

# 基于认知无线电的 DVB-S2 信号接收与解析



田苗苗 王祖林 徐 迈

北京航空航天大学电子信息工程学院 北京 100191

(tianmiaomiao\_1995@163.com)

**摘 要** DVB-S2 协议作为第二代数字电视卫星广播协议,因具有突出的信号传输性能,在国际上得到了广泛的应用。现有的 DVB-S2 信号接收多采用标准的商用设备,不便于对信号接收的各个环节进行具体分析。基于此协议,开展了利用认知无线电 USRP X310 设备和 Matlab 数字算法实现信号接收解析的研究,同时分析各算法参数对信号接收质量的影响。该研究成果为信号协议进行更深层次的分析和研究以及后续的 DVB-S2 信号产生、通信对抗等提供可靠的设计指导。为了实现通信系统最大透明化,仅使用认知无线电设备对空间模拟信号进行放大和采样,其余部分全由数字信号处理领域的相关算法完成。文中详细阐述了整个接收平台的硬件设备参数设置和软件系统框架及其内部关键环节的算法实现。关键环节包括符号同步、物理层帧头检测与解析和载波同步等,其中符号同步和载波同步适用于其他通信系统,而物理层帧头检测与解析为针对 DVB-S2 协议特定设计的环节。最后,以亚洲五号卫星 Ku 波段上的一个特定节目为例详细说明了 DVB-S2 信号在接收过程中的处理流程及结果,原始数据传输流最终被正确恢复,该节目视频和音频亦成功播放。

**关键词:** 卫星通信;DVB-S2 协议;认知无线电

**中图法分类号** TN927

## DVB-S2 Signal Receiving and Analysis Based on Cognitive Radio

TIAN Miao-miao, WANG Zu-lin and XU Mai

School of Electronic and Information Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China

**Abstract** DVB-S2 protocol is the second generation of digital television satellite broadcasting protocol, which has been widely used all over the world because of its outstanding signal transmission performance. The existing DVB-S2 signal reception mostly uses standard commercial equipment, which is not convenient for analysis of each module of signal reception. Therefore, this paper carried out the use of cognitive radio USRP X310 equipment and Matlab digital algorithms to realize the reception and analysis final transmission effect which affected by relevant algorithm parameters. This work can provide reliable design guidance for deeper research on signal protocol, subsequent DVB-S2 signal generation and communication countermeasure. Based on DVB-S2 protocol, this paper designed a complete simulation and realization for the reception and analysis system of digital satellite television signals. In order to achieve maximum transparency of the communication protocol, this paper only used cognitive radio equipment to amplify and sample original analog signals, and the rest is completed by digital signal processing algorithms on the software platform. The hardware device to receive and sample DVB-S2 analog signals is a cognitive radio equipment USRP X310 and the software platform for all the digital signal process is MATLAB platform. This paper discussed the details of hardware configuration, digital signal processing framework and theories and implementations of some key modules. The key modules are symbol synchronization, physical layer frame head detection and analysis, and carrier synchronization. In the experimental part, this paper took a specific television program on Ku band of Asian Satellite 5 as an example to illustrate the whole DVB-S2 signal process. Finally, original data transmission stream is obtained and the video and audio of the program can be successfully broadcast.

**Keywords** Satellite communication, DVB-S2 protocol, Cognitive radio

### 1 引言

字卫星电视成为了当前炙手可热的电视广播手段。在数字电视领域中,世界上公认的主要标准共有 3 个,分别是美国的 ATSC(Advanced Television System Committee)、欧洲的 DVB

急速增长的电视用户量和卫星通信的飞速发展,使得数

收稿日期:2019-07-30 返修日期:2019-12-16 本文已加入开放科学计划(OSID),请扫描上方二维码获取补充信息。

基金项目:国家自然科学基金(61971025)

This work was supported by the National Natural Science Foundation of China (61971025).

通信作者:王祖林(wzulin@buaa.edu.cn)

(Digital Video Broadcast)和日本的 ISDB(Integrated-Services Digital Broadcasting),其中前两种标准应用较为广泛。在卫星信道通信领域,DVB-S(Digital Video Broadcast-Satellite)更是逐渐成为了世界级主流数字卫星广播系统标准<sup>[1]</sup>。第二代 DVB-S 标准(DVB-S2)相较于第一代标准,在技术上有了很大改进,不仅应用广泛,更代表了目前国际卫星通信领域的前沿发展水平<sup>[2-4]</sup>。

在此背景下,很多学者开展了大量的研究。就信号接收系统而言,Savvopoulos 等提出了基于软件无线电的 DVB-S2 接收机结构框架,简要描述了该框架结构中每个模块的物理作用和一些关键参数的设置。整个框架选择 FPGA(Field-Programmable Gate Array)搭配 DSP(Digital Signal Processing)平台实现<sup>[5-6]</sup>。Savvopoulos 在另一项研究中对框架中的中频信号二次变频模块提出了一个利用两级数字下变频器(第一级固定,第二级可编程)的级联结构实现流程<sup>[7]</sup>。著名学者 Gardner 在传统 I-Q 接收符号同步模块中提出了一种每个符号仅使用两个采样点就可以进行符号同步的新定时误差计算方式,该算法在信号存在较高频偏时仍然有优越的性能,适合卫星通信信道的应用场景<sup>[8]</sup>。物理层帧头同步算法是 Sun 等提出的基于 DVB-S2 协议中物理层特殊帧头结构的联

