

相位域 ADC 偏移误差检测及补偿技术*

陈佳鑫 陈红梅 王学锐 尹勇生

(合肥工业大学微电子设计研究所 合肥 230601)

摘要:相位域模数转换器(Ph-ADC)利用正交 IQ 通道来提取相位信息,但 IQ 通道偏移误差会导致系统误码率(BER)升高。针对以上问题提出一种基于帧采样的同相正交(L/Q)偏移误差提取方法,并采用梯形积分法进行补偿。相关传统方法,该方法可以节省因内存访问,数据延迟以及系统对每个样本中断响应而浪费的时间。通过建立 $\pi/4$ DQPSK 解调, 6-bit Ph-ADC, E_b/N_0 为 12 dB 的数字调制系统来验证所提出相位域 ADC 偏移误差检测及补偿技术,仿真结果表明,当输入信号频率为 450 kHz, L/Q 偏移误差为 10%时,系统的信号噪声畸变比(SNDR)由 7.02 提高到 37.22 dB,系统的无杂散动态范围(SFDR)由 17.37 提高到 38.74 dB,ENOB 由 1.03 提升为 5.89,校准后该方法可以使系统 BER 降低到 10^{-5} 数量级,使误差矢量幅度(EVM)小于 15 dB。

关键词:相位域模数转换器;L/Q 偏移误差;基于帧采样;梯形积分法;误码率;EVM

中图分类号: TN431.1 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.3040

Detection and compensation technology for phase domain ADC offset error

Chen Jiaxin Chen Hongmei Wang Xuerui Yin Yongsheng

(Institute of VLSI Design of HFUT, Hefei 230601, China)

Abstract: Ph-ADC uses quadrature IQ channels to extract phase information, but IQ channel offset errors will cause the system's bit error rate (BER) to increase. Aiming at the above problems, a method of extracting L/Q offset error based on frame sampling is proposed, and the trapezoidal integration method is used to compensate. Relative to the traditional method, this method can save time wasted due to memory access, data delay, and the system's interrupt response to each sample. The proposed phase domain ADC offset error detection and compensation technology is verified by establishing a $\pi/4$ DQPSK demodulation, 6-bit Ph-ADC, E_b/N_0 of 12 dB digital modulation system. The simulation results show that when the input signal frequency is 450 kHz, the L/Q offset error is 10%, the signal-to-noise distortion ratio (SNDR) of the system is increased from 7.02 to 37.22 dB, the spurious-free dynamic range (SFDR) of the system is increased from 17.37 to 38.74 dB, and the ENOB is increased from 1.03. After calibration, this method can reduce the BER of the system to the order of 10^{-5} and make the error vector magnitude (EVM) less than 15 dB.

Keywords: phase domain analog-to-digital converter; L/Q offset error; frame-based sampling; trapezoidal integration method; bit error rate; EVM

0 引言

相位域模数转换器(Ph-ADC)以近距无线通信为应用背景的研究多关注功耗的降低,以宽带多波段无线通信及电子对抗为应用背景的研究则更关注转换速度的提

升。目前国外 Ph-ADC 的研究主要是用于近距通信领域^[1-7],多数由硅基工艺实现,转换速度的要求不是很高。Ph-ADC 直接对相位进行量化,与传统通过同相正交(In-phase/Quadrature, L/Q)幅度量化来实现相位量化的方式相比,具有更紧凑、更能抗干扰的特点,这是因为电压幅度的变化并不线性地表现为相位误差。Ph-ADC 基本原

理是将相位量化过程转换为检测 I 和 Q 信号旋转投影的过零点的过程,文献[2]分析验证了此类 Ph-ADC 对各种非理想性和噪声具有好的鲁棒性。早期 Ph-ADC 中过零转换基于电阻桥实现^[3-4],它利用跨导器将输入信号转换成电流,然后输入到电阻桥网络中与参考电压生成与相位成一定映射关系的电压,最后利用比较器电路实现相位量化,具有大的动态范围,但是面积较大。随后发展了基于电流镜的过零转换^[5-6],用加权电流网络代替电阻桥网络,被证明可以显著降低功耗和面积。但是,过零算法依赖于精确 I/Q 信号的线性组合,硬件实现复杂度高,线性组合电路的幅度非理想效应也会降低 Ph-ADC 转换精度。文献[7]提到 4 bit 基于电阻桥的 Ph-ADC 至少需要两个高耗能全差分斩波跨导运算放大器(OTA)将 I/Q 电压转换为电流,OTA 的非线性和噪声以及电阻桥不匹配和噪声都会给相位信号带来显著误差。这两种架构都像全并行模数转换器(Flash ADC)一样工作,它们都具有巨大的静态功耗和所需的温度计至二进制解码器。为了改善这一点,文献[8-9]提出了一种电荷再分配式 Ph-ADC,避免了使用组合器。该量化过程基于二进制搜索算法进行操作,使用逐次逼近法进行相位量化。通过消除线性组合器和温度计至二进制解码器,与基于电阻器和基于电流的 Ph-ADC 相比,该结构大大降低了功耗。对于 Ph-ADC,由于 I/Q 幅度到相位转换不是线性,因此 I/Q 失调和增益失配会带来非线性相位失真。文献[10-12]对此进行了分析,表明 I 失调仅引入奇数阶非线性,Q 失调引入偶数和奇数非线性,但是如何消除这些失真目前还处于建模文献[13]提出基于时间域量化的相位量化 ADC,所提出的电路不仅采用二进制搜索算法,而且还采用时域信号处理来提取与输入信号相位相对应的输出数字代码。文献[14-15]提出基于时间数字转换器(TDC)的极性量化器来量化相位信息。尽管这是一种非常有趣的相位量化技术,但提议的 TDC 非常耗电(~7 mW),因为它针对 LTE 应用,因此需要以 40 MHz 的速度和 12 位的分辨率运行。国内对 Ph-ADC 的研究较少,主要面向数字储频等高速应用,目前已有的一些工作主要还是以科研院所居多。南京电子器件研究所基于电阻器桥结构设计了 4 位 Ph-ADC^[16],瞬时带宽高于 1 GHz,功耗 620 mW;中电五十四所同样是基于电阻器桥结构设计了 4 位 Ph-ADC^[17],采样速率 1.2 GS/s,瞬时带宽 250 MHz;中科院微系统所研究了超高速相位量化的表征与测试^[16],为 Ph-ADC 的测试提供了方法和思路。高校方面,清华大学设计实现了一种基于二分搜索的 Ph-ADC^[17],1.8V 电压下电流仅为 7.9 μ A。

