



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 108494402 B

(45) 授权公告日 2021.07.27

(21) 申请号 201810207249.8

H03M 1/06 (2006.01)

(22) 申请日 2018.03.14

(56) 对比文件

(65) 同一申请的已公布的文献号

CN 102739252 A, 2012.10.17

申请公布号 CN 108494402 A

CN 101674087 A, 2010.03.17

(43) 申请公布日 2018.09.04

US 2006152393 A1, 2006.07.13

(73) 专利权人 东南大学

张昊等. 时间交替ADC系统通道时钟延迟的多频正弦拟合算法. 《电子测量与仪器学报》. 2010, 第24卷(第3期), 第244-249页.

地址 210000 江苏省南京市江北新区星火路17号

审查员 张蓉

(72) 发明人 吴建辉 李鑫 黄成 李红 闵嘉炜

(74) 专利代理机构 南京经纬专利商标代理有限公司 32200

代理人 徐莹

(51) Int. Cl.

H03M 1/10 (2006.01)

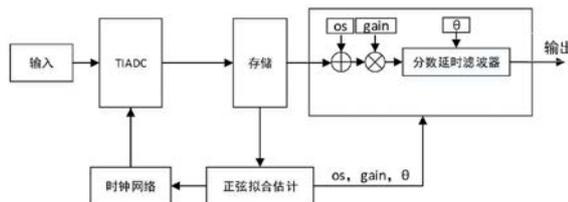
权利要求书2页 说明书6页 附图4页

(54) 发明名称

一种基于正弦拟合的TIADC系统误差估计和补偿方法

(57) 摘要

本发明公开了一种基于正弦拟合的TIADC系统误差估计和补偿方法,包括:输入一个已知频率的低频正弦信号至TIADC,求解三个参数的估算值并计算出各通道正弦输出的幅度和偏置;得到其余各通道的增益失配和失调失配和计算以完成补偿;输入一个已知频率的高频正弦信号至TIADC,得到三参数后分别计算各通道存在采样时刻失配和带宽失配的正弦输出的幅度值和相位值;估算得到通道带宽和带宽失配导致的相位值和采样时刻失配引起的相位值;分别采用可调延迟线和分数延时滤波器进行相位调节,以补偿采样时刻失配和带宽失配引起的相位误差。本发明可对TIADC中存在的各类失配所引起的误差实现精确的估计和补偿,同时不受通道数目限制,具有很好的有效性、广泛性和实用性。



1. 一种基于正弦拟合的TIADC系统误差估计和补偿方法,其特征在于,包括以下步骤:

步骤1、对于增益失配和失调失配的估算,包括:输入一个已知频率的低频正弦信号至TIADC,得到TIADC的采样输出,并根据正弦拟合算法求解出正弦信号中A、B、C三个参数的估算值并计算出各通道正弦输出的幅度和偏置;

输入的低频正弦信号模型具体为:

$$y = a\cos(2\pi ft + \varphi) + C = A\cos(2\pi ft) + B\sin(2\pi ft) + C$$

其中,a为输入正弦信号的幅度;f为输入正弦信号的频率;C为正弦信号的直流偏移; φ 为正弦信号的相位;设第一通道为参考通道,通过将其余各通道的幅度和偏置与参考通道进行比较,得到其余各通道的增益失配 g_i 和失调失配 os_i ;将在TIADC正常运行下各通道输出分别除以存储的增益失配 g_i ,再减去失调失配 os_i 以完成补偿;

计算各通道正弦输出的幅度和偏置采用公式:

$$\alpha_i = \sqrt{A^2 + B^2}$$

$$o_i = C$$

其中, α_i 为幅度值; o_i 为偏置;

步骤2、对于采样时刻失配和带宽失配的估算,包括:输入一个已知频率的高频正弦信号至TIADC,通过正弦拟合算法求解得到A、B、C三个参数后,分别计算各通道存在采样时刻失配和带宽失配的正弦输出的幅度值 α_i 和相位值 θ_i ;

将所述幅度值 α_i 与参考通道比较得到输入频率下的增益值,并估算得到通道带宽,其中估算通道带宽 ω_b 采用公式:

$$\omega_b = \frac{\omega_{in}}{\sqrt{\left(\frac{1}{g_i(\omega_{in})}\right)^2 - 1}}$$