合差分相关与峰值检测算法,其识别准确率高且同步速度快,因此被广泛使用<sup>[9]</sup>。载波同步中的载波频率估计和载波相位估计都有十分经典的传统方法,如频率中心法、基于判决的估计方法等。另外,信道解码也有着非常成熟的算法支撑,目前的 LDPC(Low-Density Parity-Check)码和 BCH(Bose-Chaudhuri Hocquenghem)码的通用解码算法已经可以满足工业界需求<sup>[10]</sup>。

由于 FPGA 和 DSP 硬件设备门槛高且须频繁调整参数,不利于获取数据流中的细节信息,且符号同步等算法并没有考虑数据序列起始点对算法效果的影响,因此本文利用认知无线电 USRP X310 和 Matlab 平台实现了对空间中 DVB-S2 信号的接收与解析,搭建了一套完整的针对 DVB-S2 信号的接收解析系统。本文将详细论述其中 3 个关键模块的原理及实现,并给出在本实验中的关键参数设置以供参考。

## 2 系统构建与关键技术解析

为了实现本地接收数字卫星电视信号并对其进行解析播放,本文搭建了基于认知无线电 USRP X310 和 Matlab 软件平台的信号接收系统,系统框图如图 1 所示。

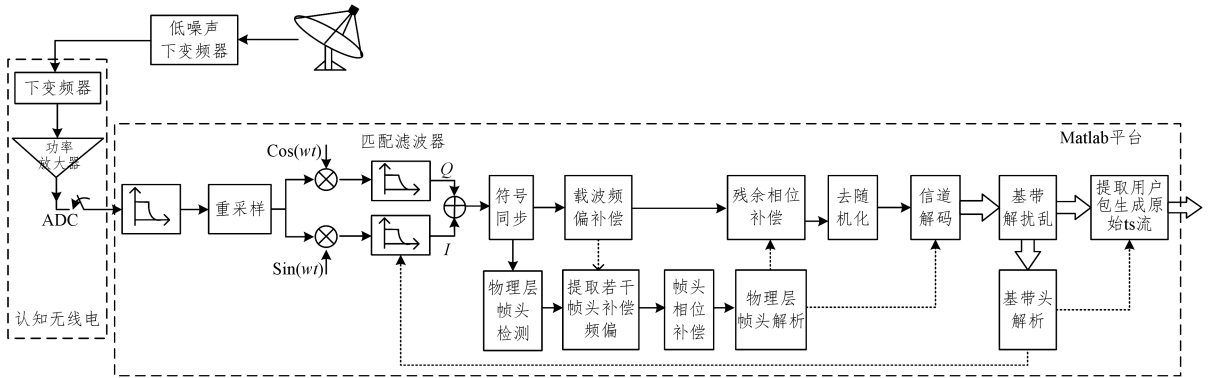


图 1 DVB-S2 信号接收流程

Fig. 1 DVB-S2 signal receiving process

自由空间中的卫星信号经过天线高频头的下变频和低噪声的放大后,进入软件无线电 USRP X310 的接收端口。认知无线电利用内部混频模块对信号进行二次变频和采样。由于软件无线电自身存在一个频率很低的近直流分量,因此在第二次变频中不能一次性变频到基带,具体变频频率应结合软件无线电频带范围、采样频率和目标信号带宽等情况综合考虑。二次变频后的信号已经是数字信号,此时可以完全转移到 Matlab 平台或其他软件语言平台上进行后续处理。

软件程序处理部分主要包括 10 个模块,分别是低通滤波、采样率变换(重采样)、三次变频、匹配滤波、符号同步、物理层帧头检测与解析、载波同步、信道解码、基带帧头解析与基带帧解码。下文将详细论述符号同步、物理层帧头检测和载波频率及相位同步 3 种关键技术的实现。

### 2.1 符号同步

在数字信号通信系统中,由于接收系统无法准确得知信号的传输状态,很难实现采样位置恰好为目标信号的最优采样点处,因此符号同步就成为了不可或缺的环节。符号同步

是利用内插滤波器对已获得数字信号进行重建,从而恢复出其最佳采样点,并进行二次采样。著名的 Gardner 符号同步<sup>[11]</sup>对传统符号同步中的误差检测器进行了新的定义,其算法流程如图 2 所示。

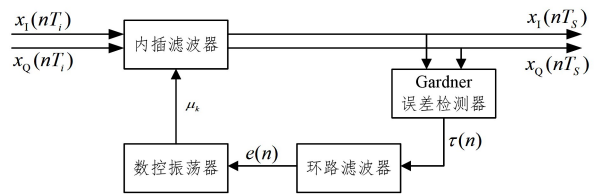


图 2 符号同步流程

Fig. 2 Symbol synchronization process

在符号同步中, I, Q 两路离散数字信号  $x_I(kT_s)$  和  $x_Q(kT_s)$  先通过插值滤波器插值(其中  $k$  代表第  $k$  个采样点,  $T_s$  表示采样点的时间间隔,即为采样频率的倒数);然后经过 Gardner 定时误差检测器计算出该信号与本地时钟的相位误差  $\tau(n)$ ,  $n$  为算法输出的第  $n$  个采样点;再通过一个环路滤波

