

DOI: 10.13382/j.jemi.B2002942

一种基于 LPTV 的开关电容模拟信息转换器设计*

宋欣欣 钱 慧

(福州大学 数字福建物联网工程应用重点实验室 福州 350000)

摘 要:模拟信息转换器(analog-to-information converter, AIC)以低于 Nyquist 率的采样率成为下一代模拟数字转换器的核心技术。模拟信息转换器采用随机解调模块处理输入数据,系统存在典型的时变特性,从而导致理论模型与实际电路模型失配。针对该问题,以开关电容作为 AIC 的核心部件,利用线性周期时变(linear periodically time-variant, LPTV)理论将周期时变的 AIC 系统转换为线性时不变系统,推导其系统传输函数,从而建立了 AIC 理论模型的电路设计方法。实验证明,该电路设计方法使理论的系统传输函数与实际电路的系统传输函数很好的匹配,充分验证了该设计方案的有效性。重构结果表明该电路可以将采样速率降低到原有奈奎斯特率的 25%,重构信号的信噪比最高可达 39.7 dB。

关键词:压缩感知;模拟信息转换器;亚奈奎斯特采样;随机解调电路;线性周期时变

中图分类号: TN702 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.1010

Design of switched capacitor analog-to-information converter based on LPTV

Song Xinxin Qian Hui

(Digital Fu Jian Key Laboratory of IOT engineering and Application, Fuzhou University, Fuzhou 350000, China)

Abstract: Analog-to-information converter (AIC) become the next generation of the core technology of Analog to digital due to lower than the Nyquist sampling rate. AIC processes the input signal by random demodulator, thus the AIC system has typical time-varying characteristics which results in the mismatch between the theoretical model and the actual circuit model. Aiming at this problem, based on switched capacitor as the core component of AIC, using the linear periodically time-variant (LPTV) theory analysis periodic time-varying AIC system which is converted into a Linear Time invariant system, pushing the transmission function of the AIC system, the circuit design method of AIC theory model is established. Experimental results show that the circuit design method makes the theoretical system transfer function well-matched with the actual system transfer function, which fully verifies the effectiveness of the design scheme. The reconstitution result proves that the sampling rate of the system can be reduced to 25% of the original Nyquist rate using this circuit structure and the successfully reconstructed signal-to-noise ratio is up to 39.7 dB.

Keywords: compressed sensing; analog-to-information converter; sub-Nyquist sampling; random demodulation circuit; linear periodically time-variant system

0 引 言

随着信息技术的飞速发展,信号带宽越来越宽,信息系统对 ADC 的采样率提出了更高的要求。超高速的采样率给数据存储和传输带来巨大的负担。2006 年,Donoho^[1]提出了基于稀疏性或可压缩性的压缩感知

(compressed sensing, CS)理论,可以有效地降低数据的采集速率^[2-3]。随后,Kirolos 等^[4]和 Laska 等^[5]针对模拟信号,提出了模拟-信息转换器(analog-to-information converter, AIC)架构,可以在模拟数字转换过程中直接压缩模拟信号冗余。近年来,研究学者陆续提出了各种 AIC 电路设计方法。根据系统所采用的通道数,AIC 可分为单通道随机解调器架构(random-demodulation,

RD)^[6]与多通道调制宽带转换(modulated wideband convertor, MWC)架构^[7]。单通道 RD 由随机解调、积分器和商用 ADC 模块组成,结构简单,成为 AIC 领域中最重要结构,得到了信号处理、雷达成像、软件无线电、医学智能传感器等相关领域研究学者的深入探索^[8-14]。

经过多年的发展,基于压缩感知理论的 AIC 系统设计依然是一个具有挑战性的课题。压缩感知是一种典型的基于模型的信号处理方法^[15],理论模型与实际系统之间的误差是压缩感知理论在实际应用中的主要障碍^[16-17]。大量的研究学者认为观测矩阵的优化设计是提升系统性能的主要途径。文献[18]提出的 Folding-AIC 架构首先开启了该方面的探索。虽然 Folding-AIC 思路起源于对输入信号进行离散化的需求,但是 Folding-AIC 依据时域采样等效于频谱重排的采样思想,通过随机解调模块输入函数的设计完成离散化过程。文献[19]从数值计算的角度,首先构建输入信号的等效 Nyquist 率离散序列,之后将混频和积分运算直接构建为代数形式的观测矩阵。文献[20]提出通过观测矩阵的优化设计来提升采样算子输出信号的局部不相关性,该类方法以最大程度获得输入信号能量为基准,被统称为 Rakeness-Approach。Rakeness-approach 以输入信号局部能量转化为桥梁,为 CS 理论模型与 AIC-RD 实际电路建立了一定的联系。以上的研究都是从压缩感知基本框架的角度,在信号处理层级优化系统设计,并没有考虑实际物理部件存在的非线性特性,相较于实际的物理系统,存在一定的误差。针对物理层面的设计,文献[21-22]提出以块为基础的采样多通道架构,然而该方法系统结构较为复杂,且需要解决多通道同步等一系列问题。

本文针对 AIC-RD 系统的时变特性与压缩感知理论的时不变特性导致其理论的模型与实际电路系统模型不匹配的问题,以线性周期时变理论为基础,将线性周期时变的 AIC-RD 系统等价为线性周期时不变系统,推导其系统函数,使其与理论的线性时不变系统函数相匹配。文中给出实际设计的例子,根据系统函数计算系统参数,搭建仿真平台,通过分析系统函数与重构信号的信噪比,验证本文的设计方案的有效性。

