

基于随机解调的软件无线电直接 射频采样系统研究

戚有林¹, 朱肇轩², 顾友华¹, 李光¹

(1. 南京晨光集团有限责任公司, 南京 210006;

2. 电子科技大学 航空航天学院, 成都 611731)

摘要: 针对 ADC 模拟输入带宽有限, 难以满足高速采集系统的宽带要求, 结合某类高速信号高精度数据记录仪的研制, 提出了一种基于随机解调的采样方式, 并通过矩阵理论将随机解调采样转换为可进行矩阵计算的数学模型; 该模型利用随机解调和抗混叠滤波器实现了低速 ADC 模数转换器对高速模拟信号的采集; 同时, 根据所建立的采样模型, 提出了一种基于最小二乘的采样重构方法, 并且对其重构误差进行了定量的分析; 通过仿真对基于随机解调的采样系统进行了验证, 结果表明该采样系统实现了低速 ADC 模数转换器对高速信号的直接采样, 且误差更优于单片 ADC 模数转换器采样误差。

关键词: 软件无线电; ADC; 随机解调; 采样重构; 并行采样; 抗混叠滤波

Study of Direct RF Sampling System on Software Radio Based on Stochastic Demodulation

QI Youlin¹, ZHU Zhaoxuan², GU Youhua¹, LI Guang¹

(1. Nanjing Chenguang Group Co., Ltd., Nanjing 210006, China; 2. School of Aeronautics
and Astronautics, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

Abstract: The bottleneck of high-speed signals sampling system is that it cannot sample directly higher frequency signal because of lower analog input bandwidth of its ADC. In order to resolve this problem, a kind of sampling model based on stochastic demodulation is presented in combination with the development of a high-speed and high-precision data recorder, the stochastic demodulation sampling is then transformed into a mathematical model that can perform matrix calculation through matrix theory. The model achieves the high-speed analog signal sampling with low-speed A/D converters by means of stochastic demodulation and anti-aliasing filter. According to the model of sampling, a reconstruction method of sampling based on least squares is proposed, and its reconstruction error is quantitatively analyzed. The sampling model is proved by simulation, it is showed that the sampling system is effective, the sampling error is better than that of a single ADC.

Keywords: software radio; ADC; stochastic demodulation; sampling reconstruction; parallel sampling; anti-aliasing filtering.

0 引言

软件无线电 (Software Radio)^[1]概念由美国 MITRE 公司的 Joseph Mitola III 博士于 1992 年 5 月在美国电信会议上首次提出, 成为当今高速信号特别是射频信号采集领域的研究热点之一。软件无线电的发展需要超高速 ADC 作为支撑, 根据 Nyquist 采样定理, 采样频率大于信号最大频率 2 倍, 要求 ADC 芯片具有较高的采样率和模拟带宽, 受限于集成电路工艺, 高速宽带模数转换器技术难度大、价格贵, 如何利用低速模数转换器实现高速宽带信号采集将是一个重要的研究点。

目前常用的 ADC, 如 Flash ADC、Pipeline ADC、逐渐逼近 ADC、 $\Sigma-\Delta$ (Sigma-delta) ADC 等, Flash ADC 为直

接转换类型的模数转换器, 采用并行、比较结构, 通过比较器可快速信号采集, 但是由于存在大量比较器和分压器, 随着 ADC 位数的增加其比较器按照指数增加, 高精度存在 ADC 体积庞大、结构复杂的缺点, 难以实现高精度 ADC, 因此, Flash ADC 只能实现低精度、高速信号采集, 通常采样精度不超过 8 bits; Pipeline ADC 采用流水管线的方式实现信号采集, 通常由比较器、减法器、以及 DAC 等组成, 该结构降低了 Flash ADC 的结构复杂、体积庞大等问题, 但也降低了采样速度, 通常速度低于 Flash ADC, 精度可达到 10 bits 以上; 逐渐逼近 ADC 由 DAC 与比较器组成, 通过 DAC 输出模拟信号与原信号进行比较, 获得其数字量, 通常采用多次 DAC 输出与比较才可获得其数字量, 该结构硬件相对简单, 但是需要多个周期才可实现一次信号

收稿日期: 2024-06-26; 修回日期: 2024-06-28。

作者简介: 戚有林 (1980-), 男, 大学本科, 高级工程师。

引用格式: 戚有林, 朱肇轩, 顾友华, 等. 基于随机解调的软件无线电直接射频采样系统研究[J]. 计算机测量与控制, 2024, 32(10): 277-283.

采集,其采样速度大幅度降低,因此,该结构适合于低速信号采集; \sum - Δ ADC 采用 \sum - Δ 调制器对输入信号进行连续地调制,然后通过过采样的方式对信号进行数字转换,该方式利用调制器调制噪声,过采样与滤波消除噪声,实现超高速信号采集,该结构需要过采样,难以实现高速的信号采集,通过调制器调制噪声并进行了滤波,其采样精度较高, \sum - Δ ADC 通常为低速率高精度 ADC,采样精度可达 24 bits,采样速度不高于 1 Msps。综合上述所述,单片 ADC,可实现高速采集,其精度降低,如 Flash-ADC,采样精度高,采样速度低,如 \sum - Δ ADC,采样速度、采样精度难以同时满足高速信号采集的要求。

