0254-6124/2015/35(5)-574–07 *Chin. J. Space Sci.* 空间科学学报

Chen Yanlong, Zhang Yuannong. Design and testing of an ionospheric Doppler receiver (in Chinese). *Chin. J. Space Sci.*, 2015, **35**(5): 574-580, doi:10.11728/cjss2015.05.574

电离层多普勒接收机的设计与实验*

陈彦龙　张援农

(武汉大学电子信息学院　武汉 430072)

摘　要　利用软件无线电技术设计了一种电离层多普勒接收机. 该接收机采用 DSP, FPGA 等数字芯片与 PXI 总线进行架构, 使用 GPS 作为接收机的时间和频率同步模块, 能够灵活设置系统参数. 实验接收来自中国蒲城陕西天文台的高频时间信号, 实时获取由于电离层扰动所产生的多普勒频率偏移信息. 使用通过 MATLAB 语言实现的信号处理软件平台, 对接收到的高频信号进行处理. 观测结果表明, 接收机能够分析电离层回波信号的多普勒频移随时间的变化, 是获取不同空间尺度电离层扰动信息的一种有效手段.

关键词　电离层, 软件无线电, 多普勒接收机

中图分类号　P 352

Design and Testing of an Ionospheric Doppler Receiver

CHEN Yanlong　ZHANG Yuannong

(*School of Electronic Information, Wuhan University, Wuhan* 430072)

Abstract　As an important part of the Earth space environment, ionosphere variations have a very important impact on the daily life and activities and living of human beings. Ionosphere disturbance always manifests itself as a complex temporal and spatial variation process. Therefore, to strengthen the real-time monitoring of ionosphere disturbance and study the physical mechanism of the ionosphere disturbance is an important topic of space physics. Software defined radio technology is deployed to design an ionosphere Doppler receiver. Consisting of PXI bus and digital chips including DSP and FPGA, the receiver uses GPS as a module to synchronize time and frequency. Its system parameters can be set flexibly. Receiving high frequency signals from the Shanxi astronomical observatory, the receiver can get real-time ionosphere Doppler shift information caused by ionosphere disturbance. A signal processing software using MATLAB language processes the received high frequency signals. Observations show that the receiver is proved to be an effective means to obtain the ionosphere disturbance information in different spatial scales by data processing since it can analyze the change in Doppler shift of the echo signal of an ionosphere as time changes.

Key words　Ionospheric, Software radio, Doppler receiver

---

* 国家自然科学基金项目资助 (41474132)

2014-11-06 收到原稿, 2015-04-20 收到修定稿

E-mail: woshismanyan@163.com

0 引言

电离层中的许多现象是多种因素和过程综合作用的结果, 除来自太阳活动与气象过程上下扰动源的作用外, 电离层本身的电动力学过程以及热层大气的各种变化也具有十分重要的作用 [1−2]. 因此研究电离层扰动观测的新方法, 加强电离层扰动的实时监测, 分析电离层扰动的物理机制是空间物理学研究的重要课题.

利用高频无线电波进行电离层探测是获取电离层参数的重要手段 [3]. 高频无线电波在电离层中传播的多普勒效应是由电波在传播过程中相路径随时间发生变化造成的, 而这种相路径随时间的变化是由传播路径上电子浓度变化和电波反射高度的变化共同决定的 [4]. 因此利用高频无线电波在电离层中传播时的多普勒效应, 探测由电离层电子浓度变化和反射高度变化引起的多普勒频移, 可以直观快速获取电离层扰动的参数和信息 [5].

多普勒接收机的研究发展超过了半个世纪, 20 世纪 50 年代末, 日本 Ogawa[6] 利用一台通信接收机, 配以高精度的频率源与混频器, 得到了 JJY 回波信号的高频多普勒频移曲线. 中国在多普勒接收机研究方面取得了很多成果, 1981 年台湾的 Huang 等 [7] 利用改进的数字倍频器和描图设备制成了电离层多普勒实时观测仪. 1985 年在武汉建成了中国首座三站式电离层高频多普勒台阵 [8]. Xiao 等 [9] 在北京应用 DQ-87 型地球物理数据采集和处理系统进行高频多普勒观测. 2000 年 Yuan 等 [10] 在武汉研制了高频多普勒频移和到达角实时探测系统, 实现了数字化高频多普勒频移观测.

