

卫星测控地检板卡设计与实现

李田甜, 邵芸松, 徐圣法, 刘宝书, 王英爽

(北京东方计量测试研究所, 北京 100086)

摘要: 随着当前小卫星发射任务激增, 卫星的生产模式由单件小批量人工驱动向高自动化批量数字驱动转变, 其地面测试模式也由传统的大卫星单星测试向多星柔性化、批量化、自动化方式转变; 传统的卫星测控测试仪为单机形式, 体积大、可扩展性差, 并且设备价格昂贵, 已经不能满足目前小卫星及批量化卫星对于卫星测控分系统快速测试的需求; 该文研究一种基于 PXI 总线的板卡式卫星测控测试板卡, 仅需要一块标准 3U 板卡即可实现基于 USB 信号体制的 70 MHz 中频信号的 USB 体制卫星的地面测控系统测试需求, 并可通过增加板卡数量的形式灵活扩展测控测试通道, 实现测控测试系统的快速重构、快速升级。

关键词: PXI 总线; 卫星测控; 模块化; USB 体制

Design and Implementation of Satellite Telemetry and Remote Control Local Inspection Board

LI Tiantian, SHAO Yunsong, XU Shengfa, LIU Baoshu, WANG Yingshuang

(Beijing Orient Institute of Measurement and Test, Beijing 100086, China)

Abstract: With the current increase in small satellite launch missions, the production mode of satellites has changed from the characteristics of single piece, small batch and manual driving to that of high automation, batch and digital driving, and its ground test mode has also changed from traditional single-satellite test of large satellites to multi-satellite flexibility, batch and automation. Traditional satellite measurement and control tester has the shortages of alone form, large size, poor scalability, and expensive in equipment, which can no longer meet the needs of rapid test of satellite measurement and control subsystem for current small satellites and batch satellites. An aboard-based satellite measurement and control test board based on PXI bus is investigated, the test board can be realized on the basis of on the USB system satellite measurement and control system test, and flexibly combined by other boards, which achieves the rapid reconstruction and upgrade of the measurement and control test system.

Keywords: PXI bus; satellite measurement and control; modularity; USB

0 引言

随着卫星批产时代的来临, 国内多个卫星柔性生产线正在论证、建设。卫星的研制模式由单件小批量人工驱动向高自动化批量数字驱动转变, 地面测试模式也由传统的大卫星单星测试向多星柔性化、批量化、自动化方式转变^[1]。随着卫星产业化发展, 灵活性、开放性、小型化的地面测试平台是目前的发展方向^[2]。

测控地检设备是小卫星在研制开发和测试阶段必不可少的仪器设备。完整的卫星地检系统是模拟地面测控站的功能, 模拟星地通信方式实现上行指令遥控与下行信号遥测, 并对星地距离与卫星运行速度进行测量^[3]。目前卫星测控分系统测试多为台式设备, 设备体积大, 成本昂贵, 系统构架较为封闭, 不利于维护和扩展功能, 已经开发完成的组件模块难以复用, 利用率低^[4]。与以往封闭式的设计构架不同, 本文以软件分布式架构为设计思路, 通过最小化设计完成地检板卡的硬件形式, 不同功能的板卡于测试机箱间利用 PXI 总线形式进行集成。不同功能的卫星地检模块均即成为标准 3U 板卡, 并且可与其他分系统地检模

块灵活组合于 1 个 PXI 机箱中, 如上下变频板卡、供配电测试板卡等^[5]。快速实现多型号卫星的多种测试场景及测试需求, 如图 1 所示。

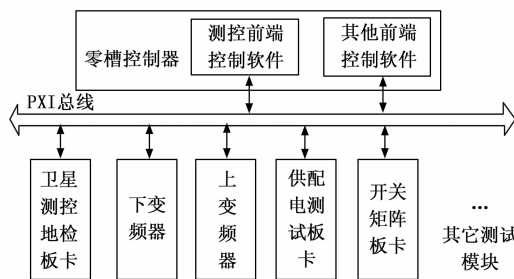


图 1 测试场景框图

1 板卡功能及指标

本板卡有传统测控地检设备功能, 并兼容小卫星低成本测控分系统的测试需求。模块尺寸为 3U 标准板卡, 占用 1 个标准 PXI 槽位, 具有 1 路上/下行 USB 测控体制测控通道, 具备遥控生成、遥测接收、测距测速等功能。主要指

收稿日期:2022-07-06; 修回日期:2022-07-26。

作者简介:李田甜(1985-),女,山西太原人,硕士,工程师,主要从事卫星测试设备方向的研究。

引用格式:李田甜,邵芸松,徐圣法,等.卫星测控地检板卡设计与实现[J].计算机测量与控制,2023,31(6):1-5,26.

