

SNRboost ADC

冷爱国

China Telecom for HSP

摘要

SNRboost 是一种噪声成型技术，该技术能够改变量化噪声的频谱。集成 SNRboost 的 ADC 能够把在一定带宽内的量化噪声推出带外，从而提高 ADC 的 SNR。本文详细介绍了 SNRboost ADC 的工作原理，以及 SNRboost ADC 引入问题的分析及解决办法。

目录

概述	2
1 SNRboost ADC 原理	2
1.1 SNRboost ADC 原理	2
1.2 SNRboost 实现	2
2 SNRboost ADC 引入问题分析及解决办法	5
2.1 输出噪底不稳定及解决办法	5
2.1.1 输出频谱不稳定问题	6
2.1.2 窗函数能够改善频谱不稳定问题	7
2.2 ADC 饱和问题的讨论	8
3 总结	10
4 参考资料	10
图	
图 1	2
图 2	3
图 3	3
图 4	5
图 5	6
图 6	6
图 7	7
图 8	8
图 9	8
图 10	9
表	
表一	4
表二	8
表三	9
表四	14
附录	
附录 A	9

概述

SNRboost 用于 ADC 是 TI 的一项专利技术，通过噪声成型技术，能够改善一定带宽内的量化噪声，从而可以提高 ENOB,满足无线通讯的需求。

SNRboost 技术虽然改善了带内的量化噪声而提高 ENOB, 然而由于其本身会产生噪声，如果输入满刻度的信号，通过 SNRboost 后会造成饱和；同时，众所周知，ADC 采样以后，在做 FFT(快速傅里叶)变换时，为了准确复现信号的频谱，需要保证信号的线性相关. 即保证 ADC 的输入信号和采样时钟的同步，采用了 SNRboost 技术的 ADC，由于噪声成型的噪声，造成采样时钟和输入信号的不同步，从而导致频域底噪不稳定。

本文将详细讨论 SNRboost 的实现，同时从理论上讨论 SNRboost 技术可能引起的问题及解决办法。

1. SNRboost ADC 的原理

1.1 SNRboost ADC 的原理

SNRboost ADC 允许高比特的 ADC 输出转换成低比特，通过 SNRboost 后，能够在一定带宽内得到和变换前的高比特 ADC 一样的性能,如图 1 所示，内核是 14bit 的 ADC，输出为 11bits，通过 SNRboost 后能够在一定带宽内($0.33 \cdot F_s$)得到和 14bits ADC 一样的有效输出位。众所周知，ADC 的输出有效位主要如下几个因素决定：1):量化噪声;2):采样时钟抖动);3)ADC 的孔径抖动;4):ADC 的热噪声。给定的 ADC(图 1),由于内核是 14bits，所以其热噪声和孔径抖动是和 14bits ADC 一样，而采样时钟的抖动也是给定的，比较一个纯的 ADC 而言，只是输出变为 11bits，即量化噪声不一样，SNRboost 就是通过改变 ADC 的量化噪声从而达到提高输出有效位。图 2 所示，输出同为 11bits 的 ADC，由于噪声成型后(左图),在指定带宽内，其量化噪声被推到带外，带内噪底明显降低，通过信道选择滤波器滤掉带外噪声，从而提高 SNR，达到提高有效输出位数的目的。