本文基于 6 bit Ph-ADC 系统模型和误差分析,提出一种基于帧的 I/Q 偏移误差提取算法,首先在数字域检测两个帧(frame) R_{hlf} 和 Th_{lf} 所在矢量数量,然后计算矢

量分布不平衡量和电压偏移量,其次在模拟域采用梯形积分器来进行误差补偿,将连续域的积分算子 1/s 近似为离散域 $T/2 \cdot (z+1)/(z-1)$,以消除实际和所需输出相位之间的稳态误差,即消除偏移量 $v_{os,I}$ 和 $v_{os,Q}$,从而进行一次校准。

1 Ph-ADC 系统模型及偏移误差分析

在相移键控(PSK)调制方案中,数据信息仅在信号相位中进行编码。Ph-ADC 通过量化与 I 和 Q 幅度信息相对应的相位信息进行编码,将 IQ 平面按相位均匀地分割,如图 1 所示 6 bit Ph-ADC。

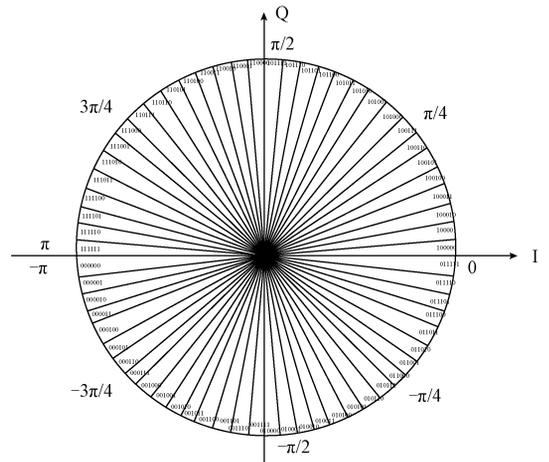


图 1 6 bit Ph-ADC 量化原理

Fig. 1 6-bit Ph-ADC quantization principle diagram

相位域 ADC 的模型实现为四象限逆正切线函数 $\arctan \frac{Q}{I}$,并根据图 1 所示编码方案转换为数字代码,圆心角 $\varphi \in [-\pi, \pi]$,如式(1)所示。

$$\varphi = \begin{cases} \arctan \frac{Q}{I}, I > 0 \\ \pi + \arctan \frac{Q}{I}, Q \geq 0, I < 0, \\ -\pi + \arctan \frac{Q}{I}, Q < 0, I < 0, \varphi \in [-\pi, \pi] \\ \frac{\pi}{2}, Q > 0, I = 0 \\ -\frac{\pi}{2}, Q < 0, I = 0 \\ 0, Q = 0, I = 0 \end{cases} \quad (1)$$

在实际接收器系统中,幅度到相位转换的非线性、输入向量随时间变化的发射功率和通信通道衰减而可能引起的输入矢量幅度不同等因素会导致 IQ 偏移(offset)。

由 IQ 偏移引起的非线性会大大降低 Ph-ADC 相位信噪比^[10]。

假设将一个正的 I 偏移 $V_{os,I}$ 添加到 I 幅度上,那么圆形矢量轨迹将向右移动,如图 2 所示。在这种情况下,假设所有向量均沿圆均匀分布,则右半平面所有向量多于左半平面所有向量。由图 2 中灰色矢量可知左右半平面所在向量分布不平衡。文献[11]通过检测左右半平面中包含相位信息的向量数量检测到分布不平衡,从而检测出 I 偏移的符号和幅度。在 Q 偏移 $V_{os,Q}$ 为正的情况下,可以采用完全相同的检测原理。这种情况在圆形矢量轨迹上、下半平面中查找矢量分布不平衡,如图 3 所示。为了清楚起见,在该示例中采用正偏移量,但也可以是负偏移量,在这种情况下,如果 I 偏移,则圆形矢量轨迹向左移动,如果 Q 偏移,圆形矢量轨迹向下移动。由于 Ph-ADC 以数字方式接收相位,因此很容易在数字域中实现密度分析过程。