器滤除其中的噪声及高频成分,将滤波后的值  $e(n)$  送入数控振荡器计算出同步后的最佳插值点位置  $\mu_k$ , 确定何时输出插值滤波器的插值, 从而得到同步后 I, Q 两路的符号流  $x_I(nT_s)$  和  $x_Q(nT_s)$ ,  $T_s$  为同步后相邻两个符号的时间间隔, 即符号率的倒数。

内插滤波器通常采用多项式插值滤波器, 输入为离散序列  $x(k)$ , 输出为序列  $y(k)$ 。这里采用立方插值滤波器(基于 4 点样值的拉格朗日函数):

$$y(k) = \sum_{i=1}^{I_2} C_i x(I_1 + I_2 - i) \quad (1)$$

其中,  $I_1 = -4/2 = -2$ ,  $I_2 = 4/2 - 1 = 1$ ;  $C_i$  是基于  $\mu_k$  的插值函数, 这里选用分段抛物线插值, 如式(2)所示;  $\alpha$  是设计参数, 通常取  $0.5^{[12-13]}$ 。

$$\begin{cases} C_{-2} = \alpha\mu_k^2 - \alpha\mu_k \\ C_{-1} = -\alpha\mu_k^2 + (\alpha+1)\mu_k \\ C_0 = -\alpha\mu_k^2 + (\alpha-1)\mu_k + 1 \\ C_1 = \alpha\mu_k^2 - \alpha\mu_k \end{cases} \quad (2)$$

定时误差检测器使用 Gardner 算法:

$$\tau(n) = y(n - \frac{1}{2}) [y(n) - y(n-1)] \quad (3)$$

其中,  $y(n)$  和  $y(n-1)$  为两个相邻且异号的符号,  $y(n - \frac{1}{2})$  为这两个符号的均值。该式的目的是利用两个相邻且相反符号采样值的差值得出信号时钟与本地时钟定时误差的方向, 再结合中间采样点的值得出当前符号信号时钟与本地时钟的定时误差。

此后, 将得到的定时误差检测值送入环路滤波器, 本文采用锁相环中常用的一阶比例积分结构<sup>[14-15]</sup>, 如图 3 所示。

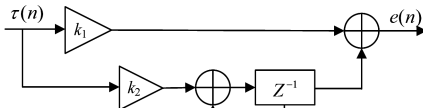


图 3 一阶比例积分滤波器结构

Fig. 3 First-order proportional-integral filter structure

计算增益  $k_1$  和  $k_2$  的公式如式(4)和式(5)所示:

$$k_1 = \frac{B_L(4\zeta + 2T_s B_L + 1)}{G_0 G_d (\zeta + 1/4\zeta)^2} \quad (4)$$

$$k_2 = \frac{4T_s B_L^2}{G_0 G_d (\zeta + 1/4\zeta)^2} \quad (5)$$

其中, 噪声带宽  $B_L$  是重要参数。当噪声带宽设置得太宽时, 虽然会使系统的捕获速度加快, 但却引入了更多的噪声; 而当噪声带宽设置得太窄时, 会使系统的捕获时间加长, 不利于信号处理。因此, 噪声带宽的设置需要根据情况多次尝试, 选择一个折中的数值。  $G_0$  和  $G_d$  分别是数控振荡器增益和定时误差检测器增益, 通常设为 2.7 和 1;  $\zeta$  为阻尼系数, 通常设为 0.707。

下一步, 数控振荡器将会利用环路滤波器滤波后的定时误差调整自身的控制字(也为每次进行递减的步进长度):

$$W_k = W_{k-1} + K_0 e(n) \quad (6)$$

其中,  $K_0$  取 1。

每当控制字大于 NCO 的当前存储值  $\eta_k$  时, 就表示一个新符号周期的开始, 故每次过零时刻就是内插滤波器输出一次插值的时刻, 此时插值位置  $\mu_k$  的计算如式(7)所示, 其余时刻保持不变。

$$\mu_k = \frac{\eta_k}{W_k} \quad (7)$$

由于数控振荡器的深度为 1, 因此每次数控振荡器更新自身的存储值时需要进行模一运算, 具体如式(8)所示。

$$\eta_{k+1} = (\eta_k - W_k) \bmod 1 \quad (8)$$

其中,  $W_k$  为根据环路滤波器的输出计算出的 NCO 当前应该更新的步长。另外, 由于 Gardner 符号同步算法对输入信号的起始点并没有要求, 因此假设目标信号的过采样倍数为  $N_{SPS}$ , 则输入信号的起始采样点可能是一个符号  $N_{SPS}$  个采样点中的任意一个。此时, Gardner 算法无法识别起始采样位置是当前符号的第几个采样点, 故不能更好地识别从哪几个采样点对当前符号进行极值恢复, 也就使得同步后的星座图不理想。图 4 展示了仿真不同起始点时符号同步后星座图的结果, 其中 4 个图分别代表以数据序列第 1 个、第 2 个、第 3 个和第 4 个点为起始点的同步结果(过采样率为 4 倍)。