近年来, 随着软件无线电技术的发展, 利用软件无线电技术研发的接收机相比于传统接收机具有更多优势. 软件无线电结构具有开放性、标准化、模块化的通用硬件平台架构, 通过软件编程来实现无线系统的各种功能. 将各种功能应用软件来完成, 可形成具有高度灵活性和开放性的新一代无线电系统. 本文利用软件无线电技术, 采用高性能 FPGA 芯片, 使用模块化编程代替专用芯片, 使接收机集成度大为提高, 并利用其接收来自中国蒲城陕西天文台的 BPM 高频时间信号. 对数据的处理和分析结果表明, 电离层多普勒接收机达到了设计要求, 能够获取电离层的扰动信息.

1 电离层多普勒接收机组成

1.1 总体系统结构

电离层多普勒接收机利用软件无线电技术, 通过软件设计来完成对硬件各功能的设置. 其主要功能是通过软件系统利用数字信号处理技术来完成的, 总体设计可以方便使用最新的数字信号处理技术成果, 从而提高系统的性能指标. 接收机主要由天线、隔离开关、超外差接收前端、频率源、数字线变频模块以及上位机等组成. 由天线接收到模拟信号, 将其解调输出模拟中频, 中频信号经过必要的信号调理后进入高速 AD 进行模数转换, 得到的高速基带数据流通过抽取滤波后送到上位机进行信号处理从而可以得到频谱分析结果, 高频多普勒接收机总体系统结构如图 1 所示.

1.2 前端电路设计

由于接收机工作在短波频段, 工作带宽较宽, 频段内的电磁干扰严重, 因此采用超外差二中频体制, 可以使系统在工作频段范围内增益稳定, 同时能够提高系统的灵敏度和抗干扰性能. 接收机前端电路结构如图 2 如所示.

从天线接收到的信号首先经过带通滤波器滤波, 由于短波段干扰很强, 带通滤波器并不能达到很好的

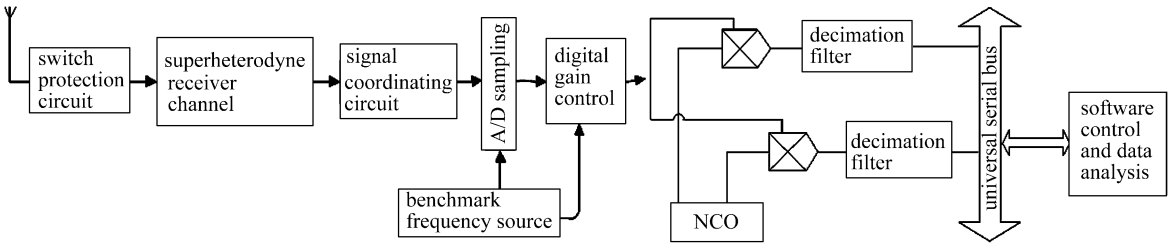


图 1 高频多普勒接收机总体系统结构

Fig. 1 Block diagram of HF Doppler receiver system

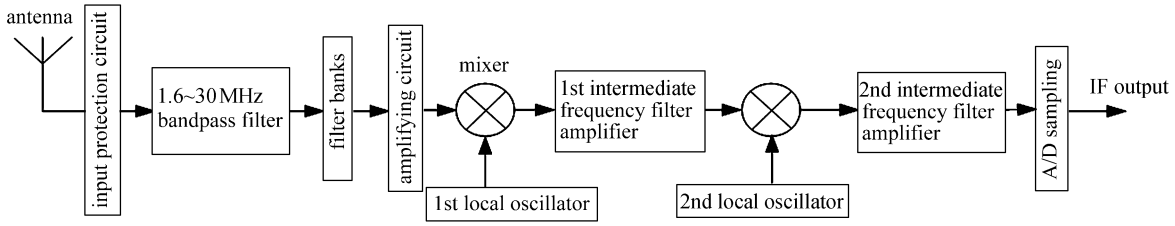


图 2 多普勒接收机前端电路结构

Fig. 2 Front-end circuit diagram of Doppler receiver

滤波效果, 因此信号经过亚倍频滤波器组后可以使得更多干扰频段被滤除, 同时可以滤除滤波器所产生的镜像频率. 信号通过滤波后进入放大器进行放大, 再与第一本振电路输出的一本振信号经过混频后产生频率较高的一中频信号, 而后一中频信号通过窄带滤波放大电路以保证信道增益的一致性, 进一步滤除噪声. 由于一中频信号频率较高, 直接采样的话, AD 器件承受压力过大, 因此需要对一中频进行降频至频率较低的二中频. 将频率较低的二中频信号送入到 AD 器件进行过采样, 再送入下一模块.