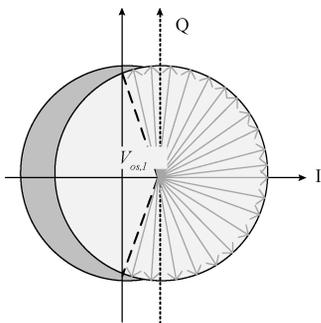


图 2 $V_{os,I}$ 为正时,圆向右偏移

Fig. 2 When $V_{os,I}$ is positive, the circle shifts to the right

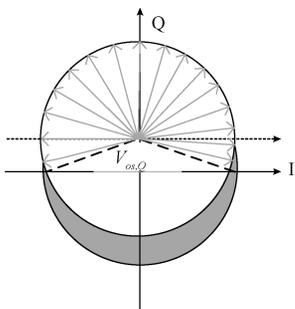


图 3 $V_{os,Q}$ 为正时,圆向上偏移

Fig. 3 When $V_{os,Q}$ is positive, the circle shifts upward

2 基于帧的 I/Q 偏移检测

2.1 基于帧的定义

基于样本的信号是最基本信号类型,并且最容易从现实信号中构建。因而可以从基于样本的信号中创建基于帧的信号。当缓冲一批 N 个样本时,将创建一个数据

帧。如图 4 所示,从起始位开始到停止位结束的时间间隔称之为帧。然后以原始信号采样速率的 $1/N$ 倍输出连续数据帧。

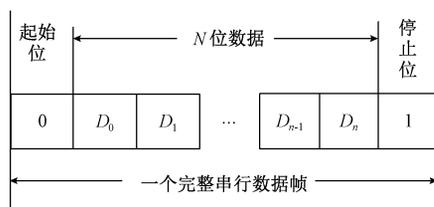


图 4 帧的组成

Fig. 4 The composition of the frame

基于系统帧的信号处理仅在帧结束时中断,而不是在每个样本处中断。一次处理 N 个缓冲数据样本可以节省由于开销处理(例如内存访问,数据延迟以及系统对每个样本的中断响应)而浪费的时间。

图 5 所示为基于帧的处理如何增加吞吐量。每个白色块代表采集样本期间经过的时间。灰色块表示在硬件读取数据过程,中断服务程序 (ISR) 所经过的时间。本文基于帧的操作在每个 ISR 之间获取 800 个样本的帧,即一帧采样时间 $800 \times \frac{1}{375 \text{ kB}} = 0.00213$,基于 $\pi/4$ 四相

相对相移键控 (differential quadrature reference phase shift keying, DQPSK) 调制一帧的样本数必须为 8 的倍数,星座图才会同时显示调制后的所有离散点,帧样本数过小会导致结果不准确。同时依据标准 802.15.6,为了达到误码率 (BER) 为 10^{-5} 且收敛时间不过长,增大一帧样本数使得总仿真点数为 10^7 数量级。

相对相移键控 (differential quadrature reference phase shift keying, DQPSK) 调制一帧的样本数必须为 8 的倍数,星座图才会同时显示调制后的所有离散点,帧样本数过小会导致结果不准确。同时依据标准 802.15.6,为了达到误码率 (BER) 为 10^{-5} 且收敛时间不过长,增大一帧样本数使得总仿真点数为 10^7 数量级。

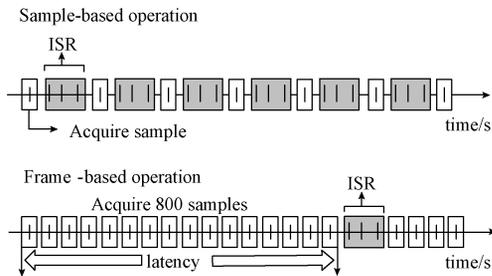


图 5 基于帧和基于样本数据处理对比

Fig. 5 Comparison of frame-based and sample-based data processing

由于缓冲初始帧存在固有滞后性,基于帧的处理会在进程中引入定量延迟。但是,在大多数情况下,可以选择既能提高吞吐量而又不会产生不可接受延迟的帧大小。

2.2 基于帧的 I/Q 偏移检测算法

本文依据基于帧的数据处理思想设计出简单有效的

I/Q 偏移检测算法。以 6 bit Ph-ADC 为例,首先检测两个帧 (frame) 所在矢量数量,然后根据式(2)~(8)计算矢量分布不平衡量和电压偏移量。

图 6 所示 $[-\varphi, \varphi]$ 所有向量都在偏移后的向量圆右半部分。因此,左右半平面之间分布不平衡 Imb_I 为:

$$Imb_I = \frac{2\varphi}{2\pi} - \frac{2(\pi - \varphi)}{2\pi} = \frac{2\varphi}{\pi} - 1 \quad (2)$$

从而得到:

$$\varphi = \frac{\pi}{2}(Imb_I + 1) \quad (3)$$

由图 6 得到三角函数关系式。

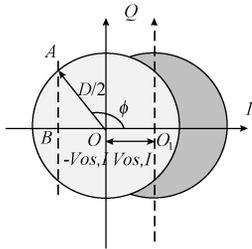


图 6 $V_{os,I}$ 数学推导原理

Fig. 6 Schematic diagram of mathematical derivation of voltage offset

$$\cos(\pi - \varphi) = \frac{V_{os,I}}{D/2} \quad (4)$$

代入式(2)得到:

$$V_{os,I} = \frac{D}{2} \cdot \cos\left[\frac{\pi}{2}(1 - Imb_I)\right] \quad (5)$$