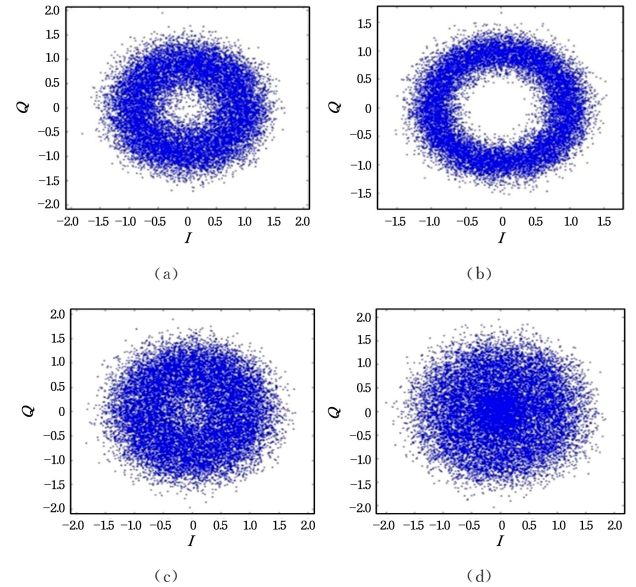


图 4 同一帧数据不同起始点开始符号同步的星座图

Fig. 4 Constellation maps of symbol synchronization at different starting points

由此可知, 需要对不同起始点下的符号同步结果  $x(n)$  计算信号符号幅值的均值  $\bar{x}(n)$  和方差, 只有使均值最大、方差最小的起始点才是最佳起始点。

## 2.2 物理层帧头检测

物理层帧头检测是针对 DVB-S2 协议下的信号进行的特定检测, 用于解析其中包含的调制方式、信道编码码率和物理层帧长度等参数。DVB-S2 信号的物理层帧头由 90 个 BPSK 符号组成, 其相位具有  $180^\circ$  翻转特点, 故使用联合差分相关分段峰值检测算法。

### 算法 1 联合差分相关分段峰值检测算法

输入: 输入信号  $X = \{x_1, x_2, \dots, x_m\}$ , 物理层帧长度  $L$

输出:帧头位置检测结果数组 PeakPos

1. 初始化模块参数:

```
coef_SOF = {-i, -i, -i, -i, i, i, i, i, -i, i, i, i, -i, i, -i, -i, i,
            -i, -i, i, i, -i, i, i, -i}
coef_PLSC = {-i, i, i, -i, -i, -i, i, -i, -i, i, i, i, i, -i, -i,
            -i, -i, i, i, -i, i, i, -i, i, -i, i, i, -i, -i}
```

2. FOR p ← 1 to m-90 DO:

```
3.   在 X 中取出  $X_r = \{x_p, x_{p+1}, \dots, x_{p+89}\}$ 
4.   FOR q ← 1 to 89 DO:
5.     C(q) =  $X_r(q) * conj(X_r(q+1))$ 
6.   END
7.   Vsof = sum(coef_SOF 与 C 的前 25 位按位相乘)
8.   Vplsc = 0
9.   FOR q ← 1 to 32 DO:
10.    Vplsc ← Vplsc + coef_PLSC(q) * C(2 * q + 25)
11.  END
12.  Vadd(p) = abs(Vplsc + Vsof)
13.  Vminus(p) = abs(Vsof - Vplsc)
14.  PeakDetector(p) = max(Vadd(p), Vminus(p))
15. END
16. sync_flag = False
17. FOR p ← 1 to floor(m/L) - 1 DO:
18.  IF sync_flag 为假 THEN:
19.   找到 PeakDetector 数组中以  $((p-1) * L + 1)$  为起始点的 L
   个数据中最大值的位置 maxp
20.  sync_flag ← True
21.  PeakPos(p) = maxp
22.  PeakPos(p+1) = maxp + L
23.  ELSE IF PeakDetector(PeakPos(p+1)) 大于其左右值
   THEN:
24.   PeakPos(p+1) = PeakPos(p) + L
25.  ELSE:
26.   sync_flag ← False
27.  END
28. END
29. END
```