标如下:

- 1) 信号体制: PCM-PSK-PM;
- 2) 输入输出中频频率: 70 MHz \pm 10 MHz;
- 3) 中频输入功率动态范围: -90~-25 dBm;
- 4) 遥测信号基带码速率: 1~100 kbps, 步进 1 bps 调节;
- 5) 遥测遥控信号基带码型: NRZ-L/M/S;
- 6) 遥测信号副载波频率: 5~512 kHz, 步进 1 Hz 可调节;
- 7) 帧长: 4~4 096 字节;
- 8) 帧同步字: 1~4 字节;
- 9) 遥控信号基带码速率: 1~100 kbps, 步进 1 bps 调节;
- 10) 模拟载波多普勒变化率: 0~ \pm 32 kHz/s, 可调。

2 方案设计

2.1 硬件平台设计

本板卡以大规模 FPGA 器件为处理核心, 外围由高速 ADC、AGC 增益控制电路、DAC、时钟管理、电源管理以及接口电路等组成。系统包含一路上行通道、一路下行通道, 实现核心功能的最小化设计。板卡通过 PXI 接口完成与 PC 机的信息交互工作。硬件总体如图 2 所示。

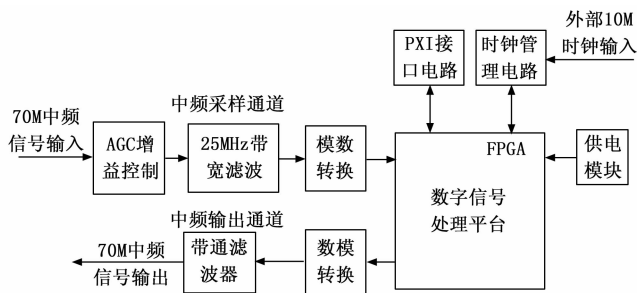


图 2 硬件总体框图

2.1.1 FPGA 信号处理芯片

FPGA 作为信号处理的核心器件, 既要承担数据的上下变频任务和预处理工作, 又要承担数据的接收、缓存、与控制命令的接收与发送。在接收端, FPGA 采用高速并行接口将 A/D 转换后的数据接收并下变频到基带, 包括 NCO、滤波、抽取、频点选取等, 再按要求进行基带信号的同步、基带解码等。在发送端, FPGA 首先通过基带编码、调制等方式将接收到的数据上转换为中频, 最后通过 D/A 发送到射频信号^[6]。

2.1.2 模数转换模块

中频采集电路的输入信号为 70 MHz, 带宽为 10 MHz。依据奈奎斯特采样定律, 若要不失真的恢复信号并且频谱不产生重叠, 则需使抽样频率大于 2 倍的最高频率^[7]。因此在对信号进行低通采样时需满足采样时钟需大于等于 140 MHz。但过高的采样速率会降低数据处理的实时性能与同步性, 综合采样速率、信号处理等多种因素, 设计采

用中频带通采样设计^[8]。模数转换部分采用的 LTC2252 是 12 位 125 Msps 低功耗 A/D 转换器, 适合本模块对中频大动态范围信号进行数字化处理。

2.1.3 增益控制模块

AGC 的增益控制电路是中频接收机的关键部件, 它的输入端信号强度低, 动态范围大, 可以保证 ADC 在输出的信号不饱和的同时具有充分的比特转换位, 使得解调输入信号更加稳定。设计所选择的增益控制芯片为 AD8367, 采用 AD 公司最新的 X-AMP 架构, 搭载了可变增益单端 IF 放大器, 其增益控制性能优良^[9]。