接收机选用 LTC2202 器件对数据进行采样. LTC2202 芯片是专门为高频、宽动态范围的信号进行数字化处理而设计的, 非常适合于要求苛刻的应用, 其 AD 性能包括采样率 $20\times10^6\,\mathrm{s}^{-1}$, SFDR 约 100 dB, SNR 约 81.6 dB, 量化位数 16 bit. 根据带通采样定理, 对于分布在 $(f_\mathrm{L}, f_\mathrm{H})$ 范围上的带限信号, 当 $f_\mathrm{H} \gg B = f_\mathrm{H} - f_\mathrm{L}$ 时, 为能利用最低采样速率两倍频带宽度速率 $(f_\mathrm{s} = 2B)$ 对带通信号进行采样, 带通信号中心频率必须满足如下条件之一:

$$f_\mathrm{o} = \frac{(2n+1)}{2}B,$$
$$f_\mathrm{L} + f_\mathrm{H} = (2n+1)B. \tag{1}$$

即信号的最高 (或最低) 频率是带宽的整数倍. BPM 时间信号以 1 kHz 分别调制 5 MHz, 10 MHz, 15 MHz 的调幅信号, 信号的带宽为 2 kHz, LTC2202 器件完全能够满足对信号的带通采样.

1.3 数字下变频电路设计

接收机数字下变频的构架是在 FPGA 上完成的, 采用低通滤波法进行数字下变频, 其工作原理如图 3 所示.

对一个 N 级级联的抽取滤波器, 输出增益

$$G = (RM)^N. \tag{2}$$

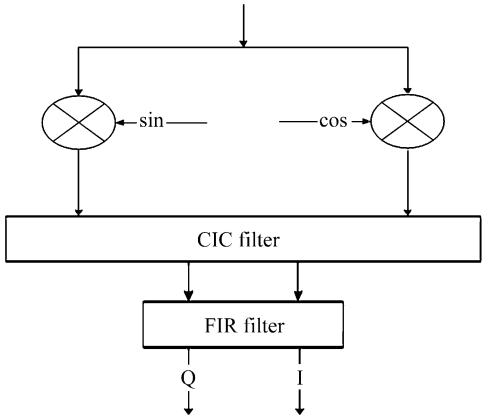


图 3 数字下变频构架原理

Fig. 3 Schematic diagram of DDC

由式 (2) 可得输出端的全分辨率数据宽度

$$B_\mathrm{out} = [B_\mathrm{in} + N\,\mathrm{lb}(RM)]. \tag{3}$$

其中, B_in 为输入数据宽度. 式 (3) 表明, 当数据宽度为 B_out 时, 各级积分器和微分器不会产生数据丢失现象, 若滤波器输出数据宽度小于 B_out, 则在滤波器的每一级采用舍入或截断来减少寄存器长度, 而对输出精度没有明显影响. 接收机 CIC 滤波器的主要参数设置如下.

(1) 滤波器级数 $N = 5$.

(2) 速率改变因子 $R = 16$.

(3) 差分延迟因子 $M = 1$.

(4) 输入数据位宽度 $B_\mathrm{in} = 16$ bit.

将上述数据代入式 (3), 可以得到输出端的全分辨率数据宽度 $B_\mathrm{out} = 31$. 由于所设置的输出宽度为 16 bit, 因此选择 CIC MegaCore 模块中的 Hogenauer 截断技术以确保输出精度. 从 CIC 滤波器中输出的数据再进入到 FIR 滤波器中进行数据整形, 其相应参数如下.

(1) 速度改变因子 $R = 16$.

(2) 类型为低通.

(3) 输入数据宽度 $B_{\rm in}=16\,{\rm bit}$.

(4) 阶数为 128 阶.

完成上述设计后, 整个下变频过程的参数为 AD 采样率 10 MHz, NCO 频率为 1.4 MHz, CIC 滤波器速度改变因子为 16, FIR 滤波器抽取系数为 16, 系统总抽取率为 256, 最终输出的基带信号速率为 39.0625 kHz.