Rhlf 表示右半平面矢量数量, Thlf 表示上半平面矢量数量, N 表示整个圆矢量总数, D 表示满量程的 $1/2$ 。如果 IQ offset 为 0, 则 Rhlf 应为 $N/2$, 所以根据左半圆多出 Δ , 右半圆则相应减少 Δ , 左右半平面之间分布不平衡 Imb_I 为:

$$Imb_I = \frac{(Rhlf - 0.5) \times 2}{N} \quad (6)$$

同理可得上下半平面之间分布不平衡 Imb_Q 为:

$$Imb_Q = \frac{(Thlf - 0.5) \times 2}{N} \quad (7)$$

$$V_{os,Q} = \frac{D}{2} \cdot \cos\left[\frac{\pi}{2}(1 - Imb_Q)\right] \quad (8)$$

图 7 所示为偏移检测算法流程图, 首先处理相位数据帧 N , 即绕右半圆一周所有矢量, 可以按顺序采样, 也可以随机采样, 但是不能遗漏, 累计到一个帧 Rhlf, 但是不必累计左半平面矢量数量 LHP; 绕上半圆一周所有矢量, 累计到一个帧 Thlf, 同样不必累计下半平面矢量数量 BHP, 然后根据式(5)和(8)计算输出 $V_{os,I}$ 和 $V_{os,Q}$ 。

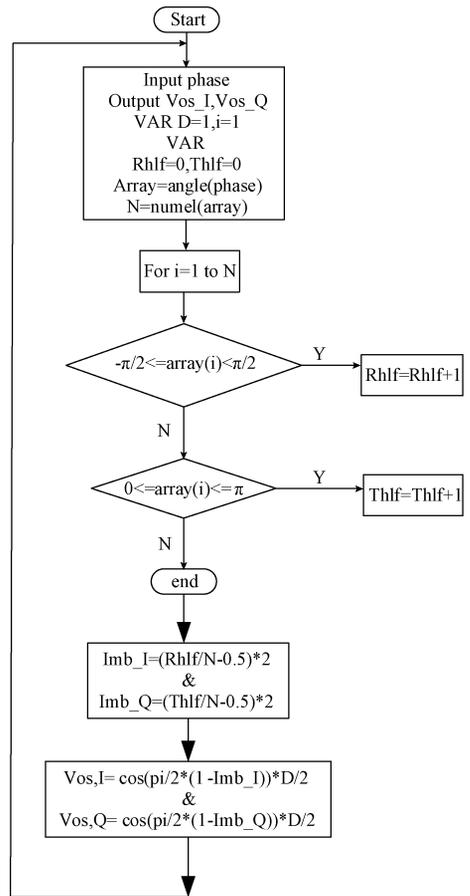


图 7 IQ 偏移检测算法流程

Fig. 7 Flow chart of IQ offset detection algorithm

3 IQ 偏移误差补偿

3.1 梯形积分法补偿误差整体模型

误差补偿需要积分器来进行误差跟踪, 将连续域的积分算子 $1/s$ 近似为离散域 $T_s/2 \cdot (z+1)/(z-1)$, 其中 T_s 为采样周期, 以消除实际和所需输出相位之间的稳态误差, 即消除偏移量 $V_{os,I}$ 和 $V_{os,Q}$ 。为了提高控制速度, 在反馈回路中添加了增益块 A 。图 8 所示为 IQ 误差补偿结构图。

3.2 梯形积分法

梯形积分基于牛顿-柯特斯公式实现, 其基本策略是用直线替换被积函数或表格型数据, 即:

$$I = \int_a^b y_n(t) dt \cong \int_a^b y(t) dt \quad (9)$$

其中 $y(t)$ 为直线, $y_n(t)$ 为原被积函数, $y(t_n)$ 表示当前时刻的输出, $y(t_{n-1})$ 表示上一时刻的输出, 表达式如下:

$$y_n(t) = y(t_{n-1}) + \frac{y(t_n) - y(t_{n-1})}{t_n - t_{n-1}}(t - t_{n-1}) \quad (10)$$

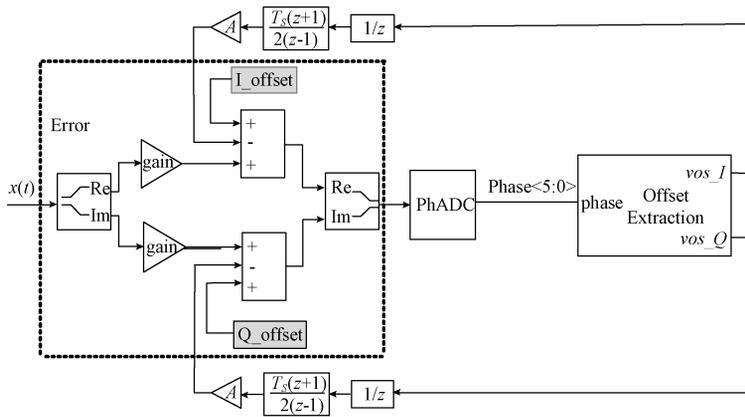


图8 IQ 偏移误差补偿结构

Fig. 8 IQ offset error compensation structure diagram

可以将整个积分区间分成若干个等距子区间,每个子区间使用式(10)所示直线来逼近。如图9所示,使用4个直线段与坐标轴所围成的面积来积分。

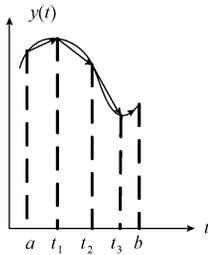


图9 梯形法则原理

Fig. 9 Schematic diagram of trapezoidal rule

在区间 $[a, t_n]$ 得到:

$$I = \int_a^{t_n} [y(a) + \frac{y(t_n) - y(a)}{t_n - a}(t - a)] dt \quad (11)$$

积分的结果为:

$$I = (t_n - a) \frac{y(a) + y(t_n)}{2} \quad (12)$$

从几何上看,梯形法则相当于用连接 $y(a)$ 和 $y(t_n)$ 的直线与坐标轴所围梯形的面积来积分,即梯形上底加下底乘以高再除以2。因为积分器输出信号为输入信号对时间的积分,所以将区间 $[a, b]$ 按时间分成 n 份,即设时间步长 $h = t_n - t_{n-1} = \frac{b-a}{n}$, 原理如下:

$$y(t_n) = y(t_{n-1}) + \frac{A}{2} \cdot [u(t_n) + u(t_{n-1})] \cdot (t_n - t_{n-1}) \quad (13)$$

式中: $u(t_n)$ 表示当前时刻输入; $u(t_{n-1})$ 表示上一时刻输入。对于所有 $n > 0$, 步长 h 将减小到固定采样时间 T_s , 本文 $T_s = 1$ 帧采样时间即 $0.00213s$ 。 A 即增益, 用来控制步长 h 的大小。

为了得到更多样本, 仿真时间必须 >1 帧数据采样时间。本文采样 10^7 个数据, 仿真时间为 $30s$, 帧数为 $\frac{30}{0.00213} = 14063$ 。

基于以上分析, 对于第一个时间步, 模块状态为 $n = 0$, 初始输出 $y(t_0)$ 为初始状态 (initial condition, IC), $x(t_n)$ 表示状态, 迭代步骤如表1所示。

表1 梯形法则迭代步骤

Table 1 Trapezoidal rule iteration steps

	$y(t_0) = IC$
步骤0	$x(t_1) = y(t_0) + A \cdot \frac{T_s}{2} \cdot u(t_0)$
步骤1	$y(t_1) = x(t_1) + A \cdot \frac{T_s}{2} \cdot u(t_1)$
	$x(t_2) = y(t_1) + A \cdot \frac{T_s}{2} \cdot u(t_1)$
	⋮
步骤n	$y(t_n) = x(t_n) + A \cdot \frac{T_s}{2} \cdot u(t_n)$
	$x(t_{n+1}) = y(t_n) + A \cdot \frac{T_s}{2} \cdot u(t_n)$

3.3 梯形法则与其他积分法的比较

离散积分器在构造完全离散的系统时, 代替模拟积分器连续积分的功能。使用的积分方法有向前欧拉法、向后欧拉法、梯形法。

图10(a)所示以当前时刻 y 值做矩形的长, 宽为下一时刻减去当前时刻, 即整体向前积分; 图10(b)所示以当前时刻 y 值做矩形的长, 宽为前一时刻减去当前时刻, 即整体向后积分。

前向积分法原理如式(14), 其中 $y'(t_n)$ 为原被积函数在 t_n 时刻的导数。

$$y_{n+1}(t) = y_n(t) + hy'(t_n) \quad (14)$$

向后积分法原理如式(15), 其中 $y'(t_{n-1})$ 为原被积

函数在 t_{n-1} 时刻的导数。

$$y_n(t) = y_{n-1}(t) + hy'(t_{n-1}) \quad (15)$$

在 3 种积分法直线段逼近曲线会引入截断误差,即在 $y_n(t) = y(t_n)$ 的前提下, $y(t_{n-1}) - y_{n+1}(t)$ 为局部截断误差,原函数用泰勒展开式展开如式(16)。

$$y(t_{n+1}) = y(t_n + h) = y(t_n) + hy'(t_n) + \frac{h^2}{2!}y''(\xi) \quad (16)$$

其中 $t_n < \xi < t_{n+1}$, $h = t_{n+1} - t_n$, 与式(14)相减得:

$$y(t_{n+1}) - y_{n+1}(t) = \frac{h^2}{2!}y''(\xi) = O(h^2) \quad (17)$$

则局部截断误差为 $O(h^2)$, 从实际情况看, $y_{n+1}(t)$ 的前面每一步的值都有误差,所以需要 $y_{n+1}(t)$ 与准确值 $y(t_{n+1})$ 的整体截断误差。整体截断误差等于 $O(h^{-1}) \times$ 局部截断误差,即 $O(h)$ 。后向积分法和前向积分法原理相同,所以两者都是具有一阶精度的数值方法。

对原函数进行牛顿插值即设立插值点 t_n, t_{n+1} , 得到:

$$y_{n+1}(t) = y(t_n) + (t - t_n)y'(t_n, t_{n+1}) + y''(\xi) \cdot \frac{(t - t_n)(t - t_{n+1})}{2!} \quad (18)$$

其中 $t_n < \xi < t_{n+1}$, $h = t_{n+1} - t_n$, $t_n = a$ 且 $t_{n+1} = b$, 为了求原函数曲线下的面积将式(18)积分得:

$$\int_b^a y_{n+1}(t) dt = \frac{h}{2} \cdot [y(t_n) + y(t_{n+1})] - y''(\xi) \cdot \frac{h^3}{12} \quad (19)$$

进而得到:

$$y(t_{n+1}) - y(t_n) = [y(t_n) + y(t_{n+1})] \cdot \frac{h}{2} - \frac{h^3}{12} \cdot y''(\xi) \quad (20)$$