1 随机解调电路的基本原理

AIC-RD 是稀疏信号采集的典型应用,其系统框图如图 1 所示,整个系统主要由伪随机序列生成器、混频器、积分器与商用 ADC 模块 4 个模块组成。

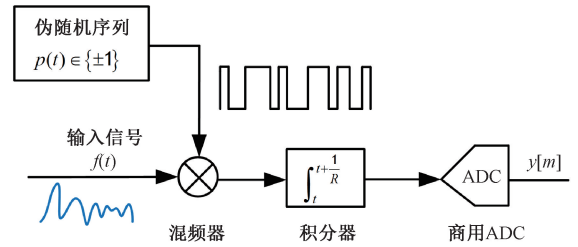


图 1 AIC-RD 的系统框图

Fig. 1 Block diagram of AIC-RD

压缩感知理论针对稀疏的离散信号,因此对于模拟信号的采集,首先将带宽为 W Hz 的模拟输入信号 $f(t)$ 转换到一个合理的离散域:

$$f(t) = F \cdot \alpha \quad (1)$$

式中: F 为模拟输入信号的稀疏基, α 为输入信号在该稀疏基上的稀疏系数,由于仅包含 K ($K \ll W$) 个非零整数,因此模拟输入信号是 K 稀疏的。

伪随机序列生成器生成一个值为 $\{+1, -1\}$ 的离散时间序列 $\varepsilon_0, \varepsilon_1, \dots, \varepsilon_{W-1}$, 其产生频率为输入信号的奈奎斯特率,即 $f_s = W$ Hz。伪随机序列的矩阵表示如下:

$$D = \begin{bmatrix} \varepsilon_0 & & \\ & \cdots & \\ & & \varepsilon_{W-1} \end{bmatrix} \quad (2)$$

将离散时间伪随机序列定义为一个时间序列 $p(t)$, 在混频器中输入信号 $f(t)$ 乘以伪随机序列 $p(t)$, 使得输入信号的频率扩展到整个频带。一个模拟积分器紧跟在混频器后,其积分时间为压缩采样频率的倒数 $1/R$ s, 实现了信号的压缩。即 AIC-RD 系统的输入信号等效工作在奈奎斯特率 W Hz 上,而输出信号的工作速率为 R Hz。则该系统的压缩比为 $L = W/R$ 。系统输出信号可为:

$$y_m = \int_{t_m}^{t_m + \frac{1}{R}} f(t) p(t) dt = \sum_{n=0}^{L-1} \varepsilon_n \int_n^{n + \frac{1}{W}} f(t) dt \quad (3)$$

根据式(1)与(2),将测量值式(3)表示为一个矩阵形式:

$$y = \Phi \cdot \alpha \quad (4)$$

式中: $\Phi = \sum_{n=0}^{L-1} \varepsilon_n \cdot F$, 是一个 $R \times W$ 维的观测矩阵。那么 AIC-RD 的输出就是一组 R 维的观测向量 $\{y: y_R\}_R$ 。因此,从观测向量 y 中获得幅度稀疏向量 s 的估计 $\hat{s}$, 就可以获得原始信号,即:

$$\hat{\alpha} = \operatorname{argmin} \|\alpha\|_{\ell_0} \text{ subject to } \Phi \cdot \alpha = y \quad (5)$$

通过对 AIC-RD 系统的分析可知,由于伪随机序列的存在使得 AIC-RD 系统为时变系统,其系统函数随着时间变化,计算复杂。本文利用线性周期时变系统分析理论,将时变的 AIC-RD 系统等价为一个阶段

内的线性周期时不变系统, 推得其系统函数, 从而设计电路参数, 使其系统响应与理论的系统响应相匹配。

2 随机解调开关电路设计

2.1 线性周期时变系统原理

对于一个系统响应函数为 $h(t, \tau)$ 的线性时变 (linear time-variant, LTV) 系统而言, 在 $(t - \tau)$ 时刻的输入脉冲 $x(t) = e^{j2\pi ft}$ 得到一个 t 时刻的响应输出 $y(t)$, 即:

$$y(t) = \int_0^\infty h(t, \tau) d\tau = e^{j2\pi ft} \underbrace{\int_0^\infty e^{-j2\pi f\tau} h(t, \tau) d\tau}_{H(j2\pi f, t)} \quad (6)$$

式(6)表明线性时变系统的系统传输函数 $H(j2\pi f, t)$ 是一个时间函数。线性周期时变 (linear periodically time-variant, LPTV) 系统是一种典型线性时变系统, 假设该线性周期时变系统的周期为 T_s , 则系统传输函数满足 $H(j2\pi f, t) = H(j2\pi f, t + T_s)$, 由于 $H(j2\pi f, t)$ 存在周期性, 将其做傅里叶级数展开得到:

$$H(j2\pi f, t) = \sum_n H_n(j2\pi f) e^{j2\pi n f_s t} \quad (7)$$

因此对于 LPTV 系统而言, 其输出如下:

$$y(t) = \sum_n H_n(j2\pi f) e^{j(2\pi f + 2\pi n f_s) t} \quad (8)$$

式中: n 为谐波系数, $H_n(j2\pi f)$ 为 LPTV 系统的谐波传输函数 (harmonic transfer functions, HTFs)。式(8)做傅里叶变换得到:

$$Y(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} H_n(f) X(f - n f_s) \quad (9)$$

即 LPTV 系统的系统传输函数可表示为一组 LTI 系统传输函数的求和。

2.2 随机解调开关电路结构

本文的随机解调观测矩阵电路设计如图2所示, 电路结构主要分为4个部分, 输入信号 $v_{in}(t)$ 属于输入信号, 输出信号 $v_{out}(t)$ 是输出的离散时间信号。第1部分由开关 S_{PN1} 、 S_{PN2} 与一级采样电容 C_{H1} 、 C_{H2} 组成。开关 S_{PN1} 、 S_{PN2} 由伪随机序列 PN 控制, PN 序列为1时, 开关 S_{PN1} 导通, PN 序列为-1时, 开关 S_{PN2} 导通。第2部分由开关 S_{R1} 、 S_{R2} 、 S_{R3} 、 S_{R4} 与二级压缩电容 C_{R1} 、 C_{R2} 与 C_{R3} 、 C_{R4} 组成, 开关 S_{R1} 、 S_{R2} 、 S_{R3} 、 S_{R4} 的控制信号由 PN 伪随机序列与频率为 $2R$ Hz 的方波逻辑与产生, 此部分实现对输入信号的压缩。第3部分主要包括开关 S_{W1} 、 S_{W2} 、 S_{Z1} 、 S_{Z2} 与保持电容 C_{O1} 与 C_{O2} , 此部分主要负责将压缩后的信号采集输出以及对压缩电容电压清零。第4部分由减法器与开关 S 组成, 减法器实现对信号的调制, 开关 S 的工作频率为 R Hz, 实现对保持电容的清零。

