离散信号 $\{\hat{h}_m\}$, 在 $\{\hat{h}_m\}$ 尾部补零, 直至长度为 M , 再对 $\{\hat{h}_m\}$ 进行 M 点的 FFT 运算, 即可得到 M 个子信道的频率响应估计值 $\{\hat{H}_k\}$ 。

令 $\sigma^2 + |H_k|^2$ 的估计值为 \hat{U}_k , \hat{U}_k 的表达式为:

$$\hat{U}_k = \left| \frac{Y_k}{X_k} \right|^2 = \hat{H}_k H_k^*, k = 0, 1, 2, \dots, M-1$$

这样就可以得到每个子信道的均衡系数 W_k :

$$W_k = \frac{\hat{H}_k^*}{\hat{U}_k}, k = 0, 1, 2, \dots, M-1$$

为提高系统性能, 可以使导频信号包含多个训练序列, 对信道进行多次估计, 然后取平均值作为子信道的频响特性, 最后进行频域内插得到全部子信道的频响。在发送端连续

发送 N 个同样的已知训练数据块，对 N 次估计值取平均值：

$$\hat{H}_k = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \frac{Y_k^{(n)}}{X_k}, k = 0, 1, 2, \dots, M-1$$

$\sigma^2 + |H_k|^2$ 的估计值为：

$$\hat{U}_k = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left| \frac{Y_k^{(n)}}{X_k} \right|^2, k = 0, 1, 2, \dots, M-1$$

7.3.4 均衡准则及算法

算法在均衡过程中扮演着重要的角色，由于均衡器是对未知的时变信道做出补偿，因而它需要有特别的算法来更新均衡器的系数，以跟踪信道的变化。均衡算法是根据某种规则设计的，因而算法的种类也很多。

决定算法性能的因素有很多，它主要包括收敛速度、失调、计算复杂度和数值特性。

在现实中，计算平台的费用、功耗消耗，以及无线传播特性支配着均衡器的结构及其算法的选择。在便携式无线电话的应用中，当需要让用户的通话时间尽量加长时，用户单元的电池使用时间是最关键的。只有当均衡器所带来的链路性能的改进能抵消费用和功耗所带来的负面影响时，均衡器才会得到应用。无线信道的环境和用户单元的使用状态也是关键。另外，信道的最大期望时延可以指出设计均衡器时所使用的阶数。一个均衡器只能均衡小于或等于滤波器的最大时延的延时间隔。由于电路复杂性和处理时间随着均衡器的阶数和延时单元的增多而增多，因而在选择均衡器的结构及其算法时，得知延时单元的最大数目是很重要的。

最小均方误差 (MMSE) 准则是应用最广泛的一种最佳准则。该准则认为滤波器输出与需要信号之差的均方值最小为最佳，人们把根据该准则建立的最佳线性滤波器称为维纳滤波器。设第 m 个数据的误差可以表示为：

$$e_m = z_m - a_m$$

$E[|e_m|^2] = E[e_m e_m^*]$ 是系统的均方误差 (MSE)，频域均衡的目的就是通过选择合适的 W_l 值使得 $E[|e_m|^2]$ 达到最小。根据统计学标准理论，使在每一个独立频率处的 $|E_l|^2$ 的值最小与使方差的和 $\sum |e_m|^2$ 的值最小是等效的，继而和整个数据块上的均方误差最小也是等效的。而均方误差可以表示为：

