Hans Journal of Wireless Communications 无线通信, 2014, 4, 120-125
Published Online December 2014 in Hans. http://www.hanspub.org/journal/hjwc
http://dx.doi.org/10.12677/hjwc.2014.46019

Hans汉斯

A Design of AIC for SDR Front-End Based on Compressive Sampling

Hongfeng Zhang, Jian Qian, Yizhi Zhao

School of Communication Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou
Email: 954329171@qq.com

Received: Oct. 22nd, 2014; revised: Nov. 16th, 2014; accepted Nov. 25th, 2014

Copyright © 2014 by authors and Hans Publishers Inc.
This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY).
http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/
Open Access

Abstract

Conventional six-port network can down convert the RF signal to baseband directly; its output power contains the phase and amplitude information. We can get baseband signal after the A/D sampling, but it will face the problem of high sampling rate. Compressive sampling can get the useful dates at a lower sampling frequency than Nyquist rate. The paper uses compression sampling technique into Six-port direct conversion receiver and proposes a new analog to information conversion (AIC). The AIC can obtain large amounts of data at a lower sampling rate. The AIC may be a satisfactory front-end of software defined radio. This article does a performance simulation of AIC front-end.

Keywords

RF Six-Port Network, Analog to Information Conversion, SDR, Compressive Sampling

一种基于压缩采样的SDR接收机AIC前端设计

张洪峰，钱　建，赵毅智

杭州电子科技大学通信工程学院，杭州
Email: 954329171@qq.com

收稿日期：2014年10月22日；修回日期：2014年11月16日；录用日期：2014年11月25日

摘　要

传统的射频六端口网络可以直接将射频信号下变频为基带信号，它的输出功率中包含输入信号的相位和幅度信息。在A/D采样后，我们可以得到的基带信号,但这将面临高采样率的问题。压缩采样可以以远低于奈奎斯特采样速率对信号进行有用信息的采集。该文将压缩采样技术用于六端口直接变频接收机中，提出用一种新颖的模拟信息转换器件(AIC)。这个AIC可以以较低的采样速率获取大量的数据。该AIC可能成为软件无线电接收的一个满意前端。文章对AIC前端做了性能仿真。

关键词

射频六端口网络，模拟信息转换(AIC)，软件无线电，压缩采样

1. 引言

软件无线电(Software Defined Radio, SDR)的接收机结构包括射频低通采样、宽带中频带通采样、射频直接带通采样接收，这几种接收结构都有各自的优缺点。近些年来，国内外对基于射频六端口直接变频接收机做了大量的研究。射频六端口网络可以直接将射频信号直接下变频至基带，使后续的 AD 采样器件只要工作在基带频段，同时六端口网络还具有易于集成、电路简单、无源、线性等优点。六端口技术最早由 Cohn 和 Weinhouse 提出[1]，于 1994 年第一次用在直接数字接收机上。Cristina De La 和 Mateo Burgos-Garcia 等人用低温共烧陶瓷研制出了 0.3 GHz~6 GHz 频带的小型多层的六端口结[2]，用在接收机上，解调速率可达 15.625 M 符号/秒，误差矢量 3.7%，具有良好的性能。David Rodríguez Aparicio 等学者用一个功率分配器和三个 3 dBm 的耦合器研制了频带范围 698 Mhz~5850 Mhz 的六端口电路[3]，并将其作为 SDR 接收前端，解调速率可达 75 Mbit/s。此外，国外还有不少学者在六端口的结构设计以及用于直接数字接收机做了诸多的研究[4]-[6]。目前，国内的六端口直接接收机研究仍处于起步阶段，电子科技大学在六端口技术应用于直接变频接收机方面做了一些研究[7]。北京科技大学的张兰、王兵推导了六端口网络 SDR 接收的 QPSK、16QAM、π/4QPSK 的接收模型并做了仿真验证[8]。这些研究主要集中在六端口结设计和接收机的校验等方面。面对将数十 Ghz 的射频信号直接变换到基带信号后的大数据量的特点，在实现高速的数据传输方面，研究的较少。瑞典林雪平大学的 Joakim Osth 提出了一种连接六端口四个输出端口的四个 ADC 器件用两个差分放大器和两个 ADC 器件代替，以此实现六端口接收机高速的数据通信[9]。该文提出了将目前新出现的压缩采样技术[10]以及基于压缩采样的模拟信息转换技术[11]，应用到六端口软件无线电接收中，实现高速的数据通信。信号的解调可由 DSP 等处理器以 OMP 算法、BP 算法进行基带信号的重建[12]。

