

文章编号: 2095-4980(2017)05-0756-07

基于 MWC 宽带压缩采样信号的 DSP 重构

乔 林¹, 史海宁², 张雄伟¹, 杨吉斌¹, 陈栩杉³

(1.解放军理工大学 指挥信息系统学院, 江苏 南京 210007; 2.中石化管道储运有限公司, 广东 湛江 524000;
3.武警政治学院, 上海 201703)

摘 要: 高速宽带数字通信系统是无线通信的发展趋势, 需要高质量的通信信道保证。在无线通信领域, 存在着频谱资源日益匮乏、信道不稳定、利用率低造成数据传输质量不高的问题。基于压缩感知技术的宽带调制转换器(MWC)能够用于无线频谱的快速检测, 为频谱资源的合理配置和监管提供了一种新的实现途径。本文通过研究MWC及其实现技术, 在调制宽带转换器采样的基础上提出了一种改进多重信号分类算法的宽带频谱快速感知方法, 基于DSP芯片设计实现了MWC宽带采样信号的重构系统。整个感知过程无须重构原始波形, 无须计算频谱, 大大降低了计算量, 提高了感知效率。仿真结果表明, 在低信噪比的情况下, 该算法仍具有很好的检测性能。测试表明, 该系统可以准确地感知实时频谱占用和频谱空洞位置。

关键词: 压缩感知; 调制宽带转换器; 频谱感知; 欠奈奎斯特采样

中图分类号: TN911.72

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA201705.0756

DSP spectrum reconstruction system of compressive sampling based on modulated wideband converter

QIAO Lin¹, SHI Haining², ZHANG Xiongwei¹, YANG Jibin¹, CHEN Xushan³

(1.PLA University of Science and Technology, Nanjing Jiangsu 210007, China; 2. Pipeline Transportation and Storage Company, Sinopec, Zhanjiang Guangdong 524000; 3. People's Armed Police Institute of Politics, Shanghai 201703, China)

Abstract: High speed wideband digital communication system is the development trend of wireless communication which needs the guarantee of high quality communication channel. Aiming at the problem of exorbitant sampling rate and long sensing time in wideband sensing, a wideband spectrum sensing method using improved multiple signals classification based on Modulated Wideband Converter(MWC) is proposed. Based on compressive sampling, the MWC sampling method can implement sampling at a rate lower than what is required by Nyquist theory. A spectrum reconstruction system is designed based on MWC, that can reconstruct the sparse-frequency signal at a rate lower than Nyquist-frequency. The amount of calculations is reduced, because it neither needs to recover original wave, nor calculates PSDs in the whole process. The complexity of sensing method is low, so that it can increase the sensing efficiency. The results show a reliable detection even under low signal to noise ratio.

Keywords: compressed sensing; Modulated Wideband Converter; spectrum sensing; sub-Nyquist sampling

当前, 具有大瞬时带宽的宽带数字接收机可以适应电子战的不同应用需求, 是新一代电子战系统的重要核心技术, 也是近年来电子战领域国内外研究的重点^[1-2]。依据经典的奈奎斯特采样定理, 对信号进行高于限带信号带宽 2 倍的速率采样, 才可以精确重构原始信号。用于电子战的数字接收机要求拥有宽的瞬时输入带宽, 以便覆盖尽可能宽的频域范围来满足其使用要求。然而, 超高速采样带来的大容量数据处理存储、传输及实时处理困难等问题, 对现有的宽带数字接收机提出了巨大的挑战^[3]。例如, 对于超宽带跳频信号的侦察, 需要采用超高速的 ADC 器件并且存储大量的信号样点后, 才能有效地对原信号重构或进行后续处理。因此, 迫切需要寻求一种新

的信号采样技术实现快速高效的信息获取。压缩感知理论突破了传统的 Nyquist 采样定理的限制^[4], 可以同时实现对信号的采样和压缩, 在降低采样速率的同时, 显著减少了采样数据量, 降低了对存储空间的要求, 提高了宽频带信号采样的实时性。根据压缩感知理论, 对于可稀疏表示或可压缩的信号, 可以采用远低于 Nyquist 频率 (sub-Nyquist, 欠奈奎斯特采样) 进行数据采样, 且仍能精确地恢复出原始信号。依据压缩感知理论可以设计并实现从模拟信号直接获取信息的模拟/信息转换器 (Analog to Information Converter, AIC)^[5-6]。