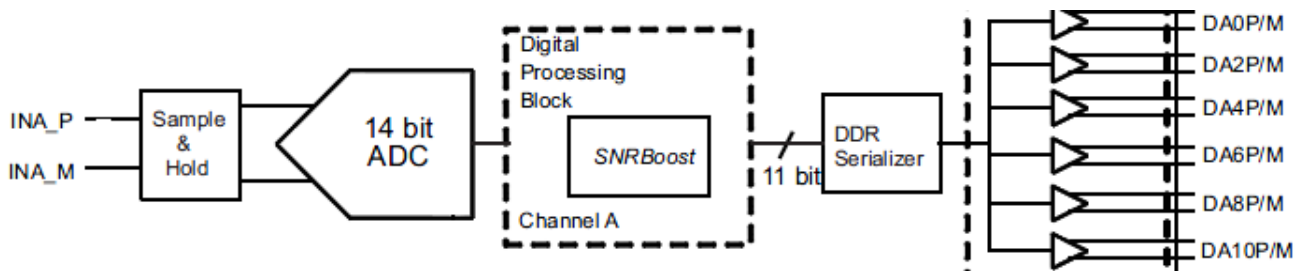


图 1 ADS58C48 架构图

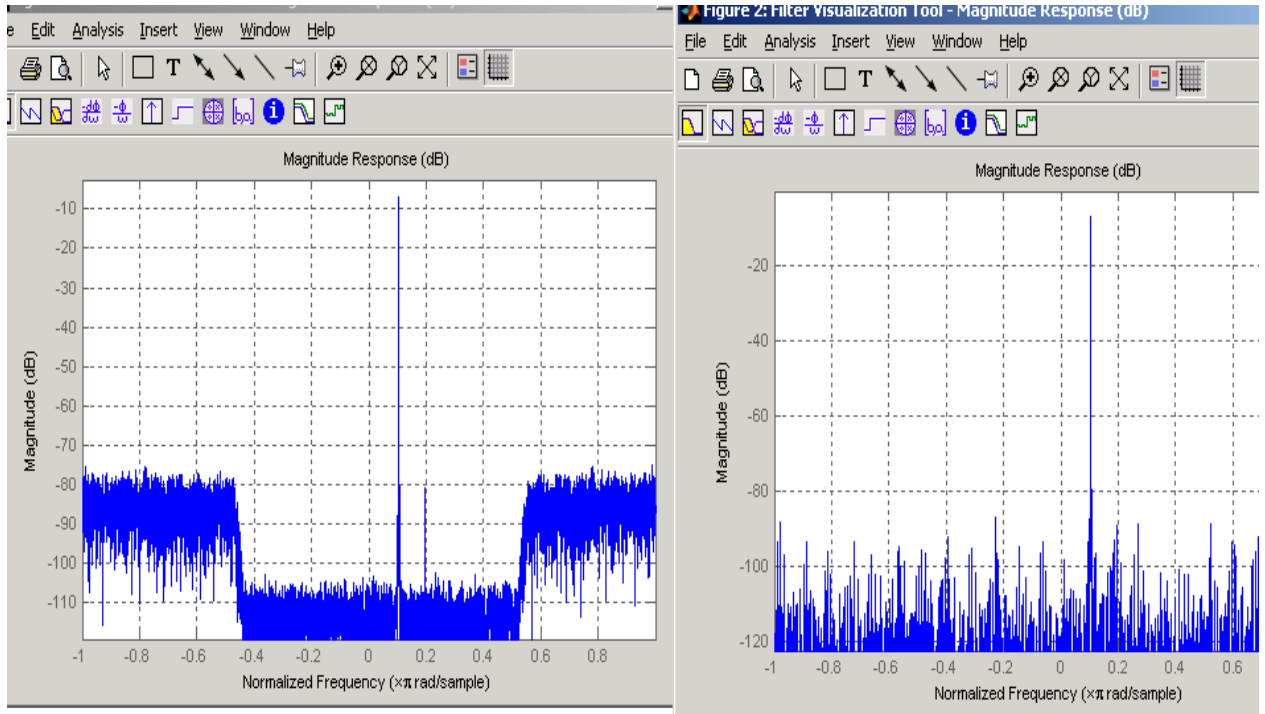


图 2 SNRboost 的频域图

下面将进一步从数字域测试验证 SNRboost,我们搭建了如下的架构,输入-73dBFS 的信号和热噪声,分别测试了 1)14bits ADC 的输出信号;2)11bit ADC 的输出信号;3)11bit +SNRboost 的输出信号;4)1bits+SNRboost+Che BP 的输出信号。

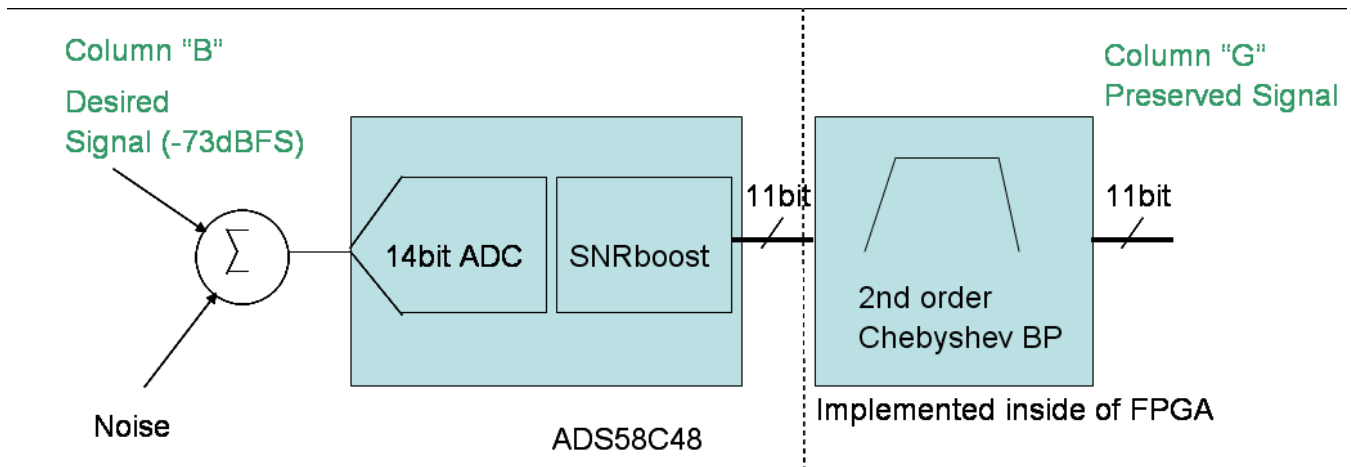


图 3 SNRboost 时域验证框图

A	B	C	D	E	F	G
	"Column B"					"Column G"
	Time Domain					
	Desired Input into ADC (singal = -73dBFS)	Desired Input into ADC (singal = -73dBFS) and thermal noise	14 bit output of ADC signal+noise	11 bit output of ADC signal+noise	11 bit with SNRboost output of signal+noise	11 bit with SNRboost output of signal+noise convolved with 2nd order Chebyshev BP filter
N						
79	0.85458242	1.026818713	1	0	-8	1.489455518
80	1.617408637	1.881969517	1	0	-8	1.358363437
81	-0.874430886	-0.599506925	-1	-8	-8	-0.948099325
82	-1.606677822	-1.072891903	-2	-8	-8	-1.688460386
83	0.894147666	1.113847725	1	0	-8	0.828540247
84	1.595705049	2.221659944	1	0	-8	0.878842698
85	-0.91372979	-0.691507565	-1	-8	0	-1.03322157
86	-1.584491967	-1.376352243	-1	-8	-8	-1.249135498
87	0.93317431	1.673061748	1	0	-8	0.924553177
88	1.573040268	1.952398415	2	0	-8	1.801640029
89	-0.952478297	-0.607313094	-1	-8	-8	-1.146594647
90	-1.561351674	-1.12692177	-1	-8	-8	-1.137524079
91	0.971638845	1.517950259	1	0	-8	1.168089014
92	1.549427946	1.578034836	1	0	0	1.156426459
93	-0.990653067	-0.040717501	-1	-8	0	-1.188374152
94	-1.53727088	-0.81896949	-1	-8	-8	-1.249006614
95	1.0095181	1.015364962	1	0	-8	1.194910672
96	1.524882307	1.790871886	1	0	-8	1.183150199
97	-1.028231104	-0.151653958	-1	-8	-8	-0.944333861
98	-1.512264092	-0.942689929	-1	-8	-8	-1.00868877
99	1.04678926	1.171301448	1	0	-8	0.920199598
100	1.499418136	2.372708501	1	0	-8	1.107619099
101	-1.065189774	-0.61237504	-1	-8	-8	-1.023999917
102	-1.486346372	-1.070349412	-2	-8	-8	-1.938178467
103	1.083429874	1.208832929	2	0	-16	1.816796425
104	1.473050771	1.792055522	1	0	-8	1.195108336
105	-1.101506813	-0.172774411	-1	-8	-8	-1.141358017
106	-1.459533333	-0.725613439	-1	-8	-8	-1.248785749
107	1.119417869	1.637128379	1	0	-8	1.165447687