为了解决信号采集采样速度、采样精度兼顾的问题,研究者提出利用多片 ADC 实现信号采集的方式。目前主要包括利用时间将信号进行划分、利用频率将信号划分,以及利用幅度将信号划分等 3 种方式,利用时间划分信号进行采集,将高速信号从时间上划分多个时刻点,由多片 ADC 分别对各时刻点进行采样,然后通过重构算法对多片 ADC 采集的信号进行重构,以达到等效一片 ADC 对高速信号采集的目的,以实现多片 ADC 对高速信号的采集。该采样结构,通过采样时钟控制,以控制多片 ADC 采样时序,实现对高速信号各时间点的采集,然后通过重构滤波器进行重构,该采样方式保持了原有单片 ADC 采样精度,同时通过多片 ADC 提高了采样速度,可有效解决高速信号采集速度、精度难以同时兼顾的问题;利用频率划分高速信号进行采集,利用滤波器将信号划分多个频段,利用多片低速 ADC 对各频段进行带通采用,然后,通过综合算法对各频段信号进行综合重构,以达到等效单片 ADC 采集高速信号的效果,完成低速 ADC 对高速信号的采集,该多片 ADC 采用结构,首先设计合理的模拟滤波器对高速信号进行频段划分,然后,控制低速 ADC 对滤波后信号进行同步采集,最后利用多频段划分综合滤波器对采集后信号进行数字综合重构,以通过带通采样实现对高速信号高精度、高速度采集,该采样方式由多片高精度、低速度 ADC 实现高速信号的采集,其以频率域方式,解决了高速信号采集的采样速度、采样精度的问题;利用幅度划分方式对高速信号进行采集,借用流水管线 ADC 的思想,利用多片高精度 DAC、高速度/低精度 ADC、以及高精度运算器。通过多级比较、放大进行高速信号的采集,高速信号首先进行高速度/低精度 ADC 采集,然后将采集数字信号送入 DAC 进行转换。将转换后模拟信号与原高速信号进行减法运算,并进行高倍率放大,接着将放大信号再由高速度/低精度 ADC 进行采集,完成标准一级采样,根据实际系统采集速度精度要求确定采集级数,最后,利用幅度拼接处理算法将幅度划分后信号进行重构,以实现高速/低精度 ADC 进行高精度采集,以达到高采样速度、高采样精度的目的。

上述方法,利用多片 ADC 一定程度地实现高采样速度、高采样精度的高速信号采集,但是,多片 ADC 采集系

统引入其他额外的电路或者系统,使之难以实现高精度,如利用时间划分进行信号采集,存在对每片低速 ADC 的采样时钟进行精确控制,由于时钟控制存在误差,以及各片 ADC 自身特性的差异(幅度、偏置等),将严重影响重构后信号的精度,使之难以达到等效单片 ADC 的目标;利用频率划分进行信号采集,该结构引入频带划分模拟滤波器,由于电路元器件自身差异,滤波器难以达到理想效果,且各频带滤波器性能各异,将引入了大量滤波器划分误差,使得低速/高精度采集后信号进行综合滤波重构时,难以抵消频带划分所引起的误差,同时也由于器件老化以及性能差异,在使用过程滤波划分效果有所变化,将进一步加大信号综合滤波重构的难度,难以实现信号的高速、高精度信号采集;利用幅度划分信号进行采集,其引进了 DAC、以及差分运算放大器等模拟电路,这些模拟电路由于电子元器件的差异,使其输入输出响应难以达到理想状态,将引入了大量误差,通过采集后信号的拼接重构难以消除相应的误差,实现信号的完全重构,因此,该结构将难以实现对高速信号的高精度采集。

针对多路 ADC 信号采集的上述问题,国内外开展了大量相关的研究工作,并取得了一定研究成果,先后提出了时间交替式并行采样^[2-8]、多倍率并行采样技术^[9]等,时间交替式采样是通过控制采样时钟,通过交替方式由多片低速 ADC 实现高速信号采集,提高采样率为单片模数转换器芯片的 M(通道数)倍,实现了通过多片低速模数转换器芯片进行高速实时采样目的。由于 ADC 之间的存在失配误差,国外研究人员分别提出了各种失配校准方法如,插值函数法^[10-11]、傅里叶变换^[12-16]、盲信处理法^[17-18]、正交镜像滤波器组^[19-21]等方法。虽然存在校准方法,但这些方法只能一定程度上减少失配误差,而不可消除失配误差,为了消除时钟失配误差,则将离散时间正交镜像滤波器组(QMF)用于模/数转换^[19-21]。以上方法都是建立在过采样的基础上,然而实际的射频信号有用信号并非分布在整个射频范围内,而是分布在一个窄带内,进而提出了带通采样理论,文献[22]分析对多带射频进行带通采样时,最小采样频率的确定方法。上述所有的采样方式要求 ADC 的模拟输入带宽必须与带通信号的载频相适应,然而射频模拟信号工作频带过宽,使采样系统不能对载频较高的射频模拟信号进行模/数转换。

为了解决上述问题,针对宽带射频信号采集的宽带宽输入进行了大量研究,最为常用的方式为在 ADC 外围增加宽带的采样保持器、利用射频调制方式进行下变频等两种方式。在外围增加超宽带采样保持器,目前超宽采样保持器由于其寄生电容、电阻的影响,其采样精度极其有限,难以实现高精度,通常 18 GHz 带宽的采样保持器只有 8 bits 以下的精度,无法满足软件无线电高精度、高速度采集需求;射频调制下变频采集方式,针对中心频率高的有限带宽信号,其有效带宽非常有限,通过调制方式进行下变频,降低信号频率,再由低速进行采样,然而针对宽带

的信号, 采用调制方式存在混叠, 无法通过调制方式实现高速、高精度采集, 因此该采样方式只针对特定的带宽的通信信号进行采集, 无法进行通用测试仪器对高速信号进行采集。

结合调制下变频的思想, 将下变频的信号由固定频率的本振变成随机信号, 因为随机信号频带宽, 且每个子带幅度各有差异, 可分辨调制混叠时不同频带, 以消除调制下变频因为混频无法实现宽带信号的采集。因此, 本文提出了一种基于随机解调的采样模型。该模型是建立在平移不变空间之上, 即利用平移不变空间逼近信号。其采样过程为: 首先利用周期随机脉冲对信号进行解调, 然后通过低通滤波器对解调信号进行抗混叠滤波, 最后由低速 A/D 转换器对滤波后信号进行采样, 进而实现了由低速 A/D 转换器对软件无线电射频信号直接采样。