目前, 国际上研究的 AIC 结构主要有 4 种类型: 时间交错 ADCs (随机采样、多陪集采样)、随机滤波、随机解调和调制宽带转换器 (MWC)^[7-8]。其中调制宽带转换器没有类似于多陪集要求的精准时延问题, 又不同于随机解调仅用于谱线恢复, 并且调制宽带转换器更适合于宽频带信号的压缩采样, 且硬件易于实现。本文针对调制宽带转换器的压缩采样输出, 研究了采样信号的重构方法, 并基于 DSP 芯片实现了重构系统, 为基于 MWC 的压缩采样处理系统实用化进行了探索。实验表明, 该系统能够准确地感知实时频谱占用和频谱空洞位置。

1 基于 MWC 的宽频带信号压缩采样处理系统

1.1 频域稀疏信号模型

稀疏多带信号是军事和民用通信领域经常遇到的信号类型^[9]。通常实际的通信信号, 其基带信号的频谱都相对较窄, 其带宽占整个宽带频谱只是很小的一部分, 且每部分带宽都有一定的限制, 见图 1。

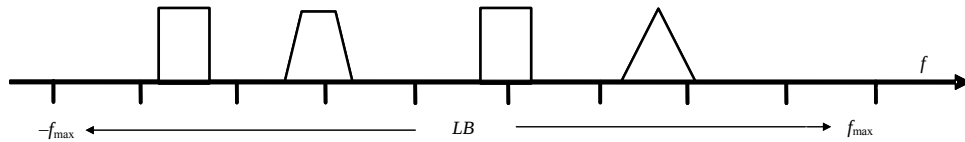


Fig.1 Spectral distribution of common signals
图 1 常见信号的频谱分布

假设信号 $x(t)$ 是带限于 $F = [-f_{\text{NYQ}}/2, f_{\text{NYQ}}/2]$ 的实值连续时间信号, 其中 F 是由彼此相邻但不重叠的多个无线信道组成。最大带宽为 f_{NYQ} 的频带可以分成 L 个长度为 B 的频带, $L = \lceil 2f_{\text{NYQ}}/B \rceil$, 当信号占用的有效频带个数 N 远远小于整个频域上的频带个数 L 时, 则说明该信号在频域上具有稀疏性^[10]。

在传统多带信号模型中有 2 个参数需要预先指定: 最大频带宽度 $B = \max(B_i)$ 和频带数量, 而在宽带数字接收机中, 无法预知信道中的各种信号带宽和频带数量等参数, 这样的模型并不符合宽带数字接收机的应用场合。因此提出频谱稀疏信号模型^[11]。如果信号 $x(t)$ 的频谱 $X(f)$ 由若干个带宽为 B_i , 且彼此不相邻的非零频带组成, 每个频带包含 1 个或多个相邻信道, 且频带可以任意地分布在 F 内, 则这样的信号集 M 称为频谱稀疏信号。

1.2 MWC 采样模型

MWC 通过前端的周期信号混频器, 将原始信号频谱搬移到低频域上, 在低频域上对其进行采样, 采样所得的信号包含原始信号的全部频谱信息, 因此可以进行原始信号频带的恢复^[12-13]。MWC 基本结构见图 2, 共有 m 个通道, 每个通道都包括 1 个混频器、1 个低通滤波器和 1 个 ADC, 采样后需要使用重构算法进行原始信号的重构。输入的宽频带信号 $x(t)$ 同时进入 m 个信道。

在第 i 个信道, 信号首先与周期函数 $p_i(t)$ (周期为 $T_p = 1/f_p$, f_p 为该周期函数的频率) 相乘, 输出 $\tilde{x}_i(t)$ 经过一个理想的、截止频率为 $f_s/2$ 的低通滤波器 $h(t)$ 滤波, 最后通过采样率为 $f_s = 1/T_s$ 的 ADC 均匀采样获得 m 组输出采样序列 $y_i[n]$ 。

与周期信号 $p_i(t)$ 相乘的混频操作混叠了 $x(t)$ 的频谱, 使得所有频带的一部分能量出现在基带^[14-15]。更准确地说, 因为每个都是周期的, 其傅里叶展开式为:

$$p_i(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} c_{il} e^{j \frac{2\pi}{T_p} l t} \quad (1)$$

