

# 遥测接收机基带信号处理的 数字化实现方法

江 悟, 舒逢春, 张秀忠

(中国科学院上海天文台, 上海 200030)

**摘 要:** 根据 VLBI 系统中接收的遥测信号基带信号的特点, 介绍了利用虚拟无线电技术实现遥测接收机基带信号处理的基本原理, 并分别概述了接收机的载波解调、副载波解调、数据转换环 3 个功能模块的数字化实现方法。仿真结果和实测数据表明, 利用虚拟无线电技术能够很好地实现对遥测信号的解调和同步工作, 又因该技术本身具有容易更新、方便添加接口、可并行化等优点, 这种基于虚拟无线电技术的遥测接收机基带处理系统, 将能够为遥测、导航、天线组阵等相关技术提供很好的实验和应用平台。

**关 键 词:** 数字信号处理; 虚拟无线电; 遥测接收机; 解调; 同步

**中图分类号:** P228.6, TP319

## 1 引 言

深空探测是人类进行宇宙空间资源开发与利用的重要手段, 具有重要的科学和经济意义。进入 21 世纪, 世界各国纷纷推出新的深空探测发展战略和规划。在我国, 随着航天事业的发展, 探月工程已经取得初步成果, 火星探测计划也已经提上日程。遥测系统是航天飞行器在试验和运行过程中不可缺少的重要支撑系统, 遥测系统的发展得到了充分重视<sup>[1]</sup>。随着通用计算机和处理器性能的不提高, 以 DSP 和 FPGA 为代表的专用软件无线电平台正在逐渐向通用化处理器 (例如 CPU, GPU) 的平台转变。目前, 国内外已经出现了基于通用计算机的“虚拟雷达”和“软件 GPS 接收机”。这种以通用化处理器为平台, 利用计算机软件完成信号实时处理的技术被称为虚拟无线电技术, 它成为软件无线电技术的一种发展趋势<sup>[2]</sup>。

目前国内 VLBI 系统利用卫星统一测控信号中的遥测信号进行相关处理, 获得相对时延和时延率, 并综合测距、测速数据为卫星提供定轨、测角数据, 虽然并不具备对遥测信号的解调和解码功能, 但是可以在 VLBI 台站接收的遥测信号基础上添加基带信号处理模块, 实现遥测信号的解调和解码。其中, 遥测数据的射频接收部分与传统的 VLBI 信号接收完全一致。首先, 射频信号混频到中频, 然后通过基带转换器下变频到基带<sup>[3]</sup>, 采样和数字化以后记录到硬盘上。这样相当于记录的是某一个频带的信号, 比如本文中处理的嫦娥二号遥测信号, 记录的就相当于在 2233.50 MHz 到 2235.50 MHz 之间的信号。通过基带转换器以后, 遥测信号就包含在一个 2 MHz 带宽的基带信号里。

收稿日期: 2011-06-01; 修回日期: 2011-10-01

资助项目: 国家自然科学基金 (10973033); 上海市自然科学基金 (09ZR1437300)

本文研究遥测系统中常用的 PCM/BPSK/PM 调制信号的基带信号处理, 结合虚拟无线电技术, 讨论了其在通用计算机平台的数字化实现方法。首先介绍了遥测信号基带信号处理的基本原理, 然后根据具体的功能模块用 Matlab 软件进行了算法仿真, 并利用嫦娥二号遥测数据进行了方法验证。

## 2 遥测接收机的基本原理

### 2.1 遥测接收机的基本结构

目前卫星遥测信号大多采用 PCM/PSK/PM 调制方式, 遥测码型多为非归零 (NRZ) 码<sup>[1]</sup>。地面接收到的遥测信号可以用数学表达式<sup>[4]</sup>简单表示成:

$$\begin{aligned} r(t) &= \sqrt{P} \sin(\omega_c t + \Delta \cdot d(t) \sin(\omega_{sc} t + \theta_{sc}) + \theta_c) + n(t) \\ &\approx \sqrt{P_1} \sin(\omega_c t + \theta_c) + \sqrt{P_2} d(t) \sin(\omega_{sc} t + \theta_{sc}) \cos(\omega_c t + \theta_c) + n(t) \end{aligned} \quad (1)$$