2 数字信号处理

经过变频和滤波后, 以 $f_{\rm s}=39.0625\,{\rm kHz}$ 的实际采样速率对信号进行采样. 可以设置不同的采样时间窗来采集数据, 由于电离层扰动是一个缓慢变化的过程, 其变化一般小于 2 Hz, 因此这里以每 30 s 的数据作为一个时间窗, 一个时间窗采集满之后, 共有数据采样点 $D=1171\,875$, 频率精度为 $f_{\rm s}/D$, 计算得到的频率精度为 0.033 Hz. 这样处理不但能够保证较高的频率精度, 从而较准确地得到多普勒频移, 同时也可以对电离层的变化进行实时监测. 将得到的数据进行抽取和分组之后再进行傅里叶变换来分析频谱. 下面介绍数据抽取和分组的算法.

由于每次测量持续时间较长, 数据点数较多, 为提高计算机的运行速度, 减少计算量, 对数据进行一定间隔的抽取. 假设每隔 N 点抽取一个数据点, 将抽取后的数据点组成一个新的数列, 则新数列的采样频率为 $f_{\rm s}/N$, 采样点数为 D/N, 因此频率精度并不会因为数据被抽取而降低. 抽样后的数据与原数据的关系为 $X_N(K)=X(KN)$, 对抽取后的数据进行离散傅里叶变换, 得到抽取前后的数据频谱关系为

$$X_N({\rm e}^{{\rm j}w})=\frac{1}{N}\sum_{l=0}^{N-1}X[{\rm e}^{{\rm j}(w-2\pi l)/N}], \tag{4}$$

即抽取后的频谱为抽取前的序列频谱经过频移和 N 倍展宽后的 N 个频谱的叠加和 [11].

频率 $f_{\rm b}$ 的时序信号与本振 $f_{\rm o}$ 混频, 经过频率为 $f_{\rm n}$ 的数据采样, 得到 I, Q 两路正交信号, 将其中的 I 路信号经过 N 倍抽取后得到信号的序列

$$\begin{aligned}I_N=&I(Nn)=a(Nn)\cos\left[2\pi\left(\frac{f_{\rm b}-f_{\rm o}}{f_{\rm n}}\right)Nn\right]=\\&a(Nn)\cos\left[2\pi\left(\frac{f_{\rm b}-f_{\rm o}}{f_{\rm n}/N}\right)n\right].\end{aligned} \tag{5}$$

其中, $f_{\rm b}-f_{\rm o}$ 为信号的多普勒频移, 数据经过 N 倍抽取后, 实际上是以频率 $f_{\rm n}/N$ 在对 $f_{\rm b}-f_{\rm o}$ 进行采样, 采样后的频谱宽度变为原信号的 $1/N$.

如图 4 所示, 频率为 50 Hz, 采样率为 16 384 Hz 的信号, 经过 4 倍抽取后, 数据量、频谱宽度和幅度值均变为原来的 1/4, 而信号频率未发生改变. 因此采用数据抽取可以在保证不改变原信号频率的情况下显著减小数据分析的计算量.

采集满一个时间窗后, 对信号实行复数傅里叶变换, 得到一个时间窗内的频谱, 对频谱进行门限比较和噪声检验后, 通过比较频谱上的峰值, 计算出峰值处的频率, 进而得到多普勒频移. 由于采样时间较长, 而采样点数越多, 傅里叶变换计算的时间就越长, 为进一步提高数据运算速率, 可将经过抽取的数据进行分组后再处理.

已知信号频率为 $f_{\rm b}$, 抽样后的数据采样频率 $f_{\rm w}=f_{\rm n}/N$, 信号幅度为 1, 则经过抽取之后的原始数据为

$$x_N(T)={\rm e}^{{\rm j}(2\pi T f_{\rm b}/f_{\rm w}+\phi)}. \tag{6}$$

再将抽取得到的数据以每 Q 个数据点为单位分成一组, 对这 Q 个数据点进行离散傅里叶变换, 可以得到其频谱

$$\begin{aligned}&X_N(K)=\sum_{T=0}^{Q-1}x_N(T){\rm e}^{-{\rm j}(2\pi/Q)KT},\\&0\leqslant K\leqslant Q-1.\end{aligned} \tag{7}$$

由抽取后的采样频率 $f_{\rm w}$ 以及每组的点数 Q, 可以得到时域内 $f_{\rm o}$ 对应频域内的第 $k_{\rm o}$ 条谱线, 即 $k_{\rm o}=(f_{\rm o}/f_{\rm w})Q$. 依次将每组的 Q 个数据进行离散傅里叶变换, 将其中的第 $k_{\rm o}$ 条谱线取出组成一个序列 Y.

