

# 基于欠采样的单音周期信号幅频测量方法实现

付宁<sup>1</sup> 施睿<sup>1</sup> 宋凌云<sup>2</sup> 王志伟<sup>3</sup>

- (1. 哈尔滨工业大学自动化测试与控制研究所 哈尔滨 150080;
2. 中国人民解放军第二炮兵哈尔滨地区军事代表室 哈尔滨 150036;
3. 诺信科技有限责任公司 哈尔滨 150080)

**摘要:** 信号的幅度和频率可利用采样与分析的方法获得。然而根据奈奎斯特采样定理,过采样的方法受采样率的限制,难以采集高频信号。为利用较低的采样率获得信号的幅度和频率,设计了一种基于欠采样的单音周期信号幅频测量方法。以自研数据采集卡为欠采样硬件平台,采用快速傅里叶变换和曲线拟合等技术,利用 100 MSa/s 的采样率,实现信号 100~150 MHz 带宽内单音周期信号的幅频测量。测试结果表明,该方法具有较高的精度。另外,本方法无需恢复原始信号,硬件实现简单,软件计算量小,尤其适合测量窄带内单音周期信号的幅度和频率。

**关键词:** 欠采样;快速傅里叶变换;绝对功率电平;曲线拟合

**中图分类号:** TP274.2 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.40

## Realization of the measurement of a single-tone periodic signal's amplitude and frequency based on undersampling

Fu Ning<sup>1</sup> Shi Rui<sup>1</sup> Song Lingyun<sup>2</sup> Wang Zhiwei<sup>3</sup>

- (1. Automatic Test and Control Institute, Harbin Institute of Technology, Harbin 150080, China;
2. The Military Representative Office of PLA, The Second Artillery Forces in Harbin, Harbin 150036, China;
3. NuoXin Technology Limited Liability Company, Harbin 150080, China)

**Abstract:** A signal's amplitude and frequency can be measured by sampling and analysis. However, according to Nyquist sampling theorem, it is difficult to capture high-frequency signals with the method of Over-sampling limited by the sampling rate. To obtain a signal's amplitude and frequency by a low sampling rate, design a method within which the amplitude and frequency of a signal-tone periodic signal can be measured by Under-sampling. Take a self-developed data acquisition card as the hardware platform, take advantage of a sampling rate of 100 MSa/s to measure the amplitude and frequency of a signal-tone periodic signal which is located in a bandwidth of 100 MHz to 150 MHz by FFT operation and curve-fitting. The test result makes clear that this method has high accuracy. In addition, with this method, there is no need to recover the original signal, and the hardware is easy to implement, the software bears small amount of calculation as well. This method is particularly suitable for measuring the amplitude and frequency of a signal-tone periodic signal which is located in a narrowband.

**Keywords:** under-sampling; FFT; absolute power level; curve-fitting

### 1 引言

信号的幅度和频率可利用采样与分析的方法获得。基于奈奎斯特采样定理的过采样是最常见的采样方法。利用模/数转换器(ADC),经过采样、保持、量化和编码的转换过程获得信号采样值,进而获得信号的幅度;再利用带通滤波

器滤除杂波信号,或通过数字信号处理器进行频域分析,可获得信号的频率。根据奈奎斯特采样定理,当采样率低于信号最高频率的2倍时,采样信号频谱产生混叠,无法从采样值中不失真地恢复原始信号。实际上,为了完整地反映原始信号的信息,采样率应至少为信号最高频率的5~10倍。然而采样率的提高,将会对数据的存储空间和存储速

收稿日期:2015-05

度提出更高的要求,大大增加了成本。

近年来出现的压缩感知理论是对传统奈奎斯特采样定理的颠覆<sup>[1]</sup>,基于该理论的模拟信息转换(AIC)方法,就使“利用较低的采样率获取高频信号的幅度和频率”成为了可能。2006年以来,美国 Richard Baraniuk 团队开始研制基于随机解调(RD)的可压缩的模数转换器,目前已用 1/8 奈奎斯特采样率采集并恢复了多谐波信号。2014年, Yonia Eldar 团队利用调制宽带转换(MWC),用 6% 奈奎斯特采样率实现了 3 GHz 宽带信号的采集和恢复<sup>[2]</sup>。目前,国内对 AIC 的研究相对落后,仅能实现百兆赫兹以内的多谐波压缩采样<sup>[3-4]</sup>。

