

基于射频数字化的多通道信号处理方法

操礼长, 谢学东, 邓忠杰
(中国西安卫星测控中心 西安 710043)

摘要: 针对传统的卫星测控射频信号处理中存在的过程复杂、通道数量不多等缺点, 提出了采用射频数字化技术, 直接在上下行射频与基带之间进行信号转换, 大大简化了射频前端设计; 针对多路频分宽带信号, 设计了二级滤波模式, 较好地适应了多种卫星测控体制的需求; 采用了超奈奎斯特架构, 有效提升了前端的集成度及可靠性。

关键词: 多相滤波; 二级滤波; 超奈奎斯特架构; 卫星测控

中图分类号: TP802+.4 文献标识码: A 文章编号: CN11-1780(2022)01-0070-04

DOI: 10.12347/j.ycyk.20210720001

引用格式: 操礼长, 谢学东, 邓忠杰. 基于射频数字化的多通道信号处理方法[J]. 遥测遥控, 2022, 43(1): 70-73.

Multi-channel signal processing method based on RF digitalization

CAO Lichang, XIE Xuedong, DENG Zhongjie
(Xi'an Satellite Control Center, Xi'an 710043, China)

Abstract: In view of the disadvantages of the traditional satellite TT & C RF signal processing, such as the complicated process and the small number of channels, the RF digital technology is used to directly convert the signal between the up-down RF and the baseband, the design of the RF front-end is greatly simplified. The two-stage filtering mode is designed for the multi-channel wideband signal, which is suitable for the requirements of various satellite TT & C systems, and the Super Nyquist architecture is adopted, which effectively improve the front-end integration and reliability.

Key words: Polyphase filtering; Two-stage filter; Super Nyquist architecture; Satellite TT&C

DOI: 10.12347/j.ycyk.20210720001

Citation: CAO Lichang, XIE Xuedong, DENG Zhongjie. Multi-channel signal processing method based on RF digitalization[J]. Journal of Telemetry, Tracking and Command, 2022, 43(1): 70-73.

引 言

传统的接收机、发射机大多采用模拟变频方式, 先将接收到的射频信号转换为中频信号, 再经过模数转换至数字信号, 最后才进行信号的处理。这种方式造成了卫星下行遥测数据接收信道的体积庞大、设备众多、连接复杂, 不易实现集成化、小型化。更为关键的是, 由于经过了模数转换, 不可避免地引入了插入损耗、幅频失真、群时延失真以及相位噪声, 抬高了接收信道的噪声, 影响了信号接收的灵敏度。同样, 上行遥控数据发射信道也是如此。随着 A/D、D/A 器件的发展以及高速数字信号处理能力的快速提升, 将射频信号直接转换为数字基带信号已成为可能, 射频数字化技术已逐渐应用到航天测控系统中。而且, 随着航天测控技术的快速发展, 相控阵天线、极化复用技术等已逐渐投入使用, 卫星上下行信道正由单极化扩展至双极化, 由单通道扩展至双通道、四通道, 乃至数十个通道, 多通道之间的信号交叉干扰已不可避免。

本文基于无线电基本原理, 提出了一种新的射频数字化架构, 适用于 S 频段多通道下行遥测信号接收及上行遥控信号的发射, 对于 X 频段多通道上下行信号的接收及发射, 也具有参考、借鉴作用。

1 宽带遥测信号的处理

当前, 国际上的卫星测控主要用 S 频段的 2 GHz~3 GHz, 上行遥控及下行遥测信号带宽均在 100 MHz

左右。考虑到上下行信道的幅频特性，全功率带宽不应低于 3 GHz。对这样的多路、宽带、射频信号直接数字化，必须要避免多个频谱的混叠，慎重选取采样频率。

依据带通采样原理，采样频率应满足下列公式：

$$\frac{2f_c - B}{m} \geq f_s \geq \frac{2f_c + B}{m + 1} \tag{1}$$

式中, f_c 为信号的中心频率, f_s 为采样频率, B 为信号带宽, m 为插值倍数, 取值范围为 $\left[1, \left\lfloor \frac{f_c + B/2}{B} \right\rfloor - 1\right]$ 。

对于 S 频段的上行遥控及下行遥测信号，针对不同的 m ，可用的带通采样频率也随之不同。当 m 为 1 时，上下行采样频率均在 2 GHz~4.5 GHz 范围内；而当 m 为 10 时，则上下行采样频率均在 300 MHz~500 MHz 范围内。