1 基于随机解调的采样模型的建立

1.1 基于随机解调的采样架构

基于随机解调的采样系统架构如图 1 所示。

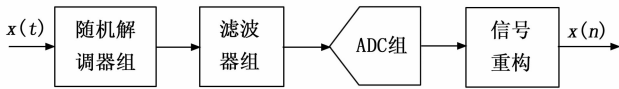


图 1 随机解调的采样系统架构

采样系统主要由随机解调器组、滤波器组、ADC 组以及信号重构模块等构成。其具体解调器、滤波器、ADC 等路数具体将由信号采集带宽而定。

1) 随机解调器组, 利用随机信号作为本振与原信号进行调制解调, 降低信号频率, 以达到对高频宽度信号的下变频解调作用, 该部分可降低信号频率, 以解决 ADC 受限于信号入带宽, 无法实现对信号直接射频采样的问题, 同时利用随机信号进行解调, 也将克服传统下变频解调超宽带信号频谱混叠的问题;

2) 滤波器组, 主要实现对 ADC 采样前的抗混叠滤波, 该滤波器对解调后信号进行低通滤波, 放置 ADC 采样时在频谱混叠现象, 因此, 该滤波为抗混地滤波器, 对其频带特性要求不高, 设计比较简单, 对采样性能影响较小;

3) ADC 组, 利用低速率高精度 ADC 对信号进行采集, 实现信号的高精度采集;

4) 信号重构, 根据随机解调采样模型, 利用重构算对将高精度 ADC 的采集数据进行重构, 以达到多片低速高精度 ADC 实现高速高精度信号采集的目标。

根据随机解调的采样系统架构, 对采样系统进行数学建模, 其具体数学建模过程如 1.2 节所示。

1.2 基于随机解调的采样模型

根据香农 (Shannon) 采样定理, 如果采样频率满足 $f_s > 2f_M$, 其中 f_M 是信号 $x(t)$ 的最大频率, 则信号 $x(t)$ 可通过式 (1) 完全重构:

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(nT) \text{sinc}(t/T - n) \quad (1)$$

式中, $T = 1/f_s$, $\text{sinc}(t) = \sin(\pi t)/(\pi t)$, n 为采样量, t 为时间变量。

如果将 $[\text{sinc}(t/T - n)]$ 看作为基函数, 则任意的限带信号 $x(t)$, 在 $|f| > f_M$ 时, $X(jf) = 0$ 都属于空间 $V = \text{span}[\text{sinc}(t/T - n)]$ 中。此时任意信号 $x(t)$ 可表示为式 (2):

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} c(n) \text{sinc}(t/T - n) \quad (2)$$

式中, $c(n)$ 为信号系数。

如果将 sinc 函数加以推广, 推广到更一般的函数 $\Psi(t) = [\varphi_0(t), \varphi_1(t), \dots, \varphi_{l-1}(t)]^T$, 定义空间 W 为式 (3):

$$W = \left\{ \sum_{i=0}^{l-1} \sum_{n \in Z} c_i(n) \varphi_i(t - nT); c_i(n) \in l^2 \right\} \quad (3)$$

式中, W 是 $\Psi(t)$ 生成的平移不变空间, l 为任意整数, r 为信号的维数。

对平移不变空间 W 信号 $x(t)$ 进行采样, $x(t)$ 可表示为式 (4):

$$x(t) = \sum_{i=0}^{r-1} \sum_{n \in Z} c_i(n) \varphi_i(t - nT) \quad (4)$$

结合采样定理可知, 采样过程目的是获取序列 $[c(n)]$ 。为了获取序列 $[c(n)]$, 采用多通道并行的随机解调结构对信号进行采样。每个通道由调制器、模数转换器、采样保持器、数据存储器等构成。具体如图 2 所示。

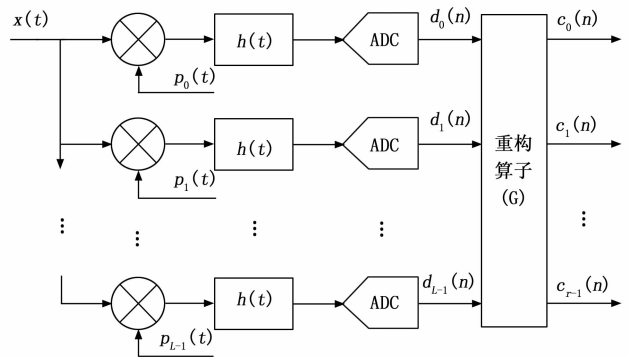


图 2 随机解调采样结构

图 2 中, $p_i(t)$ 表示周期随机脉冲, $p_i(t)$ 的波形如图 3 所示, 其周期为 T_p ; $h(t)$ 为抗混叠低通滤波器, 其带宽为 $1/2T$, 用于滤除高于 $1/2$ 采样率的频率成份, 其频谱如图 4 所示; $d_i(n)$ 为多通道模数转换器采样的数据。

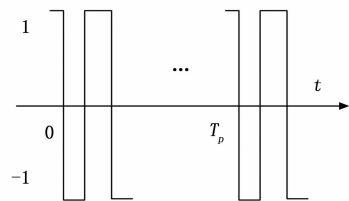


图 3 $p_i(t)$ 序列

对周期函数 $p_i(t)$ 利用傅里叶级数展开, 其展开式如式

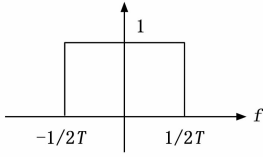


图 4 $h(t)$ 的频率响应

(5) 所示:

$$p_i(t) = \sum_{l \in Z} a_{i,l} e^{-j2\pi l/T_p t} \quad (5)$$

式中,

$$a_{i,l} = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} p_i(t) e^{j2\pi l t/T_p} dt$$