$$E(|e_m|^2) = E(|z_m|^2) - 2 \operatorname{Re}[w^H r_{az}] + w^H R_{aa} w$$

其中， Re 表示取实部， R_{aa} 表示输入矢量的自相关矩阵， r_{az} 为输入矢量和期望信号的互相关矩阵。于是可以得到MMSE的频域均衡系数为：

$$W(z) = \frac{H^*(z)}{|H(z)|^2 + \sigma_n^2 / P}$$

上式中， $H^*(k)$ 为信道传输函数 $H(k)$ 的共轭， P 为发送信号的功率，高斯加性白噪声的功率为 σ_n^2 。

由此可以看出，当采用MMSE均衡准则时，即使信道存在深度衰落点时也不会过分地放大噪声。但是MMSE均衡是以信号失真为代价来保证噪声不被放大的。

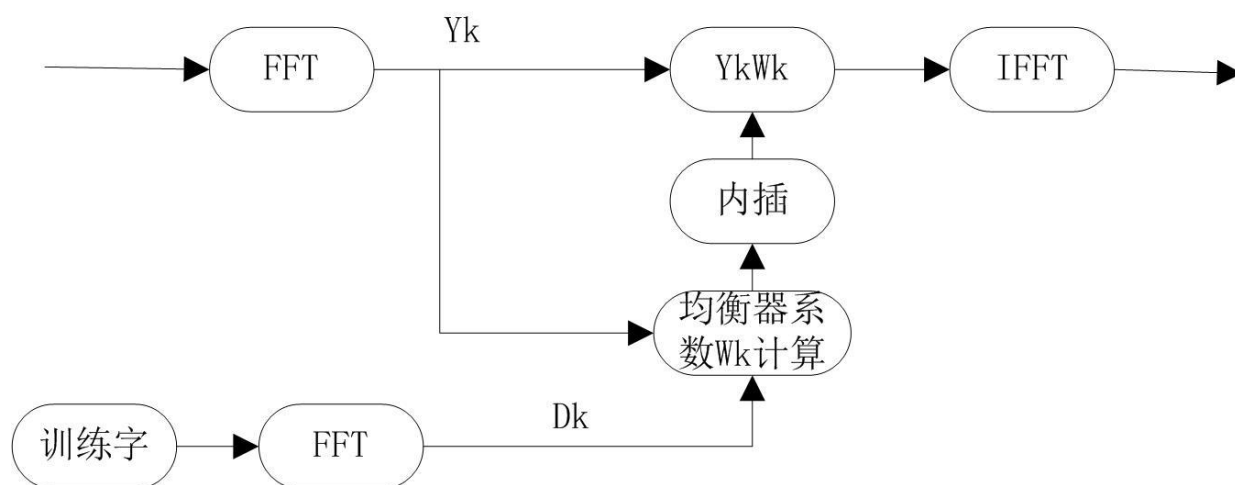


图 7-3 本实验所用到的 MMSE 算法框图

7.3.5 信道估计中采用的插值原理

当把接收到的序列和理想的序列在频域相除后，就已经得到了对于信道频率响应的估计。可是 UW 序列和数据序列的长度在一般情况下是不一致的，往往序列的长度应该小于数据长度，否则信道估计的效率就太低了。因此还需要对得到的信道频率响应进行插值处理。具体的方法是先把估计值经过 IFFT 变换到时域，然后在时域对信号末尾补零到期望的长度，再把这个信号经由 FFT 变换回频域。因此，将对这一插值方式进行进一步的

分析。

离散傅里叶变换(DFT)是对离散周期信号的一种傅里叶变换，对于有限长信号，则相当于对其周期延拓进行变换。在频域上，DFT 的离散谱是对 DTFT 连续谱的等间隔采样。采样过程可由下式表示：

$$\begin{aligned}
 F_{DFT}(\omega_k) &= F_{DTFT}(\omega^{j\omega}) \Big|_{\omega=2\pi \frac{k}{N}} \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} f(nT) e^{-j\omega nT} \Big|_{\omega=2\pi \frac{k}{N}} \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} f(nT) e^{-j2\pi \frac{knT}{N}}
 \end{aligned}$$