在满足采样基本要求的前提下，兼顾上行遥控及下行遥测的频率，并考虑前置滤波器带外抑制的过渡带影响，即保留足够的数字频带间隔。此时，应选择最低的采样频率，以减少高频率信号在处理和传输过程中带来的噪声。

综合考虑信号带宽、时钟分配以及后端信号的处理，选定采样频率为 960 MHz 时，对中心频率为 2 250 MHz 的信号进行 A/D 转换后，数字中频为 330 MHz；而对中心频率为 2 050 MHz 的信号进行 A/D 转换后，数字中频则为 150 MHz。采样后的数字中频信号，通过 8 相变频滤波处理后，再经过缓存、协议组包等，就可将速率降至 30 MHz，以进行网络传输。

对于中心频率为 2 GHz~3 GHz、带宽为 100 MHz 的上下行信号，带内可能存在多路信号，采用多相滤波器架构，可有效解决多路高速信号的变频滤波。

多相滤波，实质上是将变频与 FIR 滤波二者结合起来，同步处理；之后，再将已经变频、滤波的信号均匀分解为多个相位，并单独依次处理，这样，运算单元的处理速度将降至 f_s/D (D 为并行位数)，可达到降低信号频率、优化信号处理之目的。多相变频器的组成框图如图 1 所示。

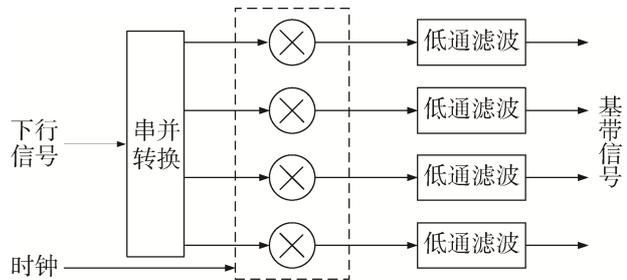


图 1 多相变频器组成框图

Fig. 1 Composition diagram of multiphase inverter

如果直接采用多相滤波实现基带信号的转换，其中心频率只能设置为 f_s/D 的整数倍，这并不符合实际中上下行频率任意设置的要求。由于本质上变频的过程其实就是采样信号与载波信号乘积的过程，为此，可通过下列方法，来获得 f_s/D 任意倍数的频率。

$$y(n) = x(n) \times e^{-j\theta_k n} \tag{2}$$

将式 (2) 分解成如下形式，可将输入样本与下变频载波分解成 M 路多相信号，其结构如下：

$$y(n) = \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{M-1} x(i, k) \times e^{-j\theta_k(i, k)} \tag{3}$$

仍以上述数据为例，在图 1 中，A/D 采样得到的 960 MHz 信号，经过串并转换后，得到 8 路 120 MHz 的并行数据。利用系统时钟，移相模块依次产生每一个通道的相位偏移值，即后一个通道相位是在前一个通道的基础上增加相位偏移值后得出的。相位偏移经过正弦或余弦运算，可得出每个通道相位的本振信号。本振信号分别与各路信号相乘后，完成变频，再送入多相滤波，进行低通滤波处理。这样，经过 8 路并行处理，最高运算速度将由 960 MHz 降到 120 MHz，从而较好地解决了高速信号的处理问题。

2 宽带遥控信号的处理

基带产生的数字信号经过 IP 化网络传输后，送入前端射频数字化设备。根据应用场景，射频数字化设备再把每个频点的基带信号变频至对应频点上。当有多路信号时，也就是有多个中心频点时，需要

先把各路信号合成, 最终才输出上行信号。

为了避免最大带宽为 100 MHz 信号的频谱混叠, 上行信号还将采用数字滤波器, 进行滤波处理。通常, 采用 FIR 滤波器, 并根据最窄带宽来设计滤波器的长度。

在非扩跳频测控模式下, 当上行信号有多个中心频点时, 为避免多路信号间的相互干扰, 可采用二级滤波方式, 来抑制发射带外的无用信号。为此, 第一级滤波器可按照不同的测控体制信号来设计, 而第二级滤波器则重点抑制非扩跳频模式的多频点信号间的干扰。两级滤波的信号调制、合成框图如图 2 所示。