2. 射频六端口网络解调过程

对于一个标准的六端口结可分为以下几个部分组成，1 个威尔逊功分器和 3 个 90 度耦合器，有两个输入端口和四个输出端口，端口 P1 输入参考载波信号，端口 P2 输入调制的射频信号。射频信号包含的基带信息包含在四个输出端口 P3~P6。由于六端口结电路以及二极管检波电路都是无源的，因此可以将网络看成线性网络。

设射频正交调制信号：

$$s(t) = a_2 \cos(\omega_0 t + \varphi) \tag{1}$$

正交表示形式：

$$s(t)=I(t)\cos(\omega_0 t)-Q(t)\sin(\omega_0 t) \tag{2}$$

参考载波信号：

$$f(t)=a_1\cos(\omega_0 t) \tag{3}$$

其中 $|a_2|^2=|A_I u_I(t)|^2+|A_q u_q(t)|^2$， ω_0 为载波角频率，为调制信号的初始相位。

a_1，a_2 分别为参考载波和射频信号的幅度，φ 为射频输入和参考载波的瞬时相位差，$P_i\ (i=3,4,5,6)$ 为端口的功率读数。有如下的线性传感关系[7]：

$$\begin{bmatrix}P_3\\P_4\\P_5\\P_6\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}|A_3|^2 & |B_3|^2 & 2|A_3B_3|\cos\angle S_3 & -2|A_3B_3|\sin\angle S_3\\ |A_4|^2 & |B_4|^2 & 2|A_4B_4|\cos\angle S_4 & -2|A_4B_4|\sin\angle S_4\\ |A_5|^2 & |B_5|^2 & 2|A_5B_5|\cos\angle S_5 & -2|A_5B_5|\sin\angle S_5\\ |A_6|^2 & |B_6|^2 & 2|A_6B_6|\cos\angle S_6 & -2|A_6B_6|\sin\angle S_6\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}|a_1|^2\\|a_2|^2\\|a_1a_2|\cos\varphi\\|a_1a_2|\sin\varphi\end{bmatrix} \tag{4}$$

或写成

$$\boldsymbol{P}=\boldsymbol{D}\boldsymbol{A} \tag{5}$$

其中 A_i， B_i， $S_i\ (i=3,4,5,6)$ 为常数，其中 $\angle S_i=\angle S_{i2}-\angle S_{i1}$， S_{ij} 为六端口结的 S 变量，这些常数由六端口电路特性和输入载波来确定，由此可知矩阵 $\boldsymbol{D}$ 中的元素都为实数。

式(5)是对于只有 1 个射频输入和一个参考载波的情况下的传感关系，从中很容易发现，输入信号的各个瞬时参数已经通过矩阵 $\boldsymbol{D}$ 线性变换为一组对应的观测值，也就是说，可以从这组观测值中重构输入信号的基带信号。即：

$$\boldsymbol{A}=\boldsymbol{H}\boldsymbol{P} \tag{6}$$

其中矩阵 $\boldsymbol{D}$ 为可逆矩阵，即 $\boldsymbol{H}=\boldsymbol{D}^{-1}$。

输入射频信号与载波信号比率：

$$R=\frac{s(t)}{f(t)}=\frac{|a_1a_2|}{|a_1|^2}\left(\cos(\varphi)+j\sin(\varphi)\right)=\frac{\sum_{i=1}^{4}\left(H_{3,i}+jH_{4,i}\right)P_{i+2}}{\sum_{i=1}^{4}H_{1,i}P_{i+2}} \tag{7}$$