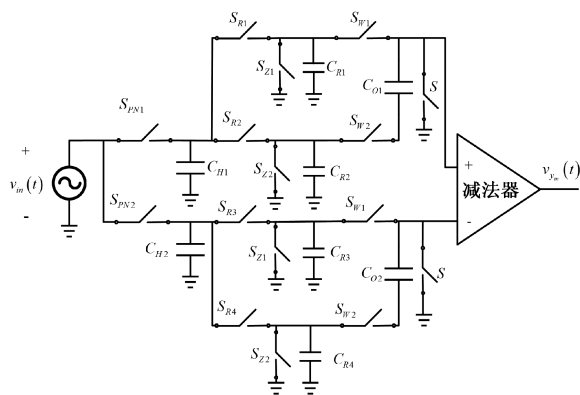


图2 本文随机解调电路结构

Fig. 2 Proposed circuit of proposed random demodulator

1) 电路工作状态分析

为简化分析, 假设伪随机 PN 为周期方波, 当压缩比为2时, 整个电路的状态分为8个状态, 整体电路的开关控制波形如图3所示, 各个开关工作状态下的电路工作流程如图4所示。

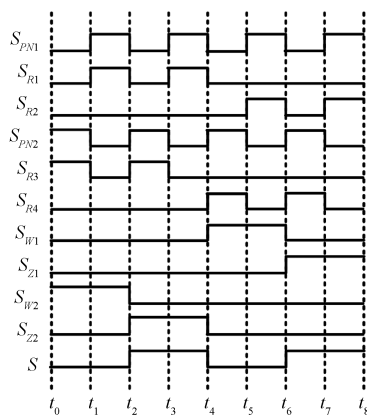


图3 开关时序图

Fig. 3 Timing diagram of switch

(1) 状态1 ($t_0 \sim t_1$), 开关 S_{PN2} 与 S_{R3} 处于导通状态, 输入电压通过开关导通电阻向采样电容 C_{H1} 与压缩电容 C_{R3} 充电; 开关 S_{W2} 导通, 将上一周期储存在压缩电压 C_{R2} 与 C_{R4} 的值输出到保持电容 C_{O1} 与 C_{O2} 上。

(2) 状态2 ($t_1 \sim t_2$), 开关 S_{PN1} 与 S_{R1} 处于导通状态, 输入电压通过开关导通电阻向采样电容 C_{H1} 与压缩电容 C_{R1} 充电, 开关 S_{W2} 导通, 将上一周期储存在压缩电压 C_{R2} 与 C_{R4} 的值输出到保持电容 C_{O1} 与 C_{O2} 上, 实现同步输出。

(3) 状态3 ($t_2 \sim t_3$), 开关 S_{PN2} 与 S_{R3} 处于导通状态, 输入电压通过开关导通电阻继续向采样电容 C_{H2} 与压缩电容 C_{R2} 充电, 实现信号压缩; 开关 S_{Z2} 导通, 将上一周期储存在压缩电压 C_{R2} 与 C_{R4} 的值与保持电容 C_{O1} 与 C_{O2} 的值同步清零。