N 点序列 $f(n), (n=0,1,2,\dots,N-1)$ 的 DFT 离散谱对应于 $f(nT)$ 连续谱(即 $DTFT$)的 N 点采样，因此 DFT 的频率分辨率为 $\Delta\omega = 2\pi / N$ 。为了提高频率分辨率，可以考虑增加在 $DTFT$ 频域上的采样点数，对应时在域就是增加对时域信号的采样点数。对于有限长信号 $f(n)$ ，在时刻 0 至 N 以外的值实际上是一知的，它们都为 0。因此，只要在序列 $f(n)$ 前后补零就增加了在时域的采样，假设在 $f(n)$ 前后补上 $(M-N)$ 个零(其中 $M > N$)，则补零之后序列 DFT 的频率分辨率就相应提高到 $\Delta\omega = 2\pi / M$ 。 $f(n)$ 补零之后的 DFT 增加了在 $f(nT)$ 连续频域谱上的采样。采样点数从 N 增加到 M ，从而提高了 DFT 频谱的分辨率。另一方面，补零之后在频域采样的位置发生了变化，因此可以观察到其它的频点。

7.3.6 SC-FDE 系统负载帧格式

单载波频域均衡技术有效地结合了 OFDM 和单载波传输的优点。在 OFDM 系统中，通过引入循环前缀(Cyclic Prefix, CP)作为保护间隔来消除子载波间干扰，而在 SC-FDE 系统中，它的帧结构有两种方案：一种是帧间采用 CP 的 SC-FDE 系统，CP 的产生及其插入与 OFDM 系统一致，如果 CP 完全使用未知数据，则无法运用 CP 有效地进行信道估计、均衡、同步等工作。另外一种是在传输的数据帧间插入独特字(UW)的帧结构。本实验将主要分析这种帧间插入 UW 序列的新型 SC-FDE 系统的性能。

单载波频域均衡的思想是建立在卷积定理的基础上的，为了使线性卷积变为循环卷积，只能像 OFDM 那样利用循环前缀的概念使信息码在我们感兴趣的时间区内呈现周期

性。循环前缀是一种使用离散傅里叶变换的方法来处理通过信道并受之影响的连续数据流的技术。从处理的难度上看，循环前缀并不复杂，正是因为有了循环前缀这样的数据结构，才能在接收端非常便利的使用快速傅立叶变换在频域对信号进行各种处理。但是，使用循环前缀将使信道的效率降低大约 20%，这添加的 20% 的数据在接收端无法进一步利用，只能简单的丢弃。

为了克服传统循环前缀结构的弊端，提出了新的数据结构。即采用 UW 序列作为循环前缀的 SC-FDE 系统。UW 是 Unique Word 的缩写，它是一个在接收端已知的导频序列。SC-FDE 中采用的 UW 不是任意的，是可以选择的序列，并且内容一直相同，可以被当作数据符号来处理。主要有两个作用：一是作为循环前缀，消除帧间干扰，此时要求 UW 的长度必须大于信道最大时延长度；二是作为导频序列，用于同步和信道估计。下面具体介绍 SC-FDE 的帧格式。

用插入导频的数量来进行区分，有两种传输方式，单导频传输方式与多导频传输方式。其中，单导频传输方式中帧结构可以用下表示。若 UW 序列的长度为 L ，数据块的长度为 M ，那么系统的传输效率为 $M / (M + L)$ 。