其中, ω_{in} 为输入频率; g_i 为增益失配;

根据所估算得到的通道带宽计算由带宽失配导致的相位值 $\theta_{f_{BW}}$,采用公式:

$$\theta_{f_{BW}} = \tan^{-1}\left(\frac{\omega_{in}}{\omega_b}\right)$$

其中, ω_{in} 为输入频率; ω_b 为通道带宽;

将所述相位值 θ_i 中减去由带宽失配导致的相位值,得到由采样时刻失配引起的相位值 θ_s ;根据得到的由采样时刻失配引起的相位值 θ_s 和由带宽失配导致的相位值 $\theta_{f_{BW}}$,分别采用可调延迟线和分数延时滤波器进行相位调节,以补偿采样时刻失配和带宽失配引起的相位误差。

2. 根据权利要求1所述基于正弦拟合的TIADC系统误差估计和补偿方法,其特征在于,所述步骤2中计算各通道存在采样时刻失配和带宽失配的正弦输出的相位值 θ_i 采用公式:

$$\theta_i = \begin{cases} \arctan\left(\frac{-B}{A}\right) & \text{if } A \geq 0 \\ \arctan\left(\frac{-B}{A}\right) + \pi & \text{if } A < 0 \end{cases}.$$

3. 根据权利要求1所述基于正弦拟合的TIADC系统误差估计和补偿方法,其特征在于,

所述步骤2中计算由采样时刻失配引起的相位值 θ_s 采用公式：

$$\theta_s = \theta_i(\omega_{in}) - \theta_{f_{BW}} = \theta_i(\omega_{in}) - \tan^{-1}\left(\frac{\omega_{in}}{\omega_b}\right)$$

其中， θ_i 为相位值； $\theta_{f_{BW}}$ 为带宽失配导致的相位值； ω_{in} 为输入频率； ω_b 为通道带宽。

4. 根据权利要求1所述基于正弦拟合的TIADC系统误差估计和补偿方法，其特征在于，所述步骤2中采用Farrow结构的分数延时滤波器进行相位调节，具体为：

$$h_\theta(l) = \sum_{m=0}^P c_m(l)\theta^m$$

其中， $h_0(l)$ 为Farrow结构的分数延时滤波器的冲击响应函数， θ 为分数延时，并用P阶多项式表示； $c_m(l)$ 为多项式的各阶系数。

一种基于正弦拟合的TIADC系统误差估计和补偿方法

技术领域

[0001] 本发明涉及一种基于正弦拟合的TIADC系统误差估计和补偿方法,属于高速模数转换器的技术领域。

背景技术

[0002] 随着电子信息等技术的进步,ADC的应用领域不断扩展,系统对ADC的要求也不断提高,所以模数转换器成为提升通信系统速度的关键。对于高速数字信号应用来说,ADC的转换速率也是有限的,单通道的ADC越来越难以满足高速系统的要求。因此,如何利用现有的ADC实现满足高速高精度的数据采集系统具有重要意义。

[0003] 多通道ADC并行工作采样是一种实现更高采样率和高精度ADC的有效方法,也就是使用多通道时间交织(Time-Interleaved)结构实现高速高精度采集。理论上,在保持精度不变的情况下,M个ADC构成的时间交织采样系统,其带宽可达到单片ADC的M倍。时间交织结构利用多个ADC在时域上交替采集输入信号,再在数字域拼接以实现采样率的提高,这种结构硬件开销相对小,且易于实现,多为实际系统采用。如数字存储示波器的前端采集电路及软件无线电通信系统中的接收端都采用了多通道时间交织的结构。

[0004] 在高速高精度采集系统中,虽然使用多通道时间交织ADC(TIADC)能够实现在同等精度下采样速度成倍提高,但其自身也存在固有缺点,通道之间存在的失配误差严重制约着多通道时间交织ADC的转换精度,降低整个采样系统的信噪比(SNR)和无杂散动态范围(SFDR)。时间交织并行采样系统主要存在四种失配:失调失配(offset mismatch)、增益失配(gain mismatch)、采样时刻偏差(time-skew error)和带宽失配(bandwidth mismatch)。这四种失配会引起采样信号的幅度和相位调制,在频谱上表现为在相应频点上产生杂散,出现失真信号。