表一 SNRboost 时域测试结果

从实际测试结果可以看见，在输入相同信号的情况下，通过 14bits ADC 采样后的输出信号，和 11bits ADC+ SNRboost+ BP filter 能够得到基本一样的输出。

通过如上频域和时域的分析测试，可以知道，SNRboost 能够改善带内量化噪声，从而提高 SNR

在实际应用中，在采样输出后，必须要有一个带通滤波器滤除推到带外的量化噪声，该滤波器的阶数会随 SNRboost 带宽的变化而变化，SNRboost 带宽越宽，需要的阶数越多。

1.2 SNRboost 实现

任意数字滤波器的传递函数：

$$N(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_m z^{-m}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_m z^{-m}} \quad (1)$$

为实现噪声成型，适当改变滤波器结构

$$N(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = 1 - \frac{A(z)}{A(z)} + \frac{B(z)}{A(z)} \tag{2}$$

等式 2 的两分数部分有公分母 $A(z)$, 可以组成一个分式, 同时可以抽取一公分子 z^{-1} ($z^*A(z)-B(z)$)/ $A(z)$ 由 $H(z)$ 代替, 可得到:

$$N(z) = 1 - \frac{A(z) - B(z)}{A(z)} = 1 - z^{-1} \frac{z(A(z) - B(z))}{A(z)} =: 1 - z^{-1}H(z) \tag{3}$$

设 $b(0)=1, z^*(1-b_0)=0, H(z)$ 可以表示为:

$$H(z) = \frac{c_0 + c_1z^{-1} + c_2z^{-2} + \dots}{1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \dots} \tag{4}$$

其中: $c_k - 1 = a_k - b_k$ for $k = 1\dots m$. $H(z)$ 可以为任意的滤波器, 可以方便的用于做噪声成型滤波器,

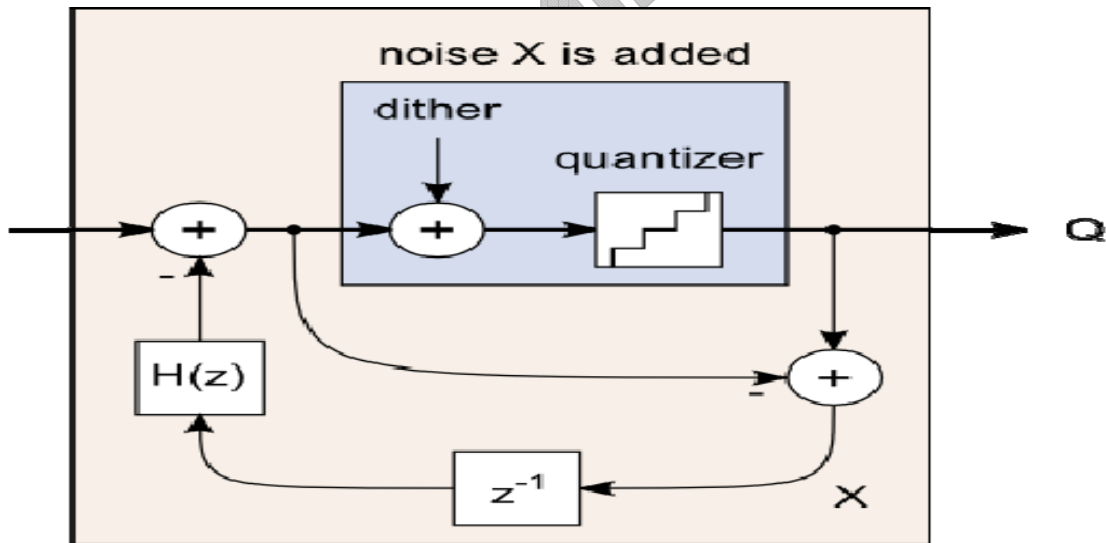


图 4 噪声抖动成型量化器

基于如上滤波器实现的噪声成型系统如图 2. $H(z)$ 可以为任意的和 $N(z)$ 有关的滤波器, 用于噪声成型系统的环路. 噪声成型滤波器函数: $N(z)=1-Z^{-1}H(z)$.

2. SNRboost ADC 引入问题分析及解决办法

2.1 输出频谱噪底不稳定及解决办法

2.1.1 输出频谱不稳定问题的讨论

SNRboost 通过改变选定带内的量化噪声，从而改善一定带宽的噪底，达到提高 SNR 的目的，但同时也会恶化带外噪声。而且由于 SNRboost 技术本身会带来噪声，比较 SNRboost on/off, 如图 3 所示，在打开 SNRboost 后，Nyquist 带内的 SNR 为 32.73dBFS, 而关掉 SNRboost 后，Nyquist 带内 SNR 为 66.91dBFS。