### 2.3 载波同步

3 次变频后的信号已经为数字基带信号,但还存在残余的载波频率偏移以及相位偏移<sup>[16]</sup>。载波同步正是要进行残余载波的频率和相位校正。估计载波频率偏移的方法以有无数据支撑条件分为两类。对于目标信号的 QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 调制方式而言,若无数据支撑,可以使用四次方功率谱法估计残余的载波频偏(见式(9));若有数据支撑,则可以使用 M&M 算法(见式(10)、式(12)和式(13))<sup>[17]</sup>、L&R 算法(见式(11)和式(12))<sup>[18]</sup>和最小二乘法拟合相位偏移曲线求斜率的方法估计载波频偏。

$$\hat{f}_d = \frac{1}{4} \underset{a \in (-0.5, 0.5)}{\operatorname{argmax}} \left| \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N_i-1} x^4(n) e^{(-j2\pi a n)} \right|^2 \quad (9)$$

$$\hat{f}_d = \frac{1}{2\pi T_s} \sum_{m=1}^N \omega(m) \times [\arg\{R(m)\} - \arg\{R(m-1)\}]_{2\pi} \quad (10)$$

$$\hat{f}_d = \frac{1}{\pi T_s (N+1)} \arg\left\{ \sum_{m=1}^N R(m) \right\} \quad (11)$$

$$R(m) = \frac{1}{L_0 - m} \sum_{k=m}^{L_0-1} x(k) \times conj(x(k-m)), 1 \leq m \leq N_0 \quad (12)$$

$$\omega(m) = \frac{3[(L_0 - m)(L_0 - m + 1) - N_0(L_0 - N_0)]}{N_0(4N_0^2 - 6N_0L_0 + 3L_0^2 - 1)} \quad (13)$$

其中,  $x(n)$  为数据序列,长度为  $L_0$  (文中为 90);  $N_0$  是一个设计参数,不大于数据序列长度  $L_0$  的一半。

由上述原理可以推断,目标信号不需要提供任何先验信息,直接使用四次方频率估计法估计出残余载波的偏移频率。注意到,四次方频率估计法要使用所有的数据,计算量较大,并且正是由于使用全体数据进行频率估计,因此估计出来的频率偏移量是基于长时间信号而言,对于单帧之间又存在一定的频率漂移的情况并不适用(帧内存在频率漂移的情况并不考虑,因为对于一个符号率为 5M/s 的 DVB-S2 信号,一帧使用 QPSK 调制的数字电视信号时间长度为 6.4ms,时间段较短,可以忽略不计)。

为减少计算量并应对单帧频率漂移的特殊情况,考虑到目标信号的单帧 DVB-S2 信号的前 90 个符号都是完全一致的特殊背景,也可以利用确定后的 90 个物理层帧头符号作为支撑数据进行有数据支撑的频率估计。首先,使用四次方频率进行整体信号频率偏移的粗估计,将频率粗同步后的前  $M$  帧帧头的 90 个符号提取出来( $M$  的选择视数据长短而定),利用遍历法对该  $M$  帧帧头前 26 个 SOF (Start Of Frame) 符号进行相位粗估计(DVB-S2 协议规定每个物理层帧的前 26 个信号必须固定字节),并利用估计出的结果各自进行相位补偿。接着,对于已经进行频率粗补偿和相位粗补偿的  $M$  帧帧头符号,利用最大似然判别法判别出每个符号映射后的比特级信息,将该信息作为该数据的物理层帧头解帧结果。这时,在估计后续的物理层帧的偏移频率时,就可以使用有数据支撑的 M&M 和 L&R 等算法实现更快速且计算量更少的估计。

上文已经提到,在进行帧头前 26 个 SOF 符号的相位粗补偿时使用的是遍历相位法。只要将  $(-\pi, \pi]$  的相位区间等间隔分成若干份,再对其中的每一份进行遍历即可。经验得出,  $2\pi$  的相位区间分成 32 份,即以  $\pi/16$  的间隔进行相位遍历,就可以满足此处解帧的需要。应注意到,此处对于 SOF 符号相位偏移的遍历并不是唯一的方法,其他常见的方法还有基于有数据支撑的最大似然估计法(即使用接收到的 SOF 信号与标准 SOF 的共轭按位相乘并求和后取相位)等。

接下来,在对后续帧进行相位补偿时,依据各自帧头得到的相位偏移结果进行补偿,以及使用基于判决的相位估计法进行相位补偿,都是可供选择的相位补偿方法。本文为了获得更好的相位补偿效果,采用二次补偿的方法,即先进行帧头 90 个符号的相位偏移估计,将得到的结果进行第一次帧内相位粗补偿,再进行最大似然估计法<sup>[19]</sup>的相位二次补偿。

$$\varphi_{x_i} = \arg(x_i) - \arg(conj(\hat{x}_i)) \quad (14)$$

其中,  $\arg(x_i)$  的取值范围为  $[0, 2\pi)$ ,  $\hat{x}_i$  是  $x_i$  的最大似然判决符号标准复数值。

### 3 实验及结果分析

基于上述架构,本文利用 USRP X310 软件无线电设备和 Matlab 数据处理平台搭建了 DVB-S2 数字卫星电视接收系统,并选择亚洲五号的《电竞世界》电视节目作为目标信号(符号率为 4.296 M/s, QPSK 调制,单节目单载波,载波频率为 12621 MHz),并最终成功恢复节目视、音频等原始传输流信息。