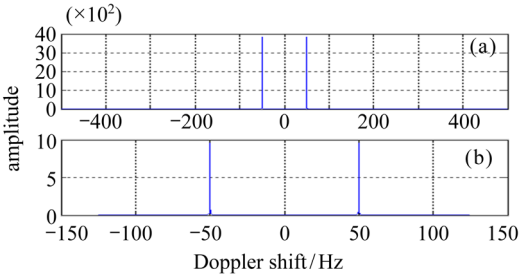


图 4 数据抽取结果仿真

Fig. 4 Simulation result of data extraction

将式 (6) 带入式 (7), 得到抽取后的原始信号频谱

$$X_N(K)=\mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi}\sum_{T=0}^{Q-1}\mathrm{e}^{2\pi\mathrm{j}T\left(\frac{f_\mathrm{b}}{f_\mathrm{w}}-\frac{K}{Q}\right)}. \tag{8}$$

所以

$$\begin{aligned}Y(m)=&\sum_{T=0}^{Q-1}x_N(mQ+k_\mathrm{o})\mathrm{e}^{-\mathrm{j}(2\pi/Q)kT}=\\&\mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi}\mathrm{e}^{\mathrm{j}(2\pi Q^{m}f_\mathrm{b}/f_\mathrm{w})}\sum_{T=0}^{Q-1}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi T(f_\mathrm{b}/f_\mathrm{w}-k_\mathrm{o}/Q)}=\\&\mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi}\left[\mathrm{e}^{\mathrm{j}\left(2m\pi\frac{f_\mathrm{b}}{f_\mathrm{w}/Q}\right)}\right].\\&\sum_{T=0}^{Q-1}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi T\left(\frac{f_\mathrm{b}-k_\mathrm{o}f_\mathrm{w}/Q}{f_\mathrm{w}}\right)}=\\&\mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi}\left[\mathrm{e}^{\mathrm{j}\left(2m\pi\frac{f_\mathrm{b}}{f_\mathrm{w}/Q}\right)}\right].\\&\sum_{T=0}^{Q-1}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi T\left(\frac{f_\mathrm{b}-f_\mathrm{o}}{f_\mathrm{w}}\right)}=\\&\mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi}\left[\mathrm{e}^{\mathrm{j}\left(2m\pi\frac{\Delta f}{f_\mathrm{w}/Q}\right)}\right].\\&\sum_{T=0}^{Q-1}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi T\left(\frac{\Delta f}{f_\mathrm{w}}\right)}.\end{aligned} \tag{9}$$

将 $f_\mathrm{w}=f_\mathrm{n}/N$ 带入式 (9), 得到

$$\begin{aligned}Y(m)=&\mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\left[2m\pi\frac{\Delta f}{f_\mathrm{n}/(QN)}\right]}.\\&\sum_{T=0}^{Q-1}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi T\left(\frac{\Delta f}{f_\mathrm{n}/N}\right)}.\end{aligned} \tag{10}$$

由式中 $\mathrm{e}^{\mathrm{j}\left[2m\pi\frac{\Delta f}{f_\mathrm{n}/(QN)}\right]}$ 可知, 经抽取分组后的数据实际上是以 $f_\mathrm{n}/(QN)$ 为采样频率对原始信号进行采样的. $\sum_{T=0}^{Q-1}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi T\left(\frac{\Delta f}{f_\mathrm{n}/N}\right)}$ 中是一个以 f_n/N 为中频的数字带通滤波器的函数表达式.

如图 5 所示, 信号中频为 5 kHz, 多普勒频移为 2 Hz, 采样频率为 20 kHz, 将每 700 个数据点组成一组, 由 $k_\mathrm{o}=(f_\mathrm{o}/f_\mathrm{w})Q$, 依次取出每组的第 175 条谱线组成一个新的序列, 对新序列进行傅里叶变换, 分析频谱得到的多普勒频移. 图 5(a) 为原始信号的傅里叶变换, 图 5(b) 为分组后数据的傅里叶变换, 由图 6 可知分组后可较为准确地得到信号多普勒频移.