AIC 采样系统方案极大地降低了有效采样率,能够获得多谐波的幅频信息。但由于其硬件实现复杂,软件计算量大,这些方案难以在更多的场合使用,也不适于测量高频信号的幅度和频率。

针对单音周期信号(如正弦波、方波、矩形波、三角波等),提出一种欠采样方法,无需重构原始信号,便可测量信号的幅度和频率。该方法硬件实现简单,软件计算量小。在自研硬件平台上利用 100 MSa/s 的采样率采集 150 MHz 带宽内的单音周期信号,测量其幅度和频率,进行的方法的验证。经验证,该方法具有良好的测量精度。

## 2 硬件实验平台介绍

为实现单音周期信号的幅频测量,设计数据采集卡作为硬件平台。数据采集卡由供电电路、FPGA 及其配置电路、时钟管理模块、ADC 及其前端通道、DDR2 SDRAM、PCI 桥电路以及 PXI 总线连接器组成<sup>[5]</sup>。硬件平台组成如图 1 所示。

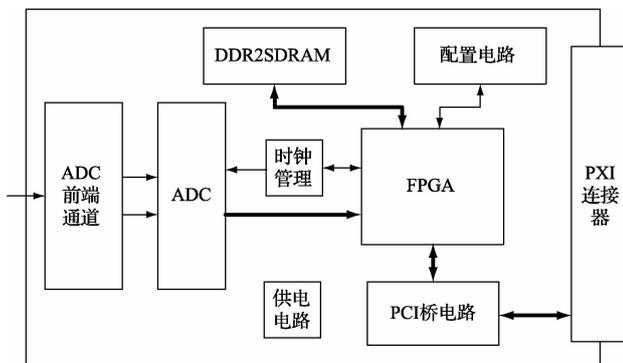


图 1 硬件平台组成

FPGA 作为系统的控制核心,选用 Xilinx Virtex-5 系列的 xc5vlx50t,它具有丰富的资源<sup>[6]</sup>,支持 DDR2 IP 核等多种 IP 核;其配置芯片为 Xilinx 的 XCF32PVOG48。时钟管理模块包括晶振和时钟分配器 AD9516,可将晶振作为参考时钟,利用 AD9516 产生高质量、低抖动的时钟信号,供 FPGA 和 ADC 使用。ADC 模块实现对中频信号的采集,其核心器件 ADC 芯片为 ADI 的 AD9268;为了避免共模电压

的干扰,在 ADC 前端,采用隔离变压器对输入信号进行调理,实现信号的单端转差分,同时实现阻抗匹配。DDR2 SDRAM 模块将 4 片 Micron 的容量为 128 MB 的 MT29F64G08AKCBBH2 NandFlash 级联起来,利用 Xilinx ISE 提供的 DDR2 IP 核实现对 DDR2 SDRAM 的读写控制,完成对 ADC 编码数据的缓存。接收数据可经过 PXI 总线上传到计算机供后续分析。

数据采集卡的技术指标如表 1 所示。

表 1 数据采集卡技术指标

参数	指标
模拟输入范围	0~2 V
模拟输入通道	2 个
ADC 的分辨率	16 位
ADC 的采样率	100 MSa/s
ADC 的模拟带宽	650 MHz
DDR2 SDRAM 缓存容量	512 MB

## 3 幅频测量方法分析

### 3.1 过采样条件下的单音周期信号幅频测量原理

任意周期为  $T$  的信号  $s(t)$  均可展开为傅里叶级数:

$$s(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(2\pi nft) + b_n \sin(2\pi nft)] = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \sin(2\pi nft + \varphi_n) \quad (1)$$