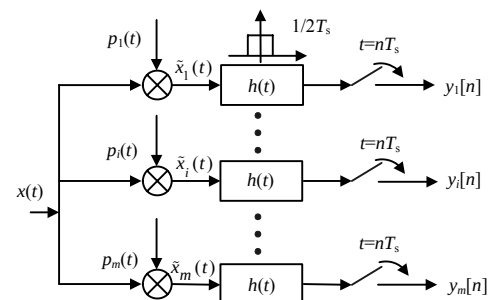


Fig.2 Basic structure of MWC
图 2 MWC 基本结构

因此,混频的结果是把各个频带以 lf_p 的频率调制到低频段叠加起来,权重系数是傅里叶系数 $c_{il} = d_l \sum_{k=0}^{L-1} a_{ik} \theta^{lk}$ 。

低通滤波器 $h(t)$ 作为低速率 ADC 的前置滤波器,使混频器输出信号仅包含频率在 $[-f_s/2, f_s/2]$ 的窄带信号,能够采样成输出序列 $y_i[n]$, 即 $y_i[n]$ 的频谱是各频带的一次混叠谱。其离散时间傅里叶变换为:

$$Y(e^{j2\pi f T_s}) = \sum_{l=-L_0}^{L_0} c_{il} X(f - lf_p) \quad (2)$$

混频之后进行采样率为 $f_s = 1/T_s$ 的 ADC 的低速率采样。因为信号频谱已被调制压缩到低频段,通过低通滤波器之后,普通的 ADC 器件就可以实现压缩频谱信号的采样。

1.3 MWC 采样频域分析

从原理上说,只要有足够多数量的混叠,调制宽带转换器就能够恢复出与其相关的稀疏多频带信号^[16]。混叠后的输出信号 $\tilde{x}_i(t) = x_i(t)p_i(t)$ 的傅里叶变换为:

$$\tilde{X}_i(f) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} c_{il} X(f - lf_p) \quad (3)$$

因此,输入到滤波器 $H(f)$ 的是以 f_p 为频移单位的多频带信号的线性组合。假设滤波器 $H(f)$ 的频率响应是个理想的矩形窗,于是均匀采样得到的输出序列 $y_i[n]$ 只包含频率范围在 F_s 内的频谱,即对于 $f \in F_s$, 最多包含了 $\lceil f_{\text{NYQ}}/f_p \rceil$ 个非零频谱 $X(f - lf_p)$ 。

第 i 个采样序列 $y_i[n]$ 的离散时间傅里叶变换(DTFT)表示为:

$$Y(f) = \tilde{X}_i(f)H(f) = \sum_{l=-L_0}^{L_0} c_{il} X(f - lf_p), f \in F_s \quad (4)$$

式(4)将已知的采样序列 $y_i[n]$ 的 DTFT 与未知的 $X(f)$ 联系在一起,这个方程式是恢复信号的关键。为方便起见,把式(4)写成矩阵的形式:

$$y(f) = \mathbf{A}z(f), f \in F_s \quad (5)$$

利用下列式子计算系数 c_{il} :

$$c_{il} = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} \sum_{k=0}^{M-1} a_{ik} e^{-j\frac{2\pi}{T} \left(t + k \frac{T_p}{M} \right)} dt = \frac{1}{T_p} \sum_{k=0}^{M-1} a_{ik} e^{-j\frac{2\pi}{T} k} \int_0^{T_p} e^{-j\frac{2\pi}{T} t} dt \quad (6)$$

式中积分式为:

$$d_l = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} e^{-j\frac{2\pi}{T} t} dt = \begin{cases} \frac{1}{M}, & l = 0 \\ \frac{1 - \theta^l}{2j\pi l}, & l \neq 0 \end{cases} \quad (7)$$

式中 $\theta = e^{-j2\pi/M}$ 。因此

$$c_{il} = d_l \sum_{k=0}^{M-1} a_{ik} \theta^{lk} \quad (8)$$

于是,式(5)可以改写为:

$$y(f) = \mathbf{C}z(f) = \mathbf{S}\mathbf{F}\mathbf{D}z(f), f \in F_s \quad (9)$$