单片 AGC 芯片可实现 45 dB 动态范围的自动增益控制, 本系统为了保证输入增益范围, 单片芯片增益范围达不到技术指标要求, 故采用两片芯片级联的方式实现, 可以符合系统的要求^[10]。两个 AD8367 芯片均以低模式工作, 第二个芯片使用了一个精确的开方滤波器, 通过外部电容对输出电流进行积分, 从而得到一个增益控制的电压。第一芯片的增益控制电压端子与该第二芯片的增益控制端子直接相连, 该增益控制电压由该第二芯片供给, 工作在 VGA 模式下。采用这种级联结构的增益控制电路, 能有效地对 80 dBm 的波动幅度进行增益控制, 使其在一定的范围内保持稳定^[11]。

2.1.4 PXI 接口模块

PXI 总线是一种以 PCI 技术为基础的高性能、开放式的模块总线^[12]。无论是在系统集成性、兼容性、通用化、模块化以及系统成本等方面特点突出。本系统中采用 FPGA 控制 PXI 接口芯片的方式实现 PXI 接口控制。FPGA 负责与接口芯片之间的本地端口进行通信, 实现本地总线控制功能, 用来响应 PXI 总线中的触发信号、参考时钟等扩展信号, 以及进行其他的时序操作和控制。

2.1.5 同步时钟检测

板卡集成设计了外部输入时钟同步接口电路, 引入外部 10 MHz 的同步信号, 电路内部通过 FPGA 检测外部时钟输入情况, 若有外部时钟输入, 系统使用外部时钟模式, 若无外部时钟输入, 系统内部自己产生 10 MHz 时钟信号。

2.2 数字信号处理模块设计

2.2.1 调制发送模块设计

调制模块主要完成遥测模拟信号调制发送, 输出中频 PM 调制信号, 具备载波多普勒平移预置、遥控与测距发射副载波分别加调与直出控制、副载波调制度调节等功能。通过参数控制模块接收控制指令, 并把相应的配置参数传递到软件模块的各个单元中, 实现码速率、副载波频率、调制度、中频输出频率、信号码型以及遥测模拟帧长、帧同步头、同步头长度等参数的配置。

系统数据流如下: 由卫星模拟器中心控制软件产生模拟仿真的遥测数据, 系统根据码型设置对遥测模拟数据实现基带码型变换, 通过调制开关进行调制控制, 随后进行 BPSK 调制到副载波, 形成遥测数据副载波调制信号, 数字正交调制模块将低速率、基带数字信号经插值后调制到高

速率中频信号,接着将副载波信号调相到主载波上,实现 PM 调制,并经过数模变换后输出^[13]。调制模块原理如图 3 所示。

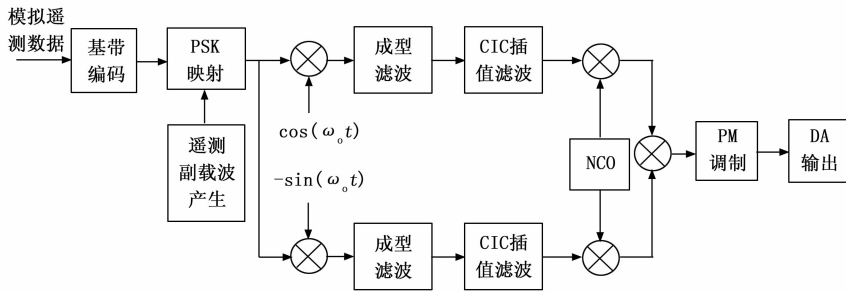


图 3 调制模块原理框图

1) 遥测双缓冲设计:

本系统设计了乒乓存储,接收系统实时发送的遥测模拟数据,将数据交替放于存储器乒和存储器乓中,在一个存储器存储数据的过程中,另一个存储器中的数据可以同时进行读取处理,提高数据传输效率,避免出现丢帧情况。

2) 基带编码设计:

在实际的基带传送中,并非所有的基带波形都适用于信道。比如,在具有低频率、低频率成分的单极基带波形中,由于存在着严重的信号失真,因此,在低频传输能力较弱的情况下,不适合进行传输。再比如,如果一个信息符号序列中含有一个连续的“1”、“0”,那么这个非归零的波形就会显示出一个连续的恒定电平,所以不能获得时间信息。当传输连接为“0”时,单极归零码也有相同的问题。在本系统中支持 NRZ-L, NRZ-M, NRZ-S 这三种码型变换。