式中:  $f = 1/T$ , 各次谐波分量的系数为:

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{1}{T} \int_0^T s(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} s(t) dt \\ a_n &= \frac{2}{T} \int_0^T s(t) \cos(2\pi nft) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} s(2\pi ft) \cos(2\pi nft) dt \\ b_n &= \frac{2}{T} \int_0^T s(t) \sin(2\pi nft) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} s(2\pi ft) \sin(2\pi nft) dt \end{aligned} \quad (2)$$

各次谐波信号的幅度为:

$$c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}, n = 1, 2, 3, \dots \quad (3)$$

为计算周期信号各次谐波的幅度,可以截取有限长的周期序列进行分析。设采样获得长度为  $N$  ( $N \geq 2$ ) 的周期序列  $s(n)$ , 将其看成周期为  $N$  的序列的一个周期,即单周期内采样点为  $N$ , 采样时间间隔为  $dt = T/N$ , 在离散时间点  $t = k(T/N)$  处的采样值为  $s(k)$ 。根据式,第  $n$  次谐波分量的系数又可表示为:

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{2}{T} \sum_{k=0}^{N-1} s(k) \cos\left(\frac{2\pi}{N} kn\right) \times \frac{T}{N} = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} s(k) \cos\left(2k\pi \frac{n}{N}\right) \\ b_n &= \frac{2}{T} \sum_{k=0}^{N-1} s(k) \sin\left(\frac{2\pi}{N} kn\right) \times \frac{T}{N} = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} s(k) \sin\left(2k\pi \frac{n}{N}\right) \\ n &= 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (4)$$

对信号  $s(n)$  做离散傅里叶变换,得频谱上  $k$  次谐波系数  $S(k)$  为:

$$S(k) = \sum_{n=0}^{N-1} s(n)e^{-2\pi i k \frac{n}{N}} = \sum_{n=0}^{N-1} s(n) [\cos(2k\pi \frac{n}{N}) - i \sin(2k\pi \frac{n}{N})] \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (5)$$

式(15)两端同时乘  $2/N$ , 得:

$$\frac{2}{N}S(k) = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} s(n) [\cos(2k\pi \frac{n}{N}) - i \sin(2k\pi \frac{n}{N})] \quad (6)$$

由式(4)和式(6)可得:  $a_k - ib_k = \frac{2S(k)}{N}$ , 即  $c_k = |\frac{2S(k)}{N}|$ , 有:

$$c_n = |\frac{2}{N}S(n)| \quad (7)$$

由式(7)可知, 周期信号  $s(t)$  的  $n$  次谐波的幅度是其离散傅里叶变换  $n$  次谐波系数  $S(n)$  的  $2/N$  倍。FFT 作为离散傅里叶变换的快速算法, 与离散傅里叶变换具有相同的表达式, 所以周期信号  $s(t)$  的  $n$  次谐波的幅度与 FFT 的  $n$  次谐波系数同样满足式(7)的关系, 把式(7)叫做谐波幅度修正公式<sup>[7]</sup>。

假设单音周期信号无失真无衰减地通过 ADC, 那么不会产生谐波, 仅有基波存在, 则基波的幅度  $c_1$  为信号的幅度, 基波的频率即信号的频率。通过 FFT 运算和谐波幅度修正, 获得幅度谱, 谱线纵坐标的最大值为信号的幅度, 对应的横坐标即信号的频率。

### 3.2 欠采样条件下的单音周期信号幅频测量原理

假设单音周期信号无失真无衰减地通过 ADC。当 ADC 以低于信号最高频率的 2 倍的采样率进行欠采样时, 依然能够获取信号的采样点, 只不过获取的信号在时域和频域上发生了混叠。

设原始信号频率为  $f_a$ 。从时域上看, 对信号进行欠采样, 采集到的信号, 其频率变为原始信号频率  $f_a$  与采样频率  $f_s$  差值的绝对值, 即在  $|f_s - f_a|$  的频率上产生了混叠的正弦波, 如图 2 所示(以  $f_s < f_a$  的情况为例)。