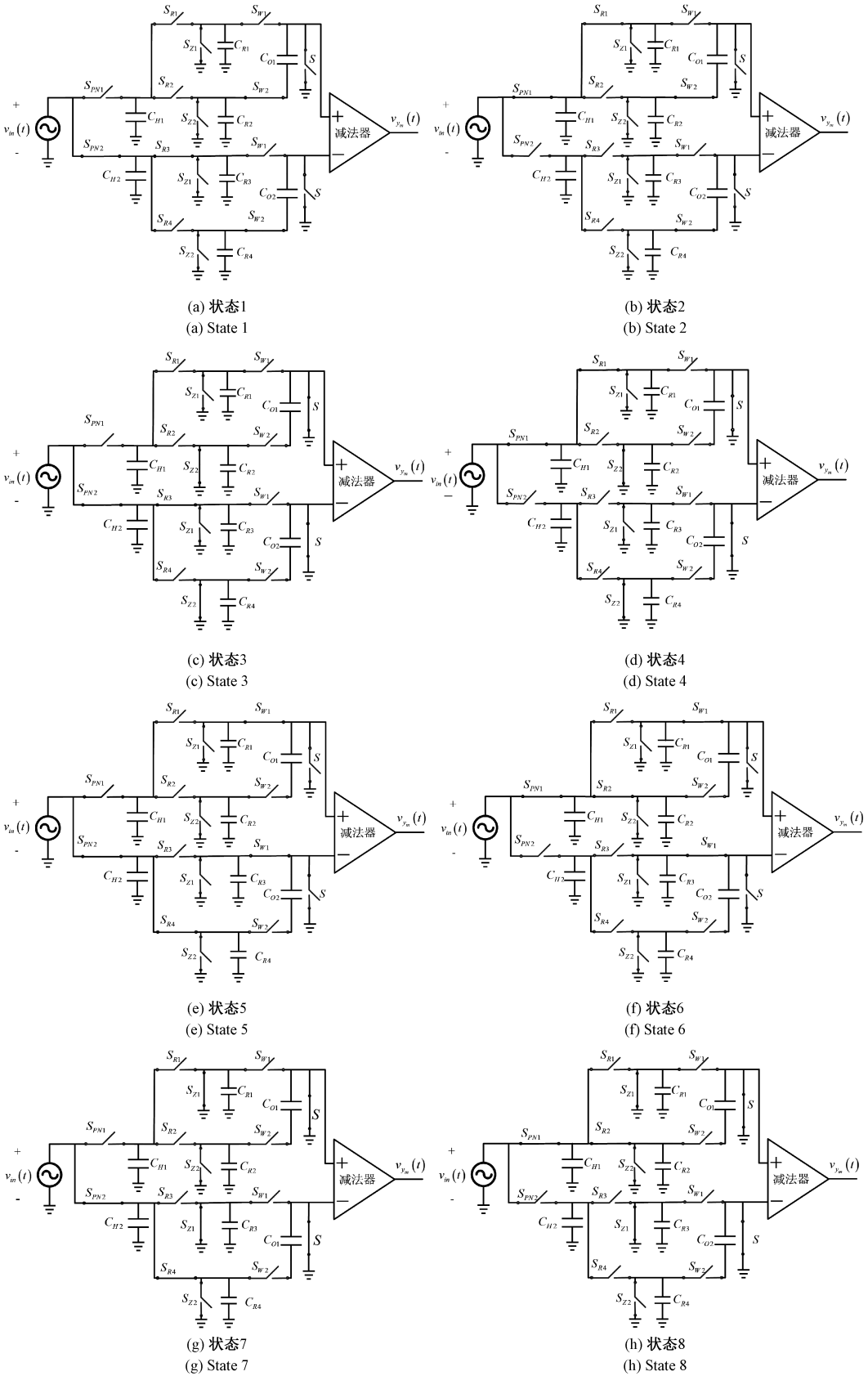


图 4 各工作状态流程
Fig. 4 Flow chart of each working state

(4) 状态 4($t_3 \sim t_4$), 开关 S_{pN1} 与 S_{R1} 处于导通状态, 输入电压通过开关导通电阻继续向采样电容 C_{H1} 与压缩电容 C_{R1} 充电, 实现信号压缩; 开关 S_{Z2} 仍然处于导通状态。

(5) 状态 5($t_4 \sim t_5$), 一次压缩采样结束, 开关 S_{R4} 与 S_{R3} 交替, 处于导通状态, 进行下一压缩周期。开关 S_{pN2} 也处于导通状态, 输入电压通过开关导通电阻向采样电容 C_{H2} 与压缩电容 C_{R4} 充电; 开关 S_{W1} 导通, 将上一周期储存在压缩电压 C_{R1} 与 C_{R3} 的值输出到保持电容 C_{O1} 与 C_{O2} 上。

(6) 状态 6($t_5 \sim t_6$), 与状态 5 同理, 一次压缩

采样结束, 开关 S_{R2} 与 S_{R1} 交替, 处于导通状态, 开关 S_{R1} 处于断开状态。开关 S_{pN1} 也处于导通状态, 输入电压通过开关导通电阻向采样电容 C_{H1} 与压缩电容 C_{R2} 充电; 开关 S_{W1} 导通, 将上一周期储存在压缩电压 C_{R1} 与 C_{R3} 的值输出到保持电容 C_{O1} 与 C_{O2} 上。

(7) 状态 7($t_6 \sim t_7$), 开关 S_{pN2} 与 S_{R4} 处于导通状态, 输入电压继续通过开关导通电阻向采样电容 C_{H2} 与压缩电容 C_{R4} 充电。开关 S_{Z1} 导通, 将上一压缩周期储存在压缩电压 C_{R1} 与 C_{R3} 的值与保持电容 C_{O1} 与电容 C_{O2} 的值同步清零。

(8) 状态 8($t_7 \sim t_8$), 开关 S_{pN1} 与 S_{R2} 处于导通状态, 输入电压通过开关导通电阻继续向采样电容 C_{H2} 与压缩电容 C_{R2} 充电, 实现信号压缩; 开关 S_{Z2} 仍然处于导通状态。

2) 系统频域特性分析

本文的随机解调观测矩阵是一个双通道系统, 一般来说, 对于一个多通道的系统, 每个通道有一个独立的 LPTV 电路结构, 其每个通道的谐波传输函数为 $H_n(f)$, 只是在每个通道有一个时钟偏移量, 则总的系统传输函数为:

$$H_n(f) = \sum_{k=0}^{K-1} H_n(f) e^{-j2\pi(n-\omega)k/K} \quad (10)$$

式中: K 为系统通道数; ω 表示频移。一般对于采样电路而言, $\omega = 0$ [23]。

对于 LPTV 分析, 考虑一个开关切换周期 T_s 时间内, 假设每个周期可被分割为 D 个阶段, 如图 5 所示, 每个状态代表不同的开关状态。图中状态定义如下:

$$\sigma_0 = 0 \quad \sigma_d = \sum_i \tau_i \quad i = 1, 2, \dots, D \quad (11)$$

则开关的状态属于周期时变的, 且在 D 阶段内系统有一个线性周期时不变的状态描述。每个状态的传输函数可通过状态空间法计算。

每个阶段的状态响应仅与该阶段的输入与初始条件有关, 即:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} v_o(t) &= A_d v_o(t) + B_d v_i(t) \\ nT_s + \sigma_{d-1} &< t < nT_s + \sigma_d \end{aligned} \quad (12)$$