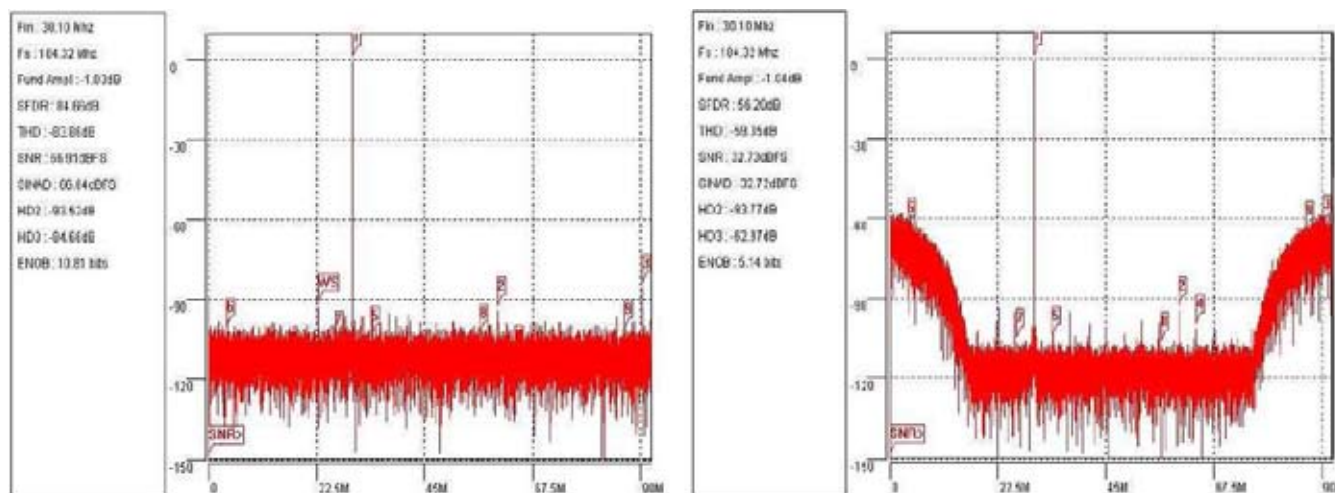


图 5 SNRboost on/off 全 Nyquist 的频谱比较图

图 4 为时域内开关 SNRboost 的比较图，在输入 -40dBFS 信号时：在 SNRboost 开后，有大约 120 码字的峰峰值，而关断 SNRboost 后，仅有 20-25 码字的峰峰值。

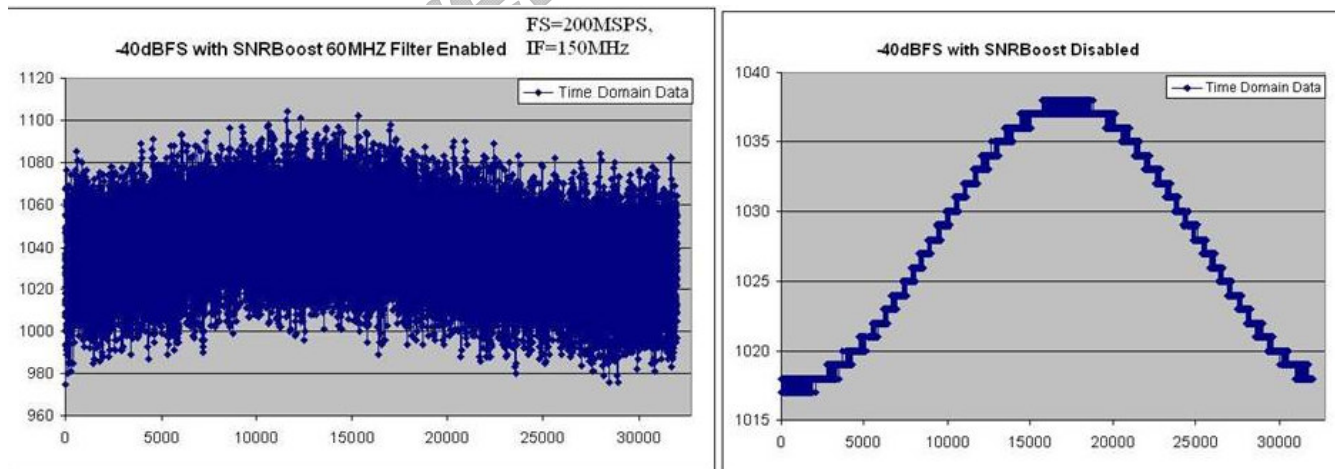


图 6 SNRboost on/off 时域比较图

由于打开 SNRboost 后增加的噪声导致异步，会造成采样数据在 FFT 后的频谱不稳定。如图 5 所示：连续两次采样后做 FFT，噪底会有很大区别

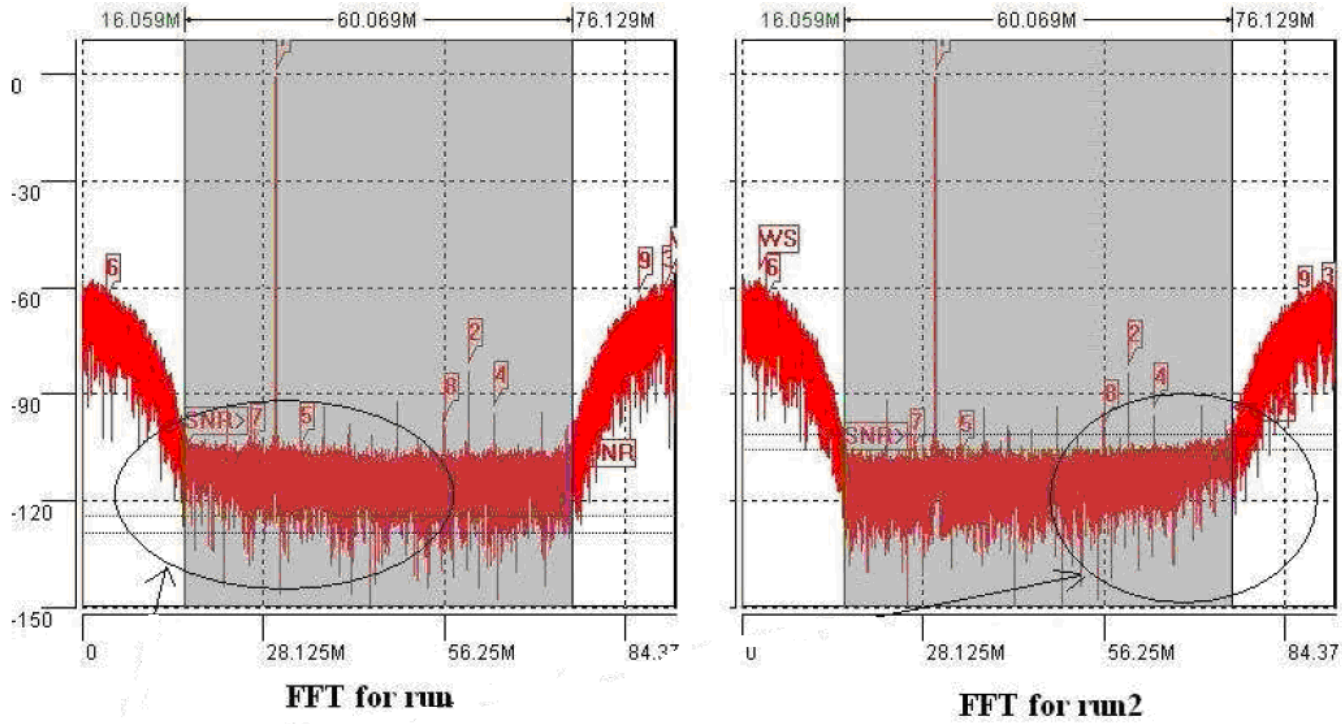


图 7 SNRboost 打开后两次采样的频域图

2.1.2 窗函数能够改善输出频谱不稳定性问题

输出数据加窗能够解决信号的一致性问题，常用的窗函数(Hanning, Hamming, Black-harris)都可以用于 ADC 的输出，从而能够解决输出频谱不稳定性问题。图 6 为所示加窗后连续次采样，可以看见噪底基本没有变化