其中,  $P$  是总的信号接收功率, 残留载波和副载波的功率记为  $P_1$  和  $P_2$ , 分别约等于  $P \cos^2 \Delta$  和  $P \sin^2 \Delta$ ,  $\Delta$  是调相指数,  $\omega_c$  和  $\theta_c$  是载波频率和相位,  $d(t)$  是 NRZ 数据流,  $\omega_{sc}$  和  $\theta_{sc}$  为副载波频率和相位,  $n(t)$  是加性带限高斯白噪声。式 (1) 中第一项是残留载波, 通常由锁相环跟踪, 第二项是被抑制的载波, 可由科斯塔斯环跟踪。常见的相干接收机结构如图 1 所示。

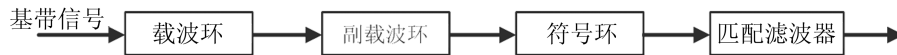


图 1 相干接收机的基本结构

### 2.2 载波解调

锁相环是一种常用的载波解调工具, 它广泛应用在测控信号相干解调、时间同步、频率合成等领域。目前使用的锁相环可以分为模拟锁相环、数字锁相环、全数字锁相环和软件锁相环等几种。随着虚拟无线电技术的出现, 软件锁相环得到了越来越广泛的应用<sup>[5]</sup>。二阶二型锁相环的 Z 域模型示于图 2, 从左往右依次是鉴相器、环路滤波器和压控振荡器,  $\xi$  和  $\omega_n$  为锁相环的阻尼系数和谐振频率,  $T$  为采样时间间隔。其中, 鉴相器采用 I/Q 双路鉴相, 有利于提高鉴相的精度和捕获速度, 鉴相器的结构如图 3 所示。

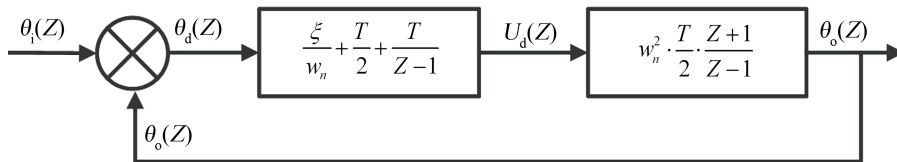


图 2 锁相环的 Z 域模型

通过选取适当的谐振频率和阻尼系数, 锁相环就能实现对载波相位的捕获和跟踪。图 4 是一个二阶二型锁相环的仿真结果。初始频率偏差为 20 kHz, 在不到 0.1 ms 的时间内能够实现捕获。