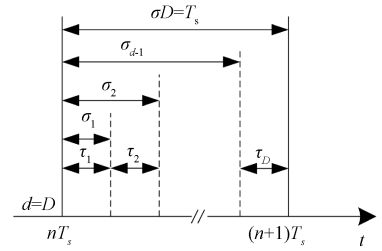


图 5 时间间隔定义

Fig. 5 Timing diagram of the intervals

式中: A_d, B_d 为每个间隔的状态空间参数; $v_i(t)$ 为输入电压; $v_o(t)$ 为输出电压。每个阶段的零状态是上一阶段的输出电压, 定义每个开关状态的输出电压, 则总的输出电压可表示如下:

$$v_{o,d}(t) = v_o(t) \cdot \omega_d(t) \quad (13)$$

$$\omega_d(t) = \begin{cases} 1, & nT_s + \sigma_{d-1} < t < nT_s + \sigma_d \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (14)$$

则整个周期的输出为 $v_{o,d}$ 的总和:

$$v_o(t) = \sum_{h=1}^H v_{o,h}(t) \quad (15)$$

综上所述, 式(7)的状态响应方程表示如下:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} v_{o,d}(t) &= A_d v_{o,d}(t) + B_d v_{i,d}(t) + \sum_{n=-\infty}^{\infty} [v_o(t) \delta(t - nT_s - \sigma_{d-1}) - v_o(t) \delta(t - nT_s - \sigma_d)] \\ &-\infty < t < \infty \end{aligned} \quad (16)$$

式中: $v_{i,d}(t) = v_i(t) \cdot \omega(t)$; $\delta(t)$ 为狄利克雷函数。对式(10)与(11)做傅里叶变换得到:

$$\begin{aligned} (j2\pi f - A_d) V_{o,d}(f) &= B_d \cdot F(v_i(t) \cdot \omega(t)) + \sum_{n=-\infty}^{\infty} [F(v_o(t) \delta(t - nT - \sigma_{d-1})) - F(v_o(t) \delta(t - nT - \sigma_d))] \end{aligned} \quad (17)$$

$$V_o(f) = \sum_{d=1}^D V_{o,d}(f) \quad (18)$$

整理式(12)与(13)得到系统函数为:

$$\begin{aligned} V_{o,d}(f) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} H_{n,d}(f) V_i(f - nf_s) \\ H_{n,d}(f) &= \frac{1}{j2\pi f - A_d} \left[B_d \frac{1 - e^{-j2\pi nf_s}}{j2\pi n} \cdot e^{-j2\pi nf_s \sigma_{d-1}} \right. \\ &\quad \left. + f_s G_{d-1}(f - nf_s) e^{-j2\pi nf_s \sigma_{d-1}} \right. \\ &\quad \left. - f_s G_d(f - nf_s) e^{-j2\pi nf_s \sigma_d} \right] \end{aligned} \quad (19)$$

$$G_d(f - nf_s) = \frac{e^{j2\pi \tau_d(f - nf_s)} - e^{j2\pi \tau_d f_{RC}}}{e^{j2\pi \tau_d \frac{(f - nf_s)}{f_s}} - e^{j2\pi \tau_d f_{RC}}} \frac{1}{1 + j \frac{f - nf_s}{f_{RC}}}$$

式中: $G(f)$ 为开关切换时刻的状态响应函数, 其中 $f_{RC} = 1/2\pi RC$, R 为开关的导通电阻。

由式(13)可得系统传输函数为:

$$H_n(f) = \sum_{d=1}^D H_{n,d}(f) \quad (20)$$

根据随机解调电路结构,将系统分为两个通道,每个通道分为两级电路,第 1 级由 PN 序列控制开关与采样电容 C_{H1} 与 C_{H2} 组成简单的采样电路,令 $C_{H1} = C_{H2} = C_H$ 。每个周期只有两个开关状态,即 $d = 1$ 时,系统状态参数为:

$$A_1 = -\frac{1}{RC_H}, B_1 = -\frac{1}{RC_H} \quad (21)$$

式中: R 为开关的导通电阻。 $d = 2$ 时,系统状态参数为:

$$A_2 = B_2 = 0 \quad (22)$$

将式(21)与(22)代入式(19),整理得第 1 级的系统函数为:

$$H_{n1,1}(f) = \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_{RC_H}}} \left[\frac{1}{2} \text{sinc}\left(\frac{1}{2}n_1\right) e^{-\frac{j\pi n_1}{2}} \right] \quad (23)$$

式中: $f_{RC_H} = 1/2\pi RC_H$ 。 n_1 为谐波系数。第二级电路分为两个通道,分析其中一个通道:开关 S_{R1} 与压缩电容 C_{R1} 组成的压缩电路与开关 S_{W1} 与保持电容 C_{O1} 组成的输出保持电路。令 $C_{R1} = C_{R2} = C_R$, 假设压缩比为 L ,则在压缩周期 T_R 内,开关有 $2L$ 个状态。当 $d = 2l + 1$ 时,系统状态参数为:

$$A_{2d+1} = -\frac{1}{RC_H}, B_{2d+1} = -\frac{1}{RC_H} \quad (24)$$

式中: R 为开关的导通电阻, $l = 0, 1, \dots, 2L - 1$ 。当 $d = 2l$ 时,系统状态参数为:

$$A_{2d} = B_{2d} = 0 \quad (25)$$

将式(24)与(25)代入式(19),整理得第一级的系统函数为:

$$H_{n,2}(f) = \frac{L}{1 + j\frac{f}{f_{RC_R}}} \left[\frac{\text{sinc}\left(\frac{1}{2}f/f_R\right)}{1 + j\frac{f - nf_R}{f_{RC_R}}} e^{-\frac{j\pi nf_R}{2f_R}} \right] \quad (26)$$