接着对函数 $p_i(t)$ 进行傅里叶变换可得 $p_i(t)$ 的频域如式 (6) 所示:

$$P_i(\omega) = \sum_{l \in Z} a_{i,l} \delta\left(\omega - \frac{2\pi l}{T_p}\right) \quad (6)$$

根据如图 1 所示的随机解调采样结构, 信号 $x(t)$ 通过随机序列 $p_i(t)$ 解调后信号频谱 $\hat{X}_i(\omega)$ 由式 (7) 所示:

$$\hat{X}_i(\omega) = \sum_{k=0}^{r-1} \sum_{l \in Z} a_{i,l} C_k\left(\omega - \frac{2\pi l}{T_p}\right) \psi_k\left(\omega - \frac{2\pi l}{T_p}\right) \quad (7)$$

式中, $C_k(\omega)$ 是 $c_k(m)$ 离散序列的傅立叶变换, $\psi_k(\omega)$ 代表 $\varphi_k(t)$ 连续傅里叶变换。

如果函数 $p_i(t)$ 的周期等于采样周期, 即 $T_p = T$, 而 $C_k(\omega)$ 是周期为 $2\pi/T$ 的周期函数, 则式 (7) 可变形为式 (8) 形式:

$$\hat{X}_i(\omega) = \sum_{k=0}^{r-1} C_k(\omega) \sum_{l \in Z} a_{i,l} \psi_k\left(\omega - \frac{2\pi l}{T_p}\right) \quad (8)$$

根据图 1 所示的随机解调采样结构, 第 i 通道采样数据 $d_i(n)$ 的离散傅里叶变换 $D_i(\omega)$ 可由式 (9) 所示:

$$D_i(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{r-1} C_k\left(\omega + \frac{2\pi n}{T}\right) H\left(\omega + \frac{2\pi n}{T}\right) \sum_{l \in Z} a_{i,l} \psi_k\left(\omega - \frac{2\pi l}{T_p} + \frac{2\pi n}{T}\right) = \sum_{k=0}^{r-1} C_k(\omega) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} H\left(\omega + \frac{2\pi n}{T}\right) \sum_{l \in Z} a_{i,l} \psi_k\left(\omega - \frac{2\pi l}{T_p} + \frac{2\pi n}{T}\right) \quad (9)$$

其中: $H(\omega)$ 是抗混叠滤波器 $h(t)$ 的傅里叶变换。

将式 (7) 写成矩阵形式如式 (10) 所示:

$$\mathbf{A}(\omega)\mathbf{C}(\omega) = \mathbf{D}(\omega) \quad (10)$$

式中, $\mathbf{A}(\omega)$ 为两个函数的比例系数, 具体表达为:

$$\mathbf{A}(\omega) = \begin{pmatrix} A_{0,0}(\omega) & A_{0,1}(\omega) & \cdots & A_{0,r-1}(\omega) \\ A_{1,0}(\omega) & A_{1,1}(\omega) & \cdots & A_{1,r-1}(\omega) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A_{L-1,0}(\omega) & A_{L-1,1}(\omega) & \cdots & A_{L-1,r-1}(\omega) \end{pmatrix}$$

$$A_{i,k}(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} H\left(\omega + \frac{2\pi n}{T}\right) \sum_{l \in Z} a_{i,l} \psi_k\left(\omega - \frac{2\pi l}{T_p} + \frac{2\pi n}{T}\right)$$

$$\mathbf{D}(\omega) = [D_0(\omega) \quad D_1(\omega) \quad \cdots \quad D_{L-1}(\omega)]^T$$

$$\mathbf{C}(\omega) = [C_0(\omega) \quad C_1(\omega) \quad \cdots \quad C_{r-1}(\omega)]^T$$

综上所述, 式 (10) 描述了随机解调采样过程, 由此可将随机解调采样过程转换为矩阵计算。

2 基于随机解调的采样重构

建立了随机解调采样模型, 将采样过程转换为了矩阵计算。本部分将对随机解调采样重构进行研究, 提出一种基于最小二乘法的采样重构方法。

2.1 基于最小二乘法的采样重构方法

根据如图 1 所示的随机解调采样结构, 选择最小二乘法的目标函数为:

$$J_{LS} = \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{k \in Z} \|d_i(k) - \hat{d}_i(k)\|^2 \quad (11)$$

式中, k 为 $0 \sim (r-1)$ 内的整数, L 为采样通道数, $[\hat{d}_i(n)]_{i=0,1,\dots,L-1,n \in Z}$ 为重构后信号 $\hat{x}(t)$ 由随机解调采样系统所采集的数据。

按照帕斯瓦尔 (Parseval) 理论, 周期信号可以等效为各次谐波的叠加, 傅里叶系数的平方求和与原信号的功率相等, 因此式 (11) 可变形为式 (12):

$$J_{LS} = \sum_{i=0}^{L-1} \int_{-\pi}^{\pi} \|D_i(\omega) - \hat{D}_i(\omega)\|^2 d\omega = \int_{-\pi}^{\pi} (D(\omega) - \hat{D}(\omega))(D(\omega) - \hat{D}(\omega))^H d\omega \quad (12)$$

式中, $D_i(\omega)$ 、 $\hat{D}_i(\omega)$ 分别是 $d_i[k]$ 和 $\hat{d}_i[k]$ 的离散傅里叶变换, $D(\omega) = (D_0(\omega), D_1(\omega), \dots, D_{L-1}(\omega))^T$, $\hat{D}(\omega) = (\hat{D}_0(\omega), \hat{D}_1(\omega), \dots, \hat{D}_{L-1}(\omega))^T$ 。