#### 3.1 信号数据的采集

软件无线电作为数据的采集设备,首先要满足足够的采样率要求(符合奈奎斯特采样定律);其次还应提供一定的信号增益,以增大信噪比,便于后期滤波降噪。另外,考虑到数据量大小和笔记本电脑的千兆网口限制,将软件无线电的采样率设置为 20 M/s。由于前期使用频谱仪测得实验地点的信号经过接收天线高频头提供的 60 dB 增益后的功率大小为  $-60$  dBm,即进入软件无线电接收端的信号功率为  $-60$  dBm,此时设置软件无线电的功率放大器提供 42 dB 增益,最终得到图 5 所示的离散化的信号频谱图。

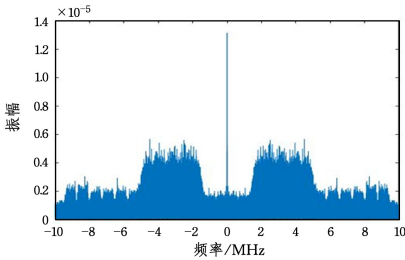


图 5 采集信号频谱图

Fig. 5 Received signal spectrum

#### 3.2 符号同步

如 2.1 节所述,为了避免无线电采集设备自身的低频信号干扰,软件无线电对信号的二次变频并不是直接变频到基带,而是将经过天线一次变频后的 L 波段信号先变频到中心频率约 4 MHz 处。Matlab 平台将先对信号进行混频频率为 4 MHz 的 3 次变频,再执行低通滤波,减弱环境噪声的影响。在此之前,需要对信号进行采样率变换操作。由于要进行的符号同步要求输入信号的过采样率为整数,需要将 20 M/s 采样率采样的信号重采样为  $4.296 \text{ M} \times 4 = 17.184 \text{ M/s}$  的新数据。接下来需要对信号进行匹配滤波。在 DVB-S2 协议中规定,信号的脉冲成型滤波器在发射端使用的是根升余弦滤波器,故在接收端需要再次使用与发送端参数一致的根升余弦滤波器,以组合成一个完整的升余弦滤波器,达到消除信号传输过程中码间干扰的目的(滚降系数为 0.2,窗口截止宽度设为 10 个符号)。

在符号同步环节,需要提供的参数为过采样率(本实验为 4 倍)、阻尼系数(通常取 0.707)和检测增益(通常设为 2.7)。依据 2.1 节中对于符号同步算法输入序列的起始点选择方法,确定数据序列开始同步的起始位置(本实验选择第 2 个点为起始位置)。表 1 列出了选择不同起始点后的误比特率对比结果。可以看出,相较于非正确起始点得到的数据误比特

率,进行了符号同步起始点选择后得到的数据误比特率有了极大改善(为了突出不同起始点选择的影响,除了起始点位置不同,其他过程均使用可以正确无误地解析时对应的参数设置和信息内容)。

表 1 对不同起始点的序列进行符号同步后的误比特率

Table 1 Bit error rate of symbol synchronization with different starting points

起始点索引	误比特率/%
1	49.98
2	0
3	49.99
4	50.02

进行符号同步后,信号星座图上多个杂乱无章的点会被同步到一个空心圆环上(如图 6 所示),圆环的环宽度越窄即证明同步效果越好。

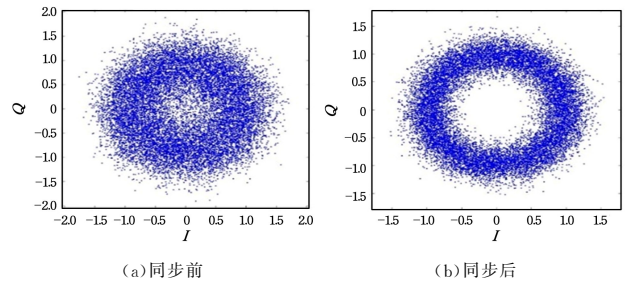


图 6 符号同步前后的星座图对比

Fig. 6 Constellation maps before and after symbol synchronization

#### 3.3 物理层帧头检测与解析

符号同步后的信号会同时送入帧头检测器中用于检测物理层帧头的位置,帧头检测效果如图 7 所示。检测结果即数据序列经过物理层帧头检测算法的检测值。从图中可以清楚地看出,每隔相同距离就会出现一个检测峰值,该峰值即为物理层帧头的位置;另外,各检测峰值大小比较平均,这也再次印证了符号同步算法的优良性能。

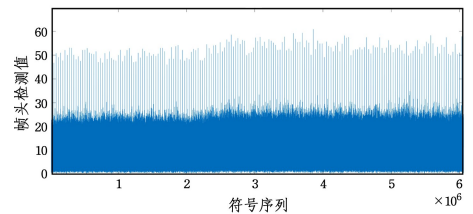


图 7 帧头检测结果

Fig. 7 Frame header detection results

#### 3.4 载波同步

符号同步后进行载波频率估计。采用不同算法估计出来的结果会有差异,图 8 是对 1 s 内的 131 帧物理层数据帧使用不同算法进行的频偏估计结果;表 2 列出了不同频偏估计算法对该 131 帧数据频偏估计结果的平均值。可以明显看出,虽然 4 种算法得到的平均结果差别不大,但 L&R 和最小二乘拟合法逐帧估计的频偏结果方差却比另外两个大,因此实际过程中应谨慎选择频偏估计算法。考虑到算法估计结果的稳定性和准确性,本文最终采用四次方功率谱估算法。

