

# 结合过采样技术和锯齿成形函数的微弱信号检测

李 刚, 张丽君, 林 凌, 何 峰

(天津大学生物医学信息检测与处理实验室, 天津 300072)

**摘 要:** 为充分利用现有模数转换器的速度来提高检测微弱信号的能力和简化电路、降低成本, 本文采用叠加成形函数的方法, 利用过采样技术实现对微弱信号检测. 分析结果表明, 用常规中分辨率 ADC 直接采样就可达到与现有高分辨率 ADC 直接采样才有的高精度.

**关键词:** 锯齿成形函数; 过采样; 高精度; 微弱信号检测; 高分辨率

**中图分类号:** TP271+ . 81 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2008) 04 0756-04

## Weak Signal Detection Based on Over Sampling and Saw Tooth Shaped Function

LI Gang, ZHANG Li jun, LIN Ling, HE Feng

(Biomedical Signal Detecting and Processing Laboratory in Tianjin University, Tianjin 300072, China)

**Abstract:** In order to make use of the speed of analog to digital converter (ADC), advance the ADC's ability of measuring weak signal, predigest the circuit and reduce the cost, over sampling were combined with the saw tooth shaped function to detect the weak signal in this paper. The analysis shows that medium resolution ADC sampling straightly can achieve high precision which is acquired only by using high resolution ADC.

**Key words:** saw tooth shaped function; over sampling; high precision; weak signal detection; high resolution

## 1 引言

随着科学技术的发展, 人们对宏观和微观世界逐步了解, 越来越多领域(物理学、化学、天文学、军事雷达、地震学、生物医学等)的微弱信号需要被检测, 例如: 弱磁、弱光、微震动、小位移、心电、脑电等<sup>[1~3]</sup>. 测控技术发展到现在, 微弱信号检测技术已经相对成熟, 基本上采用以下两种方法来实现: 一种是先将信号放大滤波, 再用低或中分辨率的 ADC 进行采样, 转化为数字信号后, 再做信号处理, 另一种是使用高分辨率 ADC, 对微弱信号直接采样, 再进行数字信号处理. 两种方法各有千秋, 也都有自己的缺点. 第二种方法省去或简化模拟电路, 但对 ADC 性能要求高, 虽然  $\Sigma-\Delta$  ADC 发展很快, 已经可以做到 24 位分辨率, 价格也相对低廉, 但是它用速度和芯片面积换取的高精度<sup>[4]</sup>, 导致采样率做不高, 特别是用于多通道采样时, 由于建立时间长, 采样率还会显著降低, 因此, 它一般用于低频信号的单通道测量, 满足不了大多数的应用场合. 所以, 工程上大多采用的还是第一种方法. 第一种方法中 ADC 要求不高, 特别是现在大部分微处理器都集成有低或中分辨率的 ADC, 大大节省了开支, 但是它要求输入 ADC 的信号要具有一定幅值, 这就增加了繁琐的放大和滤波电路. 而本文提

出的方案, 在不需放大滤波或是简单的放大滤波后, 即使输入到 ADC 的信号是微弱信号, 也能实现微弱信号的高精度测量.

过采样技术是提高测控系统分辨率的常用方法, 已经被广泛应用于各个领域<sup>[5~8]</sup>. 但是, 这些过采样技术应用的前提是采样前的信号幅值能与 ADC 的输入范围相当, 信号在输入到 ADC 之前, 仍进行了复杂的放大滤波. 本文研究了过采样技术在采集微弱信号时的应用. 当信号幅值小于 ADC 的量化电平时, 过采样技术失效. 针对这一情况, 本文引入了三角成形函数. 它不但解决了过采样失效的问题, 还降低了 ADC 的噪声.

## 2 微弱信号检测中的过采样技术

在检测大信号时, 过采样技术通过数字平均来减小折合到输入端的噪声, 提高 ADC 的信噪比, 从而提高分辨率<sup>[9]</sup>. 但是, 在微弱信号检测, 过采样技术却不能获得同样的效果.