[0005] 目前对于上述各类误差的综合校准算法很少,而且对于带宽失配的校准多采用在模拟域设计校准电路(比如电容阵列电路)来补偿误差。但是这类方式在误差的补偿精度上没有数字方式精确,并且受温度和工艺变化的影响较大。

发明内容

[0006] 本发明所要解决的技术问题在于克服现有技术的不足,提供一种基于正弦拟合的TIADC系统误差估计和补偿方法,克服TIADC系统中各类误差所造成的影响,误差校准环节均在数字域内完成,弥补了上述模拟方式校准的缺陷。

[0007] 本发明具体采用以下技术方案解决上述技术问题:

[0008] 一种基于正弦拟合的TIADC系统误差估计和补偿方法,包括以下步骤:

[0009] 步骤1、对于增益失配和失调失配的估算,包括:输入一个已知频率的低频正弦信号至TIADC,得到TIADC的采样输出,并根据正弦拟合算法求解出正弦信号中A、B、C三个参数的估算值并计算出各通道正弦输出的幅度和偏置;

[0010] 设第一通道为参考通道,通过将其余各通道的幅度和偏置与参考通道进行比较,

得到其余各通道的增益失配 g_i 和失调失配 os_i ;将在TIADC正常运行下各通道输出分别除以存储的增益失配 g_i ,再减去失调失配 os_i 以完成补偿;

[0011] 步骤2、对于采样时刻失配和带宽失配的估算,包括:输入一个已知频率的高频正弦信号至TIADC,通过正弦拟合算法得到A、B、C三参数后,分别计算各通道存在采样时刻失配和带宽失配的正弦输出的幅度值 α_i 和相位值 θ_i ;

[0012] 将所述幅度值 α_i 与参考通道比较得到输入频率下的增益值,并估算得到通道带宽;

[0013] 根据所估算得到通道带宽计算由带宽失配导致的相位值;

[0014] 将所述相位值 θ_i 中减去由带宽失配导致的相位值,得到由采样时刻失配引起的相位值;

[0015] 根据得到的采样时刻失配引起的相位值和由带宽失配导致的相位值,分别采用可调延迟线和分数延时滤波器进行相位调节,以补偿采样时刻失配和带宽失配引起的相位误差。

[0016] 进一步地,作为本发明的一种优选技术方案:所述步骤1中输入的低频正弦信号模型具体为:

$$[0017] \quad y = a\cos(2\pi ft + \varphi) + C = A\cos(2\pi ft) + B\sin(2\pi ft) + C$$

[0018] 其中,f为正弦信号的输入频率;C为正弦信号的直流偏移, φ 为正弦信号的相位。

[0019] 本发明采用上述技术方案,能产生如下技术效果:

[0020] 本发明提出的基于正弦拟合的TIADC系统误差估计和补偿方法,属于一种前台的数字域误差提取与补偿的算法,通过对正弦拟合的改进达到分离和估算时钟偏差和带宽失配的目的,并通过Farrow结构的分数延时滤波器校正估计的带宽失配误差。最终对TIADC中存在的各类失配所引起的误差实现精确的估计和补偿,本发明对SNR和SFDR的改善程度优于目前其他的误差校准算法,同时不受通道数目的限制,具有很好的有效性、广泛性和实用性。

[0021] 本发明基于正弦拟合的思想,其大部分的误差校准环节均在数字域内完成,弥补了上述模拟方式校准的缺陷。可以对同时存在失调、增益、时钟和带宽四种失配的TIADC系统进行误差校准。从而有效提高了TIADC的SNR、SFDR等系统指标。同时校准算法在数字域完成,对TIADC本身的电路设计不需要进行大幅度的修改。