式中: $f_{RC_H} = 1/2\pi RC_H$; n_2 为谐波系数。

根据式(10)可得到系统的传输函数为:

$$\begin{aligned} H(f) &= (e^{-j2\pi n} + 1)^2 \cdot H_{n1,1}(f) \cdot H_{n2,2}(f) = \\ &= (e^{-j2\pi n_1} + 1) \cdot \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_{RC_H}}} \left[\frac{1}{2} \text{sinc}\left(\frac{1}{2}n_1\right) e^{-\frac{j\pi n_1}{2}} \right] \cdot \\ &= (e^{-j2\pi n_2} + 1) \cdot \frac{L}{1 + j\frac{f}{f_{RC_R}}} \left[\frac{\text{sinc}\left(\frac{1}{2}f/f_R\right)}{1 + j\frac{f - n_2 f_R}{f_{RC_R}}} e^{-\frac{j\pi n_2 f_R}{2f_R}} \right] \end{aligned} \quad (27)$$

3 随机解调开关电路硬件实现

假设开关的导通电阻为 $R = 75 \Omega$, 输入信号频率为 $f_{in} = 10 \text{ MHz}$, 奈奎斯特率为 $f_s = 20 \text{ MHz}$, 假设压缩比为 $L = 4$, 则压缩采样率为 $f_R = 5 \text{ MHz}$ 。

根据系统函数分析,将系统分为两级,当谐波系数 $n_1 = 0.6034$ 时,系统传输函数的最大模值降到原来的 $1/2$,此时一阶系统带宽满足式(28)。

$$n_1 f_s \geq f \quad (28)$$

此时,根据 $f/f_{RC_H} = \sqrt{3}$ 得到采样电容 C_{H1} 的值为:

$$C_{H1} = C_{H2} = \frac{\sqrt{3}}{2\pi R \cdot n_1 f_s} = 0.3n \quad (29)$$

当谐波系数 $n_2 = 0.6034$ 时,系统传输函数的最大模值降到原来的 $1/2$,此时一阶系统带宽满足:

$$n_2 f_R \geq f \quad (30)$$

此时,根据 $f/f_{RC_H} = \sqrt{3}$ 得到采样电容 C_{H1} 的值为:

$$C_{R1} = C_{R2} = C_{R3} = C_{R4} = \frac{\sqrt{3}}{2\pi R \cdot n_2 f_R} = 0.6n \quad (31)$$

4 仿真结果

本文的模拟信号是由多个不同频率和振幅的正弦信号组成的多频正弦信号。使用多频率正弦信号的原因是通过改变不同频率信号的数量可以有效地改变输入信号的稀疏性。本文重构信号质量的评价指标为重构误差 (PRD) 和重构信噪比 (RSNR)。PRD 反映了原始信号与重建信号之间的能量差。计算公式为:

$$PRD = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x(i) - \hat{x}(i))^2}{\sum_{i=1}^n (\hat{x}(i))^2}} \times 100\% \quad (32)$$

式中: $x(i)$ 表示原始的输入信号; $\hat{x}(t)$ 表示重构信号。RSNR 反映了重建结果的质量,其计算公式为:

$$SNR = 20 \log \left(\frac{\|x\|_2}{\|x - \hat{x}\|_2} \right) \quad (33)$$

4.1 系统匹配验证

为了直观地比较所提出电路的系统传输函数与理想的 AIC 模型的系统传输函数,利用 MATLAB 绘制了系统的波特图。将理想模型和电路模型的输入和输出数据作为相应的两组输入和输出信号,分别估计它们的频率响应。两个系统函数的幅频特性曲线如图 6 所示。可以看出,两种情况下的幅频特性基本相同,说明本文设计的电路结构接近理想模型,验证了方案的可行性。

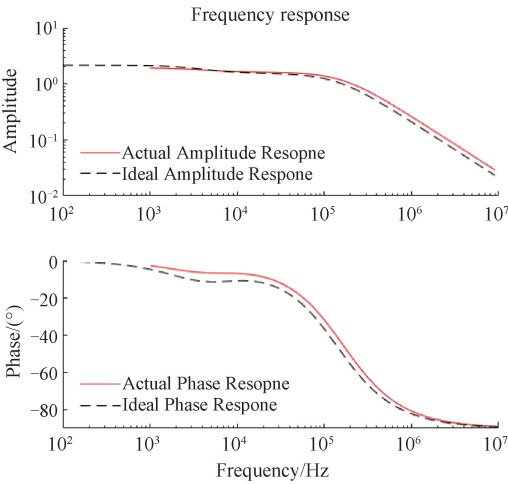


图6 理想系统与实际系统的频率响应对比
Fig.6 Compared result of frequency response
between ideal system and actual system

表1 本文与已有的工作对比
Table1 Compared result between this
paper and other literature

参数	文献[24]	文献[22]	本文
架构	RD	RMPI	RD
最大输入信号频率/Hz	4 000	1 000	10×10^6
奈奎斯特采样率/Hz	8 000	2 000	20×10^6
稀疏度	2	2	2
亚奈奎斯特采样率/Hz	2 000	500	5×10^6
压缩比 L	4	4	4
重构波形/dB	27.9	35	39.7
重构误差/%	6	0.28	0.000 2

4.2 重构结果

本文的实验对象由 1~10 MHz 以内的不同频率分量的正弦信号组成,信号的重构利用 MATLAB 完成。表 1 为本文与已有工作的实验对比,结果表明,当本文的架构在采集更高频信号的情况下依然能够重构出原始信号,且具有更高的信噪比。本文给出了频域重构效果图与时域重构效果,当稀疏度为 $K=1$ 时,输入信号频率为 10 MHz 时,输入信号与重构信号的频域对比如图 7 所示。当稀疏度为 8 时,输入波形与重构波形对比效果如图 8 所示,结果表明本文设计架构可将输入信号以低于奈奎斯特率进行采样并成功重构。