(1) NRZ-L 不归零电平码。分别用两种电平表示 0 和 1,“-1”表示“0”,“1”表示“1”;

(2) NRZ-M 传号差分码。电平变化表示“1”,电平不变化表示“0”。

(3) NRZ-S 空号差分码。电平变化表示“0”,电平不变化表示“1”。

3) PSK 映射:

基带信号完成编码后,首先采用 BPSK 调制到副载波上。BPSK (二进制绝对相移键控) 采用未调制的相位作为参考基准相位,即利用载波相位的绝对值传送数字信息。其数字表达式为:

$$S(t) = D(t) \cos(\omega_0 t) \quad (1)$$

其中:

$$D(t) = \begin{cases} -1 & \text{码元为 0} \\ 1 & \text{码元为 1} \end{cases} \quad (2)$$

根据输入的逻辑值对载波正弦信号的相位进行调整。若数据为 0,则相位为 0,若数据为 1,则相位为 180°。

4) 成型滤波:

通常使用的信道为带限信道,当矩形脉冲信号通过带限信道后,会产生明显的拖尾现象,形成码间串扰,直接

影响到相邻码元的接收,一定程度上加大了接收端误码率。在本系统中对基带信号进行脉冲成型,使基带信号的频谱更集中,成型滤波后的基带信号需要的信道带宽较窄,有效避免码间串扰的问题。使用升余弦滤波器,该滤波器对应的冲击响应如下:

$$h_{RC}(t) = \text{sinc}(2Bt) \frac{\cos(2\pi\alpha Bt)}{1 - (4\alpha Bt)^2} \quad (3)$$

式中, α 决定滤波器频率响应的陡峭程度, B 为滤波器带宽。这种滤波器拖尾小,衰减快,可有效减小码间串扰^[14]。

5) CIC 插值滤波:

CIC 插值是提高采样率的过程,插值之后信号的频谱的形状不会改变,信号会发生镜像拓展,通过一个低通滤波器将多余的镜像频率滤除。CIC 滤波器的系数全为 1,结构简单,适合在高采样频率下工作,常用于可编程滤波,在本文中为 4 倍固定内插滤波器的后级,实现 1~64 倍的内插功能。

6) 正交上变频:

其时域表达式为:

$$s(t) = I(t) \cos \omega_c t + Q(t) \sin \omega_c t \quad (4)$$

式中, ω_c 为载波角频率,调制信号的信息包含在 $I(t)$, $Q(t)$ 内。

7) 主载波调制:

PM 调制在原理上是根据调制信号幅度变化相应地改变载波相位^[15]。调相信号公式如下:

$$S_{PM}(t) = A \cos[2\pi F_c t + 2\pi K_p m(t) + \theta_0] \quad (5)$$

其中: $m(t)$ 为 BPSK 调制信号, k_p 为调制指数, θ_0 为初相, F_c 为载波频率。调相指数体现了载波功率和信息功率之间的比值,当信息功率一定时,调相指数 k_p 越大,信息功率越强,载波功率越弱;调相指数 k_p 越小,信息功率越弱,载波功率越强^[15]。

2.2.2 接收解调模块设计

中频接收模块主要接收射频前端输出的中频 70 MHz 上行遥控信号,经过 AD 采样后,与本地载波 NCO 正交数字下变频,通过载波捕获、跟踪解调,将解调出的遥控副载波信号送给副载波解调模块完成遥控指令接收。接收解调出测距信号经过可控延时模块后直接转发到调制模块,同时输出锁定指示信号。通过参数控制模块接收控制指令,并把相应的配置参数传递到解调模块的各个单元中,实现遥控码速率、遥控副载波频率、中频接收频率、遥控信号码型,以及遥控指令长度、帧同步头等参数的配置。解调模块原理如图 4 所示。