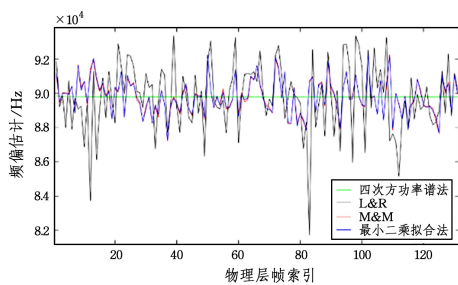


图 8 4种频偏估计算法的逐帧频偏估计结果

Fig. 8 Frame-by-frame frequency offset estimation results of four frequency offset estimation algorithms

表 2 4种载波频率估计算法的平均估计结果

Table 2 Average estimation results of four carrier frequency estimation algorithms

载波频率估计算法	频偏估/kHz
四次方功率谱法	89.783
L&R	89.754
M&M	89.802
最小二乘法拟合	89.809

频偏补偿后,需要对信号残余载波与本地混频载波的相位差进行纠正。考虑到应用场景的特点,首先基于不变的 26 位 SOF 帧头进行相位初估计,并用初估计的相位对 90 位帧头进行补偿;然后利用极大似然法判断出该信号的帧头 90 位比特信息,解出 90 位帧头。此后,每帧信号便可以使用 90 位帧头估计出的相位差进行相位补偿。估计 90 位帧头的相位差方法包括相位遍历法和最大似然估计法,两者估计的结果如图 9 所示。

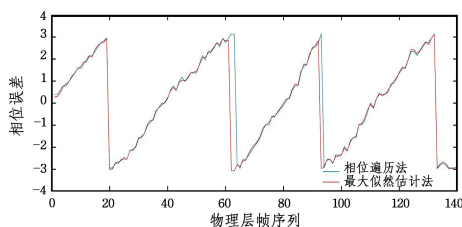


图 9 两种不同的相位偏移估计结果

Fig. 9 Two different phase offset estimation results

对每帧信号进行相位粗补偿后,就可以对帧内数据进行基于判决结果的最大似然法相位二次补偿。该步的目的是让星座图中的点分布更加集中,且对符号值更加准确,更利于后续的信道解码。二次相位同步前后单帧信号星座图的对比如图 10 所示。

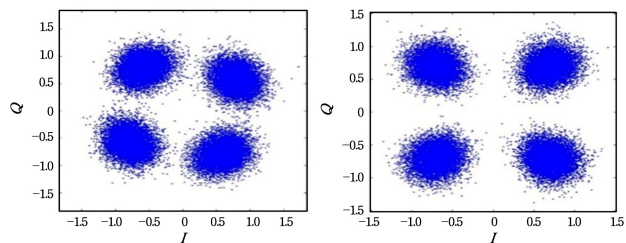


图 10 二次相位同步前后单帧信号星座图

Fig. 10 Single-frame signal constellation maps before and after quadratic phase synchronization

### 3.5 后续处理过程及实验结果

载波同步后将进行信道解码,用于纠正传输中的突发性错误比特。但在信道解码前,需要先对接收到的 I, Q 信号进行随机化。不同应用场景会规定使用不同的随机化序列,对于传统的电视广播领域,定义随机化序列中的关键字  $k$  为 0。在信道解码中,应先进行去交织操作,本质上就是按照官方协议规定的交织算法进行帧内数据的重排序。接下来进行外层的 LDPC 译码,须采用基于软信息的 BP(Back Propagation)迭代译码,迭代次数上限设为 50<sup>[20]</sup>。最后进行内层的 BCH 译码,采用时域译码中的 Peterson 译码算法<sup>[21]</sup>。信道译码后的数据序列是二进制比特流。此后,再进行去除基带干扰和基带帧头解析等操作即可得到原始数据传输流。基带帧头解析时,应先对基带帧头的 80 个比特信息进行 CRC8 验证,验证无误后提取其中关于视、音频数据流的控制信息。应注意到的是,基带帧头的第一个字节中规定了匹配滤波器中的滚降系数。因此,解析得到准确的匹配滤波器滚降系数后,要对接收端的匹配滤波器进行检验或调整。

至此,原始的视、音频流已经被完全解析,后续有的数据流还需要进行空包删除等操作,但本质上 DVB-S2 信号处理的主要环节已经全部结束。此时的数据流已经可以用通用的视频播放软件正确播放,播放结果如图 11 所示。



图 11 通用视频播放软件播放解析后的节目内容

Fig. 11 Parsed program played by general video software player

**结束语** 为了获取 DVB-S2 信号的详细参数设置,还原 DVB-S2 信号接收解析流程的技术细节,本文利用认知无线电 USRP X310 作为信号的采集设备,配合 Matlab 软件平台搭建了一套完整的 DVB-S2 信号的接收解析系统,实现了对自由空间中 DVB-S2 数字卫星电视节目信号的接收与解析。本文详细论述了 Gardner 符号同步算法、物理层帧头检测和载波同步(包括频率同步和相位同步)等关键算法的原理和实现,并在实验部分详细说明了硬件采集设备和软件数据处理模块所采用的参数设置,最终完成了对节目原始视、音频传输流的提取和正确播放。