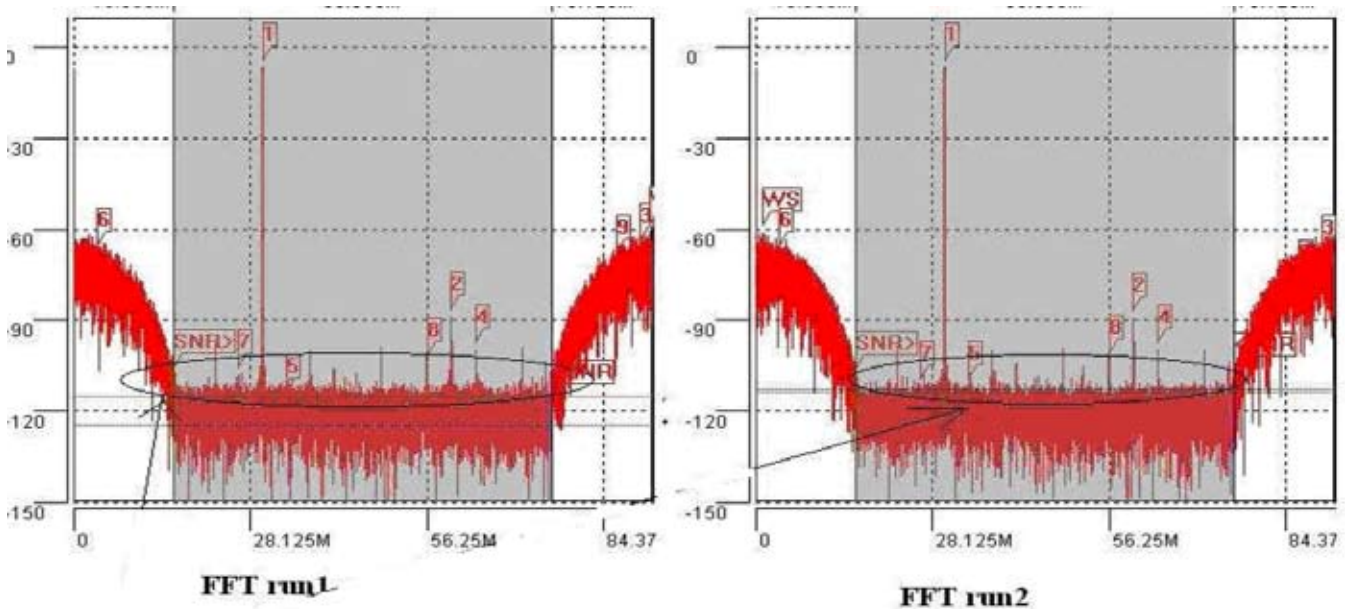


图 8 加窗后两次采样的频谱图

然而加窗对频域的信号幅度和带内的频谱都会有影响。表一是不同的窗函数对信号幅度和频谱的影响。（附录 A 推导）

Window Function	Delta SNR (dB)	Delta Signal Amplitude (dB)
Hamming	4.01	5.35
Hanning	4.26	6.02
Blackman Harris	5.88	8.90

表二

基于表一的结论，加窗前后 SNR 和信号幅度可以进行方便的转换。

SNR(加窗前)=SNR(加窗后)-Delta SNR

信号幅度(加窗前)=信号幅度(加窗后)-Delta signal Amplitude

这里 SNR 和信号幅度单位都为 dBFS

2.2 ADC 饱和问题讨论

对一个纯的 ADC 来说，通常为了得到最好的性能，要求最大输入信号不得超过 -1dBFS。引入 SNRboost 技术以后，由于其本身会产生噪声，而且其噪声会随采样率和信号带宽的变化而变化，与采样率成反比，与信号带宽成正比。为了保证 SNRboost ADC 的最好性能，需要做适当的回退。