1) 主载波正交下变频设计:测控信号接收后,对 70 MHz 的输入信号通过 A/D 进行带通采样,采样率的选取应满足 Nyquist (奈奎斯特) 带通采样定理。数字化后形成数字序列 $x(n)$,然后与两个正交本振序列 $\cos(\omega_0 n)$ 和 $\sin(\omega_0 n)$ 相乘经过低通滤波法得到基带 IQ 信号。

2) 主载波解调:信号经过数字正交下变频后,在保证

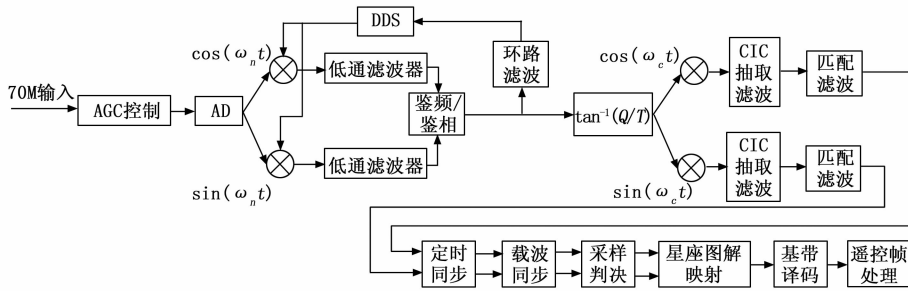


图 4 解调模块原理框图

副载波通过的前提下，通过低通滤波器去除倍频分量。但接收到的载波与本地载波存在频率及相位上的偏差，将 I 、 Q 两路信号相乘，进行抵消通过环路滤波器得到锁相环误差方程，根据该误差方程驱动数字频率合成器 (DDS)，是锁相环工作，最终实现 DDS 输出频率与信号输入频率达到一致。然后再对得到的复信号求相角即可完成对 PM 的解调。

3) CIC 抽取设计：经过正交下变频后，由于信号的采样率过高，首先进行 N 倍符号率降采样，使一个符号周期内的采样点数为 N ，为定时恢复提供数据， N 的取值由定时同步算法决定。采用 CIC 抽取滤波器进行抽取。

4) 由 CIC 滤波器原理可知， N 级 CIC 滤波器的系统函数可用下式表示：

$$5) H(z) = \left(\frac{1-z^{-M}}{1-z^{-1}} \right)^N$$

6) 若抽取速率的改变倍数不是一个整数，这时可通过级联内插器和抽取器来实现。

7) 匹配滤波设计。

8) 在数字信号接收中，匹配滤波器能够有效抑制信号带外噪声，使滤波器输出噪声成分尽可能小，减少噪声对信号判决的影响。其准则是使滤波器输出信噪比在特定时刻到达最大。本系统中接收滤波器采用与发送滤波器共匹配的平方根升余滚降滤波器。实验证明采用匹配滤波器的系统比非匹配滤波器的系统输出信号的误码率小，信号的传输质量高。

9) 定时同步。

10) 本系统使用 Gardner 定时同步环实现位同步功能，其结构相对简单，不需要预先知道载波相位，是比较常用的一种用于定时同步的环路结构。其结构如图 5 所示。

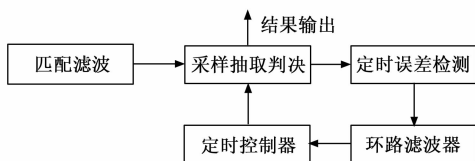


图 5 定时同步原理框图

Gardner 定时同步环路结构中的定时误差检测是通过计算相邻码元最佳采样判决点以及过渡点的值来实现的，如图 6 所示。

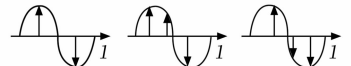


图 6 Gardner 环误差检测示意图

对于 BPSK 调制信号来，其误差计算公式如下：

$$error = y\left(r - \frac{1}{2}\right) [y(r) - y(r-1)]$$

由上式和图 6 可以看出，当定时同步环路中的最佳采样时刻判决完成时，若其相邻码元相同，则 $y(r) - y(r-1)$ 为零；若相邻码元不同，则 $y\left(r - \frac{1}{2}\right)$ 为零。可以认为，只要锁定了定时环路，环路的时序误差始终为 0。