附图说明

[0022] 图1为本发明带有TIADC的系统原理框图。

[0023] 图2为本发明所提出的补偿算法的流程图。

[0024] 图3为本发明中Farrow结构的分数延迟滤波器的电路原理图。

[0025] 图4为本发明中未经过校准的TIADC输出信号频谱图。

[0026] 图5为本发明中经过本发明的校准算法处理后的TIADC输出信号频谱图。

具体实施方式

[0027] 下面结合说明书附图对本发明的实施方式进行了描述。

[0028] 如图2所示,本发明设计了一种基于正弦拟合的TIADC系统误差估计和补偿方法,本方法基于的系统如图1所示,其原理是基于正弦拟合法对TIADC系统中的通道误差进行估计,并通过设计Farrow结构的分数延迟滤波器对带宽失配进行补偿,从而提高了TIADC系统的整体性能。本方法具体包括以下步骤:

[0029] 步骤1、对于增益失配 g_i 和失调失配 os_i 的估算,包括:输入一个已知频率的低频正弦信号至TIADC,得到TIADC的采样输出 $y[n]$,并根据正弦拟合算法求解出正弦信号中A、B、C三个参数的估算值并计算出各通道正弦输出的幅度和偏置。

[0030] 其中,本发明所采用的三参数正弦拟合法,它是一种基于最小二乘法的估算算法,已知频率、幅度、偏移和相位时,可以唯一确定一个正弦函数,在三参数正弦拟合中使用的信号模型就是正弦曲线。设正弦信号模型为:

$$[0031] \quad y = a\cos(2\pi ft + \varphi) + C = A\cos(2\pi ft) + B\sin(2\pi ft) + C \quad (1)$$

[0032] 所谓三参数即是A、B、C这三个参数,三参数正弦拟合就是已知正弦信号频率,通过最小二乘法使得实际采样点和理论正弦曲线之间的偏差平方和最小,以此估算得到三个参数。式(1)中 f 为输入正弦信号的频率,且是已知量。 a 为正弦信号的幅度, C 为正弦信号的直流偏移, φ 为正弦信号的相位, $a\cos(2\pi ft + \varphi) + C$ 是标准正弦信号表达式, $A\cos(2\pi ft) + B\sin(2\pi ft) + C$ 是三参数的表达式,对于A、B、 a 、 φ 的关系可表示为:

$$[0033] \quad a = \sqrt{A^2 + B^2} \quad (2)$$

$$[0034] \quad \theta = \begin{cases} \arctan\left(\frac{-B}{A}\right) & \text{if } A \geq 0 \\ \arctan\left(\frac{-B}{A}\right) + \pi & \text{if } A < 0 \end{cases} \quad (3)$$

[0035] 假设正弦信号通过TIADC系统后在 t_1, t_2, \dots, t_N 时刻采集得到N个采样点 $y[1], y[2], \dots, y[N]$,三参数正弦拟合则通过寻找能够使下式最小的A、B、C完成拟合。

$$[0036] \quad E = \sum_{n=1}^N (y[n] - A\cos(2\pi ft) - B\sin(2\pi ft) - C)^2 \quad (4)$$

[0037] 可以看出,方程是线性闭合的,所以参数A、B、C是可以被唯一确定的。为了唯一解出三个参数,构造下列矩阵:

$$[0038] \quad D = \begin{bmatrix} \cos(2\pi ft_1) & \sin(2\pi ft_1) & 1 \\ \cos(2\pi ft_2) & \sin(2\pi ft_2) & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \cos(2\pi ft_N) & \sin(2\pi ft_N) & 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$[0039] \quad y = \begin{bmatrix} y[1] \\ y[2] \\ \vdots \\ y[N] \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$[0040] \quad s = \begin{bmatrix} A \\ B \\ C \end{bmatrix} \quad (7)$$

[0041] 在矩阵的表达中,式(5)可表示为:

$$[0042] \quad E = (y - Ds)^T (y - Ds) \quad (8)$$

[0043] 式(8)中, $(y - Ds)^T$ 为矩阵 $(y - Ds)$ 的转置。由此可以得到最终估算出的三参数为:

$$[0044] \quad \hat{s} = (D^T D)^{-1} (D^T y) \quad (9)$$

[0045] \hat{s} 为估算得到的正弦信号的幅度、直流偏移和相位。即在得到A、B、C三个参数后,可以计算出各通道正弦输出的幅度 α_i 和偏置 o_i :

$$[0046] \quad \alpha_i = \sqrt{A^2 + B^2} \quad (10)$$

$$[0047] \quad o_i = C \quad (11)$$

[0048] 并且,根据估算得到的三参数即可求出对应于TIADC各通道的直流偏移、增益误差和时间误差。

[0049] 然后,设第一通道为参考通道,通过将其余各通道的幅度和偏置与参考通道进行比较,得到其余各通道的增益失配 g_i 和失调失配 os_i ,通过memory存储下来,在TIADC正常运行下,将各通道输出分别除以存储的增益失配 g_i ,再减去失调失配 os_i 即可完成补偿。