根据随机解调采样结构, $\hat{D}_i(\omega)$ 的计算可由式 (13) 表示:

$$\hat{D}_i(\omega) = \sum_{k=0}^{r-1} \sum_{j=0}^{L-1} D_j(\omega) G_{k,j}(\omega) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} H\left(\omega + \frac{2\pi n}{T}\right) \sum_{l \in Z} a_{i,l} \psi_k\left(\omega - \frac{2\pi l}{T_p} + \frac{2\pi n}{T}\right) \quad (13)$$

式中, $\Psi_k(\omega)$ 为 $\varphi_k(t)$ 的傅立叶变换, $G_{k,j}(\omega)$ 是矩阵 $\mathbf{G}(\omega)$ ($\mathbf{G}(\omega)$ 为重构算子 \mathbf{G} 的傅立叶变换) 第 k 行 j 列的元素, $H_i(\omega)$ 是 $h_i(t)$ 的傅立叶变换。

将式 (13) 写成矩阵的形式如式 (14) 所示:

$$\hat{\mathbf{D}}(\omega) = \mathbf{A}(\omega)\mathbf{G}(\omega)\mathbf{D}(\omega) \quad (14)$$

其中: $\mathbf{G}(\omega)$ 为 $r \times L$ 的矩阵; $\mathbf{A}(\omega)$ 是一个 $L \times r$ 的矩阵, 且第 i 行第 k 列元素 $[\mathbf{A}(\omega)]_{i,k}$ 为:

$$[\mathbf{A}(\omega)]_{i,k} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} H\left(\omega + \frac{2\pi n}{T}\right) \sum_{l \in Z} a_{i,l} \psi_k\left(\omega - \frac{2\pi l}{T_p} + \frac{2\pi n}{T}\right)$$

将式 (14) 代入式 (12), 目标函数式 (12) 变形为式 (15):

$$J_{LS} = \int_{-\pi}^{\pi} (\mathbf{D}(\omega) - \mathbf{A}(\omega)\mathbf{G}(\omega)\mathbf{D}(\omega))(\mathbf{D}(\omega) - \mathbf{A}(\omega)\mathbf{G}(\omega)\mathbf{D}(\omega))^H d\omega \quad (15)$$

当目标函数式 (15) 最小值时, 可求得重构算子 \mathbf{G} 的傅里叶变换 $\mathbf{G}(\omega)$ 的表达式如式 (16) 所示:

$$\mathbf{G}(\omega) = \mathbf{A}(\omega)^H / (\mathbf{A}(\omega)\mathbf{A}(\omega)^H) \quad (16)$$

根据上面分析, 式 (16) 则表示了采用最小二乘法实现随机解调采样重构算子 \mathbf{G} 的频域表达式。

2.2 采样重构的误差分析

理想的多通道并行采样系统模型中, 各通道给模数转换器采样的输入信号完全相同, 相邻通道间的采样时钟存在固定无偏差的相移 (理论上可实现无数个通道并行), 各通道模数转

换器转换精度等指标参数也都是是一样的。但是实际中, 受限于电路设计、制造工艺, 每片模数转换器不可能做到完全一致, 同时各采样通道间还存在着系统误差 (如老化、湿度、温度等影响形成的系统误差) 以及时间失配、增益失配、偏置失配等因素带来的误差。因此, 为了信号尽可能精确地重建, 恢复出原波形, 需要对这些通道间的量化误差进行校准。

在随机解调采样系统中假设量化误差 ξ 是一个高斯分布的统计信号, 此时采样数据 $d(n)$ 的表达式可写为:

$$\hat{d}(n) = d(n) + \xi(n) \quad (17)$$

根据随机解调采样模型, 采样重构构成可表示为:

$$\hat{x}(t) = \sum_{n \in Z} \varphi^T(t-n)G[d(n)] \quad (18)$$

$$\begin{aligned} \text{Var}[\hat{x}(t) - x(t)] &= \text{Var}\left[\sum_{n \in Z} \varphi^T(t-n) \sum_{m \in Z} g(n-m)\xi(m)\right] = \\ E\left\{\left\{\sum_{n \in Z} \varphi^T(t-n) \sum_{m \in Z} g(n-m)[\xi(m) - \mu_\xi]\right\}^H \left\{\sum_{n \in Z} \varphi^T(t-n) \sum_{m \in Z} g(n-m)[\xi(m) - \mu_\xi]\right\}\right\} &= \\ E\left\{\left\{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{n \in Z} \varphi^T(t-n) \sum_{m \in Z} g(n-m)[\xi(m) - \mu_\xi] e^{-j\omega t} dt e^{j\omega t} d\omega\right\} \cdot \right. & \\ \left.\left\{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{n \in Z} \varphi^T(t-n) \sum_{m \in Z} g(n-m)[\xi(m) - \mu_\xi] e^{-j\omega t} dt e^{j\omega t} d\omega\right\}^H\right\} &= \\ E\left\{\frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-j\omega_1 t} e^{j\omega t} \Psi^T(\omega)G(\omega) \left\{\sum_{m \in Z} [\xi(m) - \mu_\xi] e^{-j\omega m}\right\} \left\{\sum_{m_1 \in Z} [\xi(m_1) - \mu_\xi] e^{-j\omega_1 m_1}\right\}^H G^H(\omega_1) \Psi^*(\omega_1) d\omega d\omega_1\right\} &= \\ \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-j\omega_1 t} e^{j\omega t} \Psi^T(\omega)G(\omega) \sum_{m_1 \in Z} \left\{\sum_{m \in Z} E\left\{[\xi(m) - \mu_\xi][\xi(m_1) - \mu_\xi]^T\right\}\right\} e^{-j\omega m} e^{j\omega_1 m_1} \left\{G^H(\omega_1) \Psi^*(\omega_1) d\omega d\omega_1\right\} &= \\ \frac{\sigma^2}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-j\omega_1 t} e^{j\omega t} \Psi^T(\omega)G(\omega) \sum_{m \in Z} I e^{-j(\omega-\omega_1)m} G^H(\omega_1) \Psi^*(\omega_1) d\omega d\omega_1 &= \\ \frac{\sigma^2}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \Psi^T(\omega)G(\omega)G^H(\omega) \Psi^*(\omega) d\omega = C\sigma^2 \end{aligned}$$