如图 1 所示, 假设输入信号为一周期性三角波, 当用一个中分辨率的 ADC1 对其进行采样时, ADC 的量化步长 LSB 大于三角波幅值, 其采样值均为 0, 原信号信息完全丢失. 众所周知, 对于一个不含原信号信息的信号是不可能将其恢复的. 因此, 使过采样技术对提高

ADC 的分辨率无济于事, 这就是引言提到的过采样技术失效.

为了解决这种失效情况, 工程上最常用的方法就是 ADC 进行采样之前将信号放大, 这样做的代价是增加了烦琐的模拟电路. 而本文采用叠加成形函数的方法, 使得输入信号幅值大于 ADC 的量化步长, 解决信号信息丢失的问题. 其实这种做法来源于调制解调的概念. 将微弱信号调制到成形信号上, 使其变为大信号, 经 ADC 过采样后, 再解调成原信号. 为便于过采样后解调方便, 成形函数的选取往往用线性变化的函数<sup>[10]</sup>, 如三角波, 锯齿波等. 下面便以锯齿波为例, 分析结合了锯齿成形函数的过采样技术.

### 3 叠加锯齿函数的过采样技术

#### 3.1 相关参数设定与假设

ADC 的分辨率为  $n$  位, 输入满幅值为  $V_{\text{REF}}$ , 一个量化步长对应的模拟电压值为  $1\text{LSB}$ , 过采样率为  $M$ . 被测信号为  $s = (x + \Delta x)\text{LSB}$ , 其中  $x$  为正整数,  $0 \leq \Delta x < 1$ . 构造成形函数  $r$  为周期性锯齿波函数, 幅值为  $C_0 = (N + \Delta N)\text{LSB}$  ( $N \geq 1, 0 \leq \Delta N < 1$ ), 周期为采样  $M$  点所需要的时间. 假设对应锯齿波的每个  $\text{LSB}$  内平均采样  $m_0$  个点, 则一个周期内锯齿波的总的采样点数为  $M = (N + \Delta N) \times m_0$ .

由于信号  $s$  为微弱信号, 且采用过采样技术, 则可以做以下假设:

(1)  $s$  在每个锯齿波周期中保持不变, 可以看成直流, 且整个信号的动态范围远小于 ADC 的动态范围.

(2) 为使过采样技术有效, 输入 ADC 的信号幅值必须大于一个量化步长, 则锯齿波函数的幅值  $C_0 \geq \frac{1}{2^n} V_{\text{REF}}$ ; 由于进入 ADC 的信号不能超过输入范围, 因此构造的锯齿波幅值还必须满足  $C_0 + s \leq V_{\text{REF}}$ .

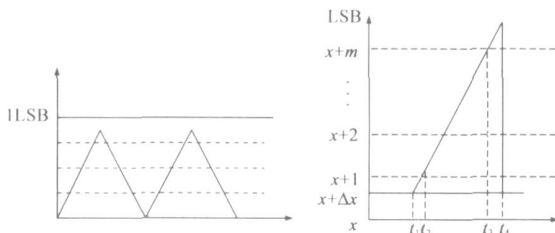


图 1 微弱信号的过采样分析

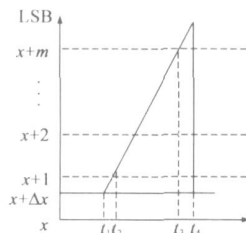


图 2 叠加锯齿波后图示

#### 3.2 叠加锯齿波后的采样值分布

如图 2 所示, 不同时间段内, 不同量化值对应的采样点数是不同的. 并且跟  $\Delta N + \Delta x$  的取值范围有关. 则 ADC 在  $t_1 - t_4$  内的采样值分布为:

$$\begin{aligned} x\text{LSB}: & (1 - \Delta x)m_0 \\ (x + 1)\text{LSB}: & m_0 \\ (x + 2)\text{LSB}: & m_0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \vdots \\ (x + N - 1)\text{LSB}: & m_0 \\ (x + N)\text{LSB}: & \begin{cases} (\Delta x + \Delta N) \times m_0, & (\Delta x + \Delta N) \leq 1 \\ m_0, & (\Delta x + \Delta N) > 1 \end{cases} \\ (x + N + 1)\text{LSB}: & \begin{cases} 0, & (\Delta x + \Delta N) \leq 1 \\ (1 - \Delta x - \Delta N)m_0, & (\Delta x + \Delta N) > 1 \end{cases} \\ & \vdots \end{aligned}$$

#### 3.3 调制与解调

本文讨论的微弱信号检测可以说是一种调制解调的过程. 它应用过采样技术将信号  $s$  调制到锯齿波  $r$  上, 过采样后得到调制后的信号  $s_i$ , 经下抽取得到信号  $\bar{s}$ , 然后减去锯齿波的贡献  $\bar{C}$ , 得到解调后的恢复信号  $s'$ .

