

A/D 转换信噪比分析及在小卫星 终端中的应用*

余超 段登平 王建宇

(中国科学院上海技术物理研究所 上海 200083)

李国通

(上海微小卫星工程中心)

摘 要

针对一种宽带高中频接收方案,详细分析了地面反弹等因素对 ADC 信噪比的影响,给出了相应结果.最后从应用出发,根据小卫星接收终端对数据采集的要求,对所需的采样率等指标进行了分析和计算.

关键词 模数转换; 数字接收机; 小卫星

1 引言

模数转换器(ADC)是数字通信的关键部件.衡量 ADC 性能的主要指标是采样速率和转换位数.传统的窄带信号带宽较窄,采样频率不是很高,所以一般的 ADC 能够保证在较低的采样率下正常工作.但在应用于小卫星接收机前端的宽带高中频方案中,设计使用的中频为 70 MHz,信号带宽为 10—20 MHz,这就对 ADC 的性能指标如采样率、转换位数及工作带宽等提出了较高的要求.

国外对 ADC 的研究主要集中在 ADC 的性能(如高速采集)、影响分辨率和采样率的因素等方面^{[1],[3]};国内对 ADC 本身性能的研究较少,更多的是对 ADC 的应用研究.

本文从 ADC 信噪比入手,详细地分析了地面反弹、孔径抖动等因素对 ADC 性能的影响,以及信噪比、采样频率和转换精度三者之间的关系.然后基于小卫星接收机前端的宽带中频方案对 ADC 的需求,对所需的采样率等指标进行了分析和计算.

2 ADC 信噪比分析

信噪比是衡量 ADC 性能的重要指标.影响 ADC 信噪比的因素主要有量化噪声、地面反弹、等效热噪声和孔径抖动等,下面具体分析各个因素对 ADC 信噪比的影响.

2.1 量化噪声对 ADC 信噪比的影响

量化噪声是影响 ADC 信噪比的主要因素(见图 1).设量化误差是均匀分布,则产生的量化噪声的均方根功率(用 N_{qe} 表示)为 $N_{qe} = V_{LSB}/\sqrt{12}$.对单频满量程正弦波信号,

* 中国科学院特别支持重大项目资助(KGCX1-Y-03)

2003-10-23 收到原稿, 2004-05-08 收到修定稿

它的均方根功率 (用 S_P 表示) 为 $S_P = V_{FS}/2\sqrt{2}$, 已知 $V_{FS} = 2^N \cdot V_{LSB}$, 这里, V_{FS} 为信号的满量程幅度值, N 为量化比特数, V_{LSB} 为量化步长, 因此得出的信噪比为

$$SNR = 20 \lg \left(2^N \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \right) = (6.02N + 1.76).$$

如果给定了采样频率 f_s , 理论上处于 $0.5f_s$ 带宽内的量化噪声为 $V_{LSB}/\sqrt{12}$, 当信号带宽固定时, 采样频率提高, 其效果就相当于在一个更宽的频率范围内扩展量化噪声, 从而使信噪比有所提高. 如果信号带宽变窄, 在此带宽内的噪声也减少, 信噪比也会有所提高. 因此, 在高中频对宽带信号进行采样时, 需综合考虑采样频率和信号带宽的影响.

对一个满量程的正弦信号, 修正后的信噪比计算公式为

$$SNR = 2^N \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \sqrt{(f_s/2 \cdot f_{max})} = 6.02N + 1.76 + 10 \lg(OSR).$$

式中, $OSR = f_s/2f_{max}$ 表示过采样率, f_{max} 为信号的最高频率. 由该式可以看出如下结果.

(1) 当 OSR 为常数或不考虑 OSR 时, 分辨率 (即转换位数) N 每增加 1 bit, SNR 提高 6.02 dB. 所以, 要提高分辨率, 须从改善 ADC 的信噪比入手.

(2) 提高采样频率、或降低模拟信号带宽都可以改善 ADC 的 SNR . 每倍频程过采样率, SNR 提高约 3 dB. 因此, 可以通过在 ADC 采样之前加一个带通或低通滤波器来限制信号带宽, 或者利用数字滤波器对采样后的数据进行滤波, 把信号频率到 0.5 倍采样率之间的噪声功率滤除的方法来提高 ADC 的信噪比.

(3) 在 SNR 一定的条件下, ADC 的转换位数和采样频率是相互制约的, 片面追求某个指标会导致另一个指标性能的降低.

2.2 接地反弹对 SNR 的影响

接地反弹 (ground bounce) 简称地弹, 是由于电路中较大的电流涌动而在电源与接地平面间产生大量噪声的现象, 使零电位平面上产生较大的电压波动 (最高可达 2 V). 地弹的定义见图 2. 测量地弹可用 V_{olp} 和 V_{olv} 来表示. V_{olp} 为信号过冲的第一个峰值电压, V_{olv} 为信号下冲的波谷电压值. 一般主要考察 V_{olp} . 下面具体分析地弹对 ADC 信噪比的影响.