因此解调的 I/Q 信号可以表示为：

$$\begin{aligned}I&=\mathrm{Re}(R)\cdot|a_1|^2=|a_1|\cdot|a_1|\cos\varphi=P_5-P_6\\ Q&=\mathrm{Im}(R)\cdot|a_1|^2=|a_1|\cdot|a_1|\sin\varphi=P_3-P_4\end{aligned} \tag{8}$$

3. 压缩采样(CS)

在 CS 理论框架下，一实值有限长的一维时间信号 $x(t)$，$t\in[0,T]$ 可以由一系列有限的连续的正交函数的加权和表示：

$$x(t)=\sum_{i=1}^{N}\alpha_i\psi_i(t)\quad 或\quad x=\Psi\alpha \tag{9}$$

其中 $\alpha_n\in\mathbb{R}$， Ψ ($N\times N$ 维)为这些连续函数构成的字典。若信号 x 在用表达字典 Ψ 表示时， α ($N\times1$维) 中绝大部分为零或者接近零系数，大系数有 K 个，那么我们称信号 x 为稀疏信号且为 K -稀疏。在压缩时，

放弃 N-K 个零系数，只对 K 个大系数进行编码，这与传统的 2 倍 Nyquist 采样相比，极大降低采样速率。

压缩采样的关键是通过合理的测量矩阵，构造一种非自适应的信息投影过程。CS 理论指出，在某个表达字典 Ψ 上稀疏的信号可以通过在另一个不相关的矩阵 Φ 上产生的 $M = cK$ 个线性非自适应投影的观测量值来重建信号 x。Φ 即为要构造的与表达字典矩阵 Ψ 不相关的 $M \times N$ 维测量矩阵。

利用 $M \times N$ 测量矩阵 Φ 对稀疏向量观测，得到的观测向量 y，如下关系：

$$y = \Phi x = \Phi\Psi\alpha = \Theta\alpha \tag{10}$$

构建测量矩阵 Φ，要使得 Θ 要满足压缩等距(RIP)原则。

信号的恢复，及由得到的观测值 y 求出 α，由于 $M < N$，观测方程是一个欠定的线性方程组，一般的求解将会有无数的解。信号的恢复一般将 $y = \Theta\alpha$ 转化为一个 l_p 范数最小化问题。如今信号恢复的算法主要有基追踪(BP)，匹配追踪(MP)，正交匹配追踪(OMP)等信号重建算法[13]，它们各有优缺点。

一个基于 CS 理论的预调制结构的模拟信息转换器 AIC，也称随机解调 AIC。其基本结构如图 1 所示，主要部件包括混频器、伪随机序列发生器、模拟低通滤波器、低速 ADC。

对于该 AIC 的输出 $y(m)$可写成如下表达式：

$$y(m) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau)\, p(\tau) h(t-\tau)\mathrm{d}\tau \tag{11}$$

$$y(m) = \sum_{i=1}^{i=N} \alpha_i \int_{-\infty}^{+\infty} \psi_i(\tau)\, p(\tau) h(m\Delta t - \tau)\mathrm{d}\tau \tag{12}$$

从而式(12)中的测量矩阵 Φ 等效为：

$$\Phi = [\theta]_{M\times N}, \quad \text{其中 } \theta_{m,n} = \int_{-\infty}^{+\infty} \psi_i(\tau)\, p(\tau) h(m\Delta t - \tau)\mathrm{d}\tau \tag{13}$$