式中, $C = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \Psi^T(\omega)G(\omega)G^H(\omega) \Psi^*(\omega) d\omega$ 。

根据上式, 重构后的方差 Var 与 ξ 的方差 σ^2 成正比, 且比例系数为 C , 分析 C 的具体表达式可知, 重构误差的方差直接取决于重构滤波器 $G(\omega)$ 。当 C 小于 1 时, 则系统重构后的重构误差将低于误差 ξ 。此时, 采样精度将高于单片模数转换器的采样精度。

3 实验与分析

根据图 2 所示的结构, 构建两通道的随机解调采样系统。随机脉冲序列 $p_1(t)$ 、 $p_2(t)$ 由线性移位寄存器生成; 抗混叠低通滤波器利用 8 阶巴特沃兹滤波器 (Butterworth filter) 加以实现, 且其带宽为 $f_c = 1/T$; 信号空间 W 则选择为由两个生成函数 $\varphi_1(t)$ 、 $\varphi_2(t)$ 所生成的平移不变空间, 两个生成函数如式 (22) 所示:

$$\begin{aligned} \varphi_1(t) &= \text{sinc}\left(\frac{t}{T}\right) \exp(jf_0 t) \\ \varphi_2(t) &= \text{sinc}\left(\frac{t}{T}\right) \exp(-jf_0 t) \end{aligned} \quad (22)$$

其中: T 为采样周期。

如果两通道随机解调采样系统的信号空间生成函数中 f_0 和采样频率 f_s 分别选择为 $f_0 = 2.4 \text{ GHz}$, $f_s = 1/T = 300 \text{ MHz}$ 。结合第三部分叙述的随机解调采样模型和公式 (17), 系统可对

结合 4.1 部分所获得的重构算子 G , 可得:

$$G[d(n)] = \sum_{m \in Z} g(n-m)d(n) \quad (19)$$

其中: $g(n)$ 的离散傅里叶变换为 $G(\omega)$ 。

结合式 (17), 式 (18) 可变形为:

$$\hat{x}(t) = \sum_{n \in Z} \varphi^T(t-n)G[\hat{d}(n)] \quad (20)$$

假设 ξ 是一个均值为 0, 方差为 σ^2 的高斯随机过程。可获得重构误差的均值为:

$$E[\hat{x}(t) - x(t)] = 0 \quad (21)$$

接着将对重构误差的方差进行计算, 其计算过程如下式所示:

频率范围为 2.25~2.55 GHz 的高速信号进行采样。线性移位寄存器产生周期为 T 的两个随机脉冲序列 $p_1(t)$ 、 $p_2(t)$, 其波形如图 5 所示。

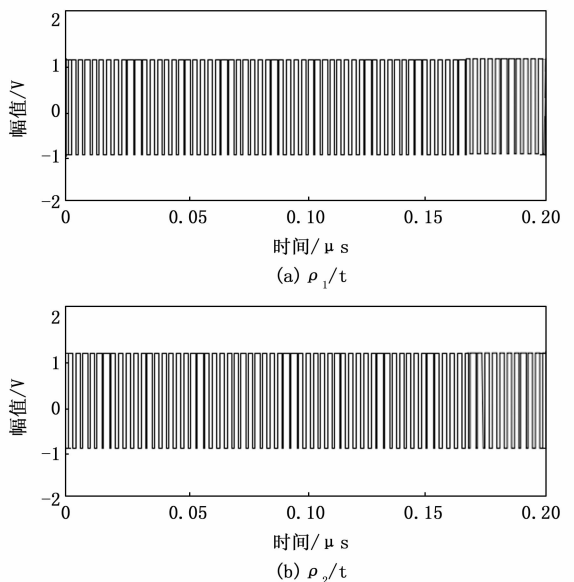


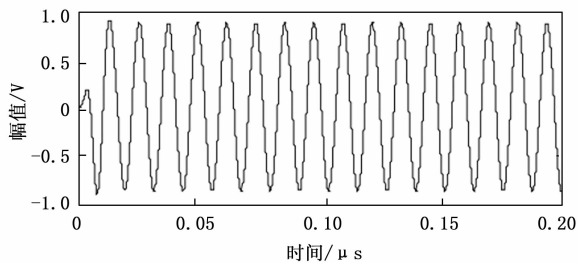
图 5 $p_1(t)$ 、 $p_2(t)$ 序列

根据式 (10), 可获得采样矩阵 $A(\omega)$ 具体表达式如式

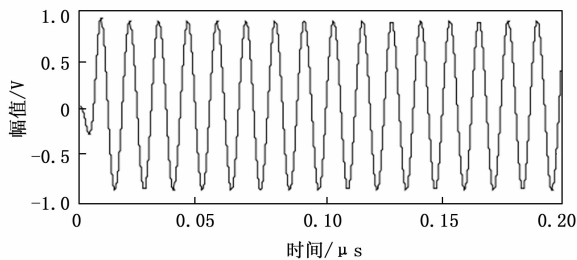
(23) 所示:

$$\mathbf{A}(\omega) = \begin{pmatrix} \sin(2\pi \frac{8}{3}) & \sin(-2\pi \frac{8}{3}) \\ \frac{1 - e^{j2\pi \frac{8}{3}}}{j2} & \frac{1 - e^{-j2\pi \frac{8}{3}}}{-j2} \end{pmatrix} \quad (23)$$