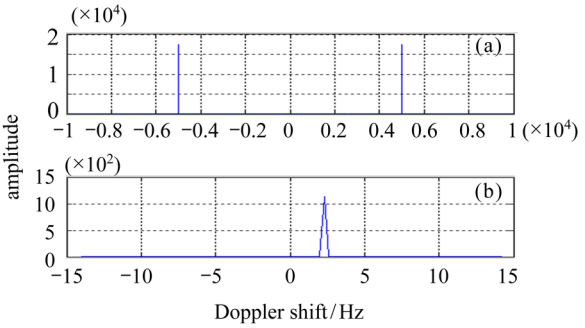


图 5 数据分组结果仿真

Fig. 5 Simulation result of data packet

经过抽取和数据分组之后, 在不降低频率分辨率的情况下, 可以大大降低数据处理量, 有效提高处理速度. 由所得到的多普勒频移, 可以进一步得到电离层多普勒展宽. 对于一条短波电离层信道, 由于其能量是通过许多时延不同的路径进行传播的, 因此表现出时间散布. 这样信号的时间结构将产生变化, 即信号在时间上产生畸变. 当从频率域角度来观察信道的传输函数时, 则表现出频率选择性衰落, 即显示出信道传输特性与频率的依赖性. 多普勒展宽主要反映的是在电离层中电波多径传播与电离层不均匀结构对电波散射等引起的频谱扩散. 利用多普勒展宽, 可以确定在某一个具体的短波信道传输数据信号时系统的误码率. 在目前的实时选频系统中, 为便于测量, 对多普勒展宽的计算给出了定义. 定义多普勒频谱 $p(\nu)$ 的标准偏差 (二次中心距的平方根) 的两倍即为多普勒展宽, 则有 [12]

$$F=2\sqrt{\frac{\int(\nu-\bar{\nu})^2p(\nu)\mathrm{d}\nu}{\int p(\nu)\mathrm{d}\nu}}. \tag{11}$$

式 (11) 中, ν 为多普勒频率, $p(\nu)$ 为多普勒剖面, 即多普勒频移对应的幅度值, $\bar{\nu}=\dfrac{\int\nu p(\nu)\mathrm{d}\nu}{\int p(\nu)\mathrm{d}\nu}$ 表示平均多普勒频移. 因此在已经得到多普勒频移的情况下, 可以将式 (11) 转化为

$$F=2\sqrt{\frac{\sum\limits_K B_K(f_K-\bar{f})^2}{\sum\limits_K B_K}}=$$

$$2\sqrt{\frac{\sum B_K f_K^2}{\sum_K B_K}-\left[\frac{\sum B_K f_K}{\sum_K B_K}\right]^2}. \tag{12}$$

其中, f_K 表示第 K 个时间段的多普勒频移, 对应的幅度为 B_K; $\bar{f}$ 为一次测量的平均多普勒频移, $\bar{f}=\sum_K B_K f_K \Big/ \sum_K B_K$. 从式 (12) 可以看出, 多普勒展宽 F 是按照均方根定义的 [13]. 可以将每 5 min 计算的多普勒频移和幅度按式 (12) 进行计算, 得到这段时间内的多普勒展宽, 将这些数据存储在上位机中, 进而分析几天甚至几年的多普勒展宽情况.

3 实验结果及讨论

通过接收来自中国陕西蒲城陕西天文台发射的 BPM 高频信号, 获取不同空间尺度的电离层扰动信息 [10]. 该天文台全天 24 h 发送 2.5 MHz, 5 MHz, 10 MHz 和 15 MHz 的标准时间信号, 每 30 min 为一个发送周期, 其中每个小时的第 10~15 min 和 40~45 min 发送的是无调制载波信号. 因为 5 MHz 和 10 MHz 载波的 BPM 信号全天 24 h 播放, 基本全天都在最大可用频率范围内, 而电离层临界频率从中午开始逐渐降低, 到午夜时处于低谷, 日出后又逐渐升高 [14], 对于频率较高的 15 MHz 的 BPM 信号, 夜间将不能被电离层反射, 因此主要接收 5 MHz 载波的信号.

图 6 所示的多普勒频移包含多种频率扰动成分, 持续时间 30~60 min 不等, 属于较典型的中尺度声重波 [15]. 电波经电离层反射后, 其多普勒频移为

$$\Delta f=-\frac{f_o}{c}\frac{\mathrm{d}p}{\mathrm{d}t}=-\frac{f_o}{c}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\int_s \mu \mathrm{d}s. \tag{13}$$

其中, f_o 为电波频率, c 为真空中的光速, p 为电波从发射点到接收点的相路径, s 为电波传播路径, μ 为折射指数. 由电离层折射定理可得, 在不计地磁影响以及电子碰撞的情况下, 当电波入射角为 90° 时, 折射指数 [16]

$$\mu=\sin\varphi=\sqrt{1-\frac{80.6N_e}{f^2}},$$

所以多普勒频移可以近似表示为

$$\Delta f=-2\frac{f_o}{c}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\int_h\sqrt{1-\frac{80.6N_e}{f^2}}\mathrm{d}h,$$