由 3.2 可以发现, 当  $\Delta N + \Delta x$  的取值范围不同时, 采样值分布不同. 下面根据以  $\Delta N + \Delta x \leq 1$  为例分析调制解调过程中的信号, 最后给出恢复信号与原有信号的误差大小. 而  $\Delta N + \Delta x \geq 1$  的情况类似, 这里就不详细阐述, 直接给出误差公式.

$$\begin{aligned} \bar{s} &= \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M s_i \\ &= [(1 - \Delta x)m_0 \cdot x + (x + 1)m_0 + (x + 2)m_0 + \dots + (\Delta x + \Delta N) \cdot m_0(x + N)] / (N + \Delta N)m_0 \\ &= [x + (x + 1) + (x + 2) + \dots + x + (N - 1) + \Delta x \cdot N + \Delta N \cdot N + \Delta N \cdot x] / N + \Delta N \\ &= x + \frac{(N - 1)N/2 + \Delta N \cdot N}{N + \Delta N} + \frac{\Delta x \cdot N}{N + \Delta N} \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \bar{C} &= \frac{1}{(N + \Delta N) \cdot m_0} [1 \cdot m_0 + 2 \cdot m_0 + \dots + (N - 1) \cdot m_0 + \Delta N \cdot m_0 \cdot N] \\ &= \frac{(N - 1)N/2 + \Delta N \cdot N}{N + \Delta N} \end{aligned} \quad (2)$$

由式(1)、(2)得:

$$s' = \bar{s} - \bar{C} = x + \frac{\Delta x}{N + \Delta N} \quad (3)$$

而判断检测方法更加有效的方法, 就是分析恢复信号  $s'$  与原信号  $s$  值的误差.

$\Delta N + \Delta x \leq 1$  时:

$$e_1 = |s' - s| = \Delta x - \frac{\Delta x \cdot N}{N + \Delta N} = \frac{\Delta x \cdot \Delta N}{N + \Delta N} \quad (4)$$

$\Delta N + \Delta x > 1$  时,

$$\begin{aligned} e_2 = |s' - s| &= \left| \frac{(1 - \Delta N) \Delta x}{N + \Delta N} + \frac{\Delta N - 1}{N + \Delta N} \right| \\ &= \frac{(1 - \Delta x)(1 - \Delta N)}{N + \Delta N} \end{aligned} \quad (5)$$

#### 4 信号动态范围的提高

可测信号的动态范围主要由 ADC 的分辨率决定, ADC 分辨率的提高对应微弱信号的动态范围的提高. 那么, 提高的分辨率主要由哪些参数决定呢? 通常判断是否能分辨开两个数值, 主要看这两个数的差值是否大

于最小分辨率, 反过来说, 最小分辨率等于两个数值恰好能分辨开时的差值.

如图 3 所示, 分析  $x_1$  和  $x_2$  的采样值分布得到:  $x_1$  在  $t_2-t_4$  的采样值分布与  $x_2$  在  $t_3-t_4$  的相同, 能否区别开  $x_1$  和  $x_2$  主要由  $x_1$  在  $t_1-t_2$  和  $t_4-t_6$  的采样值分布与  $x_2$  在  $t_1-t_3$  和  $t_5-t_6$  的采样值分布是否不同来决定.