式中: $\mathbf{S}$ 是 $S_{ik} = a_{ik}$ 的 $M \times N$ 符号矩阵; $\mathbf{D} = \text{diag}(d_{L_0}, \dots, d_{-L_0})$ 为 $L \times L$ 对角阵; $\mathbf{F}$ 为 $(\bar{\mathbf{F}}_{L_0}, \dots, \bar{\mathbf{F}}_{-L_0})$ 的 $M \times L$ 矩阵; $\bar{\mathbf{F}}_i = [\theta^{0 \cdot i} \theta^{1 \cdot i}, \dots, \theta^{(M-1) \cdot i}]$; 将式(9)写为矩阵形式

$$\underbrace{\begin{pmatrix} Y_1(e^{j2\pi f T_s}) \\ Y_2(e^{j2\pi f T_s}) \\ \vdots \\ Y_m(e^{j2\pi f T_s}) \end{pmatrix}}_{\mathbf{y}(f)} = \underbrace{\begin{bmatrix} \alpha_{1,0} & \cdots & \alpha_{1,M-1} \\ \vdots & & \vdots \\ \alpha_{m,0} & \cdots & \alpha_{m,M-1} \end{bmatrix}}_{\mathbf{S}} \underbrace{\begin{bmatrix} \theta^{0 \cdot L_0} & \cdots & \theta^{0 \cdot 0} & \cdots & \theta^{0 \cdot (-L_0)} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ \theta^{i \cdot L_0} & \cdots & \theta^{i \cdot 0} & \cdots & \theta^{i \cdot (-L_0)} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ \theta^{(M-1) \cdot L_0} & \cdots & \theta^{(M-1) \cdot 0} & \cdots & \theta^{(M-1) \cdot (-L_0)} \end{bmatrix}}_{\bar{\mathbf{F}}_i = [\theta^{0 \cdot i} \theta^{1 \cdot i}, \dots, \theta^{(M-1) \cdot i}]} \underbrace{\begin{bmatrix} d_{L_0} \\ \vdots \\ d_{-L_0} \end{bmatrix}}_{\mathbf{D}} \underbrace{\begin{pmatrix} X(f - L_0 f_p) \\ \vdots \\ X(f) \\ \vdots \\ X(f + L_0 f_p) \end{pmatrix}}_{\mathbf{z}(f)} \quad (10)$$

2 MWC 采样重构

2.1 重构方法

在公式(10)中,由于 $y(n)$ 的维数 m 小于 $z(n)$ 的维数,因此方程组是欠定的,不可直接通过求逆得到唯一解。但由于 $z(n)$ 具有稀疏性,可进行简化,即通过最优化方法得到唯一最稀疏解。文献[17]提出了一种连续—有限(Continuous To Finite, CTF)算法解决了此问题。

信号重构算法原理框图见图3。

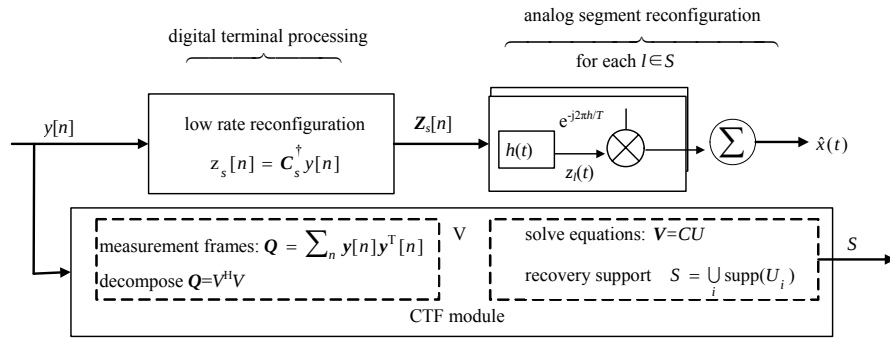


Fig.3 Signal reconstruction algorithm for MWC

图3 针对调制宽带转换器的信号重构算法

由式(10)可知,在时域中得到的模拟信号 $x(t)$ 的测量值 $y[n]$ 满足:

$$y[n] = Cz[n], \quad \|z[n]\|_0 \leq 2N \quad (11)$$

根据连续—有限(CTF)算法,需要构造测量集合 $y(F_s)$ 对应的帧 V ,其中需要计算矩阵 Q :

$$Q = \int_{f \in F_s} y(f) y^H(f) df = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} y[n] y^T[n] \quad (12)$$