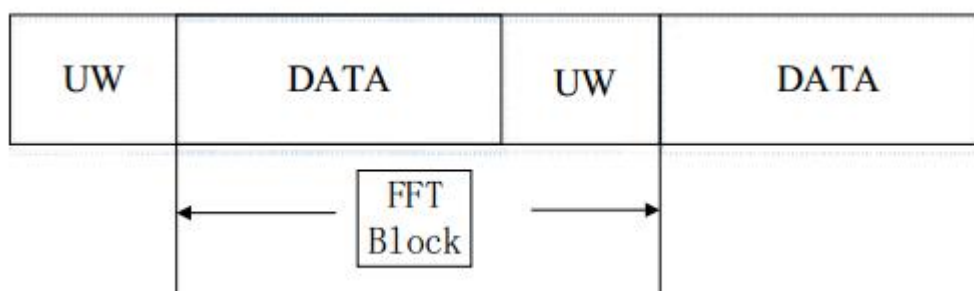


图 7-4 SC-FDE 系统插入单块 UW 的连续传输模式

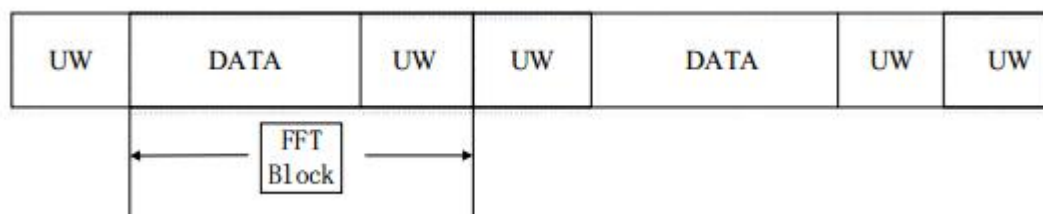


图 7-5 系统插入连续块 UW 的连续传输模式

数据前面的 UW 构成一个周期随机序列，该序列有着理想周期相关特性；在每个 FFT 块中数据块后面的 UW 作为后一个数据块以及 UW 的循环前缀，对符号间干扰有着很好的削弱，这种结构下系统的传输效率为 $M / (M + 2L)$ 。

进行信道估计时，UW 必须要具备平稳、宽带、相关性良好等特点。经过 FFT 变换后各个频点上幅度基本一致是 UW 必须有的特点，使得信道中的频率分量都能被检测到。自相关函数应该为零，即 UW 序列是具有良好自相关特性的随机序列。为了更容易在硬件上实现，一般应该采用二进制序列，也能使用伪噪声序列。

802.16a 标准要求使用 Frank-Zadoff 序列或者 Chu 序列作为 UW。并且规定了 UW 分为 I（同相）路和 Q（正交）路。下表列出了各种条件的参数：

| 长度 N | 序列类型 | 支持方式 |
|------|-------------|----------------|
| 0 | - | 可选 |
| 8 | Chu | 可选 |
| 16 | Fank-Zadoff | 可选（<1.25M 时必选） |
| 32 | Chu | 可选 |
| 64 | Fank-Zadoff | 可选（缺省） |
| 128 | Chu | 可选 |
| 256 | Fank-Zadoff | 可选（<20M 时必选） |
| 512 | Chu | 可选 |