现采用所建立的随机解调采样系统对频率为 $f = 2.475$ GHz 的正弦信号进行采样。输入的正弦信号首先通过随机解调器进行解调, 解调后信号通常幅度较小, 因此需要将解调后信号通过放大器进行放大调整 (放大 12 倍), 然后将调整后信号由抗混叠低通滤波器进行滤波, 滤波后两通道信号的波形如图 6 所示。



(a)通道一抗混叠滤波后信号



(b)通道二抗混叠滤波后信号

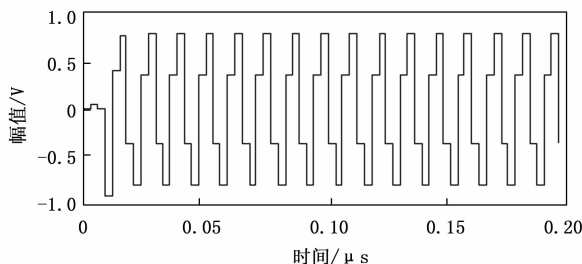
图 6 滤波后信号

接着采用两路 10 位的模数转换器以采样频率为 f_s 进行采样, 采样数据如图 7 所示, 实现了利用低速模数转换器对软件无线电射频信号的直接采集。

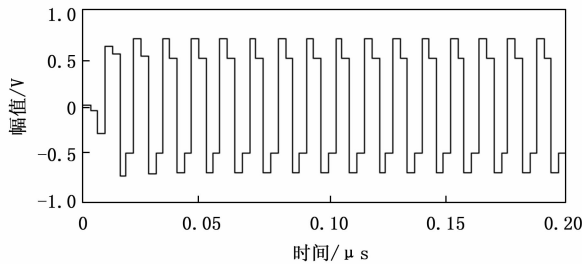
根据第二部分所论述的随机解调采样重构方法, 利用最小二乘法对随机采样系统所采集的数据进行重构, 其重构后波形如图 8 所示。比较图 8 中的两个图可知, 信号由随机采样点完全重构。

为了进一步说明随机解调采样系统有效性, 将对重构误差方差进行分析。现采用不同精度的模数转换器实现随机解调的采样, 利用第 4 部分所述的重构方法进行重构, 可获得重构误差的方差与模数转换器的关系如图 9 所示, 图 9 表示了模数转换器位数从 8~13 位变化时重构误差的方差 (无单位), 其中“虚线”表示了利用理想的单片模数转换器对信号进行过采样的误差方差, “实线”则为随机解调采样系统实际测取的重构误差方差。

分析图 9 可知, 随机解调采样系统的重构误差略高于理想的单片模数转换器过采样的误差, 进而验证了随机解调采样系统的有效性。同时, 根据 2.2 部分所获得的重构误差方差的计算表达式, 可获得所构建的两通道随机解调采样系统的重构误差的方差具体计算式如式 (24) 所示:

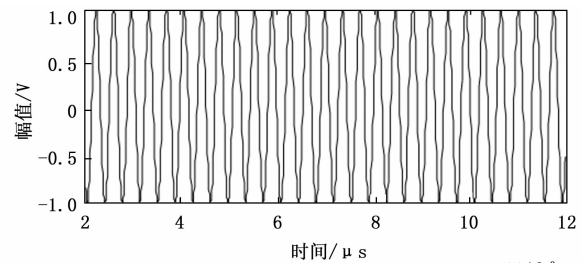


(a)通道一采样数据

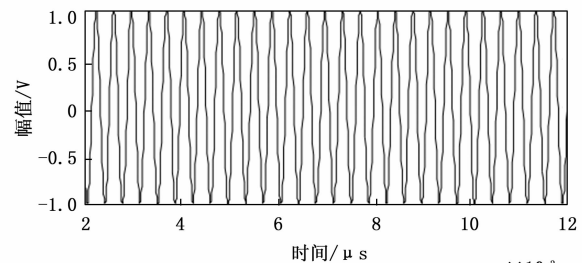


(b)通道二采样数据

图 7 采样数据



(a)原信号



(b)重构后信号

图 8 重构信号波形

$$\text{Var}[\hat{x}(t) - x(t)] =$$

$$\frac{\sigma^2}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \Psi^T(\omega) G(\omega) G^H(\omega) \Psi^*(\omega) d\omega = 0.889\sigma^2 \quad (24)$$

分析式 (24) 可知, 利用式 (24) 计算所得的重构误差方差略高于理想采样的误差方差, 与实验的结果完全一致。进而验证了 2.2 节部分理论分析的正确性。

4 结束语

针对超高频信号无法直接进行模数转换的问题, 提出了一种基于随机解调的采样模型, 该模型首先利用周期随机脉冲对信号进行解调, 然后通过低通滤波器对解调信号进行抗混叠滤波, 接着由低速模数转换器对滤波后信号进行采样, 进而实现了由低速模数转换器对软件无线电射频信号直接采样。同时, 根据所建立的采样模型, 提出了一种基于最小二乘法的重构方