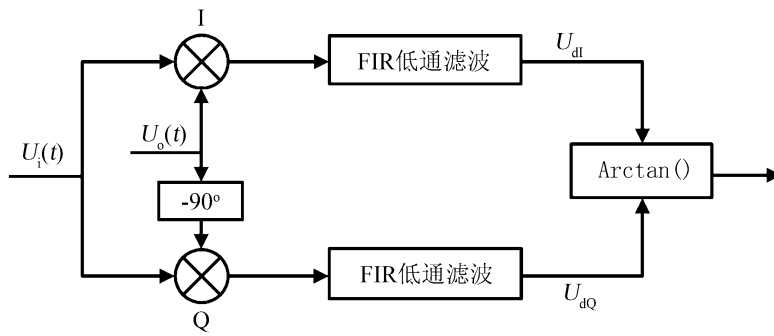


图 3 鉴相器模型

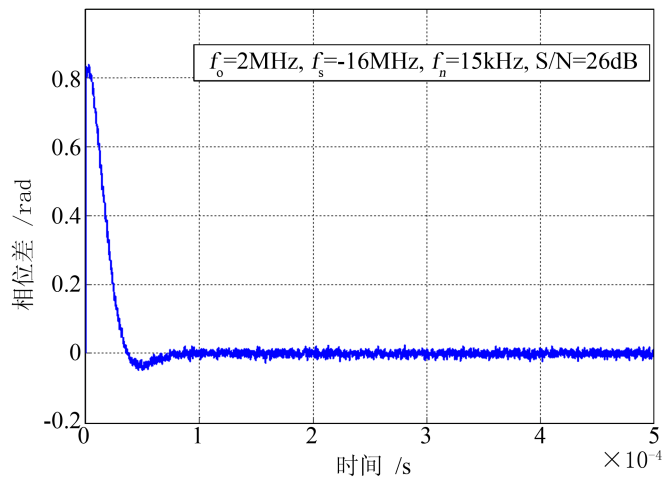


图 4 锁相环的仿真结果

### 2.3 副载波解调

对于 PSK 信号的解调可以通过平方环或者科斯塔斯环实现<sup>[6,7]</sup>，这里主要介绍科斯塔斯环的工作原理。图 5 是科斯塔斯环的基本结构，基本单元与锁相环类似，主要的差别在于相位差的取得，前者是通过 I、Q 路相乘得到有关相位差的正弦值，而锁相环在 I、Q 路通过低通滤波之后分别得到有关相位差的正弦值和余弦值，通过取反正切得到相位差。

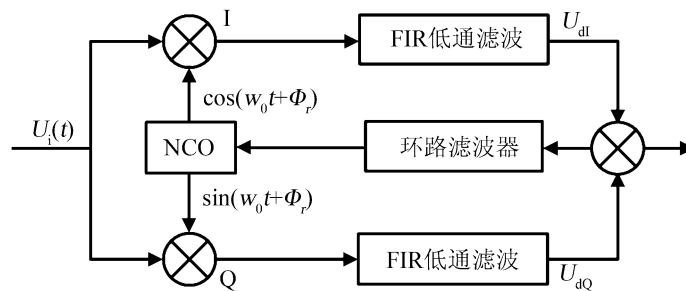


图 5 科斯塔斯环的基本结构

图6是科斯塔斯环的仿真结果，采用400 Hz的方波作为数据流调制在200 kHz的正弦载波上，并设置了初始的频率偏差为1 kHz。仿真结果表明，在大约3 ms时环路完成捕获，初始频率偏差越小，信噪比越高，捕获速度会越快。

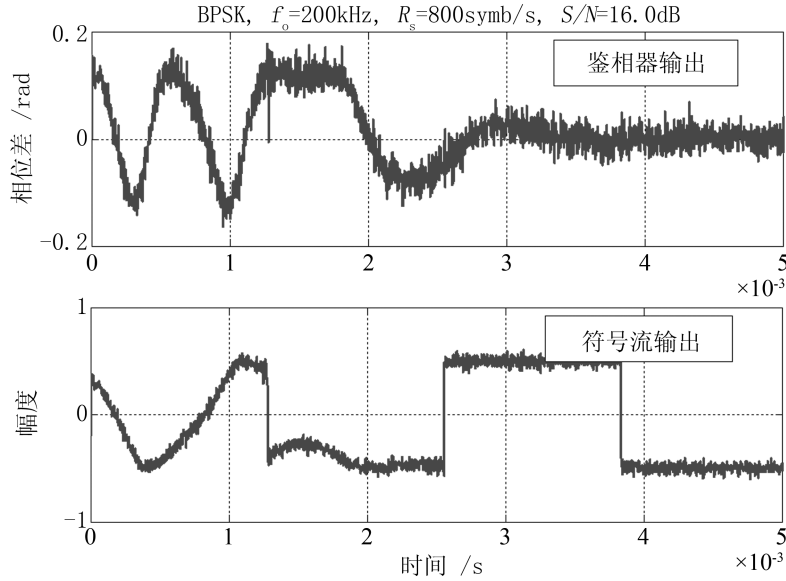


图6 科斯塔斯环的仿真结果

### 2.4 位同步

现有的提取符号定时的方法主要分为外同步和自同步2种。外同步由于在发射端插入同步导频信号，在工程上很少应用；自同步直接从接收到的数字信号中提取同步信息，在数字通信系统中得到广泛应用，主要包括M&M算法、WDM算法、Gardner算法及改进算法<sup>[8]</sup>。M&M算法中每个符号仅需一个采样点，但需判决引导，而正确的判决依赖于载波同步；WDM算法中每个符号需要大量的采样点，且只适合于基带信号；Gardner算法每个符号仅需2个采样点，易于高速实现，并且检测性能不受载波相位恢复的影响，在许多解调设备中得到广泛应用，但其在低信噪比的情况下误差较大。遥测信号的符号率一般较低，因此，可以考虑利用M. K. Simon设计的数据转换跟踪环<sup>[9]</sup>实现位同步。数据转换跟踪环的结构如图7所示。