### 参考文献

- [1] EL-ABBASY K, ABDELHAMID B, ELRAMLY S. Performance evaluation of DVB-S2 and DVB-S2X systems[C]// 2015 IEEE International Conference on Communication, Networks and Satellite. Bandung, Indonesia, 2015: 115-120.
- [2] MALARIĆ K, SUĆ I, BAČIĆI. Measurement of DVB-S and DVB-S2 parameters[C]// 2015 23rd International Conference on Software, Telecommunications and Computer Network. Split,

- Croatia, 2015:160-164.
- [3] ESTI E. Digital Video Broadcasting (DVB); second generation framing structure, channel coding and modulation systems for broadcasting, interactive service, news gathering and other broadband satellite applications[S]. EN ETST, Technical report; ETSI EN 302 307 V1. 4. 1, 2014.
- [4] SPALEVIĆ P L, JAKŠIĆ B S, MILOVANOVIĆ I, et al. Influence of the parameters of the DVB-S/S2 standards on the capacity of a satellite transponder[C]//2017 13th International Conference on Advanced Technologies, Systems and Services in Telecommunications. Nis, Serbia, 2017:65-68.
- [5] SAVVOPOULOS P, PAPANDEIOU N, ANTONAKOPOULOS T. Architecture and dsp implementation of a dvb-s2 baseband demodulator[C]//2009 12th Euromicro Conference on Digital System Design, Architectures, Methods and Tools. Patras, Greece, 2009:441-448.
- [6] AVIELY P, RADOVSKY O, GINOSAR R. DVB-S2 software defined radio modem on the RC64 manycore DSP[C]//2016 IEEE Aerospace Conference. Big Sky, USA, 2016:1-10.
- [7] SAVVOPOULOS P, ANTONAKOPOULOS T. An IF digital down-converter for software radio DVB-S2 receivers[C]//2007 14th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems. Marrakech, Morocco, 2007:1043-1046.
- [8] GARDNER F. A BPSK/QPSK timing-error detector for sampled receivers[J]. IEEE Transactions on Communications, 1986, 34(5):423-429.
- [9] SUN F W, JIANG Y M, LEE L N. Frame synchronization and pilot structure for second generation DVB via satellites[J]. International Journal of Satellite Communications and Networking, 2004, 22(3):319-339.
- [10] ZINCHENKO M Y, LEVADNIY A M, GREBENKO Y A. Development of the LDPC coder-decoder of the DVB-S2 standard on FPGA[C]//2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications. Minsk, Belarus, 2018:1-3.
- [11] BAZIN S, NAEINY M F. Burst transmission symbol synchronization in the presence of cycle slip arising from different clock frequencies[J]. EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, 2018, 2018(1):3.
- [12] GARDNER F M. Interpolation in digital modems-part I: fundamentals[J]. IEEE Transactions on Communications, 1993, 41(3):501-507.
- [13] GARDNER F M. Interpolation in digital modems-part II: implementation and performance[J]. IEEE Transactions on Communications, 1993, 41(6):998-1008.
- [14] ALI Z, CHRISTOFIDES N, HADJIDEMETRIOU L, et al. Three-phase phase-locked loop synchronization algorithms for grid-connected renewable energy systems: A review [J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2018, 90:434-452.
- [15] FU Y M, ZHU J, JU Y J. Design and performance analysis of gardner timing synchronization loop[J]. Journal on Communications, 2012, 33(6):191-198.
- [16] CHENG P, LIU A, LIANG X. An improved method for carrier frequency offset estimation based on FFT[C]//2017 IEEE 2nd Advanced Information Technology, Electronic and Automation Control Conference. Chongqing, China, 2017:1103-1107.
- [17] MENGALI U, MORELLI M. Data-aided frequency estimation for burst digital transmission[J]. IEEE Transactions on Communications, 1997, 45(1):23-25.
- [18] LUISE M, REGGIANNINI R. Carrier frequency recovery in all-digital modems for burst-mode transmissions[J]. IEEE Transactions on Communications, 1995, 43(2/3/4):1169-1178.
- [19] MENGALI U. Synchronization techniques for digital receivers [M]. Plenum Pr., 1997.
- [20] TADROS F, EISA S. Modified scaled min sum LDPC decoder for DVB-S2/S2X/T2[C]//2018 30th International Conference on Microelectronics. Sousse, Tunisia, 2018:172-175.
- [21] DIGDARSINI D, MISHRA D, MEHTA S, et al. FPGA implementation of FEC encoder with BCH & LDPC codes for DVB-S2 system[C]//2019 6th International Conference on Signal Processing and Integrated Networks. Noida, India, 2019:78-81.



**TIAN Miao-miao**, born in 1995, post-graduate. Her main research interests include satellite communication and digital signal processing.



**WANG Zu-lin**, born in 1965, Ph.D, professor, Ph.D supervisor. His main research interests include image processing, communication network and electronic countermeasur.