两路信号可以表示为：

$$I[n] = \cos(\theta[n])$$

$$Q[n] = \sin(\theta[n])$$

其中， n 为从 1 到 N 的任意整数。

$$\theta_{chu}(n) = \frac{\pi n^2}{N}$$

$$\theta_{frank}(n = p + q\sqrt{N}) = \frac{2\pi pq}{\sqrt{N}}$$

以上两式中， $p, q = 0, 1, 2, \dots, \sqrt{N} - 1$ 。

本实验选择 Chu 序列作为 UW 进行频域均衡，之所以选择 Chu 序列，是因为 Chu 序列有以下特点：

- 优异的自相关特性。对于任意 Chu 原始序列与对其做 n 点的循环移位后得到的

序列不相关，且自相关峰值十分尖锐；

b. 优异的互相关特性。互相关和部分相关的结果接近于 0，对接收端准确检测所需信号十分有利，可以减小检测误差；

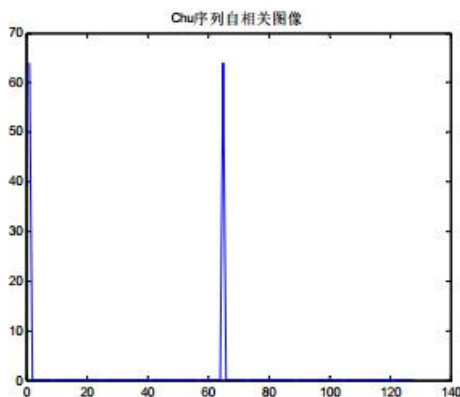


图 7-6 Chu 序列的自相关仿真图

上图表示长度 $N=64$ 的 Chu 序列自相关结果，可以看出，只有在 Chu 序列第一个点的位置上产生了很大的相关峰，在其余位置相关结果为零。

c. 恒幅特性。任意一个 Chu 序列的幅度值恒定，这一特性保证了带宽内每一个频点上的数据经过相同的激励。由于幅度恒定，保证了 Chu 序列的峰均比很低，对功率放大器性能要求低；

下图表示长度为 $N=64$ 的 Chu 序列的星座图，可以看出序列中各点分布在以 1 为半径的复圆上。幅度显然是恒定的。

d. 时频相关特性。任意 Chu 序列在经过 FFT 或 IFFT 变换后仍然是一个 Chu 序列，具有 Chu 序列的所有性质。

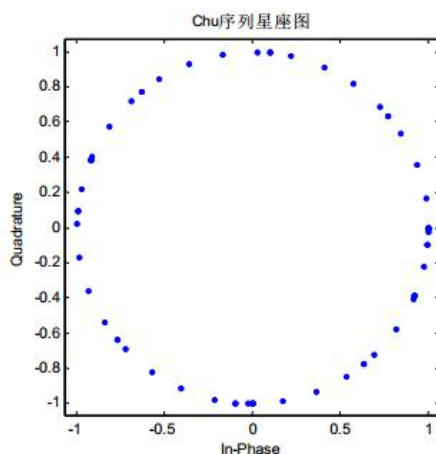


图 7-7 Chu 序列各点的星座图

7.4 程序设计思路

本实验采用 QAM 实验中的帧同步训练序列作为信号到达检测，所用算法一致；选择 Chu 序列作为频域均衡训练序列；支持的调制方式为 QPSK、16QAM、64QAM，包含解映射程序。下图为所用的帧结构：