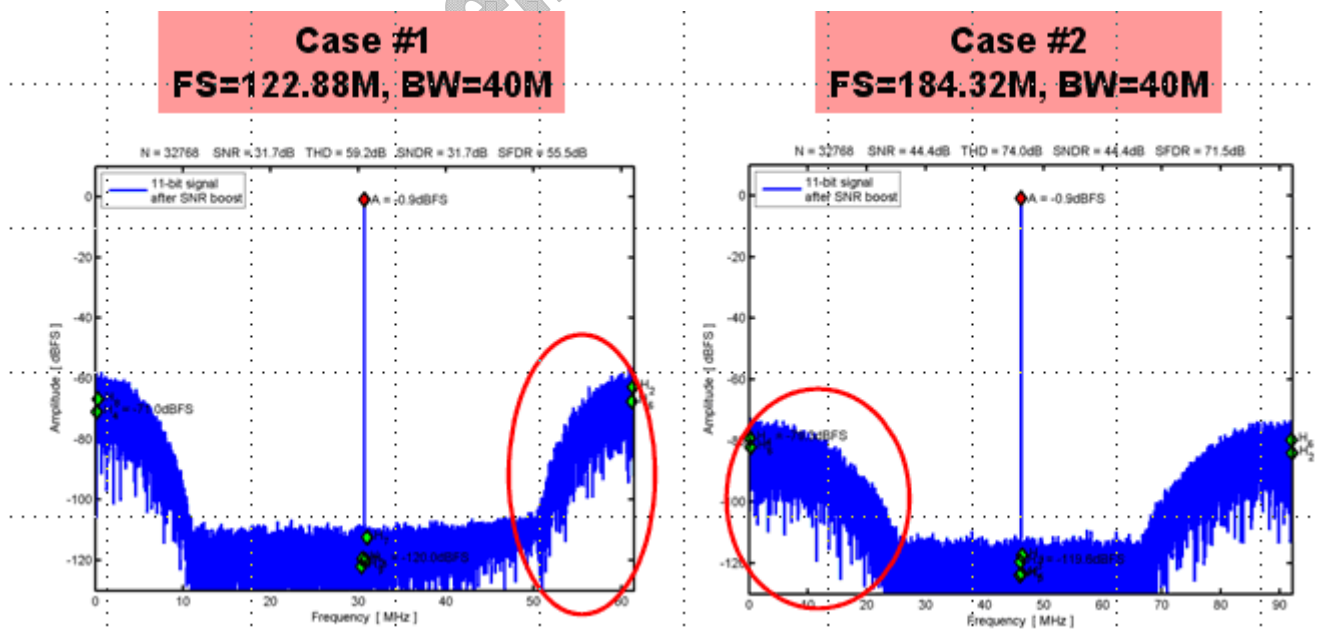


图 9 不同采样率的带外噪声

在噪声成型时，引入的峰值噪声和 SNRboost 滤波器的阶数有关，

$$\text{峰值噪声} = \text{SUM}(\text{ABS}(\text{滤波器阶数}))$$

例如：采样率为 184.32MSPS,在 ADC 没有输入信号的情况下，SNRboost 滤波器本身产生的噪声是时域图， $n \cdot F_s/4$ 为中心，在带宽为 60MHz 时，噪声峰值为大约 80 码字,而带宽为 40MHz 时，噪声峰值大约为 35 码字，如果频率不在中心，偏移 10MHz，可以看见噪声峰值则达到 400 码字。

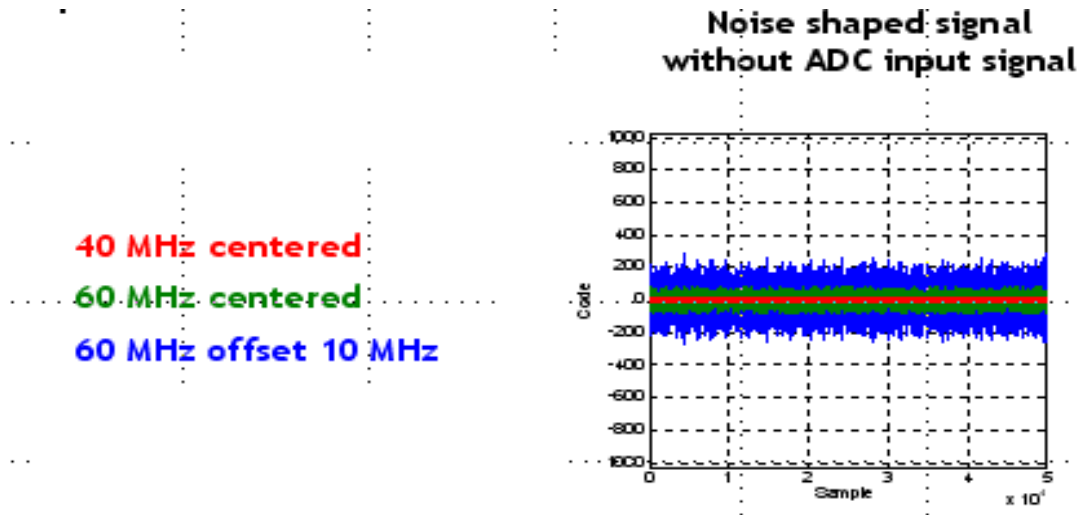


图 10 SNRboost 滤波器产生的噪声

所以为了保证 SNRboost ADC 的线性工作，必须保证输入信号回退。表二为 ADS58C48 的 SNRboost 滤波器噪声表。在 60MHz 带宽情况下，为了 ADC 不饱和，需要至少回退-1.76dBfs，所以在做系统规划时，必须考虑 ADC 的最大输入信号的余量。

BW (MHz)	Filter Sum	Headroom (dB)
20	6.9	0.03
30	11.4	0.05
40	29.7	0.13
60	171	0.76

表三 SNRboost ADC 输入余量

3. 总结

本文详细阐述了 SNRboost 的工作原理，推导了 SNRboost 的实现方法，同时分析了 SNRboost 技术产生的噪声问题对频谱稳定性的影响，理论上分析了窗函数对频谱稳定性的改善和补偿。同时也讨论了 SNRboost 产生的噪声对 ADC 的线性度的影响。

4. 参考资料

1. ADS58C48 datasheet
2. ON PSYCHOACOUSTIC NOISE SHAPING FOR AUDIO REQUANTIZATION Dreten De Koning and Wemer Verhelst
3. 数字信号处理教程(第二版);程佩青

附录 A 理论推导

本节主要推导加窗后功率的变化，假设输入功率已知的同步的单音信号，输出信号乘上窗函数，比较输入信号和加窗后的输出信号就可以得到我们想要的值。

考虑两个 n 点长度的序列： $V(n)$ 和 $W(n)$,分别代表 ADC 的输出数据序列和窗函数序列。

$$V(n) = A \cos(2\pi kn/N + \theta)$$

$$W(n) = m_1 + m_2 \cos(2\pi \omega n/N - 1)$$

为了便于分析，假设 ADC 的输出信号为单音信号输出，其他信号功率为零。由于从 $N/2$ 到 $N-1$ 的频谱是 0 到 $N/2-1$ 频谱的镜像信号。我们只取 0 到 $N/2-1$ 范围内的频谱如下