[0050] 步骤2、对于采样时刻失配和带宽失配的估算,包括:输入一个已知频率的高频正弦信号至TIADC,通过正弦拟合算法得到A、B、C三参数后,分别计算各通道存在采样时刻失配和带宽失配的正弦输出的幅度值 α_i 和相位值 θ_i ,其中幅度值 α_i 采用上述公式(10)计算获得,相位值 θ_i 采用如下公式获得:

$$[0051] \quad \theta_i = \begin{cases} \arctan\left(\frac{-B}{A}\right) & \text{if } A \geq 0 \\ \arctan\left(\frac{-B}{A}\right) + \pi & \text{if } A < 0 \end{cases} \quad (11)$$

[0052] 在得到幅度值 α_i 后,通过与参考通道比较得到输入频率 ω_{in} 下的增益失配,而后根据式(5)估算通道带宽 ω_b :

$$[0053] \quad \omega_b = \frac{\omega_{in}}{\sqrt{\left(\frac{1}{g_i(\omega_{in})}\right)^2 - 1}} \quad (12)$$

[0054] 再根据所估算得到的通道带宽 ω_b 计算由带宽失配导致的相位值 $\theta_{f_{BW}}$:

$$[0055] \quad \theta_{f_{BW}} = \tan^{-1}\left(\frac{\omega_{in}}{\omega_b}\right) \quad (13)$$

[0056] 然后,将所述相位值 θ_i 中减去由带宽失配导致的相位值,得到由采样时刻失配引起的相位值 θ_s :

$$[0057] \quad \theta_s = \theta_i(\omega_{in}) - \theta_{f_{BW}} = \theta_i(\omega_{in}) - \tan^{-1}\left(\frac{\omega_{in}}{\omega_b}\right) \quad (14)$$

[0058] 最后,根据得到的由采样时刻失配引起的相位值 θ_s 和由带宽失配导致的相位值

$\theta_{f_{BW}}$, 分别采用可调延迟线和分数延时滤波器进行相应的相位调节, 以补偿采样时刻失配和带宽失配引起的相位误差, 来完成校准时钟失配和带宽失配。

[0059] 本发明还给出图3所示用于带宽失配校准的Farrow结构的分数延迟滤波器的电路原理图。实现Farrow结构的分数延时滤波器即得到一组滤波器, 使滤波器逼近分数延时 θ , 使用P阶多项式表示延时 θ , 并使用P阶多项式逼近分数延时滤波器的系数, $h_{\theta}(l)$ 的定义为Farrow结构的分数延时滤波器的冲击响应函数, 如下所示:

$$[0060] \quad h_{\theta}(l) = \sum_{m=0}^P c_m(l) \theta^m \quad (15)$$

[0061] 其中 $c_m(l)$ 为多项式的各阶系数, 得到:

$$[0062] \quad H_{\theta}(z) = \sum_{l=0}^L h_{\theta}(l) \cdot z^{-l} = \sum_{l=0}^L \left[\sum_{m=0}^P c_m(l) \cdot \theta^m \right] \cdot z^{-l} \\ = \sum_{m=0}^P \left[\sum_{l=0}^L c_m(l) \cdot z^{-l} \right] \cdot \theta^m = \sum_{m=0}^P C_m(z) \cdot \theta^m \quad (16)$$

[0063] 其中, L定义为采样数据样本的总长度。

[0064] 分数延迟滤波器系数的求解转化成多项式系数和延迟 θ 的求解, 且滤波器的系数可以以几个固定长度的滤波器以并行的形式, 通过合适的延迟 θ 的多项式来产生。对于多项式系数的求解使用多项式插值实现, 拉格朗日插值是实现分数延时最简单的滤波器设计方法。