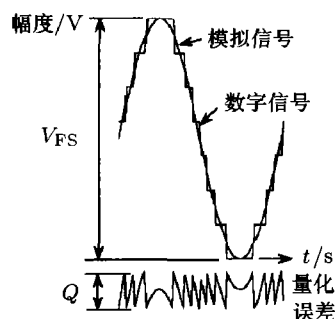


图 1 正弦信号的量化

Fig.1 The quantized sinusoidal signal

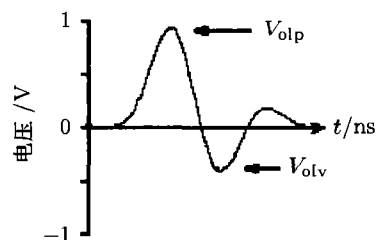


图 2 地弹的定义

Fig.2 The definition of ground bounce

从图 2 可以看到, V_{olp} 是信号在发生跳变时由于过冲而形成的地电平的误差. 在通信过程中, 信号在接收端的出现是随机的, 因此, V_{olp} 实际上就是附加在信号中的一种噪声, 下面求它的噪声功率. 为便于分析, 设在一个采样间隔内只发生一次过冲, 其最大值为 V_{olp} , 有效值约为 $V_{olp}/\sqrt{2}$, 持续时间为 t , 则误差电压为 $e(t) = \frac{t}{\sqrt{2}T} V_{olp}/\sqrt{2}$, 从而地弹误差 N_{gb} (均方根值) 为

$$N_{gb} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^t \left(\frac{\tau}{\sqrt{2}T} V_{olp} \right)^2 d\tau} = \frac{V_{olp}}{\sqrt{6}} \left(\frac{t}{T} \right)^{3/2}.$$

式中 T 为 ADC 的采样间隔. 从上式可以看出, 在采样率一定的情况下 (即 T 值一定), 地弹产生的误差仅与地弹的持续时间和峰值有关. 只要估计出持续时间 t 值并测量出地弹的峰值, 即可求出地弹的误差功率. 对一个满量程的正弦信号, 单独考虑地弹影响时的信噪比为

$$SNR = 20 \lg \left(\frac{S_P}{N_{gb}} \right) = 20 \lg \left(\frac{V_{FS}}{2} \frac{T \sqrt{3T} \cdot t^{-3/2}}{V_{olp}} \right).$$

一般地认为地弹噪声为加性噪声, 若将地弹噪声同量化噪声综合考虑, 则二者共同起作用时的信噪比为 $SNR = 20 \lg \left(\frac{S_P}{N_{qe} + N_{gb}} \right)$. 分别代入 N_{gb} 和 N_{qe} , 化简后为

$$SNR = -20 \lg \left[\frac{1}{\sqrt{6} \cdot 2^{N-1}} + \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{V_{olp}}{V_{FS}} \cdot \left(\frac{t}{T} \right)^{3/2} \right].$$

上式即为考虑了地弹影响后的信噪比公式, 从该式可知, 地弹对 ADC 信噪比的影响主要有两个因素: V_{olp} 和 t . 地弹越强, 器件的噪声越大, 则 ADC 的信噪比下降的越大. 该式中只有持续时间 t 和 V_{olp} 为未知项, 确定这两项后, 就可以得到信噪比和转换位数之间的定量关系.

2.3 孔径抖动产生的噪声

孔径抖动是采样时刻的不确定性引起的 (见图 3). 产生孔径抖动的原因从外部来说是由于采样时钟的抖动, 从内部来说是由于采样开关没有在精确的时间打开. 由于孔径抖动产生了对采样信号的相位调制, 因此产生了一个附加的噪声. 由孔径抖动引起的信噪比随输入频率的提高而降低. 因为孔径抖动的存在, ADC 不可能对输入信号进行精确的等时间间隔采样, 只能用采样时刻的均值和标准差 τ_{ap} 来描述. 这里的均值是采样时刻位置的平均值, 而标准差描述的是采样点的偏差, 定义为孔径抖动的均方根 (rms). 假设 τ_{ap} 已知, 可得到由 τ_{ap} 引起的误差电压. 当对正弦信号的过零点进行采样时, 误差电压的均方根值最大, 为波形的最大斜率与孔径抖动的乘积, 即

$$V_{rms} = 2\pi f_s \cdot V_{FS} \cdot \tau_{ap}.$$

设与其等效的量化噪声为 $V_Q = \sqrt{\frac{V_{LSB}^2}{12}} = \sqrt{\frac{V_{FS}^2 \cdot 2^{-2N_{AP}}}{12}}$. 令 V_Q 等于 V_{rms} , 可以求出考虑孔径误差影响时的实际转换位数 (用 N_{AP} 表示) 为

$$N_{AP} = -\log_2(\sqrt{3}\pi f_s \tau_{ap}) - 2.$$

从该式可知, 孔径抖动导致了分辨率的下降, 使得实际的转换位数比不考虑孔径抖动时要小; 每当孔径抖动或采样频率增加一倍, 分辨率损失 1 bit, 从而降低了 ADC 的信噪