对于任何一个满足 $Q = VV^H$ 的矩阵 V ,就是 $y(F_s)$ 的帧。在得到 V 之后,就可以来恢复模拟信号 $x(t)$ 的支持集 $S = \text{supp}(z(F_p))$ ^[18]。支持集 S 找到后,则公式(11)可简化为:

$$y[n] = C_s z[n] \quad (13)$$

式中 C_s 是由傅里叶系数矩阵 C 中相应的列构成的子集。此时,即可计算出 C_s 的伪逆 $C_s^\dagger$:

$$C_s^\dagger = (C_s^H C_s)^{-1} C_s^H \quad (14)$$

最后将计算得到的伪逆 $C_s^\dagger$ 与测量值 $y[n]$ 相乘即可恢复出 $z[n]$ 为:

$$z_s[n] = C_s^\dagger y[n] \quad z_i[n] = 0, i \notin S \quad (15)$$

由于 $z[n]$ 是在采样频率 f_s 条件下得到的序列,因此可以在模拟端,采用内插的方法获得Nyquist速率下的模拟信号^[19],或是直接将 $z_s[n]$ 通过模拟低通滤波器 $h(t)$,得到低通滤波模拟信号 $z_l(t)$,再利用判断得到的载频 if_p ($i \in S$)对该信号进行调制相加,就可重构出模拟原始信号 $\hat{x}(t)$ 。

2.2 DSP 重构算法设计

本文的基于MWC的宽带信号采样重构系统主要包括多通道采样模块、信号重构模块和数字模拟转换(DAC)信号输出模块,该系统可以从采样信号中重构出原始的宽频带信号,可以采用通用的数字处理平台或者专门研制的数字处理平台来实现。

针对压缩采样信号的重构问题,选择浮点DSP平台来实现算法,以下为重构算法:

输入: 更新数据,读入第 i 帧数据

Step 1 计算自相关,求出协方差矩阵;

Step 2 做SVD分解,找出特征值、特征向量;

Step 3 做OMP算法,找出支撑集,重构出信号序列;

Step 4 对重构的序列信号做内插;

Step 5 最后做逆傅里叶变换得到重构信号。

在算法中,先读入观测值和测量矩阵到数组中,得到观测的信号;对信号进行自相关计算得到协方差矩阵;再进行特征值分解,找到前 $2N$ 个最大的特征值;再利用正交匹配追踪算法(Orthogonal Matching Pursuit, OMP)算法找到支持集,得到重构的序列 $z_s[n]$;最后将重构的序列搬移到奈奎斯特频率上,做逆傅里叶变换得到重构信号。在代码调试工具(Code Composer Studio, CCS)调试过程中,应该注意如下几点,包括大数组的处理、大矩阵运算的处理和重构时插值算法的设计。由于运算中处理的数据量都很大,计算的复杂度随数组大小的增长呈倍数增长。为了降低运算的复杂度,采用先对大数组分割,再进行处理的方法,可提高重构算法的精确度;在进行矩阵运算时,由于观测值以及观测的数据都很大,矩阵的维数也很大。在求解支撑集时,尽管 OMP 算法运算速度较快,但是对于大规模问题来说,大幅增长的采样开销和运算复杂度不能被忽视。在本文系统中,使用了文献[20]提出的一种分段块正交匹配追踪算法(Segmented Block Orthogonal Matching Pursuit Algorithm, SegBOMP),利用信号的块稀疏特性解决了这一问题。在将重构的序列搬移到奈奎斯特频率上的过程中,使用了 Sinc 插值实现信号的频谱搬移,抽样插值函数保证了重构信号的连续性和稳定性。

3 仿真分析

3.1 仿真平台

通用的数字处理平台目前有多个公司的产品可以选用,鉴于压缩感知算法的复杂性,本文采用加拿大 Lyrtech 公司的 LSP(LyrtechTM Signal Processing)信号处理平台来实现多通道低速率采样和多频带信号重构处理等功能。LSP 信号处理平台集成了 DSP 和 FPGA 等多种硬件资源,可以采用 Simulink 模型化思想快速地完成软硬件电路设计,方便地实现对信号的采样、存储、处理和传输系统进行快速原理验证。图 4 为利用 CCS5.5 调试 MWC 重构系统的界面。