[0065] 为了验证本发明的方法能够基于正弦拟合法对TIADC系统中的通道误差进行估计, 并通过设计Farrow结构的分数延迟滤波器对带宽失配进行补偿, 提高了TIADC系统的整体性能, 特列举一验证例进行说明。本验证例的基于正弦拟合的TIADC系统误差估计和补偿方法, 具体过程如下:

[0066] (1) 输入校准用的低频正弦测试信号, 结合正弦拟合算法估算出失调和增益失配; 在本实施例中, 采用的是四通道, 14位400MSPS的TIADC板级系统。其中子ADC选用ADI公司生产的AD9648芯片。首先输入频率为3.857MHz的正弦信号为低频测试信号, 用于测量失调失配和增益失配。

[0067] (2) 而后在数字域通过加法和乘法电路分别消除估计得到的失调失配和增益失配;

[0068] (3) 输入校准用的高频正弦测试信号, 结合正弦拟合算法估算出时钟失配和带宽失配整体在正弦信号增益和相位值。在本实施例中, 输入频率为74.756MHz的正弦信号为高频测试信号。

[0069] (4) 计算由带宽失配引起的相位值, 并通过总估计值减去此相位值得到由采样时间时刻失配引起的相位值。

[0070] (5) 根据估计出的时钟失配和带宽失配在信号上造成的失配量, 分别采用调节时钟延时和设计Farrow分数延时滤波器的方式来校准时钟失配和带宽失配。

[0071] 如图4和图5所示, 分别为输入频率为147.9004MHz的正弦信号下, TIADC输出信号校准前和校准后的频谱图。可以得出, 经本发明校正后系统的SNR、SFDR和ENOB都有了改善, 在校准后的频谱图中, 有效降低了由四种失配产生的杂散。

[0072] 综上, 本发明通过对正弦拟合的改进达到分离和估算时钟偏差和带宽失配的目的

的,并通过Farrow结构的分数延时滤波器校正估计的带宽失配误差。最终对TIADC中存在的各类失配所引起的误差实现精确的估计和补偿,本发明对SNR和SFDR的改善程度优于目前其他的误差校准算法,同时不受通道数目的限制,具有很好的有效性、广泛性和实用性。

[0073] 上面结合附图对本发明的实施方式作了详细说明,但是本发明并不限于上述实施方式,在本领域普通技术人员所具备的知识范围内,还可以在不脱离本发明宗旨的前提下做出各种变化。