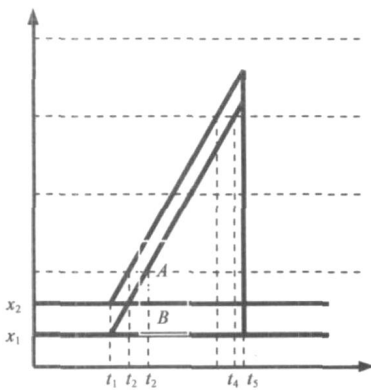


图 3 分辨率分析示意图

定. 由图 3 可以看出, 只要  $t_2-t_3$  内, 能采集到数, 则  $x_1$  和  $x_2$  的采样值分布就会不同,  $x_1$  和  $x_2$  就能分辨开来.  $t_2-t_3$  内采集一个点, 对应纵坐标幅值  $AB$  至少为  $(1/m_0)LSB$  ( $m_0$  为每个  $LSB$  的采样点数), 而  $AB = x_2 - x_1$ , 所以  $x_2$  和  $x_1$  的差值至少为  $(1/m_0)LSB$  时才能分辨开. 因此, 提高的分辨率值为  $1/m_0$ . 综上所述, 提高的分辨率由每个  $LSB$  内的采样点数  $m_0$  决定, 即由总的过采样倍数和叠加的锯齿波幅值决定. 增加的位数可以通过直接过采样提高分辨率的方法来估计<sup>[11]</sup>, 为:  $(10\lg m_0)/6.02$  或者  $(10\lg M/C_0)/6.02$ .

ADC 分辨率提高, 可测的信号幅值减小, 通过计算可知, 应用该方法后可测的最小信号为原来的  $1/2^{(10\lg m_0)/6.02}$ , 即可测信号的动态范围是原来的  $2^{(10\lg m_0)/6.02}$  倍.

## 5 误差分析

由式(4)可知,  $\Delta N = 0$  时, 检测方法的误差为 0. 但是使锯齿波幅值等于整数倍的  $LSB$ , 在实际情况下几乎做不到, 都会存在  $\Delta N$  的误差. 根据  $\Delta N$ 、 $\Delta x$  和的大小会使最终结果产生如式(4)、(5)所表示的误差. 那么误差在什么范围内是可以接受的, 对结果不会造成致命影响呢? 下面对误差表达式进行分析.

由式(4)、(5)可以看出, 当  $N$  和  $\Delta N$  一定时, 无论  $\Delta N + \Delta x$  的取值范围是多少, 误差的最大值  $e_M$  均出现在  $\Delta x = 1 - \Delta N$  的位置, 因而式(4)、(5)的最大值均为:

$$e_M = \frac{\Delta N(1 - \Delta N)}{\Delta N + N} \quad (6)$$

当  $N \gg \Delta N$  时, 式(6)可写为:

$$e_M = \frac{\Delta N(1 - \Delta N)}{N} \quad (7)$$

由于  $\Delta N$  也是有误差的, 很明显式(7)在  $\Delta N = 0.5$  的时候会有最大值, 有  $e_{M\max} = 0.25/N$ . 而用 ADC 进行采样时, 产生的误差大小为一个  $LSB$ . 同理, 只要该算法产

生的最大误差小于提高的分辨率  $1/m_0$  就是可接受的, 便不会影响测量结果. 因此有:  $0.25/N < 1/m_0$ , 则  $N$  必须满足:

$$N > 0.25m_0 \quad (8)$$

由  $M = (N + \Delta N) \times m_0$  及  $N \gg \Delta N$  可知,  $N$  与  $M$  的关系为

$$N > \sqrt{M}/2 \quad (9)$$

## 6 结论

本文详细阐述了 ADC 采样微弱信号时利用过采样技术提高分辨率的方法, 并且分析了该方法的误差, 并从误差出发, 给出了使用条件.

当锯齿波函数幅值等于 ADC 量化步长整数倍时, 该算法不会带来额外误差, 但是锯齿波函数幅值不等于 ADC 量化步长整数倍的情况在实际应用中更为常见. 由式(9)可知, 锯齿波函数幅值必需足够大, 该算法才有效. 然而, 锯齿波函数幅值太大, 过采样率又会大幅度提高, ADC 的采样速度消耗会急剧增加, 大大减小了该方法的效率, 不利于检测. 另一方面, 大幅值的锯齿波, 使得输入到 ADC 的信号接近 ADC 的输入范围, 减小了微分线性误差, 有利于提高检测精度. 因此, 实际应用时应在这两者之间选取平衡点. 实际应用中, 用相同分辨率和精度的 DAC 产生的锯齿波幅值, 其  $\Delta N$  值会很小, 有利于检测精度的提高.