因此影响电离层多普勒频移大小的主要因素为电子浓度 N_e. 采用抛物线模型, 则电子浓度 N_e 的分布可以表示为 [17]

$$N_e=N\sqrt{\cos\lambda}\left[1-\left(\frac{h_{\max}-h}{2H}\right)\right].$$

其中, $h_{\max}$ 为电子浓度峰值高度, H 为标高, λ 为太阳天顶角. 因此当太阳天顶角变化时, Δf 也会随之变化. 上午电子浓度的剖面由高变低, 中午时 $\lambda=0$, 峰值高度最低电子浓度达到最大, 下午时浓度剖面又逐渐变大; 相应由太阳运动所引起的 Δf 上午为正, 中午为零, 下午为负. 将接收机接收到的数据经过处理后, 采用最小二乘法进行拟合, 结果如图 6 所示. 从图 6 可以看出, 在 13:00 LT−18:00 LT 之间, 由于电离层不规则结构和扰动, 产生较小的多普勒频移. 在 18:00 LT−19:30 LT 之间, 由于日落导致电离层电子浓度降低从而产生较大的多普勒频移, 结果与分析吻合.

多普勒展宽是随电离层结构的日变化而发生变化的. 短波在传播过程中, 由于传播路径或传播模式的不同, 会出现高低波传播, 其多普勒频移大小也会有所不同, 其差为

$$\Delta B=\left|2\left(\frac{f_o}{c}\right)\left(\cos\beta_2\frac{\mathrm{d}p_2}{\mathrm{d}t}-\cos\beta_1\frac{\mathrm{d}p_1}{\mathrm{d}t}\right)\right|. \tag{14}$$

其中, p_2, p_1 为高低波的相路径; β_1, β_2 为高低波的入射角. 由前面多普勒频移的分析可知, 正午时候由于多普勒频移接近于零, 所以高低波的多普勒频移之差为零. 而在其他时刻, 高低波的多普勒频移并不相同, 且在日出和日落时, 高低波的多普勒频移会产生较大变化, 从而产生较为明显的多普勒展宽. 从图 7 可以看出, 在 14:30 LT 左右, 由于电离层不均匀结构和扰动, 多普勒展宽较为明显, 而在 19:00 LT−20:00 LT, 随着日落导致的电子浓度变化, 多普勒频移发生明显变化, 从而产生较为明显的多普勒展宽. 图 7 所示结

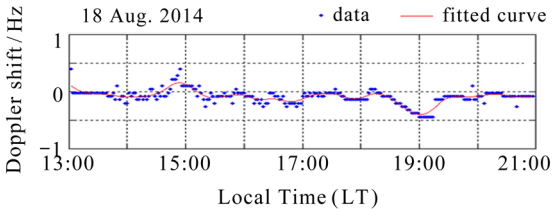


图 6 武汉–蒲城 10 MHz 多普勒频移

Fig. 6 Wuhan-Pucheng 10 MHz Doppler shift

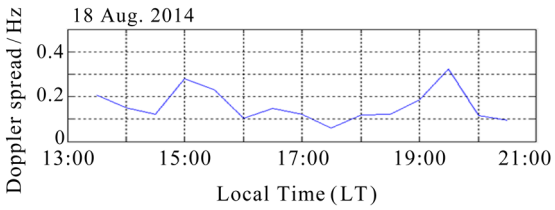


图 7 武汉–蒲城 10 MHz 多普勒展宽

Fig. 7 Wuhan-Pucheng 10 MHz Doppler-broadening

果也与分析基本相符.

综上所述, 本文提出的高频多普勒接收机, 利用软件无线电技术进行设计, 具有开放性、标准化、模块化的通用硬件平台架构. 通过软件编程来实现无线系统的各种功能, 具有高度的灵活性和开放性. 系统整体, 结构简单, 集成度高, 功能强大, 可升级性强. 通过实地探测和分析证明, 该接收机是可行的, 相对传统接收机具有较大优势.