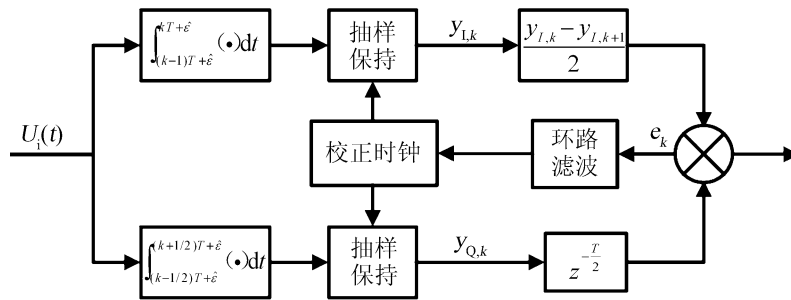


图7 数据转换环的基本结构

根据符号流和噪声的概率分布特性,可以得到误差信号  $e_k$  的统计平均特征,即 S 曲线。通过计算得到归一化 S 曲线函数:

$$g(\lambda) = \begin{cases} \frac{3\lambda}{2} - 3\lambda^2, & 0 \leq \lambda \leq \frac{1}{2} \\ \frac{3\lambda}{2} + 3\lambda^2, & -\frac{1}{2} \leq \lambda \leq 0 \end{cases}, \quad (2)$$

其中,  $\lambda$  表示归一化同步时钟误差。从式 (2) 中可以看出,该数据转换环的 S 曲线与输入信号的信噪比无关,这为低信噪比条件下的位同步,如深空探测中的遥测信号符号同步,提供了良好的基础。

### 3 软件遥测接收机的应用

本次实测数据来自上海天文台 VLBI 中心接收的嫦娥二号卫星于 UT 时间 2010 年 10 月 3 日 03 时 10 分的遥测数据。利用前面介绍的基带信号处理系统,对嫦娥二号的遥测数据进行处理。其中,载波解调时,数字锁相环的自然谐振频率取 1500 Hz,阻尼系数设为 0.707,鉴相器中采用了 145 阶的切比雪夫逼近方法设计的 FIR 低通滤波器<sup>[10]</sup>;数字锁相环的输出,首先通过平均滤波和抽取的方法将采样率降低到原来的十分之一,这样一方面去掉了高频噪声,另一方面减少了后续单元的计算量,然后经过一个 21 阶的 FIR 低通滤波器滤波得到副载波信息。进行副载波解调时,科斯塔斯环的自然谐振频率取 300 Hz,阻尼系数为 0.707,其低通滤波器用 33 阶的切比雪夫逼近方法设计的 FIR 低通滤波器实现;由科斯塔斯环输出的 PCM 符号流,经过数据转换环获得位同步时钟,进一步通过抽样判决就得到了信息码流。各项的输出结果如图 8 所示。

图 8(a) 是 VLBI 接收系统中遥测信号的基带信号频谱,也是我们的基带信号处理系统的输入。从频谱中可以看到残留主载波,说明可以用锁相环跟踪和解调。图 8(b) 是锁相环载波解调后经过低通滤波前后的信号频谱。上图中有残留的载波信息,同时还存在由混频引起频谱搬移带来的高频分量,这充分说明了低通滤波的重要性。低通滤波后得到的携带信息的副载波如图 8(b) 下图所示。图 8(c) 显示的是副载波解调后得到的 PCM 符号流的信息,为了方便,数据转换环得到的同步时钟也显示在上面。可以看出 PCM 符号流的信息比较强,数据转换环能够在 2 个符号周期内实现符号同步。最后图 8(d) 是判决后得到的信息码流。前面 2 个码字因为同步时钟还未完全捕获,出现了误码,之后的同步时钟实现了正确同步,没有出现判决错误。图 8 的结果表明,本基带信号处理系统已经成功对该段嫦娥二号遥测信号进行解调和同步。

另外,我们处理了来自北京、昆明 2 个台站的同一地面接收时刻的遥测数据,结合对应该数据段的时延模型计算的相对时延,比较了 2 信息码流之间的时延差与由模型得到的相对时延。由模型得到的时延中,北京滞后昆明 3.8 ms 左右,而解调得到的 2 信息码流中,通过它们的互相关函数最大值的横坐标可得,昆明站信号领先北京站 4 个符号周期,按照遥测信号本身 1024 符号/秒的速率换算,这与模型相对时延基本吻合。另外,2 个台站解调得到的信息码流长度均为 101,互相关函数最大值的纵坐标为 97,说明除了相差的 4 个码字外,两者余下的码流完全一致,进一步证了解调和判决的正确性。结果如图 9 所示。