$$v(n) = A \cos\left(\frac{2\pi}{N}kn + \theta\right)$$

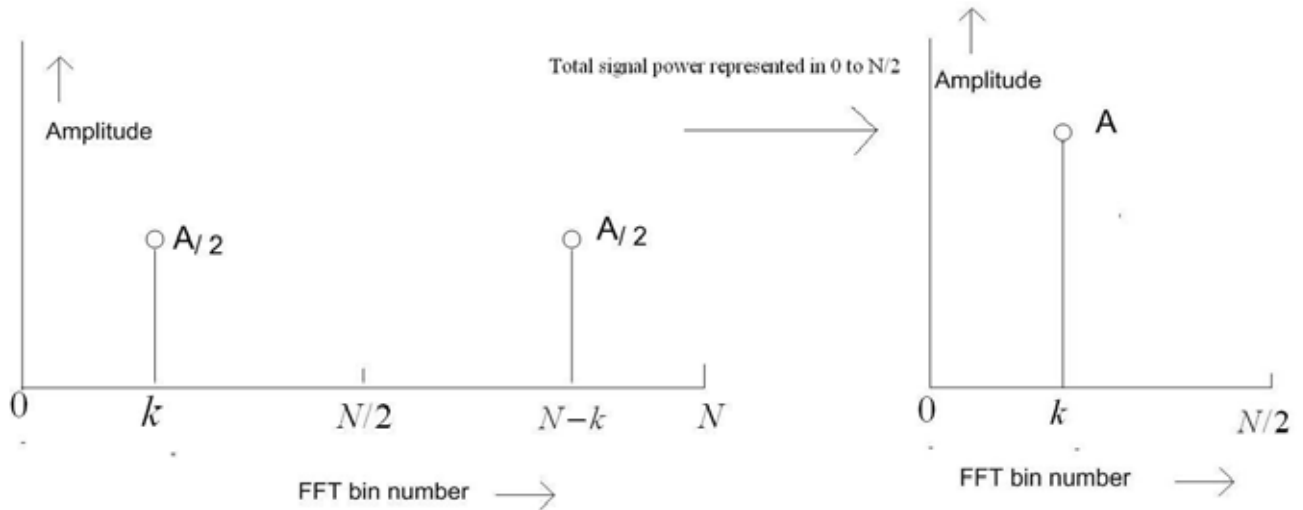


图 A-1 ADC 输出数据序列频谱

同样的，可以得到窗函数的频谱：

$$W(n) = m_1 + m_2 \cos\left(\frac{2\pi}{N-1} \omega n\right)$$

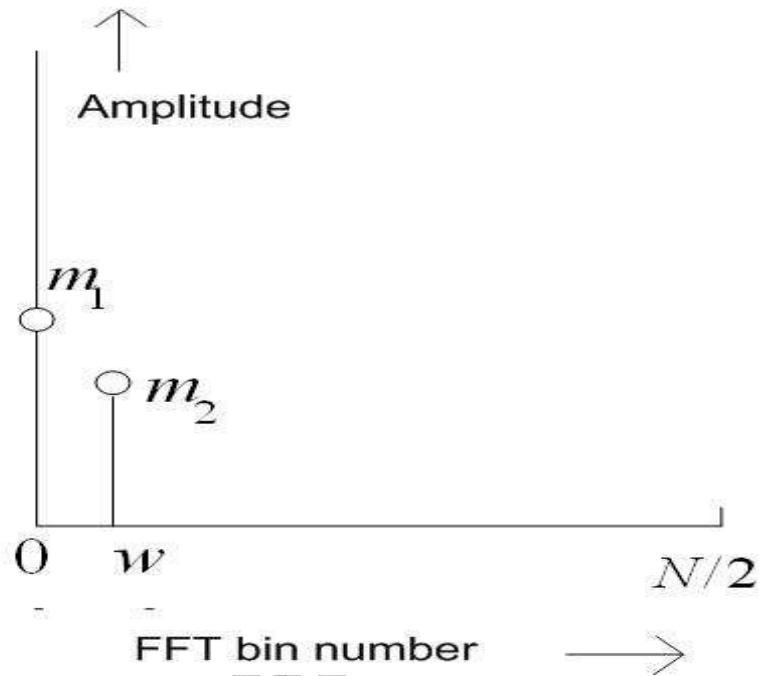


图 A-2 窗函数频谱

窗函数乘上 ADC 的输出序列:

$$V_o(n) = V(n) W(n)$$

$$\approx A \cos(2\pi \kappa n / N + \theta) (m_1 + m_2 \cos(2\pi \omega n / N - 1))$$

$$= m_1 A \cos(2\pi \kappa n / N + \theta) + (m_2 A \cos(2\pi(\kappa - \omega)n / N + \theta)) / 2$$

$$+ (m_2 A \cos(2\pi(\kappa + \omega)n / N + \theta)) / 2$$

加窗后的频谱

$$v_o(n) = W(n) v(n)$$

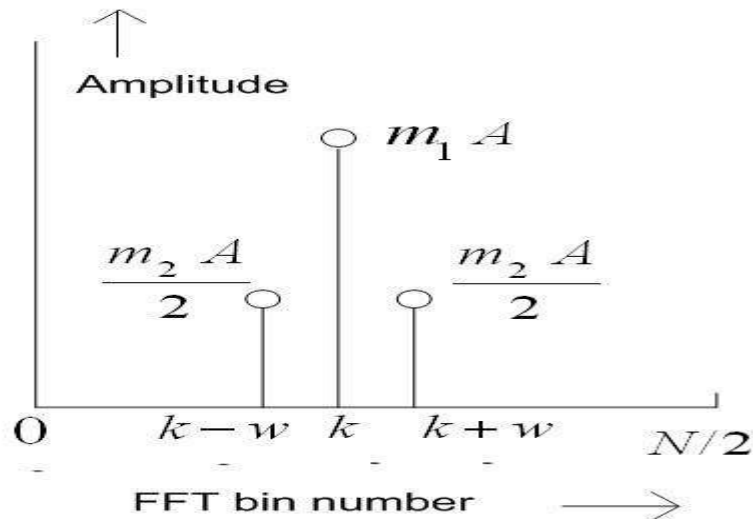


图 A-3 加窗后信号频谱

经过 FFT 后，每一个单音信号拓展为三音频谱。

- 主信号幅度为 $m_1 A$
- 两辅信号幅度为 $m_2 A/2$

由于加窗而导致主信号幅度变化量为： $20\log(m_1)$

我们上面推导是假设输入的噪声信号为零，如果噪声不为零，输入信号可表示为：

$$V(n) = A \cos\left(\frac{2\pi}{N} k n + \theta\right) + \sum_{r=0}^{N-1} B_r \cos\left(\frac{2\pi}{N} r n + \phi_r\right)$$