参考文献

[1] Wright J W, Pitteway M L V. High-resolution vector velocity determinations from the dynasonde [J]. *J. Atmos. Terr. Phys.*, 1994, **56**:961-977

[2] Hung R J, Phan T, Smith R E. Observation of gravity waves during the extreme tornado outbreak of 3 April 1974 [J]. *J. Atmos. Terr. Phys.*, 1978, **40**:831-835

[3] Davies K. Ionospheric Radio [M]. London: Peter Peregrinus Limited, 1989

[4] Long Xianling, Hou Jiechang. The problem on frequency variation of ionosphere reflection waves [J]. *Chin. J. Geophys.*, 1979, **22**(4):387-395. In Chinese (龙咸灵, 侯杰昌. 关于电离层反射电波频率变化的问题 [J]. 地球物理学报, 1979, **22**(4):387-395)

[5] Xie Yixi. The Doppler frequency shift caused by the motion of the ionosphere over time [J]. *Chin. J. Geophys.*, 1982, **25**(4):295-303. In Chinese (谢益溪. 运动的随时间而变的电离层所引起的多普勒频移 [J]. 地球物理学报, 1982, **25**(4):295-303)

[6] Ogawa T. Frequency variation in shortwave [J]. *Prop. Proc. IRE.*, 1958, **46**(2):1934-1939

[7] Huang Yinnian, Chen Shengwen, Jiang Changjin. Development of Real Time Doppler Observation Instrument for Ionosphere [G]. Taiwan: Compilation of Telecommunication Research Report, 1981:257-280. In Chinese (黄胤年, 陈盛文, 江长晋. 多普勒电离层即时观测仪之研制 [G]. 台湾: 电信研究报告汇编, 1981:257-280)

[8] Li Libin, Wu Zhenhua, Ning Baiqi, Li Jun. Some technical problems in high frequency Doppler array [J]. *Chin. J. Geophys.*, 1987:295-303. In Chinese (李利斌, 吴振华, 宁百齐, 李钧. 高频多普勒台阵中的若干技术问题 [J]. 地球物理学报, 1987:560-564)

[9] Xiao Zuo, Huo Hongxian, Zou Jiqing, Zhang Shuli. DQ-87 geophysical data acquisition and processing system [J]. *Chin. J. Geophys.*, 1987, **30**(6):653-658. In Chinese (肖佐, 霍宏暹, 邹积清, 张树礼. DQ-87 型地球物理数据采集和处理系统 [J]. 地球物理学报, 1987, **30**(6):653-658)

[10] Yuan Zhigang, Ning Baiqi, Yuan Hong. Real time detection and analysis of high frequency Doppler and arrival angle [J]. *Chin. J. Radio Sci.*, 2001, **16**(4):487-492. In Chinese (袁志刚, 宁百齐, 袁洪. 高频多普勒和到达角实时探测与分析 [J]. 电波科学学报, 2001, **16**(4):487-492)

[11] Ding Meiyu, Gao Quanxi. Digital Signal Processing (3rd ed.) [M]. Xi'an: Xidian University Press, 2009. In Chinese (丁美玉, 高西全. 数字信号处理 (第三版) [M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2009)

[12] Dai Yaosen. Simultaneous measurement of multipath broadening and Doppler broadening [J]. *J. Commun.*, 1982(7):89-91. In Chinese (戴耀森. 实施地同时测量多径展宽与多普勒展宽的技术 [J]. 通信学报, 1982(7):89-91)

[13] Shen Qiqi, Zhu Desheng. Short Wave Communication [M]. Xi'an: Xidian University Press, 1989. In Chinese (沈琪琪, 朱德生. 短波通信 [M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1989)

[14] Jayachandran B, Balan N, Nampoothiri S P, Rao P B. HF Doppler observations of vertical plasma drifts in the evening F region at the equator [J]. *J. Geophys. Res.*, 1987, **92**(A10):11 253-11 256

[15] Xiao Zuo, Liu Kaijun, Zhang Donghe. Some typical records of ionospheric Doppler shift and their significance in the study of ionospheric morphology [J]. *Chin. J. Space Sci.*, 2002, **22**(4):321-329. In Chinese (肖佐, 刘凯军, 张东和. 典型电离层多普勒记录及其讨论 [J]. 空间科学学报, 2002, **22**(4):321-329)

[16] Jayachandran B, Balan N, Rao P, Sastri J, Bailey G. HF Doppler and ionosonde observations on the onset conditions of equatorial spread F [J]. *J. Geophys. Res.*, 1993, **98**(A8):13 741-13 750

[17] Georges T M. HF Doppler studies of traveling ionospheric disturbances [J]. *J. Atmos. Terr. Phys.*, 1968, **30**(5):735-746