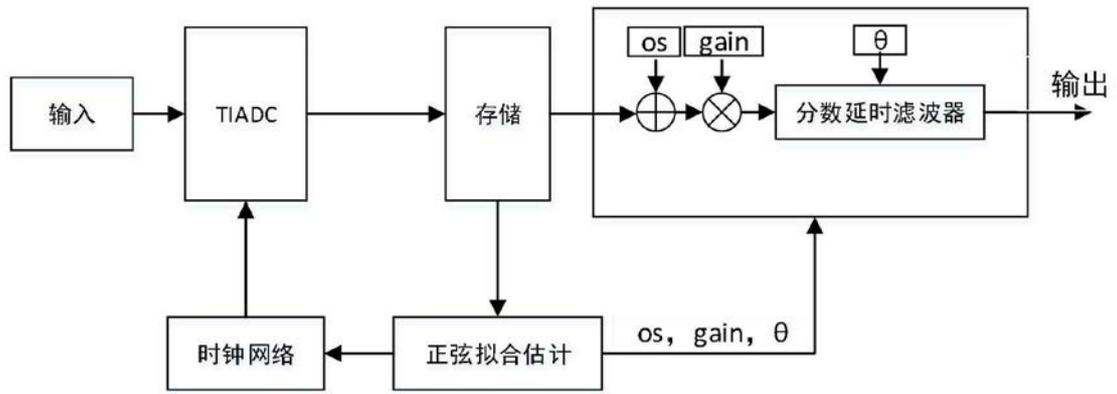


图1

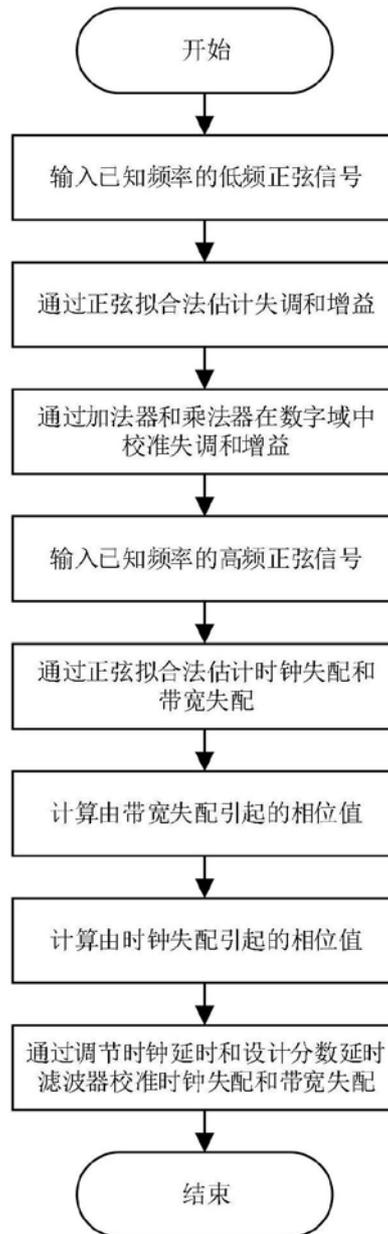


图2

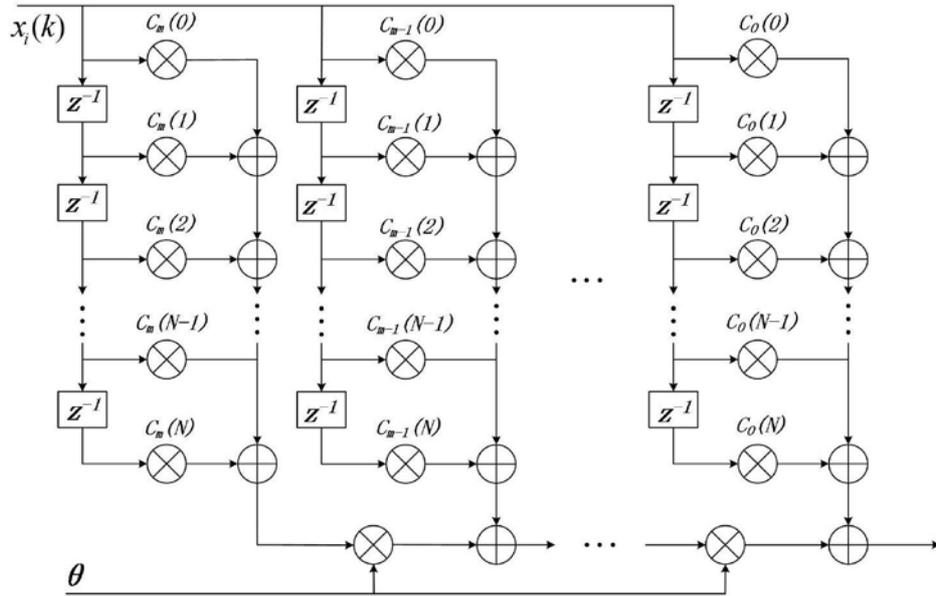