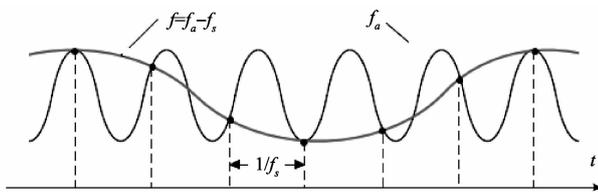


图2 欠采样获得的信号时域波形

从频域上看, 对信号进行欠采样, 相当于信号与采样率的各次谐波进行混频, 欠采样后的频谱被搬移到整个奈奎斯特区。原始信号的频谱将会在  $|kf_s \pm f_a|$  ( $k=1, 2, 3, \dots$ ) 处产生镜像, 当然也会在第 1 奈奎斯特区 ( $0 \sim 0.5f_s$ ) 的  $|f_s - f_a|$  频率处产生镜像, 即在  $|f_s - f_a|$  的频率上产生了混叠的正弦波<sup>[8]</sup>。这与时域内的分析是一致的, 如图 3 所示。

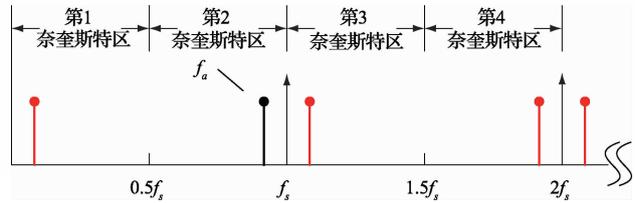


图3 欠采样获得的信号频谱

由上可知, 任何落在奈奎斯特区内的奈奎斯特带宽之外的频率成分将会在第 1 奈奎斯特区产生混叠。第 1 奈奎斯特区内的镜像包含了原始信号除其原始位置之外的所有信息。如果能获取信号在第 1 奈奎斯特区的频谱, 就可以获得原始信号的信息, 而 FFT 的作用域恰恰是第 1 奈奎斯特区。

对欠采样获得的信号做 FFT 运算, 并进行谐波幅度修正, 获得幅度谱, 谱线纵坐标的最大值即信号的幅度, 对应的横坐标为  $|f_s - f_a|$ , 即信号的频率在第 1 奈奎斯特区的镜像。如果已知信号所处的奈奎斯特区, 便可以由  $|f_s - f_a|$  得到信号的频率。

实际上, 即使信号的频率处于 ADC 的模拟输入带宽内, 由于 ADC 器件的非线性, 也会产生谐波。谐波能量以及热噪声和量化噪声等转换器噪声均会减弱信号的能量, 在幅度谱上表现为基波谱线的纵坐标减小, 频谱上会出现多条新谱线, 对应各次谐波, 相比于基波对应的谱线, 这些谱线纵坐标较小。另外, 对信号做 FFT 运算, 不可避免会产生频谱泄漏和栅栏效应<sup>[9]</sup>, 也会影响频谱谱线的质量。因此, 为了通过欠采样测量单频正弦信号的幅度, 不但需要对 FFT 运算的结果进行修正, 以获得幅度谱, 还要对幅度谱进行修正。

## 4 欠采样条件下单音信号幅频测量的实现

### 4.1 幅频测量方案设计

通过欠采样采集幅度为  $U_A$  的单音周期信号, 信号频率为  $f$  ( $f > 0.5f_s$ )。对数据做 FFT 运算并进行谐波幅度修正, 获取频谱谱线上纵坐标的最大值  $A$ , 对应的横坐标即  $f$  在第 1 奈奎斯特区内的镜像  $f_0$ 。如果已知输入信号的频率所处的奈奎斯特区(设输入信号的频率位于第  $n$  奈奎斯特区), 即可得信号的频率测量值  $f'$ :