比. 另外, 当分辨率确定后, 孔径抖动和采样频率是一对矛盾, 也就是说, 孔径抖动限制了采样率的提高. 由于孔径抖动无法完全消除, 因此只能尽量降低孔径抖动以减少信噪比的损失. 在考虑孔径抖动的情况下, 总的信噪比是量化噪声和孔径抖动的信噪比之和.

2.4 影响 ADC 分辨率与采样率乘积的因素

影响 ADC 分辨率与采样率乘积的因素可以用 Heisenberg 不定性原理来估计^[1] (参见图 4), 设为 $P = 2^N f_s$. 下面从能量的角度来分析 P 的取值区间. 令 $\Delta E \Delta t > h/2\pi$, 这里, ΔE 为最小可分辨的信号能量, 等效于 0.5 个 V_{LSB} . Δt 为 0.5 个采样周期, h 为 Planck 常数, 等于 6.62617×10^{-34} J·s. 已知 $V_{LSB} = V_{FS} \cdot 2^{-N}$, 设 $V_{FS} = 1V_{P-P}$, ADC 输入电阻 $R = 50\Omega$, 因为 $\Delta E = \frac{(V_{LSB})^2}{R} \cdot \frac{T}{2}$, $\Delta t = \frac{1}{2f_s}$, 代入 $\Delta E \Delta t > h/2\pi$ 后可得到 $(2^N \cdot f_s)^2 < \frac{\pi}{8hR}$, 化简后为 $2^N f_s < \sqrt{\frac{\pi}{8hR}} = 3.4428 \times 10^{15} (V \cdot s)$.

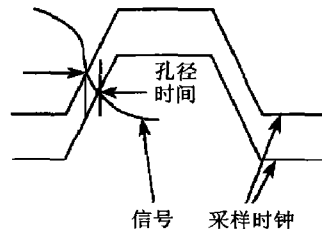


图 3 孔径抖动的定义
Fig.3 The definition of aperture jitter

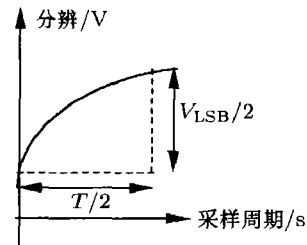


图 4 采样率与分辨率的关系
Fig.4 The relation of sample rate and resolution

这就是影响 ADC 分辨率与采样率乘积 P 的定量公式. 从这个式子可以看出, ADC 的采样率和转换位数两者之间是相互制约的, 过高的采样率会限制转换精度的提高; 反过来, 更高的转换精度是以牺牲采样率为代价的. 因此, 在工程应用中需要综合考虑这两个参数. 不过, 该式只提供了一个估计范围, 并没有考虑别的影响因素, 因此根据此式算出的数值一般偏大.

3 在小卫星终端的应用

3.1 宽带中频采样频率选取

前面已经较详细地分析了 ADC 的信噪比及其影响因素, 下面针对实际应用计算所需的指标. 一个小卫星接收机 ADC 前端方案为: 将宽带射频信号 (信号的最大带宽为 20 MHz) 下变频至 70 MHz 中频后送入 ADC 采样. 显然, 若按照 Nyquist 采样定理, 采样率是信号最高频率的两倍, 则要求的最低采样率高达 160 MHz. 如此高的采样率对 ADC 和后续的 DSP 的处理而言都是很难实现的. 因此, 只能根据带通采样理论求出合适的采样率.

已知固定中频 $f_{IF} = 70$ MHz, 中频带宽 $f_{BW} = 20$ MHz. 根据带通采样定理^[2], 为防止

频谱混叠, 采样率 f_s 必须满足的条件是: $\frac{2f_h}{k} \leq f_s \leq \frac{2f_l}{k-1}$, $2 \leq k \leq \frac{f_h}{f_{BW}}$, $2f_{BW} \leq f_s$, 这里 k 为整数, 可以取的值有: 2, 3, 4. 分别计算不同 k 值时的采样率, 结果如下:

$$f_s = \begin{cases} 80-120 \text{ MHz}, & k = 2; \\ \frac{160}{3} - 60 \text{ MHz}, & k = 3; \\ 40 \text{ MHz}, & k = 4. \end{cases}$$

可见, 满足要求的最低采样频率为 40 MHz, 远低于过采样的最低要求 160 MHz 的采样频率. 考虑一定的裕量, 可将采样频率的选取范围定在 50—60 MHz 之间. 此时的采样频率已大大降低, 能够应用到实际中.