5 结 论

本文介绍了随机解调电路基本原理,针对现有 AIC-RD 系统实际传输函数与压缩感知理论传输函数的不匹配问题,基于线性周期时变的分析理论提出了 AIC-RD

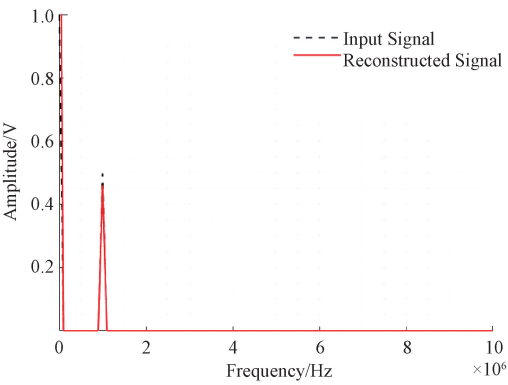


图7 当 $K=1$ 时,输入信号与重构信号频域对比
Fig.7 Frequency-domain compared result of experiment 1
between input signal and reconstruction
signal while sparse is $K=1$

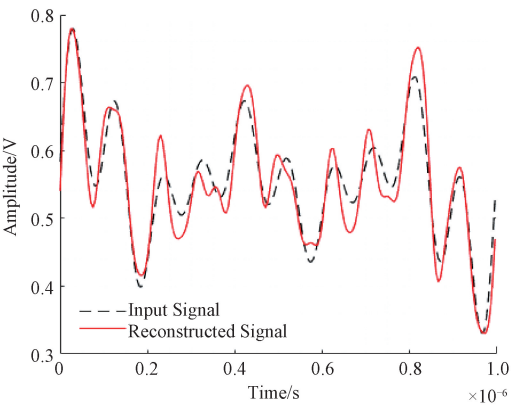


图8 稀疏度 $K=8$ 时,输入信号与重构信号时域对比结果
Fig.8 Time-domain compared result between input signal and
reconstruction signal while sparse is $K=8$

设计的方法,设计了一个基于开关电容的随机解调器架构,分析各个开关工作状态下的流程图,基于线性周期时变分析方法推导系统传输函数,从而计算得到系统参数。实验结果表明,本文提出的电路设计方法有效的解决的了理论模型与实际电路模型不匹配的问题,基于该方法设计的架构实现了以 1/4 的奈奎斯特率采样,并成功重构出原始信号。

参考文献

[1] DONOHO D L. Compressed sensing [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2006, 52 (4): 1289-1306.
[2] CANDES E J, ROMBERG J, TAO T. Robust uncertainty principles: Exact signal reconstruction from highly incomplete frequency information [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2006, 52 (2): 489-509.
[3] CANDÈS E, ROMBERG J. Sparsity and incoherence in

- compressive sampling [J]. *Inverse Problems*, 2007, 23(3): 969-985.
- [4] KIROLOS S, LASKA J, WAKIN M, et al. Analog-to-information conversion via random demodulation [C]. *IEEE Dallas/CAS Workshop on Design, Applications, Integration and Software*, 2006.
- [5] LASKA J, KIROLOS S, MASSOUD Y, et al. Random sampling for analog-to-information conversion of wideband signals [C]. *IEEE Dallas/CAS Workshop on Design, Applications, Integration and Software*, 2006.
- [6] KIROLOS S, LASKA J, WAKIN M, et al. Analog-to-information conversion via random demodulation [C]. *IEEE Dallas/cas Workshop on Design, Applications, Integration & Software*, 2007.
- [7] CHEN L, JIN J, GU Y. A calibration system and perturbation analysis for the modulated wideband converter [C]. *IEEE 10th International Conference On Signal Processing Proceedings*, 2010.
- [8] 黄琼, 屈乐乐, 吴秉横, 等. 压缩感知在超宽带雷达成像中的应用 [J]. *电波科学学报*, 2010, 25(1): 77-82.
HUANG Q, QU L L, WU B H, et al. Application of compressed sensing in uwb radar imaging [J]. *Chinese Journal of Radio Science*, 2010, 25(1): 77-82.
- [9] ABARI O, CHEN F, LIM F, et al. Performance trade-offs and design limitations of analog-to-information converter front-ends [C]. *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, 2012.
- [10] 吴浩. 基于随机解调的压缩采样与波形重构的实现 [D]. 成都: 电子科技大学, 2013.
WU H. Realization of compression sampling and waveform reconstruction based on random demodulation [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2013.
- [11] GANGOPADHYAY D, ALLSTOT E G, DIXON A M R, et al. Compressed sensing analog front-end for bio-sensor applications [J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2014, 49(2): 426-438.
- [12] 吴凡. 一种基于压缩感知的降采样模拟信息转换器研究与设计 [D]. 武汉: 华中科技大学, 2015.
WU F. Research and design of a reduced sampling analog information converter based on compressed sensing [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2015.
- [13] LIU S, FAN Y, LYU N, et al. Design and analysis of a wideband & high compression ratio analog to information converter [C]. *14th IEEE International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology (ICSICT)*, 2018.
- [14] 陈科帆, 孙彪, 马书根. 基于压缩感知的模拟信息转换器设计 [J]. *传感器与微系统*, 2018, 37(11): 90-92.
CHEN K F, SUN B, MA SHU G. Design of analog information converter based on compressed sensing [J]. *Transducer and Microsystem Technologies*, 2018, 37(11): 90-92.
- [15] BARANIUK R G, CEVHER V, DUARTE M F, et al. Model-based compressive sensing [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2010, 56(4): 1982-2001.
- [16] MISHALI M, ELDAR Y C. Xampling: Analog data compression [C]. *Data Compression Conference*, 2010.
- [17] LEXA M A, DAVIES M E, THOMPSON J S. Reconciling compressive sampling systems for spectrally sparse continuous-time signals [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2012, 60(1): 155-171.
- [18] FUDGE G L, BLAND R E, CHIVERS M A, et al. A Nyquist folding analog-to-information receiver [C]. *Conference on Signals, Systems & Computers*, 2009.
- [19] TROPP J A, LASKA J N, DUARTE M F, et al. Beyond nyquist: Efficient sampling of sparse bandlimited signals [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2010, 56(1): 520-544.
- [20] BENEDETTO F, GIUNTA G, GUZZON E. A Rakeness test for coherent signal combining in mobile receivers [C]. *International Conference on Telecommunications & Signal Processing*, 2013.
- [21] 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.
- [22] ARRUDA B W S, FREIRE R C S, GURJÃO E C, et al. Gain and offset calibration for an analog-to-information converter [C]. *3rd International Symposium on Instrumentation Systems, Circuits and Transducers (INSCIT)*, 2018.
- [23] SOER M C M, KLUMPERINK E A M, DE BOER P T, et al. Unified frequency-domain analysis of switched-series-RC passive mixers and samplers [J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2010, 57(10): 2618-2631.
- [24] FU N, SONG P F, ZHANG J CH. A random demodulation hardware system with automatic synchronization function [C]. *Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC)*, IEEE, 2013.