梯形法则如式(21)。

$$y_{n+1}(t) - y_n(t) = \frac{h}{2}[y(t_n) + y(t_{n+1})] \quad (21)$$

式(20)、(21)相减得:

$$y(t_{n+1}) - y_{n+1}(t) = -\frac{h^3}{12}y''(\xi) = O(h^3) \quad (22)$$

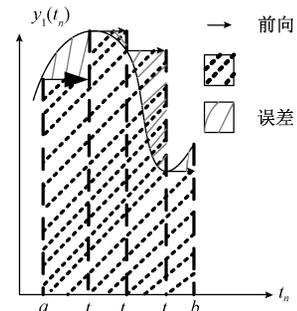
则局部截断误差为 $O(h^3)$, 整体截断误差为 $O(h^2)$ 。所以梯形积分法是具有二阶精度的数值方法。

根据梯形求积精度比矩形求积精度高,得出结论梯形法误差最小。如图 10 所示, $y_1(t_n)$ 为前向积分法, $y_2(t_n)$ 为后向积分法, $y_3(t_n)$ 为梯形法。

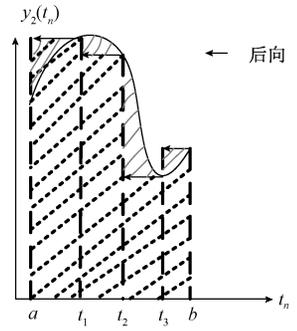
实验得到的误差收敛会有波动,但是可以通过选取 A 即增益的大小进行控制。

3.4 增益 A 的选取

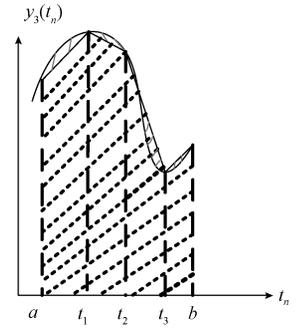
关于 A 的选取, A 越大收敛速度越快,但是相同时刻 V_{os} 波动的幅度越大,如图 11 所示,因为 $V_{os,I}$ 和 $V_{os,Q}$ 情况相似,所以只展示 Q 路收敛情况。



(a) 前向积分
(a) Forward integration



(b) 后向积分
(b) Backward integration



(c) 梯形积分
(c) Trapezoidal integration

图 10 三种积分法误差图示

Fig. 10 Three kinds of integral method error diagram

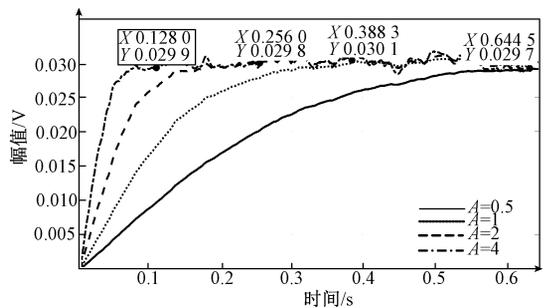


图 11 V_{os} 波动幅度及收敛时间

Fig. 11 V_{os} fluctuation range and convergence time

如表 2 所示, V_{os} 波动最大幅度及波动相对误差,从而选取适当的 A 值。 A 体现收敛精度和收敛速度折中,

波动最大幅度不易过大,所以选取使波动相对误差不超过5%的A值,即0.5和1,综合考虑收敛时间,所以选取A=1。此时BER为 1.26×10^{-5} ,满足 10^{-5} 数量级,收敛时间为0.388s,波动相对误差为4.25%。

表2 增益的选取
Table 2 Selection of gain

A	0.5	1	2	4
波动最大幅值/V	0.030 86	0.031 27	0.031 85	0.032 64
波动相对误差/%	2.85	4.25	6.17	8.80
收敛时间/s	0.645	0.388	0.256	0.128

4 实验结果与分析

以 MATLAB/Simulink 为仿真验证平台,为了验证该

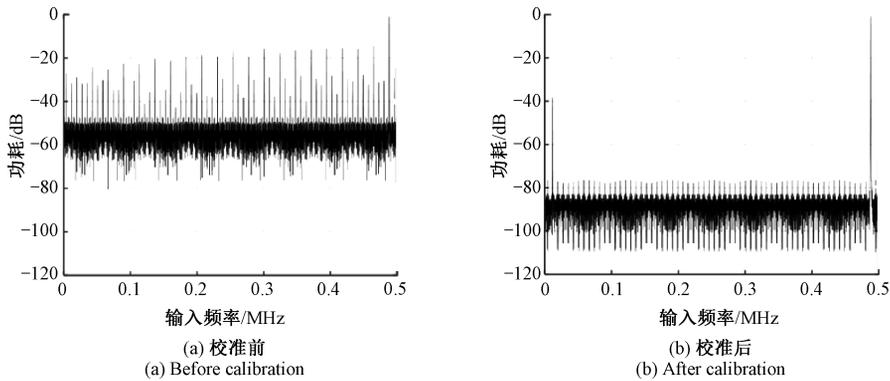


图12 校准前后的FFT频谱图

Fig. 12 FFT spectrum before and after calibration

为了验证该算法在收发系统的有效性,设置6 bit Ph-ADC,数据传输速率为300 Kbps,根据802.15.6标准,采用 $\pi/4$ DQPSK调制,在加性高斯白噪声(additive white Gaussian noise, AWGN)信道下,信噪比 $E_b/N_0 = 12$ dB且无增益误差影响,IQ偏移误差设置为 $V_{os,q} = 0.03$ V, $V_{os,I} = -0.01$ V。