$$f' = f_0 + \frac{f_s}{2}n \text{ (Hz)} \quad (8)$$

信号功率与幅度的平方成正比, 因此设绝对功率电平 的测量误差  $\delta = 10\lg(kA^2) - 10\lg(kU_A^2)$ , 得到幅度测量值修正公式如下( $U'_A$  为幅度测量值):

$$U'_A = \frac{A}{10^{\delta/20}} \quad (9)$$

设两个同频单音周期信号, 其幅度分别为  $U_A$  与  $U_B$ , 经 FFT 运算和谐波幅度修正后, 获得幅度谱谱线纵坐标的最大值分别为  $A$  与  $B$ 。由于两信号经过相同的路径,

所处环境条件相同(温度、湿度等因素相同),认为两信号绝对功率电平之差与绝对功率电平测量值之差相等,有:

$$10\lg(kU_B^2) - 10\lg(kU_A^2) = 10\lg(kB^2) - 10\lg(kA^2)$$

化简,得:

$$\delta = 10\lg(kA^2) - 10\lg(kU_A^2) = 10\lg(kB^2) - 10\lg(kU_B^2) = 20\lg\left(\frac{A}{U_A}\right) \quad (10)$$

可知,信号绝对功率电平的测量误差  $\delta$  与幅度无关。我们设环境条件一定,认为  $\delta$  仅与信号频率  $f$  有关,如果能获得  $\delta$  与  $f$  的关系,即  $\delta = g(f)$ ,则幅度测量值的修正公式可变为如下形式:

$$U'_A = \frac{A}{10^{(g(f))/20}} \quad (11)$$

如果已知  $g(f)$ ,即可得信号的幅度测量值。考虑到ADC的性能受温度、湿度等环境因素的影响,在25℃室温、40%湿度的环境下进行曲线拟合。在100~150 MHz范围内每隔500 kHz的间隔产生一个已知幅度(幅度小于2 V)的单音周期信号,通过数据采集卡进行欠采样,获得采样数据。利用MATLAB对采样数据做 $N$ 点FFT运算,并对各次谐波乘以 $2/N$ ,获取幅度谱谱线纵坐标的最大值,由式(10)获得 $\delta$ 。在MATLAB中,对数据样本( $f, \delta$ )采用3次多项式进行曲线拟合,其残差为0.2164;进行4次及以上的拟合,获得的残差更小。考虑到计算量,选用3次多项式进行拟合,拟合曲线如图4所示。

拟合公式如下:

$$\delta = -5.3239 \times 10^{-24} f^3 - 1.6326 \times 10^{-15} f^2 - 2.1 \times 10^{-7} f + 8.9231$$

实际应用中,使用频率  $f$  的测量值  $f'$ ,即:

$$\delta = -5.3239 \times 10^{-24} f'^3 - 1.6326 \times 10^{-15} f'^2 - 2.1 \times 10^{-7} f' + 8.9231 \quad (12)$$

根据式(9)和式(12),可获得幅度测量值  $U'_A$ 。

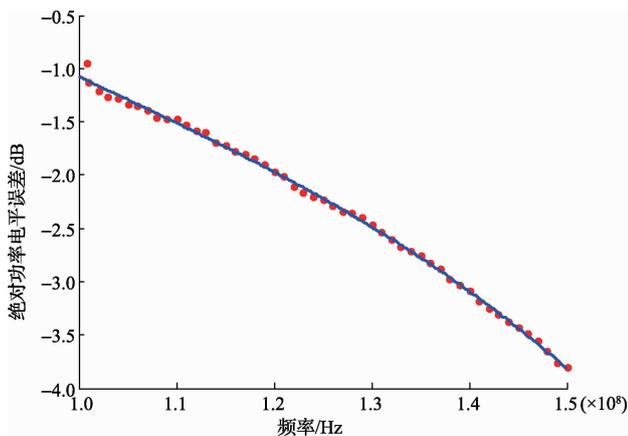


图4 绝对功率电平测量误差  $\delta$  与频率  $f$  的关系

## 4.2 实验验证

在25℃室温、40%湿度环境下,利用数据采集卡在100~150 MHz范围内采集任意已知幅度(幅度小于2 V)和频率的单音周期信号,并上传到上位机处理。上位机软件利用LabVIEW进行编写<sup>[10]</sup>,采用生产者消费者多循环并行处理结构,生产者循环与消费者循环互不影响,避免了数据丢失,提高了处理速度。