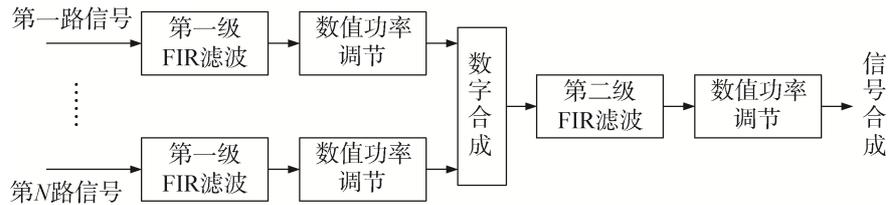


图 2 信号调制及合成框图

Fig. 2 Block diagram of signal modulation and synthesis

由于数字基带设备为通用设备, 需要适应的信号带宽各不相同, 因此, 采用可重构的滤波器, 通过 DSP 来实现不同系数的多组滤波、预先存储。这样, 针对不同测控要求的上行信号带宽, 选择合适的滤波系数, 重构滤波器, 就可有效滤波。设计约 500 组滤波器系数, 就可实现 100 kHz 的步进要求。

设计约 500 组滤波器系数, 就可实现 100 kHz 的步进要求。

3 宽带调制技术

宽带调制的难点在于射频信号的直接输出。按照信号采样与恢复原理, 若直接通过 D/A 转换产生 2 GHz 的信号, 其数据恢复时钟应不小于 4 GHz。要保证输出信号的质量, 在工程上, 数据恢复时钟有时还需进一步提高, 这样的高频率信号给硬件和调制算法都会带来一系列问题。采用超奈奎斯特架构, 可不需要提高数据恢复时钟的频率。

超奈奎斯特架构是指经过 D/A 转换后, 输出的信号功率最大的有用信号并非落在第一奈奎斯特区的原信号, 而是落在第二、第三等更高奈奎斯特区的信号, 此信号其实是原信号的镜像信号。对于镜像信号, 可以看成原信号与 D/A 转换的数据刷新速率的混频, 这就相当于把信号的带宽扩展到更高的频率上。

在时域上, D/A 转换的输出信号可以表示为采样序列与保持脉冲的卷积:

$$f_{DAC}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(n) \times h_0(t - nT_s) \quad (4)$$

其中, T_s 为采样周期, h_0 为保持脉冲的响应。

若使用零阶保持器 ZOH 的 D/A 转换信号, 式 (4) 的频域函数则为:

$$H_{ZOH}(j2\pi f) = T_s \times \sin(fT_s) \times e^{-j2\pi f T_s / 2} \quad (5)$$

由式 (5) 可以看出, 零阶保持器 ZOH 的 D/A 输出信号的频谱受正弦函数调制。若减小零阶保持器的保持时间, 可将正弦函数的包络变得更为平坦。采用二相保持器 TPH, 一个采样周期中, 在孔径时间 T_p 内输出原信号, 而在剩下的时间 $(T_s - T_p)$ 中, 则输出反相的原信号, 其频响函数为:

$$H_{TPH}(j2\pi f) = T_p \times \sin(fT_p) \times e^{-j2\pi f T_p / 2} - (T_s - T_p) \times \sin(f(T_s - T_p)) \times e^{-j2\pi f (T_s + T_p) / 2} \quad (6)$$

当二相保持器 TPH 的 $T_p/T_s=1/2$ 时, 在采样频率 f_s 附近的包络幅度得到增强, 这样, 就可有效利用镜像频谱来提高信号的载频。超奈奎斯特频谱特性如图 3 所示。

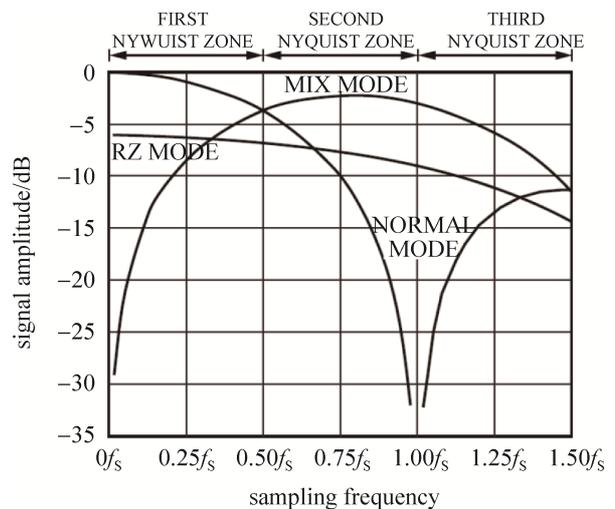


图 3 超奈奎斯特频谱特性图

Fig. 3 Super Nyquist spectrum characteristic diagram

采用超奈奎斯特架构,直接合成射频信号,省去了低通滤波器与混频器,减少了多路上行通道所需的大量组件,可有效缩小PCB面积,提升了系统集成度,增强了系统的可靠性。

4 结束语

随着航天测控技术的快速发展,特别是民用航天的井喷式发展,测控频率已由S频段扩展至X频段,高频率、多通道、小型化、经济型的卫星测控已成为大势所趋,基于APP的卫星测控也许明天就会来临,为此,射频数字化技术必将得到快速推广应用,必定拥有更为广泛的市场。S频段的射频数字化技术,对X频段,甚至Ka频段的卫星测控也具有参考、借鉴作用。