图3

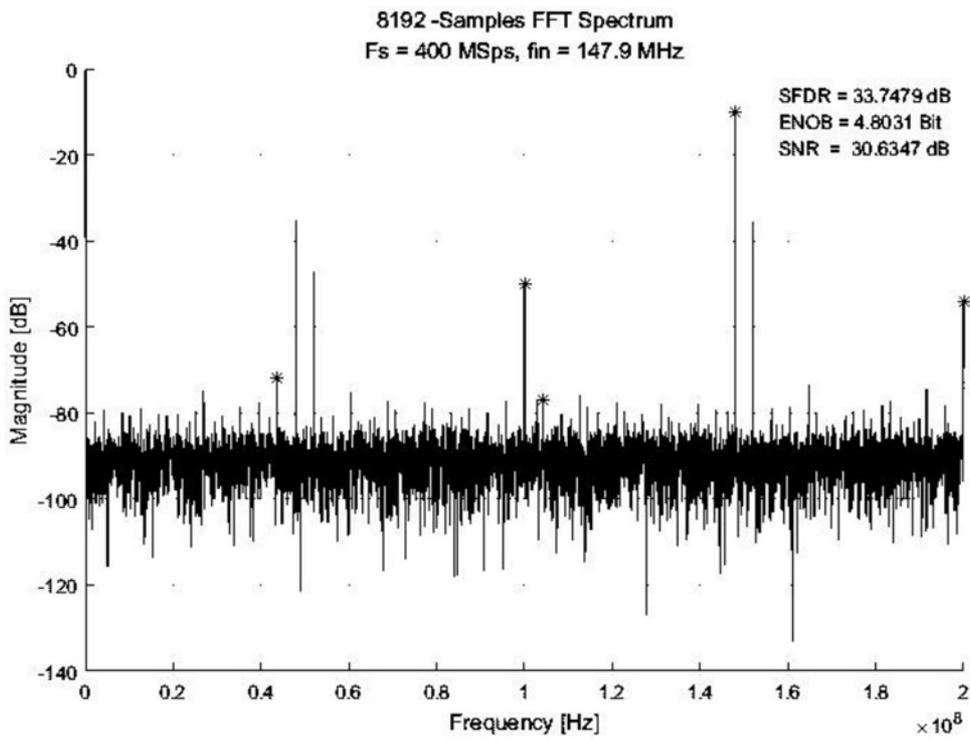


图4

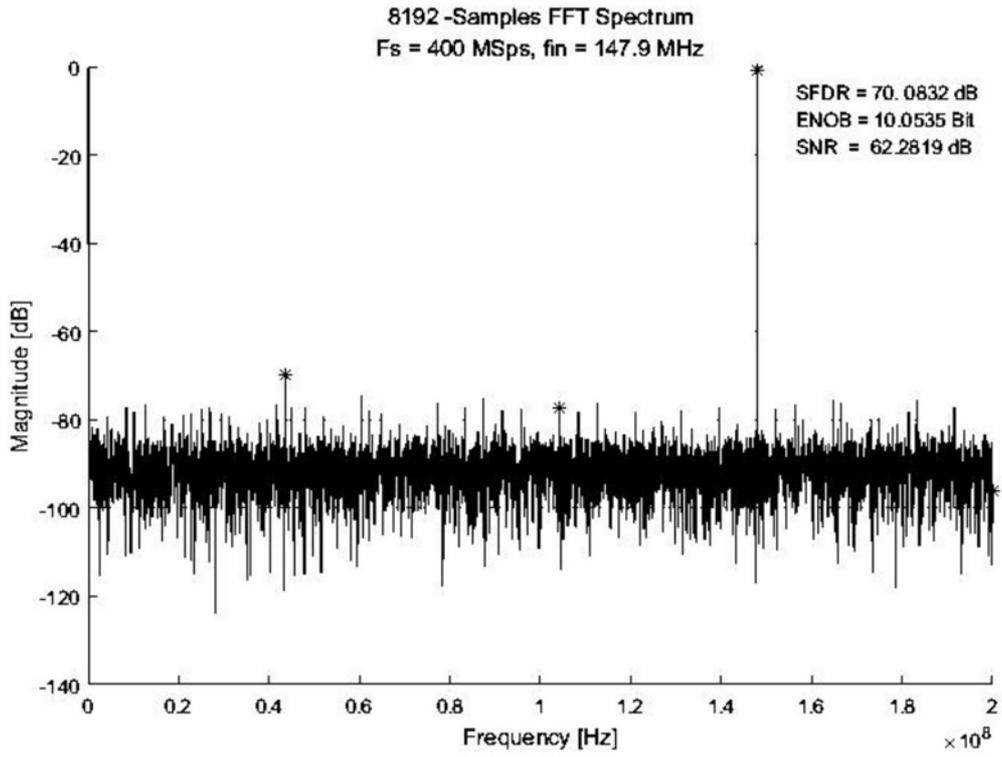


图5