类似单音输入信号，加窗后，每一个噪声信号也会拓展到三音信号，幅度分别为 $m_1 B_r$ 和 $m_1 B_r/2$

加窗后的噪声总功率

$$\begin{aligned}
 &= m_1^2 \sum_{r=0}^{N-1} B_r^2 + \frac{m_2^2}{4} \sum_{r=0}^{N-1} B_r^2 + \frac{m_2^2}{4} \sum_{r=0}^{N-1} B_r^2 \\
 &= \left(m_1^2 + \frac{m_2^2}{2}\right) \sum_{r=0}^{N-1} B_r^2
 \end{aligned}$$

由于 $\sum_{r=0}^{N-1} B_r^2$ 代表 ADC 输出序列的噪声功率，上式又可表示为：

加窗后的噪声功率= $(m_1^2+m_2^2/2)$ *ADC 输出功率，所以，加窗后 SNR 的改变量为

$$10 \log \left(m_1^2 + \frac{m_2^2}{2} \right)$$

表三列出了常用窗函数对 SNR 和信号幅度的影响

Window Function	Delta SNR (dB)	Delta Signal Amplitude (dB)
Hamming	4.01	5.35
Hanning	4.26	6.02
Blackman Harris	5.88	8.90

表四

重要声明

德州仪器(TI) 及其下属子公司有权在不事先通知的情况下, 随时对所提供的产品和服务进行更正、修改、增强、改进或其它更改, 并有权随时中止提供任何产品和服务。客户在下订单前应获取最新的相关信息, 并验证这些信息是否完整且是最新的。所有产品的销售都遵循在订单确认时所提供的TI 销售条款与条件。

TI 保证其所销售的硬件产品的性能符合TI 标准保修的适用规范。仅在TI 保证的范围内, 且TI 认为有必要时才会使用测试或其它质量控制技术。除非政府做出了硬性规定, 否则没有必要对每种产品的所有参数进行测试。

TI 对应用帮助或客户产品设计不承担任何义务。客户应对其使用TI 组件的产品和应用自行负责。为尽量减小与客户产品和应用相关的风险, 客户应提供充分的设计与操作安全措施。

TI 不对任何TI 专利权、版权、屏蔽作品权或其它与使用了TI 产品或服务的组合设备、机器、流程相关的TI 知识产权中授予的直接或隐含权限作出任何保证或解释。TI 所发布的与第三方产品或服务有关的信息, 不能构成从TI 获得使用这些产品或服务的许可、授权、或认可。使用此类信息可能需要获得第三方的专利权或其它知识产权方面的许可, 或是TI 的专利权或其它知识产权方面的许可。

对于TI 的产品手册或数据表, 仅在没有对内容进行任何篡改且带有相关授权、条件、限制和声明的情况下才允许进行复制。在复制信息的过程中对内容的篡改属于非法的、欺诈性商业行为。TI 对此类篡改过的文件不承担任何责任。

在转售TI 产品或服务时, 如果存在对产品或服务参数的虚假陈述, 则会失去相关TI 产品或服务的明示或暗示授权, 且这是非法的、欺诈性商业行为。TI 对此类虚假陈述不承担任何责任。

TI 产品未获得用于关键的安全应用中的授权, 例如生命支持应用(在该类应用中一旦TI 产品故障将预计造成重大的人员伤亡), 除非各方官员已经达成了专门管控此类使用的协议。购买者的购买行为即表示, 他们具备有关其应用安全以及规章衍生所需的所有专业技术和知识, 并且认可和同意, 尽管任何应用相关信息或支持仍可能由TI 提供, 但他们将独力负责满足在关键安全应用中使用其产品及TI 产品所需的所有法律、法规和安全相关要求。此外, 购买者必须全额赔偿因在此类关键安全应用中使用TI 产品而对TI 及其代表造成的损失。

TI 产品并非设计或专门用于军事/航空应用, 以及环境方面的产品, 除非TI 特别注明该产品属于“军用”或“增强型塑料”产品。只有TI 指定的军用产品才满足军用规格。购买者认可并同意, 对TI 未指定军用的产品进行军事方面的应用, 风险由购买者单独承担, 并且独力负责在此类相关使用中满足所有法律和法规要求。

TI 产品并非设计或专门用于汽车应用以及环境方面的产品, 除非TI 特别注明该产品符合ISO/TS 16949 要求。购买者认可并同意, 如果他们在汽车应用中使用任何未被指定的产品, TI 对未能满足应用所需要求不承担任何责任。

可访问以下URL 地址以获取有关其它TI 产品和应用解决方案的信息:

	产品		应用
数字音频	www.ti.com.cn/audio	通信与电信	www.ti.com.cn/telecom
放大器和线性器件	http://www.ti.com.cn/amplifiers	计算机及周边	www.ti.com.cn/computer
数据转换器	http://www.ti.com.cn/dataconverters	消费电子	www.ti.com/consumer-apps
DLP® 产品	www.dlp.com	能源	www.ti.com/energy
DSP - 数字信号处理器	http://www.ti.com.cn/dsp	工业应用	www.ti.com.cn/industrial
时钟和计时器	http://www.ti.com.cn/clockandtimers	医疗电子	www.ti.com.cn/medical
接口	http://www.ti.com.cn/interface	安防应用	www.ti.com.cn/security
逻辑	http://www.ti.com.cn/logic	汽车电子	www.ti.com.cn/automotive
电源管理	http://www.ti.com.cn/power	视频和影像	www.ti.com.cn/video
微控制器 (MCU)	http://www.ti.com.cn/microcontrollers	无线通信	www.ti.com.cn/wireless
RFID 系统	http://www.ti.com.cn/rfidsys		
RF/IF 和 ZigBee® 解决方案	www.ti.com.cn/radiofre		
	TI E2E 工程师社区		http://e2e.ti.com/cn/

邮寄地址: 上海市浦东新区世纪大道 1568 号, 中建大厦 32 楼 邮政编码: 200122
Copyright © 2011 德州仪器 半导体技术(上海)有限公司