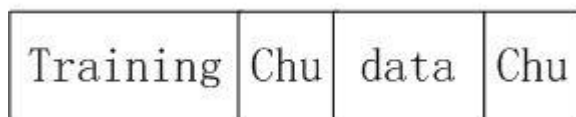


图 7-8 实验所用帧结构

下图是整个实验的流程图：

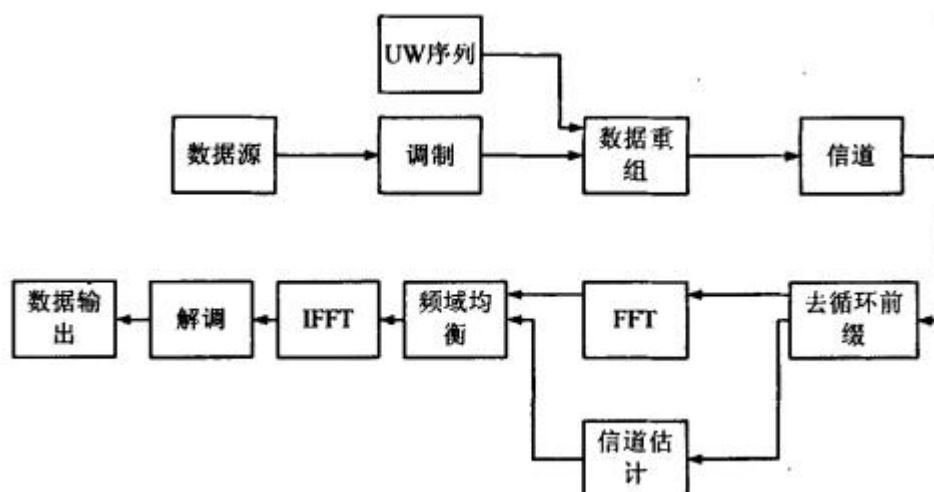


图 7-9 程序框架图

下图为本实验所用的 MMSE 频域均衡的算法流程图：

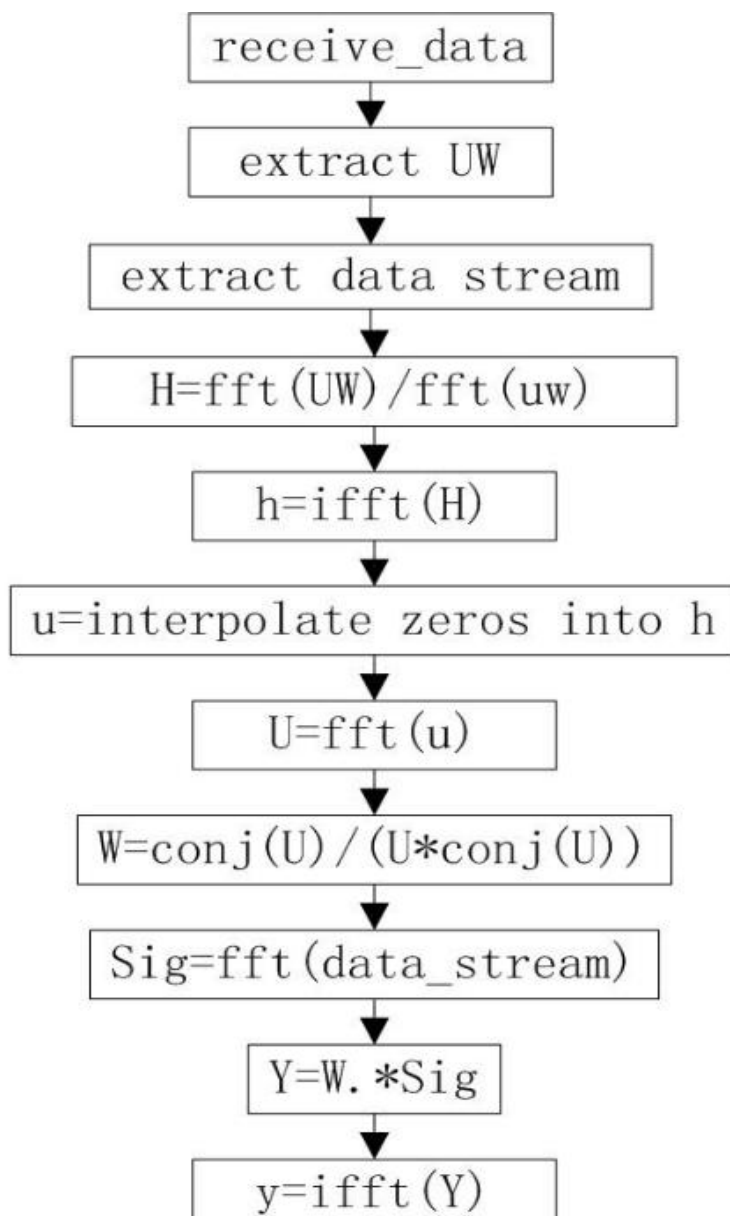


图 7-10 MMSE 算法流程图

7.5 实验步骤

1. 连接 YunSDR 设备，保证设备正常启动并且网络畅通；
2. 运行发送端程序 tx_sc-fde.m，当 matlab 命令行端显示“data transfer done”时，表明数据正常发送完毕。
3. 通过 tx_sc-fde.m 中的调制指数 index，可以选择不同的调制方式（QPSK、16QAM、64QAM）；