## 参考文献:

- [1] Li Shunming, Xu Qingyu. Harmonic wavelet extraction for weak vibration signal in frequency domain[J]. Hsi An Chiao Tung Ta Hsueh/Journal of Xi'an Jiaotong University, 2004, 38(1): 51-55.
- [2] Cheng De fu, Lin Jun, Yu Sheng bao, Duan Qing ming, Zu Kaiguang, Ji Yarr ju. Study on TEM weak signal detection techniques[J]. Journal of Jilin University (Information Science Edition), 2002, 20(2): 1-5.
- [3] Elders Boll H, Dettmar U. Efficient differentially coherent code/Doppler acquisition of weak GPS signals[A]. Eighth IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications[C]. IEEE Press, 2004, 731-735.
- [4] 王雪生, 秦巍, 等. 一种新型的级联并行过采样  $\Sigma\Delta$  调制器结构[J]. 电子学报, 2000, 28(2): 68-71.  
WANG Xue sheng, QIN Wei, LING Xi ting, et al. A new architecture of cascaded oversampling sigma delta modulators[J]. Acta Electronica Sinica, 2000, 28(2): 68-71. (in Chinese)
- [5] 黎海涛, 陆建华. 通用多载波 CDMA 无线传输体制及其研究进展[J]. 电子与信息学报, 2003, 25(12): 1695-1702.  
Li Hai tao, LU Jianhua. Overview of generalized multicarrier CDMA for wireless transmission[J]. Journal of Electronics &

Information Technology, 2003, 25(12): 1695–1702. (in Chinese)

- [6] Vreelj B, Vaidyanathan P P. Equalization with oversampling in multiuser CDMA systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2005, 53(5): 1837–1851.
- [7] Lim S, Apostolopoulos J, Gamal A E. Benefits of temporal oversampling in optical flow estimation[A]. Proceedings of International Conference on Image Processing[C]. 2004, 4(24–27): 2567–2570.
- [8] Sharif M, Gharavi Alkhansari M, Khalaj B H. On the peak to

average power of OFDM signals based on oversampling[J].

IEEE Transactions on Communications, 2003, 51(1): 72–78.

- [9] Walt Kester. 如何认识模数转换器的输入噪声[J]. 今日电子, 2006, 4: 53–57.
- [10] Texas Instruments Europe. Oversampling Techniques Using the TMS320C24x Family [EB/OL]. Literature Number: SPRA 461, Texas Instruments, 1998–6.
- [11] A V 奥本海姆, R W 谢弗, J R 巴克. 离散时间信号处理(第2版)[Z]. 刘海棠, 黄建国, 译, 西安: 西安交通大学出版社, 2001, 150–167.

#### 作者简介:



李 刚 男, 1959 年 11 月出生于江西南昌, 1982 年毕业于合肥工业大学精密仪器工程系获学士学位, 1987 年和 1998 年在天津大学分别获工学硕士和博士学位. 现为天津大学教授, 中国电子学会高级会员, 中国电子学会嵌入式系统专家委员会委员. 从事信号检测与处理、生物医学工程的研究. E-mail: ligang59@tju.edu.cn

林 凌 女, 1961 年 8 月出生于福建福州, 博士, 副教授, 1982 年毕业于合肥工业大学精密仪器工程系获学士学位, 1987 年在天津大学分别获工学硕士, 1999 年在日本北海道大学获博士学位. 从事信号检测与处理、生物医学工程的研究.



张丽君 女, 1983 年 7 月出生于江西波阳, 2006 年毕业于天津大学精密仪器与光电子工程学院获学士学位, 现为天津大学生物医学工程专业硕士研究生, 从事信号检测与处理、生物医学工程的研究.

E-mail: zhang-li-jun2001@126.com

何 峰 男, 1971 年 12 月出生于天津, 1994 年和 1998 年在天津大学精密仪器与光电子工程学院分别获学士和硕士学位, 现为天津大学生物医学工程专业在职博士研究生, 讲师, 从事信号检测与处理、生物医学工程的研究.