4. 接收机系统模型

将压缩采样的模拟信息转换技术应用到六端口软件无线电接收机中，实现实时高速的数据处理。接收机的结构框图如图 2 所示。

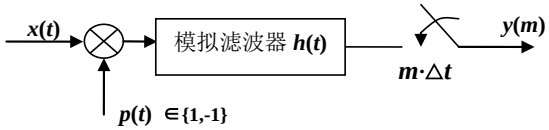


Figure 1. Pseudo-random demodulation scheme for AIC
图 1. 伪随机解调 AIC 框图

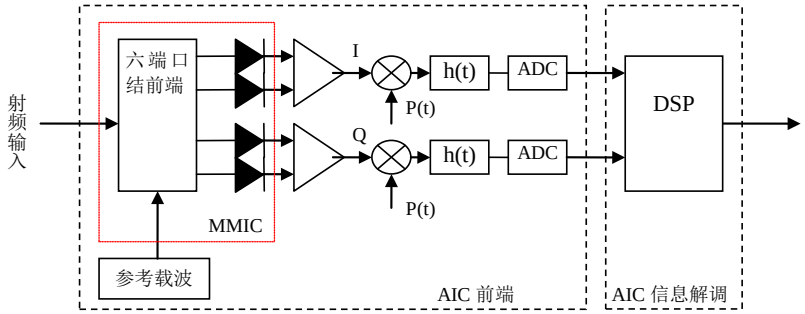


Figure 2. Mult-port sensing front-end scheme of AIC
图 2. 多端口传感 AIC 前端结构框图

射频信号经过六端口下变频、经过二极管检波器检波、再经两路的差分放大器减法运算得到模拟基带信号。然后再将模拟基带信号经过第 2 节里介绍的 AIC 处理，获得 AIC 信息流。后续的 DSP 器件采用 OMP 算法或者 BP 算法根据输入的 AIC 信息流对基带信号经行重建，实现理想的软件无线电接收。在图 2 的系统框图中，将六端口到 ADC 采样的部分，统称为 AIC 部件。其中，$P(t)$ 为伪随机序列，取 –1 和 +1 值。$h(t)$ 为模拟滤波器。

5. 仿真结果

文章对该模型进行了计算机仿真。对经过六端口网络后的基带信号的重建经行了计算机 Matlab 仿真。输入基带 I(或 Q)频率分别为 10 Mhz 的信号和 20 Mhz 的信号，伪随机产生的频率为 100 Mhz。带通滤波器的截止带宽为 5 MHz，ADC 以 10 MHz 的采样速率进行采样。频带压缩率为 20，采用傅里叶正交变换基和 OMP 算法对原信号进行重建。

在图 3 中，(a)为输入的两个信号的叠加；(b)为产生 –1 和+1 的伪随机序列；(c)为 OMP 算法重建的信号；(d)为信号重建的误差。可以看出压缩采样能够以远低于奈奎斯特采样速率和较低的重构误差对信号进行重构。因此，在本模型中，采用压缩采样模拟信息技术可以实现六端口接收机的高速数据通信提供支持。

同时，对于引入噪声，在 SNR = 25 dB 的情况下，仿真的压缩比和信号重建率的关系如表 1 所示。其中，压缩比为奈奎斯特采样率与实际 ADC 采样率的比值。