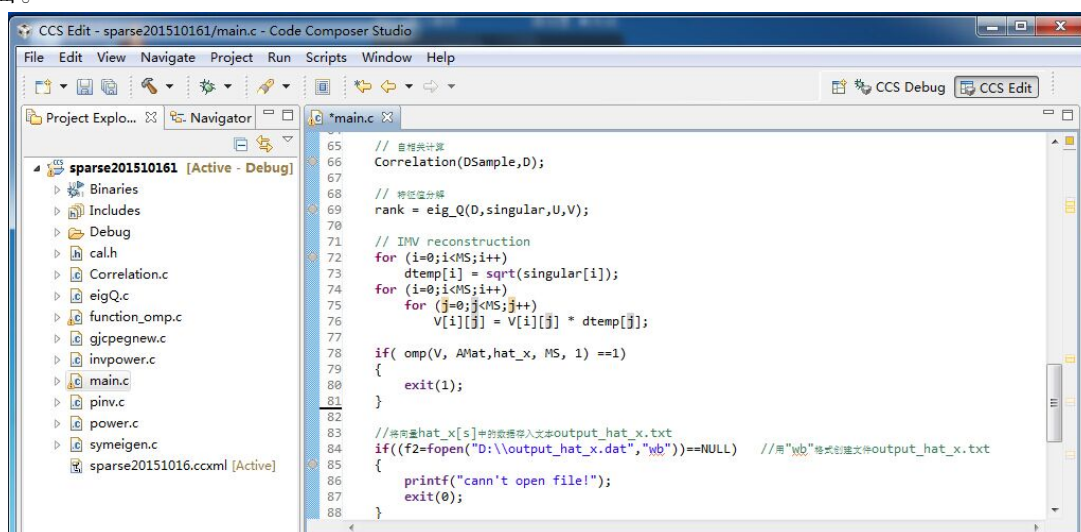


Fig.4 System interface of CCS debugging MWC
图 4 CCS 调试 MWC 重构系统界面

本文 LSP 信号处理主板中采用了 TI 公司的浮点 DSP 芯片 C6713 用于软硬件开发。TMS320C6713 芯片内部设置了专门的指令分配模块,可以将每个 256 位的指令包同时分配到 8 个处理单元,并由 8 个单元同时运行。芯片的最高时钟频率达 225 MHz,通过片内锁相环路将输入时钟倍频后获得。当芯片内部 8 个单元同时运行时,其最大处理能力可以达到 1 800 MIPS。TMS320C6713 的存储器寻址空间为 32 位,其中芯片内部集成了 1~7 Mb 片内静态存储器。32 位外部存储器接口包括直接同步存储器接口,可以和同步动态存储器、同步突发式静态存储器连接,主要用于大容量高速存储;还包括直接异步存储器接口,可与静态存储器、只读存储器连接,主要用于小容量数据存储和程序存储;还有直接外部控制接口,可与先进先出寄存器连接,这是控制接口线最少的方式。

3.2 仿真结果

为验证 MWC 采样系统性能,本文通过仿真实验来检验其重构效果,实验对 QPSK 信号进行采样和重构,下面对原 MWC 系统和本文中利用 DSP 完成的频谱恢复系统分别进行性能仿真。

设置仿真条件:载波频率 $f_p=20.5$ MHz,带宽 $B=20$ MHz,能量系数 $E=100$,信号频带个数 $N=6$ (正负频对称),奈奎斯特采样率 $F_{\text{NYQ}}=2$ GHz,通道采样率 $f_s=61.5$ MHz,调制序列中,符号脉冲交替速率 $f_a=2.075$ GHz,一个周期 T_p 内的脉冲个数 $M=101$,采样通道数 $m=12$ 。仿真结果见图5。图5(a)是原始信号的频谱图,图5(b)是用Matlab仿真恢复出的信号频谱图,图5(c)是利用本文系统在DSP平台上恢复出的信号频谱图。从仿真结果可以看出,本文用重构系统能够准确恢复出原始信号载频的位置。

另外,分别对8个载频位置任意的QPSK信号构成的宽带信号进行50次重构测试,观察子带的重构性能和信号个数之间的关系,比较Matlab实现MWC的重构系统和本文所实现的重构系统的重构性能,具体测试结果见图6。

对于信号个数不大于6个任意载频的QPSK信号构成的宽带信号,该压缩采样系统能够以85%以上的概率精确地重构信号。由于在实际应用环境下,信号会受到各种噪声的影响,噪声的存在将使多频带模型不再准确。本文所实现的重构系统性能略低于Matlab仿真得到的重构性能。为定性分析信噪比和采样通道数对压缩采样信号恢复性能的影响,设定MWC系统采取不同的信噪比SNR和采样通道数 m ,随机地产生500个宽带信号,统计MWC系统精确重构出原始信号的次数,分析信噪比SNR和采样通道数 m 带来的影响。从图7中可以直观地看出:信噪比越大,采样通道数越多,精确重构的概率越大。当信噪比过低或采样通道数过少时,都无法保证精确重构。