3.2 确定转换位数

选取了采样频率之后, 尚需考虑另外一个主要指标, 即转换位数. 按以下几步计算.

(1) 利用 2.4 节的公式 $2^N f_s < \sqrt{\frac{\pi}{8hR}} = 3.4428 \times 10^{15}$, 采样率为 50—60 MHz 时, 求出转换位数约为 25—26 位, 该值给出了转换位数的上限; (2) 考虑量化噪声的影响. 从 2.1 小节的公式知, 为了求 N , 必须先确定 SNR 和 V_{FS} 的值. SNR 由需求提出, 一般根据动态范围来定, 典型值可取 80 dB, V_{FS} 取 $1V_{P-P}$, 求出 $N \approx 13$ bit; (3) 考虑孔径抖动因素. 假设孔径抖动 τ_{ap} 为 0.4 ps*, 由 2.3 节公式 $N_{AP} = -\log_2(\sqrt{3}\pi f_s \tau_{ap}) - 2$ 求出的 $N_{AP} \approx 10.9-11.2$ bit; (4) 地弹噪声因素. 一般地弹的持续时间 t 很短, 典型值取 2 ns^[5], 由 2.2 小节的公式可看出, 同量化噪声和孔径抖动相比, 当 V_{olp} 不大时 (如取 1 V)^[5], 地弹对 SNR 的影响很小, 一般可以忽略. 综上分析, 本方案中拟选取的转换位数为 10—11 bit, 这一指标已能满足转换精度、采样率和动态范围的要求. 表 1 列出了目前可供选择的部分厂家生产的 ADC 器件.

表 1 市场上已有的高速 ADC 器件

Table 1 The available ADC devices from market

产品型号	分辨率 /bit	采样率 (MSPS)	生产厂家
SPT7755	8	750	Signal Processing Tech
MAX104	8	1000	MAXIM
AD9215	10	105	Analog Devices
AD6640	12	65	ADI
AD9244	14	65	Analog Devices
AD6645	14	80/105	Analog Devices

4 结束语

在宽带高中频的接收机方案中, 由于信号带宽和采样频率都比较高, 因此详细地分析 ADC 信噪比特性对于正确选取合适的器件是很有用的, 尤其是量化噪声、地弹和孔径抖

* Kent H. Lundberg. High-Speed Analog-to-digital converter survey.

<http://web.mit.edu/klund/www/FlashSurvey.pdf>, 2002, 1—10

动等因素给 ADC 带来的误差, 降低了 ADC 的信噪比和分辨率, 而这些都是衡量 ADC 的重要指标.

参 考 文 献

- [1] Walden R H. Analog-to-digital converter survey and analysis. *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, 1999, **17**: 539—550
- [2] Rodney G *et al.* The theory of bandpass sampling. *IEEE Trans. Signal Proc.*, 1991, **39**(9): 1973—1983
- [3] Walden R H. Performance trends for analog-to-digital converters. *IEEE Comm. Mag.*, 1999, **37**(2): 96—101
- [4] Wepman J A. A/D converters and their application in radio receivers. *IEEE Comm. Mag.*, 1995, **33**(5): 39—45
- [5] Stanley Hronik. The myth of ground bounce measurements and comparisons. *Appl. Note AN-147*. Integrated Device Technology, 1996, 89—98

A/D CONVERTERS' SIGNAL-TO-NOISE RATIO ANALYSIS AND IT'S APPLICATION IN MOONLET TERMINALS

YU Chao DUAN Dengping WANG Jianyu

(Shanghai Institute of Technology and Physics, The Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200083)

LI Guotong

(Shanghai Engineering Center for Microsatellites)

Abstract

The traditional moonlet narrowband receiver's signal bandwidth is narrow, so a low sampling rate is needed and many commercial ADC products may meet this requirement. In this paper, a broadband high intermediate frequency (IF) receiving scheme is proposed for moonlet radio terminal receivers. In this scheme, intermediate frequency is designed at 70 MHz, and signal bandwidth is 20 MHz. Analog-to-Digital Converters (ADC) play an important role in digital communication or moonlet receivers. The sampling rate and conversion bits are the main index for ADC's characteristics.

According to the requirements mentioned above, the factors which may affect ADC's Signal-to-Noise Ratio (SNR) characteristics are analyzed in detail, and the corresponding calculated results, such as sampling rate and conversion bits are given. In the end, the relations among the ADC's SNR, sampling rate and conversion bits are discussed.

Key words Analog-to-digital converters, Digital receivers, Moonlet