生产者通过PXI总线DMA传输模式一次性读取定量数据,写入队列;消费者读取队列,并进行计算。消费者的具体工作如下:利用频谱测量VI对队列数据做FFT运算(LabVIEW中的FFT运算具有直接获得幅度谱的功能);对幅度谱簇解除捆绑,获得幅度谱谱线离散点的纵坐标数组 $a$ 与横坐标精度 $df$ ;在数组 $a$ 中,从索引0开始,获取谱线纵坐标的最大值 $A$ 及其索引 $k$ ,则信号频率  $f' = k \times df + 10^8$  (采样率为100 MSa/s),单位为Hz。利用 $f'$ 在公式(11)中计算可得 $\delta$ ,进而计算出幅度测量值  $U'_A$ 。消费者处理流程如图5所示。

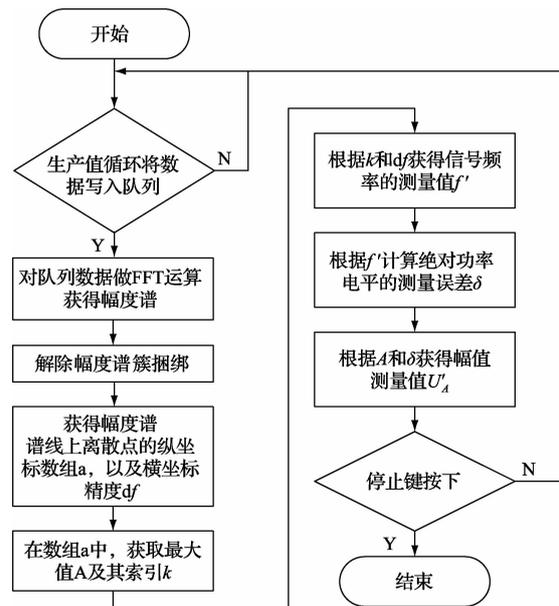


图5 幅频测量软件消费者处理流程

## 4.3 误差分析与讨论

根据测试结果计算幅度和频率的绝对误差与相对误差,发现在100~150 MHz范围内的抽样频点上,幅度绝对误差均小于10 mV,相对误差均小于2%,频率绝对误差均小于60 kHz,相对误差均小于0.1%,图6所示为输入400 mV信号时幅频测量精度与输入信号频率的关系。

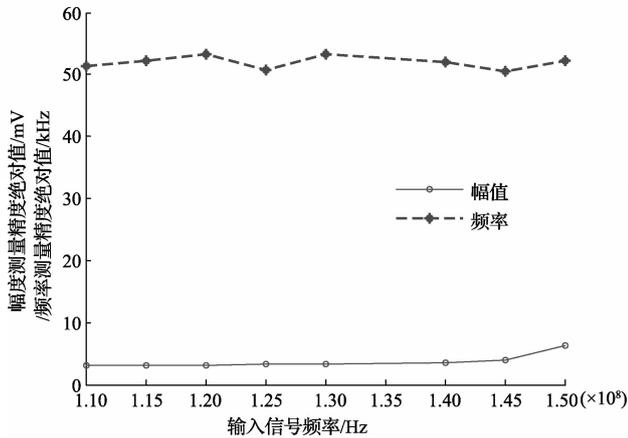


图6 幅频测量精度与输入信号频率的关系

为了提高测量精度,在FFT处理中采用加窗技术<sup>[1]</sup>。常用的窗函数有矩形窗、汉宁窗、布莱克曼窗等。布莱克曼窗主瓣宽、旁瓣低,幅度识别精度最高,频率识别精度最低,适合进行幅度测量。矩形窗主瓣最窄,频率识别精度最高,适合进行频率测量。通过采用不同的窗函数来截断信号可以获取更高的频率测量精度和幅度测量精度。