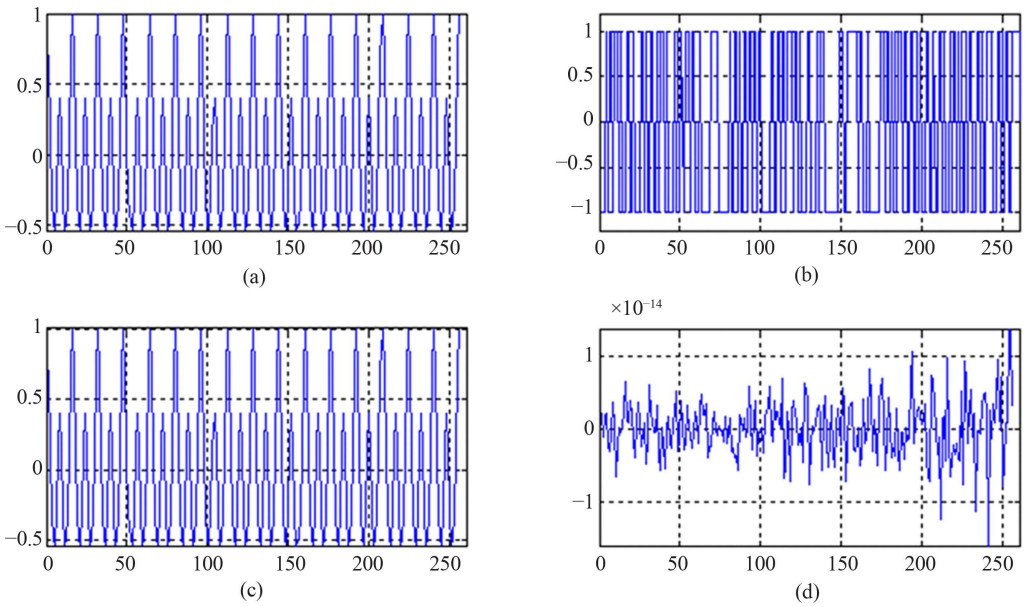


Figure 3. Signal recovery of analog to information based on Compressive Sampling. (a) Original signal; (b) Pseudo random sequence; (c) The recovery of original signal; (d) Error between the recovery signal and original signal.
图 3. 模拟信息压缩采样信号重建。(a) 原信号；(b) 伪随机序列；(c) 重建信号；(d) 重建误差

Table 1. The probability of signal recovery, SNR = 25 dB
表 1. 信噪比 SNR = 25 dB 时，信号重构概率

压缩比(BCR)	20	30	40	50	60	70	80
重建概率	100%	99.45%	92.75%	74.65%	53%	31.5%	15%

6. 结束语

文章对当前的六端口直接变频接收机的数据采样部分提出了一种新的方法，即利用当前的压缩采样模拟信息转换技术，代替传统的 ADC 采样，可以以远低于奈奎斯特采样速率对海量数据经行采集。通过重建算法重构原来基带信号。这将大大提高接收机的通信速率和降低 DSP 的处理速率。本文提出的新型六端口 AIC 结构将会给理想软件无线电接收机提供一个潜在的射频前端。

参考文献 (References)

[1] Cohn, S.B. and Weinhouse, N.P. (1964) An automatic microwave phase measurement system. *Microwave*, **7**, 49-56.

[2] De La Morena, C. and Garcia, M.B. (2013) Miniaturized 0.3 - 6 GHz LTCC six-port receiver for software defined radio. *Progress in Electromagnetics Research*, **142**, 591-613.

[3] De La Morena, C. and Garcia, M.B. (2010) David rodriguez aparicio. Three octave six-port network for a broadband software radio receiver. *Proceedings of the* 40*th European Microwave Conference*, 1110-1113.

[4] Zhang, H., Li, L. and Wu, K. (2008) Software defined six-port radar technique for precision range measurements. *IEEE Sensors Journal*, **8**, 1745-1751.

[5] Bugo, T., Klippenstein, B., Saizew, M., et al. (2010) Dual band receiver using passive six port down conversion technique suitable for multi standards and SDR applications. 2010 *Asia Pacific Microwave Conference*, 1312-1315.

[6] de la Morena-Alvarez-Palencia, C. and Burgos Garcia, M. (2011) Four octave six port receiver and its calibration for broadband communications and software defined radios. *Program Electromagnetic Research*, **116**, 1-21.

[7] 仝仲彬 (2008) 基于六端口技术的直接变频接收前端. 电子科技大学, 成都, 8-23.

[8] 张兰, 王兵, 冯科锦 (2005) 射频六端口网络在软件无线电中的应用. *通信学报*, **9**, 79-84.

[9] Östh, J. (2012) Study of six-port modulators and demodulators for high speed data communications. Department of Science and Technology Linköping University, 141-162.

[10] Candès, E., Romberg, J. and Tao, T. (2006) Robust uncertainty principles: Exact signal reconstruction from highly incomplete frequency information. *IEEE Transactions on Information Theory*, **52**, 489-509.

[11] Kirolos, S. (2006) Analog to information conversion via random de-modulation. *IEEE Dallas*/*CAS Workshop Design*, 71-74.

[12] Dai, W. and Milenkovic. O. (2009) Subspace pursuit for comp Closing the gap between performance and complexity *Theory*, **55**, 2230-2249.

[13] Tropp, J.A. and Gilbert, A.C. (2007) Signal recovery from random measurements via orthogonal matching pursuit. *IEEE Transactions on Information Theory*, **53**, 4655-4666.