4 结论

当前在无线通信领域,存在着频谱资源日益匮乏、信道不稳定、利用率低造成数据传输质量不高的问题。超高速采样带来的大容量数据处理存储、传输及实时处理困难等问题,对现有的宽带数字接收机提出了巨大的挑战。本文通过研究MWC及其实现技术,基于DSP芯片设计实现了MWC宽带采样信号的重构系统,来解决宽带频谱感知中的采样率过高和多重集采样等硬件难以实现的问题。调制宽带转换器对宽带频谱进行欠奈奎斯特采样,以最小描述长度准则估计信号个数,用改进多重信号分类谱估计信号位置。本文的算法引入调整因子,使得多重信号分类谱中信号位置更为明显,降低了噪声的干扰。整个感知过程无须重构原始波形,无须计算频谱,大大降低了计算量,而且感知算法计算复杂度低,提高了感知效率。在降低采样速率的同时,显著减少了采样数据量,提高了宽频带信号采样的实时性。

在实际应用环境下,信号不可避免地会受到各种噪声的影响。噪声的存在将使多频带模型不再准确。而对于扩频通信信号来说,由于信噪比更低,占用的带宽更宽,此类信号的重构性能会受到更大的影响。如何改善低信噪比信号的重构性能,如何利用非重构压缩域测量对低信噪比信号的性质进行分析,需要进一步研究。

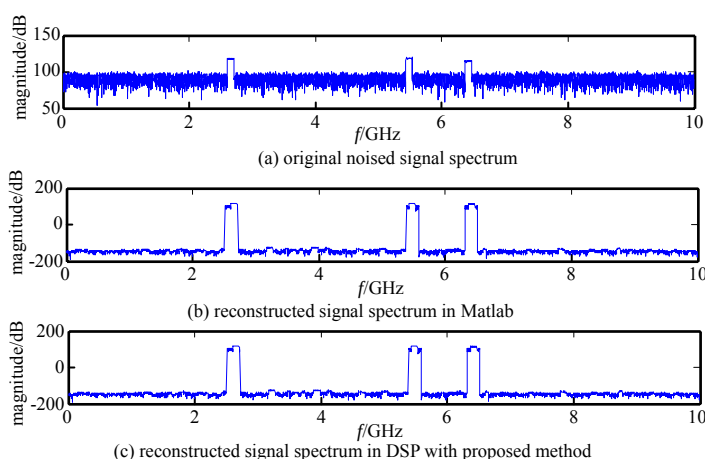


Fig.5 Simulation of implementing MWC system with DSP
图5 DSP实现MWC系统的性能仿真

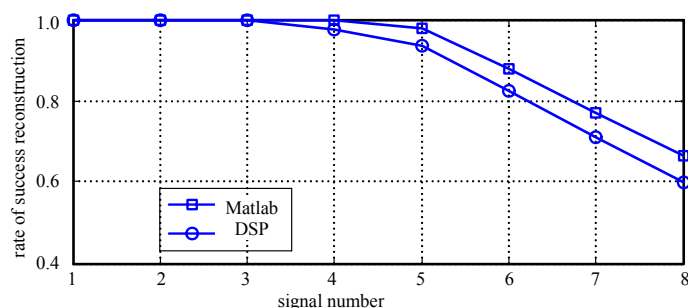


Fig.6 Reconfiguration performance of MWC with different signal numbers
图6 不同信号个数下的MWC的重构性能

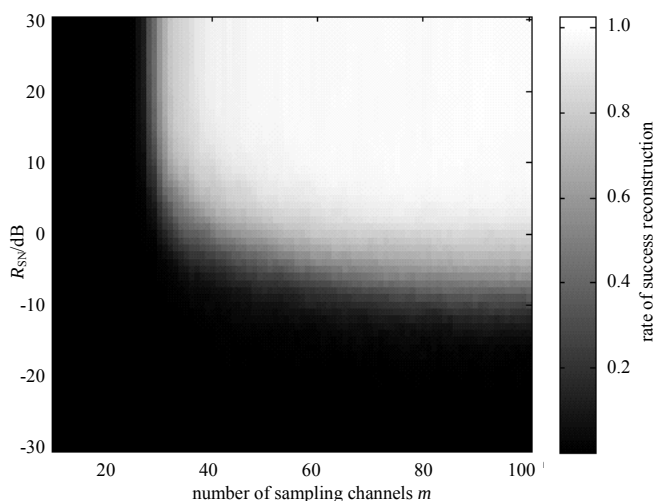


Fig.7 Influence of SNR and sampling channels m on reconfiguration performance
图7 信噪比SNR和采样通道数 m 对重构性能的影响