作者简介



宋欣欣, 2017 年于福州大学获得学士学位, 现为福州大学硕士研究生, 主要研究方向为信号采集, 集成电路等。

E-mail: zoe_song@outlook.com

Song Xinxin received her B. Sc. degree from Fuzhou University in 2017. Now she is a M. Sc. candidate at Fuzhou University. Her main research interest includes acquisition of signal and integrated circuit, et al.



钱慧, 2012 年于福州大学获得博士学位, 现为福州大学副教授, 主要研究方向为智能信息处理, 电路与系统等。

E-mail: Qianhui@fzu.edu.cn

Qin Hui received Ph. D. degree from Fuzhou University in 2012. Now she is an associate professor at Fuzhou University. Her main research interest includes Intelligent information processing, circuits and systems, et al.

是德科技全新 Infiniium MXR 系列 8 合 1 示波器震撼登场

全球首款 8 合 1 示波器, 提供 8 个模拟输入通道, 支持故障猎人能力

是德科技近日推出首款具有 8 个模拟通道和 16 个数字通道的示波器, 24 个通道同时使用, 仍能保证每个模拟通道带宽同时达 6 GHz, 每个模拟通道采样率同时达 16 GSa/s, 在一台仪器中, 实现精确、可重复的、多通道高性能测量, 帮助客户降低测试流程的复杂性。是德科技是一家领先的技术公司, 致力于帮助企业、服务提供商和政府客户加速创新, 创造一个安全互联的世界。

随着新兴技术的发展, 现有的测试测量设备无法满足日益增长的行业需求。当 USB2.0 接口流行起来的时候, 工程师发现主流的示波器带宽已经变为 2 GHz 带宽了, 如今越来越多的电路已经引入了 Type C、MIPI、DDR 2、DDR3、以太网等高速总线设计, 主流示波器带宽需求呈现持续上升的趋势, 超过了 2 GHz, 甚至需要 6 GHz。一个嵌入式电路的设计里面有多种直流电源轨, 5、3.3、1.8、1.2、1.1 和 1.0 V 等, 每一种电源轨都有多个存在, 他们的上电顺序和掉电顺序往往是有严格要求的, 传统的四通道示波器无法同时观察他们的时序, 因此业界已经有 8 通道示波器推出, 但考虑到周边高速数字总线甚至无线和射频信号的干扰, 工程师需要的 8 通道带宽示波器带宽也要超过 2 GHz。Wi-Fi 6、物联网、工业物联网所使用的频段也已跨入 2~6 GHz 频段。

全新的 Infiniium MXR 系列 8 合 1 示波器, 包含实时频谱分析仪 (RTSA)、示波器、数字电压表 (DVM)、波形发生器、频响分析仪 (波特图)、频率计数器、协议分析仪和逻辑分析仪, 内部采用先进的 ASIC 硬件处理大数据。搭配是德科技全方位的软件解决方案, 可进一步提供电源完整性、信号完整性、高速总线和接口的一致性测试和验证。内置故障猎人, 可加速找出错误根源, 包括那些罕见或随机发生的错误。Frost & Sullivan 集团工业部美洲

地区副总裁 Kiran Unni 表示: “当今的工程师要面对现实中的新困境, 他们需要一款价位适中、准确、可重复测量的多通道测量仪器, 提供可从时域分析向其它领域延伸的工作环境。作为测试和测量领域的领导者, 是德科技运用独家的专业知识衔接不同领域的技术, 让工程师可以在一台仪器中进行他们所需的测量, 快速、高质量地完成产品的调试和验证, 加速推向市场。”

是德科技 Infiniium MXR 系列示波器具有以下特点:

强大的 8 合 1 仪器, 减少了测试台占用的空间、缩短了配置和测试时间, 同时最大限度降低串扰。内置实时频谱分析仪, 可完成异常信号的频域捕获, 无论信号是同步的还是异步的。

内置故障猎人, 深度学习正常信号, 随着时间的推移, 不断对它们进行比较分析, 以发现异常信号, 并捕捉伴随异常信号发生的事件。使用者可快速解决问题, 排除不正常、偶发或杂波信号。

8 个模拟通道和 16 个数字通道可同时使用且不牺牲其性能, 使复杂信号相互作用的监测和分析成为可能。并将 8 通道示波器带宽提升到 6 GHz, 为测试工程师的设计开发开辟了更广阔的天地。

如搭配使用强大的 PathWave Infiniium 离线分析软件, 设计团队在测试台完成测量后, 可进一步执行各种分析和数据操作, 甚至和不同城市 and 国家的团队远程协作, 提升效率。

是德科技首席技术官 Jay Alexander 表示: “Infiniium MXR 系列示波器完美融合了是德科技的底层专业技术和上层方案知识。此系列示波器的问世能够满足广泛的应用需求, 进一步壮大了是德科技的示波器家族, 从低频到特高频, 从经济型到极高端, 从基本测量到先进复杂的分析等, 满足全方位、多维度的市场需求。”