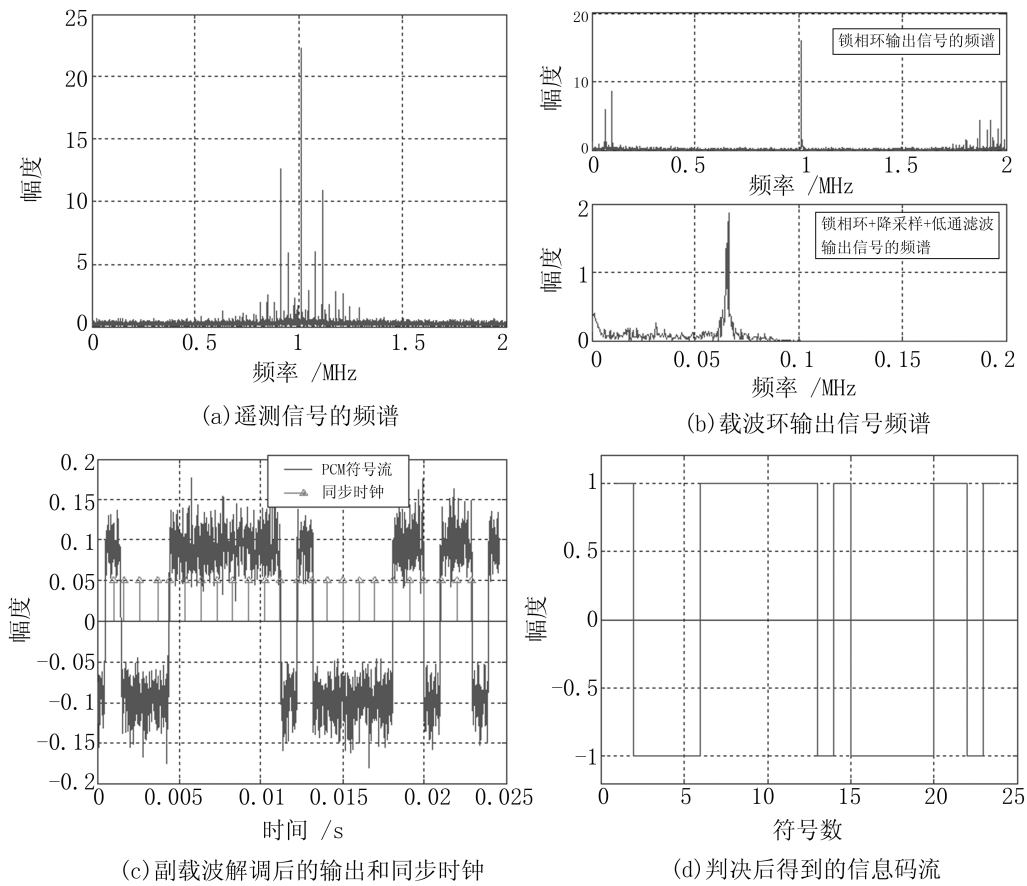


图 8 嫦娥二号遥测信号的基带信号处理结果

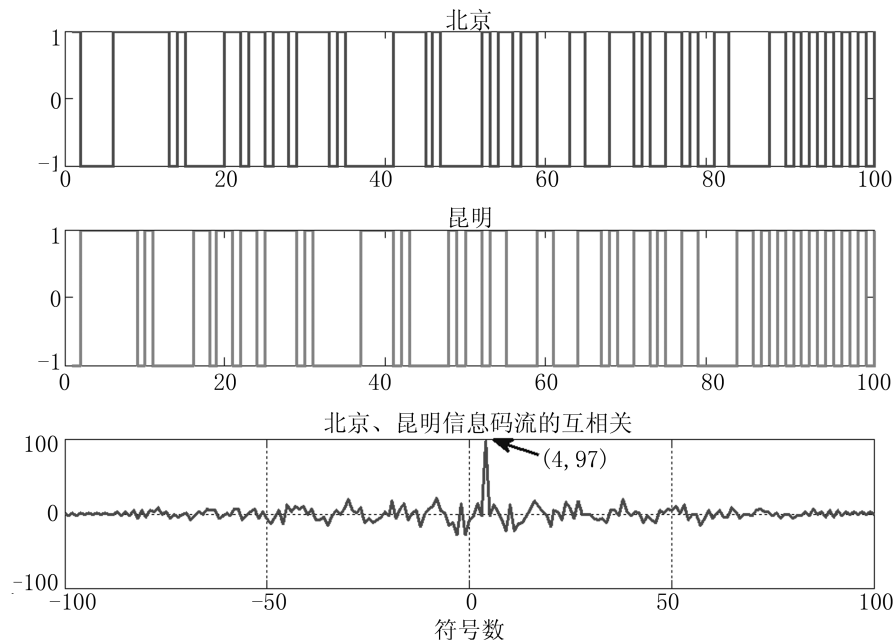


图 9 嫦娥二号遥测信号北京、昆明站同一时刻接收的 0.1 s 信息码流

## 4 结论

本文分析和讨论了遥测接收机基带信号处理的数字化实现方法, 通过算法仿真表明, 数字载波环和副载波环具有快速跟踪、捕获性能。结合嫦娥二号遥测信号的数据处理表明, 本基带信号处理系统能够成功实现遥测信号的解调和同步, 论证了其数字化实现的可行性。这意味着遥测信号的解调、同步和判决等完全可以在通用计算机上进行, 也就是可以通过虚拟无线电技术进行处理。这种新的遥测接收机系统能够为遥测、导航和天线组阵<sup>[4,11]</sup>等技术提供良好的实验和操作平台, 拓展了 VLBI 系统的应用范围。将来将进一步考虑各功能模块算法的完善、优化和系统并行计算的可能性, 提升运算速度, 增强处理能力, 使其满足实时性要求。

**致谢:** 感谢中国科学院上海天文台 VLBI 中心提供实测数据。

### 参考文献:

- [1] 周智敏, 陆必应, 宋千. 航天无线电测控原理与系统. 北京: 电子工业出版社, 2008
- [2] Bose V, Ismert M, Welborn M et al. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1999, 17(4): 591
- [3] 项英. 博士学位论文. 上海: 中国科学院上海天文台, 2005
- [4] Rogstad D H, Mileant A, Pham T T. Antenna Arraying Techniques in the Deep Space Network, JPL Publication 03-001, January 2003.
- [5] 屈强, 刘东华, 杨君等. 遥测遥控, 2007, 28(1): 10
- [6] 陈荣, 管吉兴, 张喜明. 无线电工程, 2010, 40(3): 24
- [7] 曹志刚, 钱亚生. 现代通信原理. 北京: 清华大学出版社. 2006
- [8] Gardner F M. IEEE Transactions on Communications, 1986, Com-34(5)
- [9] Simon M K. A tracking performance comparison of the conventional data transition tracking loop (DTTL) with the linear data transition tracking loop (LDTTL), IPN Progress Report 42-162, August 15, 2005
- [10] 胡广书. 数字信号处理 - 理论、算法与实现 (第二版). 北京: 清华大学出版社, 2003
- [11] Jiang W, Shu F. 2011 IEEE 3rd International Conference on Signal Processing Systems, 2011, 02: 252

## Digital Implementation Method of Baseband Signal Processing in Telemetry Receiver

JIANG Wu, SHU Feng-chun, ZHANG Xiu-zhong

(Shanghai Astronomical Observatory, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200030)

**Abstract:** Based on the characteristics of the telemetric baseband signal received and processed by VLBI stations, the virtual radio technology was introduced to process the baseband signal in telemetry receiver in this paper. The digital implementation methods of three functional units in the receiver, including carrier demodulation, subcarrier demodulation and data transition tracking loop were described here. Indicated from the results of simulations

---

and real data processing, virtual radio technology performs effectively with the demodulation and synchronization of the telemetry signal. In addition to the above, this kind of baseband signal processing system for the telemetry receiver can be revised easily, parallel programmed, can insert intermediate interfaces conveniently and so on, it will provide useful experimental and implemental platforms for telemetry, navigation, antenna arraying and other related systems.

**Key words:** digital signal processing; virtual radio; telemetry receiver; demodulation; synchronization