4. 运行 rx_sc-fde.m，程序会实时显示接收到的数据帧和均衡之后的星座图，如下图所示：

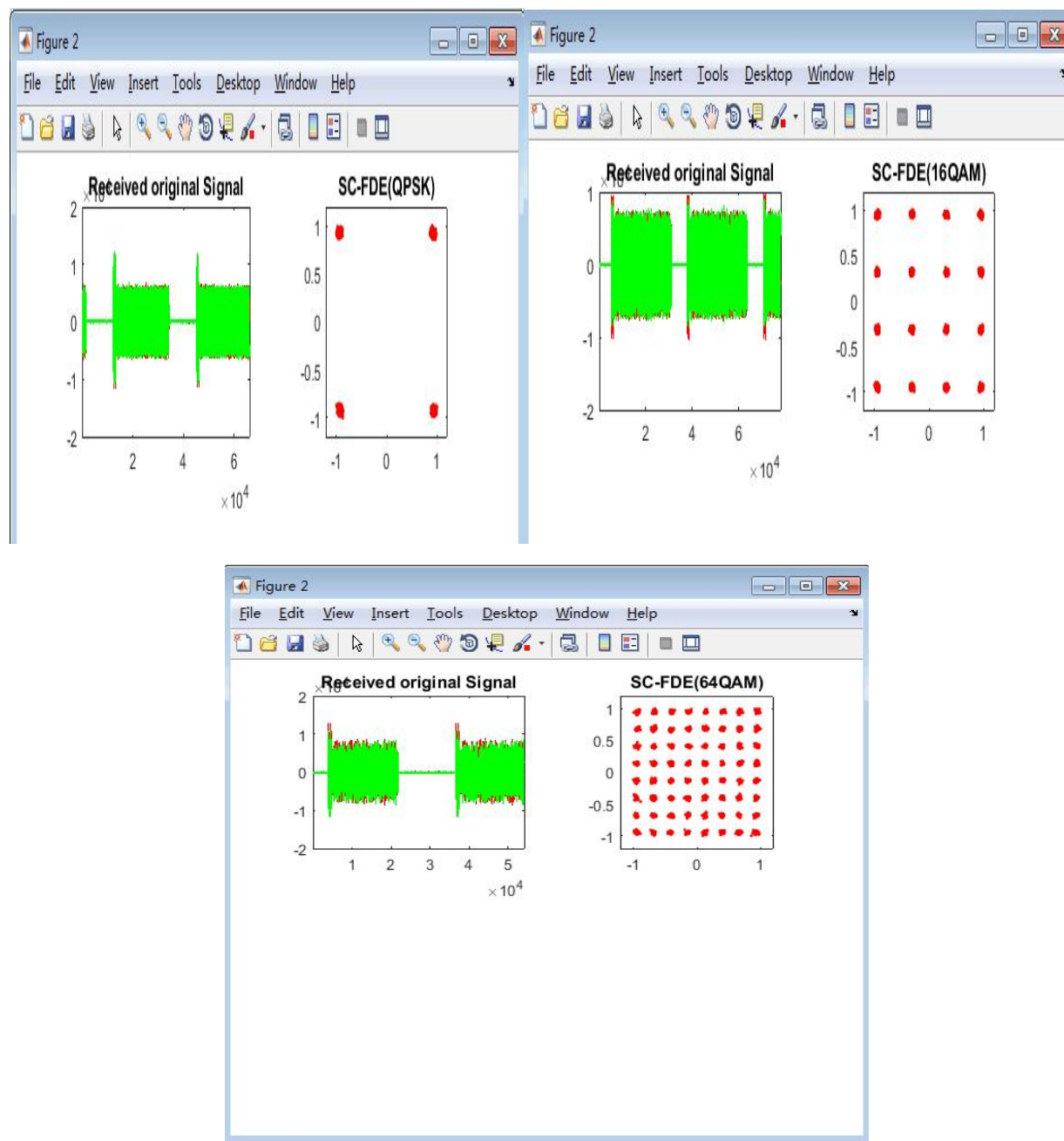


图 7-11 运行效果