图13所示为黑色雾状是校准前星座图,可以看到圆心由(0,0)移动到(-0.01,0.03),灰色雾状是校准后星座图显示,可以看出杂散点还原。

校准后BER为 3×10^{-6} ,符合 10^{-5} 标准。图14所示为I/Q偏移收敛图,得到 $V_{os,I} = -0.01$ V且 $V_{os,q} = 0.03$ V。

同时测得信号质量,满足802.15.6标准,即校准后平均误差向量幅度Avg EVM小于-15 dB,如表3所示。

接着为了验证算法的普适性,对范围1%~10%的偏移误差进行校准,图15所示为当最大误差为0.1 V时,校准后, $\lg BER = -4.462 4$,BER为 $3.448 3 \times 10^{-5}$ 满足 10^{-5} 数量级。

最后为了验证梯形法则在上述3种算法中效果最

佳,当IQ offset为0.1 V时,将积分后的波动幅度对比,如图16所示。梯形法则波动范围为0.097 16~0.101 5,即0.000 2 V,前(后)向积分法波动范围为0.096 89~

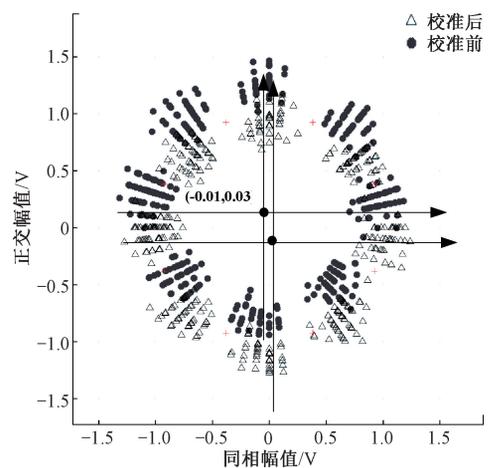


图13 校准前后星座图对比

Fig. 13 Constellation diagram comparison before and after calibration

佳,当IQ offset为0.1 V时,将积分后的波动幅度对比,如图16所示。梯形法则波动范围为0.097 16~0.101 5,即0.000 2 V,前(后)向积分法波动范围为0.096 89~

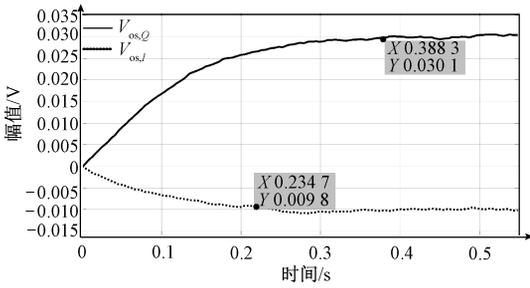


图 14 I/Q 偏移收敛图

Fig. 14 I/Q Offset convergence diagram

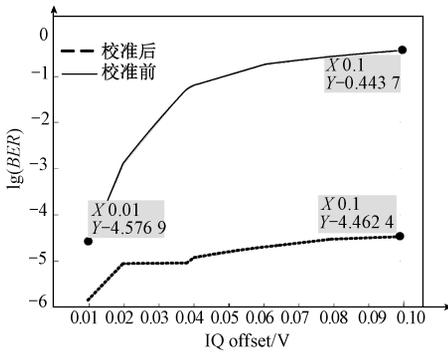


图 15 校准前后误码率对比

Fig. 15 Comparison of bit error rate before and after calibration

表 3 校准前后信号质量对比

Table 3 Comparison of signal quality before and after calibration

衡量指标	校准前	校准后
RMS EVM/%	29.9	16.3
Peak EVM/%	57.2	38.5
Avg EVM/dB	-10.5	-15.8
Peak EVM/dB	-4.90	-8.30
Avg MER/dB	10.5	15.8

0.1017, 即 0.00481 V, 所以梯形法则最佳。

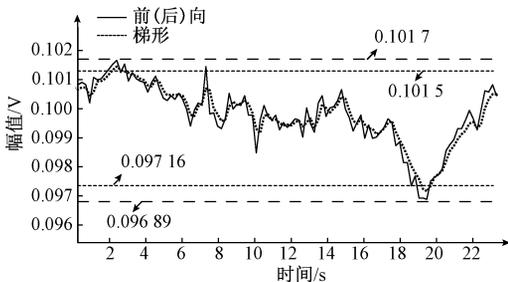


图 16 三种算法波动幅度对比

Fig. 16 Comparison of fluctuation range of three algorithms

5 结论

本文采用了一种改进的基于帧的 I/Q 偏移误差算法提取误差, 补偿模块基于梯形积分法则展开。为了证明校准算法的普适性, 本文扩大了偏移误差校准范围, 解决了偏移误差过大时校准可能出错的问题。本文提出的算法结构简单, 不需要复杂的计算量, 适用于人体局部网, 并且可以扩展到任意 PSK 调制系统。频输入率为 450 kHz, 校准后, SFDR 提高了 21.37 dB, ENOB 由 1.03 提升为 5.89, 校准效果理想。系统误码率降低到 10^{-5} 数量级, 信号的质量 EVM 小于 15 dB。