在环路未完成同步的情况下，若相邻码元不同，假定采样时刻是在最优采样时刻之后，那么 $error > 0$ ，反之 < 0 。若相邻码元相同时，则环路定时误差始终为 0。所以，当相邻码元符号产生跳变时，Gardner 的定时同步环路方能启动环路同步^[16]。

11) 载波同步：本系统选用 Costas 环作为载波恢复环对接收信号进行处理，硬件占用资源较少，实现容易。输入信号分为两个支路，上支路和 DDS 的输出进行了正交鉴相，下支路和 DDS 输出的相移为 90 度。上、下鉴相器的输出经过低通滤波并相乘而得到一个误差信号，该误差信号经过环路滤波器后，对 DDS 的相位和频率进行了控制，并且 DDS 在该误差信号的影响下，输出与输入的载波信号同频、同相的正、余弦信号^[17]。Costas 环载波同步原理如图 7 所示。

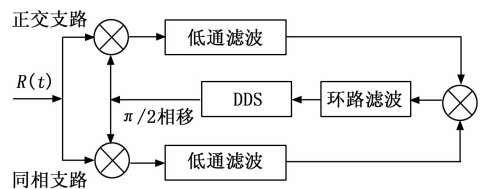


图 7 Costas 环载波同步

12) 星座图解映射：在进行 BPSK 调制时，映射关系为：“0” — “-1”，“1” — “1”；所以在接映射时，直接进行判决，大于 0 的符号为“1”，小于 0 的符号为“0”。

13) 基带译码：

(1) NRZ-L 不归零电平码。大于零电平判决为“1”、低于零电平判决为“0”；

(2) NRZ-M 传号差分码。发生高低电平的变化，则判决为“1”，若不发生跳变，则判决为“0”；

(3) NRZ-S 空号差分码。发生高低电平的变化，则判决为“0”，若不发生跳变，则判决为“1”。

14) 遥控指令单帧接收设计：遥控指令通常为 16 字节长度的指令信息，没有固定的帧头和帧尾，无法正常实现帧同步。在模拟测试过程中，设计了“引导头 + 指令内容”

的形式, 实现遥控指令的接收, 引导头为固定长度字段, 例如“0xEB90”。上位机软件将接收到的遥控指令(去掉引导头后的实际指令内容), 发送至卫星模拟器中心控制软件, 并对遥控指令进行响应、存盘等操作。

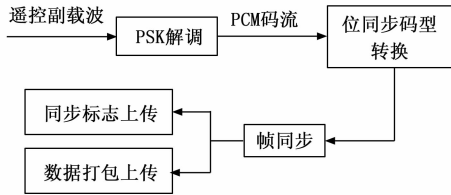


图 8 遥控信号接收流程图

由于遥控的接收与遥测的接收特点不同, 遥测的接收是接收连续帧过程, 具有充足的时间进行跟踪捕获, 地面测试设备通常不具备接收遥控的功能。本设备为了配合项目需求, 一方面充分利用前导码的辅助信息, 实现快速载波频率、相位捕获与跟踪以及位同步; 另一方面, 采用了灵活可设置的帧同步策略, 可完成单帧检测即同步的功能^[18]。

3 关键指标分析

3.1 标准 USB 信号捕获时间分析。

对于标准 USB 信号, 可以直接采用 FFT 分析完成信号的初始捕获。指标要求 = 43 dBHz, 为了满足最大多普勒为 ± 180 kHz, 下变频后的采样速率 800 kHz, 要达到大于 90% 的捕获概率, FFT 后的数据信噪比必须大于 13 dB, 采用 4 096 点 FFT 进行频谱分析, 分析后的信噪比为 20 dB, 可以满足捕获概率要求。总的采样时间为 5.12 ms; FFT 处理时钟为 56 MHz, FFT 计算时间为 1.1 ms; 总的频率捕获时间约为 7 ms。

初始捕获完成后, 进入由载波锁相环进行的精同步阶段, 频率引导精度为 195 Hz, 载波环路带宽为 500 Hz, 引导频率落入精同步的快捕带, 快捕时间为 $5/BL$, 载波环路带宽为 500 Hz, 环路捕获时间为 10 ms。