通过查看AD9268芯片的典型工作特性,发现输入信号的幅度对信噪比(SNR)和无杂散动态范围(SFDR)的影响确实较小,如图7所示。这印证了前面的观点:信号绝对功率电平的测量误差与幅度无关。

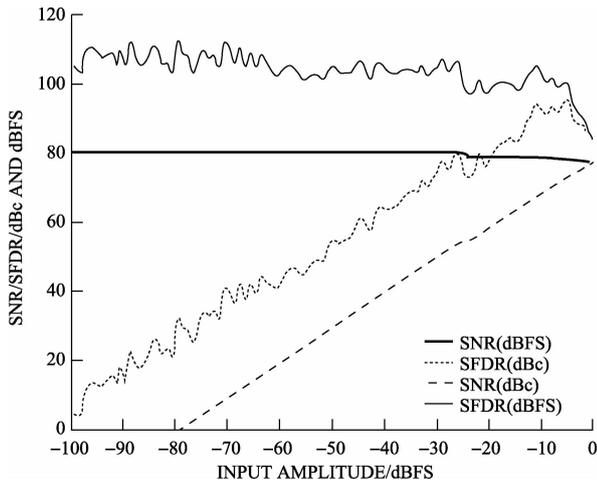


图7 AD9268单音SNR/SFDR与输入幅度的关系

事实上,由于ADC的模拟输入带宽为650MHz,完全可以在更大的频率范围内进行取样和拟合,使本方法的适用范围进一步扩大。然而,随着频率范围的增大,需要得到更多的取样点以保持测量精度,可操作性较差。另外,当输入信号的频率超过200MHz后,AD9268的有效位数(ENOB)会迅速降低,导致幅值的测量精度迅速降低。

实际应用中,往往只需测量某个很窄频带上信号的幅度和频率。因此可以在很窄的频带上完成更多点的取样

和拟合,使幅度测量精度进一步提高。

本方法的不足之处有两点。

1)不能直接在不同的硬件平台上应用。这是因为曲线拟合的结果依赖硬件的性能,在不同的硬件上,需要根据不同的修正公式获得信号的幅频。

2)不能直接在不同的环境下应用。这是因为曲线拟合的结果受环境因素的影响,在不同的温度、湿度环境下,也需要根据不同的修正公式获得信号的幅频。

后续将会探究在更大的频带范围内,能否通过分段拟合获取幅度测量值的修正公式。

## 5 结论

设计并实现了一种基于欠采样的单音周期信号幅频测量。在一定的环境条件下,对单音周期信号,通过欠采样、FFT运算以及谐波幅度修正,获取幅度谱谱线纵坐标的最大值及其对应的横坐标,根据信号所处的奈奎斯特区得到频率测量公式;由纵坐标的最大值与信号幅度获得绝对功率电平的测量误差,通过曲线拟合得到绝对功率电平的测量误差与频率的关系,进而得到幅度测量公式。经过测试,在100~150MHz范围内,幅度绝对误差均小于10mV,相对误差均小于5%,频率绝对误差均小于60kHz,相对误差均小于0.1%,具有较高精度。该方法简单易行,尤其适合测量窄带内单音周期信号的幅度和频率。