参考文献

- [1] 卢刚. 射频数字化接收机研究与实现[D]. 成都: 电子科技大学, 2005.
- [2] 张月, 杨剑, 鲍庆龙, 等. 多通道射频数字化接收组件的设计与实现[J]. 数据采集与处理, 2010, 25(5): 666–671.
ZHANG Yue, YANG Jian, BAO Qinglong, et al. Design and implementation of multichannel digital RF receiver[J]. Journal of Data Acquisition & Processing, 2010, 25(5): 666–671.
- [3] 冯炜. 测控系统射频数字化处理方法[J]. 科技风, 2017(14): 63.
- [4] 陈顺阳, 杨小牛, 张东坡, 等. 一种新型射频数字化架构及其关键技术研究[J]. 电子对抗, 2014(1): 1–6, 22.
CHEN Shunyang, YANG Xiaoniu, ZHANG Dongpo, et al. Research on a new RF digitization architecture and its key techniques[J]. Electronic Warfare, 2014(1): 1–6, 22.
- [5] 许士杰. 基于射频采样的多通道数据采集设计与实现[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2015.
- [6] 刘江涛. 宽带数字阵列雷达试验系统设计与仿真[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2015.
- [7] 张朋强, 雷光, 史成巍, 等. 基于射频数字化技术的航天测控体系架构研究[J]. 航天控制, 2019, 37(5): 56–61.
ZHANG Pengqiang, LEI Guang, SHI Chengwei, et al. Research on aerospace TT&C system architecture based on RF digitization technology[J]. Aerospace Control, 2019, 37(5): 56–61.
- [8] 郭衍. 数字化超宽带无线通信关键技术的研究与实现[D]. 南京: 东南大学, 2011.
- [9] 季志宇. 基于FPGA的高频雷达频率监测信道研制[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2017.
- [10] 唐博, 李璐. L波段射频数字化宽带接收解调研究[J]. 电子技术应用, 2021, 47(5): 131–134.
TANG Bo, LI Lu. Research on L-band wideband RF digital receiver and demodulator[J]. Application of Electronic Technique, 2021, 47(5): 131–134.
- [11] 黄凌. 测控系统射频数字化处理方法[J]. 四川兵工学报, 2014, 35(4): 96–98, 101.
HUANG Ling. RF-Digitalization signal processing method for TT&C system[J]. Journal of Sichuan Ordnance, 2014, 35(4): 96–98, 101.
- [12] 吴膺才. 短波发射机射频模块数字化设计[J]. 信息通信, 2017(4): 75–77.
- [13] 何宪文, 高俊, 屈晓旭, 等. 多信道射频信号相位检测技术的研究与实现[J]. 通信技术, 2014(5): 478–482.
HE Xianwen, GAO Jun, QU Xiaoxu, et al. Research and realization of phase detection technology for multichannel RF signal[J]. Communications Technology, 2014(5): 478–482.
- [14] 王宗博, 高梅国, 李云杰, 等. 基于信道化接收的数字射频存储系统设计[J]. 北京理工大学学报, 2008, 28(5): 422–425.
WANG Zongbo, GAO Meiguo, LI Yunjie, et al. Design of DRFM system based on digital channelized receiving[J]. Transactions of Beijing Institute of Technology, 2008, 28(5): 422–425.
- [15] 刘法. 基于射频直采架构的微小型数字信道化接收机仿真[J]. 舰船电子对抗, 2019, 42(3): 84–90.
LIU Fa. Simulation of micro-digital channelized receiver based on RF direct sampling framework[J]. Shipboard Electronic Countermeasure, 2019, 42(3): 84–90.
- [16] 李辉, 毕大平. 射频数字接收机的信道化技术研究[J]. 舰船电子工程, 2011, 31(2): 87–90.
LI Hui, BI Daping. Research on the channelization of RF digital receiver[J]. Ship Electronic Engineering, 2011, 31(2): 87–90.

[作者简介]

操礼长 1966年生, 硕士, 高级工程师, 主要研究方向为航天测运控技术。

谢学东 1984年生, 硕士, 高级工程师, 主要研究方向为航天测运控技术和遥感信息处理。

邓忠杰 1992年生, 硕士, 工程师, 主要研究方向为航天测运控技术。

(本文编辑: 傅 杰)