参考文献:

- [1] BAJWA W,HAUPT J,SAYEED A,et al. Joint source-channel communication for distributed estimation in sensor networks[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2007,53(10):3629–3653.
- [2] BAJWA W U,SAYEED A,NOWAK R. Compressed sensing of wireless channels in time, frequency, and space[C]// 42nd Asilomar Conference on Signals, Systems & Computers. CA,USA:[s.n.], 2008:2048–2052.
- [3] 孙伟朝,王丰华,黄知涛,等. 改进多重信号分类算法的宽带频谱快速感知方法[J]. 国防科技大学学报, 2015,37(5):155–160. (SUN Weichao,WANG Fenghua,HUANG Zhitao,et al. Wideband spectrum fast sensing method based on improved multiple signal classification[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2015,37(5):155–160.)
- [4] DONOHO D L. Compressed sensing[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2006,52(4):1289–1306.
- [5] LASKA J N,KIROLOS S,DUARTE M F,et al. Theory and implementation of an analog-to-information converter using random demodulation[C]// 2007 IEEE International Symposium on Circuits and Systems. New Orleans:IEEE Conference Publication, 2007:1959–1962.
- [6] TROPP J A,LASKA J N,DUARTE M F,et al. Beyond Nyquist:efficient sampling of sparse band limited signals[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2010,56(1):520–544.
- [7] 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.
- [8] MISHALI M,ELDAR Y C. Reduce and boost:recovering arbitrary sets of jointly sparse vectors[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008,56(10):4692–4702.
- [9] 杨鹏,樊昀,黄知涛,等. 基于 sub-Nyquist 采样的单通道频谱感知技术[J]. 国防科技大学学报, 2013,35(4):121–127. (YANG Peng,FAN Yun,HUANG Zhitao,et al. Single channel spectrum sensing technique based on sub-Nyquist sampling[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2013,35(4):121–127.)
- [10] MISHALI M,ELDAR Y C. Blind multiband signal reconstruction:compressed sensing for analog signals[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2009,57(3):993–1009.
- [11] VITERBI A J. CDMA Principles of Spread Spectrum Communication[M]. Massachusetts,US:Addison-Wesley Wireless Communications Series, 1997.
- [12] PICKHOLTZ R,SCHILLING D,MILSTEIN L. Theory of spread-spectrum communications—a tutorial[J]. IEEE Transactions on Communication, 1982,COM-30(5):855–884.
- [13] KIENMAYER C,TIEBOUT M,SIMBURGER W,et al. A low-power low-voltage NMOS bulk-mixer with 20 GHz bandwidth in 90 nm CMOS[C]// Proc. 2004 Int. Symp. Circuits Syst.(ISCAS'04), 2004,4:IV-385–IV-388.
- [14] RAZAVI B. A 60 GHz CMOS receiver front-end[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2006,41(1):17–22.
- [15] CANDÈS 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.
- [16] MISHALI M,ELDAR Y C. Blind multiband signal reconstruction:compressed sensing for analog signals[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2009,57(3):993–1009.
- [17] DONOHO M Elad. Optimally sparse representation in general(nonorthogonal) dictionaries via minimization[J]. Proceedings of the National Academy of Sciences of the United States of America, 2003,100(5):2197–2202.
- [18] COTTER S F,RAO B D,ENGAN K,et al. Sparse solutions to linear inverse problems with multiple measurement vectors[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2005,53(7):2477–2488.
- [19] ELDAR Y C,RAUHUT H. Average case analysis of multichannel sparse recovery using convex relaxation[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2010,56(1):505–519.
- [20] CHEN X,ZHANG X,YANG J,et al. SegBOMP: an efficient algorithm for block non-sparse signal recovery[C]// IEEE International Conference on Multimedia and Expo. [S.l.]:IEEE, 2015:1–6.

作者简介:



乔 林(1991–),男,山西省临汾市人,硕士,主要研究方向为模拟信息转换器、语音信号处理.email:735865867@qq.com.

杨吉斌(1978–),男,安徽省明光市人,副教授,主要研究方向为语音信号处理、智能信息处理.

陈栩杉(1987–),男,南京市人,讲师,主要研究方向为政治工作信息化、智能信息处理、信号检测和参数估计.

张雄伟(1965–),男,浙江省嘉兴市人,教授,主要研究方向为语音与图像处理、多媒体信息处理、数字通信.

史海宁(1990–),男,陕西省宝鸡市人,主要研究方向为通信与信息系统.