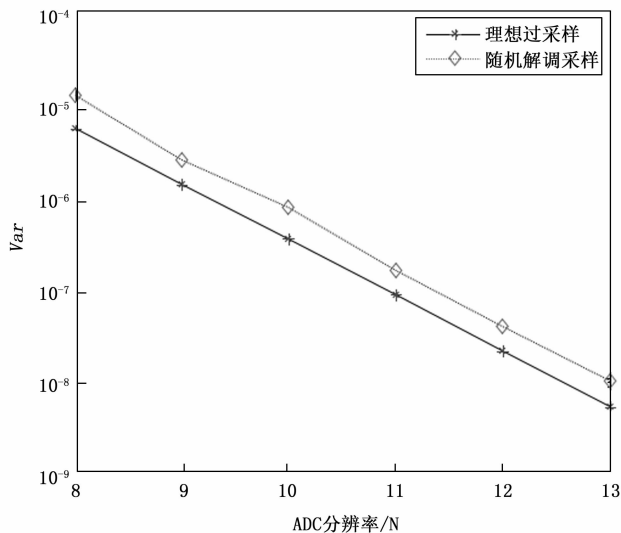


图 9 重构误差方差值

法, 并且对其重构误差进行了分析, 得出了重构误差的方差与模数转换器的量化误差方差成正比的结论。最后, 构建随机解调采样系统进行仿真实验, 实验结果表明随机解调采样系统可实现软件无线电射频信号的采集, 并且重构精度可达到单片高速 ADC 模数转换器的采样精度。这说明, 该采样模型能够更好地解决高速信号采样的瓶颈问题, 实现利用低速模数转换器对高速宽带信号采集的目标。

参考文献:

[1] 杨小牛, 楼才义, 徐建良. 软件无线电原理与应用 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2001.

[2] BLACK W C, HODGES D A. Time interleaved converter arrays [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1980, 15 (6): 1022 - 1029.

[3] JENQ Y C. Digital spectra of nonuniformly sampled signals: a robust sampling time offset estimation algorithm for ultra high-speed waveform digitizers using interleaving [J]. IEEE Trans. Instrum. Meas., 1990, 39 (1): 71 - 75.

[4] WALDEN R H. Analog-to-digital converter survey and analysis [J]. IEEE J. Select. Areas Commun., 1999, 17 (4): 539 - 550.

[5] RAZAVI B. Design considerations for interleaved ADCs [J]. IEEE Journal of Solid State Circuits, 2013, 48 (8): 1806 - 1817.

[6] ZHU X G, WU D Y, ZHOU L, et al. A four-channel time-interleaved 30GS/s 6-bit ADC in 0.18 μm SiGe BiCMOS technology [J]. Science China (Information Sciences), 2017, 60 (12): 283 - 285.

[7] 蒋世健. 12.5 GSPS 高速数据采集模块设计与实现 [D]. 电子科技大学, 2020.

[8] DONG R S, ZHAO L, QIN J J, et al. Testing and evaluation of a 20-GSPS high resolution waveform digitizer based on TIADC technique [J]. Journal of Physics; Conference Series, 2021, 1827 (1): 12 - 36.

[9] TERINEK S, VOGEL C. Reconstruction of non-uniformly sampling band-limited signals using a differentiator-multiplier cascade [J]. IEEE Transactions of Circuits and Systems, 2008, 55 (8): 2273 - 2286.

[10] GOODMAN J, MILLER B, HERMAN M. Polyphase nonlinear equalization of time-interleaved analog-to-digital converters [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Proceeding, 2009, 3 (3): 362 - 373.

[11] HUANG W H, WANG H J, YE P, et al. Novel sifting-based solution for multiple converter synchronization of ultra-fast TIADC systems [J]. IEICE Electronics Express, 2015, 12 (16): 1 - 12.

[12] 刘卓华, 龚向阳, 刘伟, 等. 基于 FFT 的 TIADC 时间误差自适应校准算法 [J]. 计算机应用, 2018, 38 (s2): 344 - 348.

[13] GUO L P, TIAN S L, WANG Z G. Estimation and correction of gain mismatch and timing error in time-interleaved ADCs based on DFT [J]. Metrology and Measurement Systems, 2014, 21 (3): 535 - 544.

[14] LIU S J, ZHAO L, DENG Z Y, et al. Correction to: a digital adaptive calibration method of timing mismatch in TIADC based on adjacent channels lagrange mean value difference [J]. Circuits Systems and Signal Processing, 2021, 40 (12): 1 - 2.

[15] ZENG H, YE P, WEI W T, et al. Real-time self-adaptive calibration method for high speed acquisition system [J]. Review of Scientific Instruments, 2019, 90 (1): 1 - 13.

[16] 崔文涛, 李杰, 张德彪, 等. 基于国产 ADC 芯片的 TIADC 系统时间误差自适应校准算法 [J]. 仪器仪表学报, 2021, 42 (11): 132 - 139.

[17] KHAKPOUR A, KARIMIAN G. A new fast convergent blind timing skew error correction structure for TIADC [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2021, 68 (4): 1512 - 1516.

[18] VAN T T, VAN P H, XUAN T. All-digital background calibration technique for offset, gain and timing mismatches in time-interleaved ADCs [J]. EAI Endorsed Transactions on Industrial Networks and Intelligent Systems, 2019, 6 (21): 1: 6.

[19] PETRAGIA A, MITRA S K. High-speed A/D conversion incorporating QMF bank [J]. IEEE Trans. Instrum. Meas., 1992, 41 (3): 427 - 431.

[20] VELAZQUESS R, NGUYENT Q, BROADSTONES R. Design of hybrid filter banks for analog digital conversion [J]. IEEE Trans. Signal Processing, 1998, 46 (4): 956 - 967.

[21] LOWENBORG P, JOHANSSON H, WANHAMMAR L. A class of two-channel hybrid analog digital filter banks [J]. Proc. IEEE Midwest Symp. Circuits Syst., Las Cruces, New Mexico, 1999, 17 (1): 14 - 17.

[22] YU S Y, WANG X Y. Bandpass sampling of one RF signal over multiple RF signals with contiguous spectrums [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2009, 16 (1): 1 - 14.