标准 USB 信号载波捕获时间为 $7 \text{ ms} + 10 \text{ ms} \approx 17 \text{ ms}$ 。

3.2 遥测解调损失分析

影响遥测信号解调的主要因素有: 载波相位误差引起的解调损失(标准 USB 信号和扩频信号)、伪码相位误差引起的解扩损失(扩频信号)及遥测数据码间串扰等。其中, 遥测数据的码元速率较低(最高 64 kbps), 其码间串扰引起的解调损失可忽略不计。以下从伪码相位误差和载波相位误差两方面对遥测数据的解调损失进行估算。

伪码同步过程中的伪码相位误差直接影响到信号解扩时的能量损失^[19]。伪码同步过程中采用了伪码延迟锁定环, 为了维持环路的锁定状态, 其相位误差 θ_{DLLe} 一般认为需满足如下关系:

$$\theta_{DLLe} \leq d \times 360^\circ / (6 \times T) \quad (6)$$

其中: d 为相关间距, 伪码环路采用 $\pm \Delta/2$ 伪码延迟锁定环, d 取 $1/2$ 的码元宽度; T 为码元宽度。计算可得 θ_{DLLe}

$\leq 30^\circ$, 此时解扩损失为 0.76 dB。

载波同步过程中的载波相位误差直接影响到相干解调器的性能, 当相位误差为 θ_{PLLe} 时, 相干解调器输出信号功率与 $\cos^2 \theta_{PLLe}$ 成正比。扩频信号经过解扩后变成 BPSK 信号, 而 BPSK 信号的误码率与 θ_{PLLe} 存在如下关系:

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0} \cos \theta_{PLLe}} \right) \quad (7)$$

载波锁相环的载波相位误差门限一般取 $\theta_{PLLe} \leq 10^\circ$, 此时解调损失为 0.4 dB。

综上所述, 在保证遥测的捕获跟踪能力达到指标要求的情况下, 标准 USB 遥测信号解调带来的最大的损失为 0.4 dB, 扩频遥测信号解调带来的最大的损失为 1.16 dB。

3.3 测距精度分析

对于测距而言, 误差来源主要是接收通道对下行信号的跟踪误差、上下行同步之间的误差、以及由噪声引起的误差。

前两项误差取决于载波环路带宽及相关参数的选取, 误差可表示为:

$$\delta_R = \frac{c}{4\pi f} \times \sqrt{\frac{N_0 B_n}{2\alpha S} \left[1 + \frac{2N_0 B_n}{\alpha S} \right]} \quad (8)$$

其中: c 表示光速, f 为测距音频率, N_0 为高斯白噪声功率谱密度, S 为信号功率, α 为损失因子(取 0.6), B_n 为载波跟踪环路带宽, B_c 表示相关器带宽。

按测距音频率 $f = 100$ kHz, $2B_n = 10$ Hz, $S/N_0 = 42$ dB 时, 可得到 δ_R 小于 0.19 m。

综上所述, 本系统有效实现了卫星模拟器中的测控通道模拟功能, 工作参数灵活可配置, 可适用于不同卫星的测控模拟^[20]。

4 系统验证

为了验证卫星测控地检板卡功能的正确性和有效性, 使用频谱仪、信号源、综合基带 Coretx 搭建了测试验证系统。对测控地检板卡的中频特性、遥控遥测功能进行了全面验证, 验证项目及结果如表 1 所示。

表 1 系统验证结果

序号	测试项目	测试结果
1	信号调制体制	PCM-PSK-PM
2	中频输入输出频率	65~75 MHz
3	中频输入功率动态范围	-60~-25 dBm
4	遥测信号基带码速率	1~100 kbps, 步进 1 bps 调节
5	遥测信号码型	NRZ-L/M/S
6	遥测信号副载波频率	5~512 kHz, 步进 1 Hz 调节
7	遥控信号码型	NRZ-L/M/S
8	遥控信号基带码速率	1~100 kbps, 步进 1 bps 调节

同时将该板卡与上下变频板卡、供配电测试板卡灵活组成测试系统进行验证。结果证明, 该板卡功能可完全满足 USB 体制卫星测试需求, 并且该板卡可以与其他功能板卡灵活组合, 快速实现不同系统测试需求。

(下转第 26 页)