## 参考文献

- [1] 许会, 任建, 李邦宇, 等. 应用于超宽带呼吸检测的压缩感知算法研究[J]. 仪器仪表学报, 2015, 36(1): 56-62.
- [2] RAGHEB T, LASKA J N, NEJATI H, et al. A prototype hardware for random demodulation based compressive analog-to-digital conversion [C]. 51st IEEE International Midwest Symposium On Circuits And Systems, 2008:37-40.
- [3] 江建军, 黄云雪, 孙彪, 等. 基于随机解调器的宽带雷达信号探测[J]. 仪器仪表学报, 2014, 35(3): 709-713.
- [4] 王康, 叶伟, 劳国超, 等. 一种基于压缩感知的宽带SAR信号侦察方法[J]. 国外电子测量技术, 2014, 33(4): 40-43.
- [5] 徐祥, 蒋哲, 王威廉. 基于FPGA的高速数据采集、缓存与处理系统[J]. 电子测量技术, 2013, 36(4): 68-71.
- [6] 张松, 李筠. FPGA的模块化设计方法[J]. 电子测量与仪器学报, 2014, 28(5): 560-565.
- [7] 刘如军. FFT测量周期信号的幅值与相角修正[J]. 湛江师范学院学报, 2005, 25(6): 115-118.
- [8] MISHALI M, ELDAR Y C. From theory to practice:

Sub-Nyquist sampling of sparse wideband analog signals [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2010,4(2):375-391.

- [9] 孙英侠, 李亚利, 宁宇鹏. 频谱分析原理及频谱分析仪使用技巧[J]. 电子测量技术, 2014,37(7): 23.
- [10] 王树东, 何明. LabVIEW 在数据采集系统中的应用研究[J]. 国外电子测量技术, 2014,33(6): 103-106.
- [11] 田园, 周勛. 窗函数在数字滤波器设计中的应用[J]. 国外电子测量技术, 2013,32(4): 25-27.

## 作者简介

付宁, 1979 年出生, 副教授, 硕士生导师。主要研究方向为自动测试技术、压缩感知技术等。

E-mail: funinghit@163.com

施睿, 1988 年出生, 硕士研究生。主要研究方向为嵌入式系统、自动测试技术等研究。

(上接第 61 页)

- [8] SCOTT R L, WALLACE B, SALE M, et al. Toward microsatellite based space situational awareness[C]. Proceedings of the Advanced Maui Optical and Space Surveillance Technologies Conference, 2013:17
- [9] 雷鹏, 王俊. 天基系统 CMOS 图像传感器成像距离研究[J]. 电光与控制, 2009(1): 10-14.
- [10] 徐俊, 侯云飞, 郭海良. 天基空间目标监视系统发展现状及思考[J]. 科技研究, 2013,29(2):93-95.

## 作者简介

杨自兴, 1990 年出生, 硕士研究生。主要研究方向为空间目标观测、识别和定轨。

李智, 1973 年出生, 教授, 博士生导师, 博士学位。主要研究方向为武器系统应用和空间安全方向。

(上接第 66 页)

- [7] 周莹, 王虎, 吴伟, 等. 二次电子探测器选择对 FESEM 图像的影响[J]. 实验室研究与探索, 2012,31(7):246-248.
- [8] 柴智勇, 刘效磊, 冯计民. 几种车身油漆鉴定方法比较研究[J]. 电子测量技术, 2014,37(7):125-129.
- [9] 曹水良, 梁志红, 尹平河. 不同加速电压对不导电样品扫描电镜图像的影响[J]. 暨南大学学报: 自然科学与医学版, 2014,35(4):357-360.
- [10] MA Y H, ZHANG X H, CHEN X G. Observation on non-conductive powder samples by Scanning electron microscope[J]. Applied Mechanics and Materials, 2013(32):226-229.
- [11] 周广荣. 影响扫描电镜图像质量的因素分析[J]. 使

用与维修, 2010(6):57-59.

- [12] 夏江南, 高建辉, 姜宁, 等. 测试样品的扫描电镜图像缺陷原因及解决方法[J]. 信息记录材料, 2014, 15(2):29-34.

## 作者简介

黎爽, 1985 年出生, 硕士研究生, 助理研究员。主要研究方向为材料学。

E-mail: monster337@sina.com

邓平晔(通讯作者), 1974 年出生, 博士, 副研究员。主要研究方向为材料物理学。

E-mail: dengpy99@tsinghua.org.cn