参考文献

- [1] SAMADIAN S, HAYASHI R, ABIDI A A. Demodulators for a zero-IF Bluetooth receiver[J]. Solid-State Circuits, 2003, 38 (8): 1393-1396.
- [2] LIU Y. A comparative analysis of phase-domain ADC and amplitude-domain IQ ADC [J]. IEEE Transactions on Circuits & Systems I Regular Papers, 2015, 62 (3): 671-679.
- [3] ROUX E L, SCOLARI N, BANERJEE B, et al. A 1V RF SoC with an 863-to-928MHz 400kb/s radio and a 32b dual-MAC DSP core for wireless sensor and body networks [C]. International Solid-State Circuits Conference, IEEE, 2010.
- [4] CONTALDO M, BANERJEE B, RUFFIEUX D, et al. A 2.4-GHz BAW-based transceiver for wireless body area networks[J]. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, 2010, 4 (6): 391-399.
- [5] MASUCH J, M DELGADO-RESTITUTO. A 1.1-mW-RX 81.4-dBm sensitivity CMOS transceiver for bluetooth low energy[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2013, 61(4):1660-1673.
- [6] MASUCH J, DELGADO-RESTITUTO M. A 190- μ W zero-IF GFSK Demodulator with a 4-b phase-domain ADC [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2012, 47 (11): 2796-2806.
- [7] DOLMANS G, LIU Y H. A 1.2 nJ/bit 2.4 GHz receiver with a sliding-IF phase-to-digital converter for wireless personal/body area networks [J]. IEEE International Solid-State Circuits Conference, 2014.
- [8] LIU Y, ZHAO D, LI Y, et al. A 5b 12.9 μ W charge-redistribution phase domain ADC for low power FSK/PSK demodulation [C]. European Solid State Circuits Conference, IEEE, 2014:275-278.
- [9] RAJABI L, SABERI M, LIU Y, et al. A charge-redistribution phase-domain ADC using an IQ-assisted

- binary-search algorithm [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2017, 64 (7): 1696-1705
- [10] LIU Y. Analysis and design of low-power receivers: Exploiting non-50 Ω antenna impedance and phase-only quantization [D]. Delft: Delft University of Technology, 2017.
- [11] KAICHOUI A. IQ Offset and Gain Mismatch Compensation for Phase-Domain ADC [M]. Delft: TU Delft, 2018.
- [12] JARRAHI M, PEASE R F W, MILLER D A B, et al. Optical spatial quantization for higher performance analog-to-digital conversion [J]. Microwave Theory and Techniques, 2008, 56(9): 2143-2150.
- [13] ASSARZADEH M, SABERI M, TOHIDI M, et al. A low-power time-based phase-domain analog-to-digital converter [C]. IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS), 2016: 21-24.
- [14] NAZARI P, CHUN B K, KUMAR V, et al. A 130nm CMOS polar quantizer for cellular applications [C]. IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC), 2013:155-158.
- [15] NAZARI P, CHUN B K, TZENG F, et al. Polar quantizer for wireless receivers: Theory, analysis, and CMOS implementation [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, March 2014, 61(3):877-887.
- [16] 张敏, 张有涛, 李晓鹏, 等. 4 bit 相位量化 ADC 设计与实现 [J]. 固体电子学研究与进展, 2014, 34(3): 206-210.
ZHANG M, ZHANG Y T, LI X P, et al. Design and implementation of 4 bit phase quantization ADC [J]. Research and Development of Solid State Electronics, 2014, 34(3):206-210.
- [17] 邹振杰, 陈明辉, 曲明. 一种 4bit 相位量化 ADC 电路分析 [J]. 无线电通信技术, 2011, 37(6): 40-42, 49.

ZOU ZH J, CHEN M H, QU M, Analysis of a 4 bit phase quantization ADC circuit [J]. Radio Communication Technology, 2011, 37(6): 40-42, 49.

- [18] 张有涛. 超高速相位量化 ADC 的表征与测试 [J]. 微电子学与计算机, 2005, 22(2): 22-24, 28.
ZHANG Y T. Characterization and testing of ultra-high-speed phase quantization ADC [J]. Microelectronics and Computer, 2005, 22(2): 22-24, 28.
- [19] GAO S, JIANG H, WENG Z, et al. A 7.9 μ A 4-bit 4Msps successive approximation phase-domain ADC for GFSK demodulator [C]. IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2017.

作者简介



陈佳鑫, 2019 年于合肥工业大学获得学士学位, 现为合肥工业大学硕士研究生, 主要研究方向为混合信号电路设计。
E-mail: hmchen@hfut.edu.cn

Chen Jiaxin received the B. Sc. degree from Hefei University of Technology in 2019. She is currently a M. S. candidate at Circuits and Systems from Hefei University of Technology. Her main research interest includes mixed signal processing.



陈红梅, 2008 年于华中科技大学获得学士学位, 2011 年于华中科技大学获得硕士学位, 2017 年于中国科学技术大学获得博士学位, 现为合肥工业大学讲师, 主要研究方向为 CMOS 混合信号电路、A/D 和 D/A 转换器、传感器接口。

E-mail: hmchen@hfut.edu.cn

Chen Hongmei received her B. Sc. degree and M. Sc. degree both from Huazhong Science & Technology University in 2008 and 2011, and Ph. D. degree from University of Science & Technology of China in 2017. Now she is a lecturer in the Hefei University of Technology. Her main research interests include CMOS mixed-signal circuits, A/D and D/A converters, and sensor interface.