

# 正交型频率交替采样与重构方法研究

刘涛<sup>1\*</sup>, 连可<sup>2</sup>, 叶笠<sup>3</sup>, 田书林<sup>1</sup>

(1. 电子科技大学自动化工程学院 成都 611731; 2. 空军驻电子十所军事代表室 成都 610036; 3. 78179部队 成都 611100)

**【摘要】**在频率维度对信号进行并行多通道的交替采样是提高系统采样率的一种重要手段,且每个通道均需要设计独立的模拟采样滤波器和数字重构滤波器以实现信号的分离获取及无失真恢复,结构及算法的复杂程度都偏高。该文提出一种基于正交变频的频率交替采样与重构方法,采样过程将输入信号划分为若干个子信道,利用正交下变频和采样滤波器将RF/IF信道分别搬移至基带并完成量化转换;重构过程则利用数字上变频变换将各信道恢复至其原有的载频位置并合成输出以恢复原始信号。该方法总体仅需在满足完美重构条件的前提下设计一个模拟采样滤波器和一个数字重构滤波器,实现简便。最后,通过实验验证对正交变频型频率交替采样与重构方法的有效性进行了阐述。

**关键词** 数字上变频; 频率交替采样; 频谱分离与拼接; 正交变频; 重构滤波器  
**中图分类号** TN911 **文献标志码** A **doi**:10.3969/j.issn.1001-0548.2019.06.009

## Research on an Orthogonal Frequency-Interleaved Sampling and Reconstruction Method

LIU Tao<sup>1\*</sup>, LIAN Ke<sup>2</sup>, YE Li<sup>3</sup>, and TIAN Shu-lin<sup>1</sup>

(1. School of Automation Engineering, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 611731;  
2. The Military Representative Office for Air Force in 10th Institute of CETC Chengdu 610036; 3. Troops No. 78179 Chengdu 611100)

**Abstract** Multichannel sampling upon the frequency dimension is an important method to improve the overall sampling rate, where each channel needs to design an independent analog sampling filter and a digital reconfiguration filter to achieve the separation and undistorted recovery of the signal, resulting in high complexity of the structure and algorithm. In this paper, a method of frequency-interleaved sampling and reconstruction based on orthogonal frequency conversion is proposed. The sampling process divides the input signal into several sub-channels, where the radio frequency / intermediate frequency (RF/IF) channels are moved to the baseband by orthogonal mixing and sampling filter, and the quantization conversion is executed. The reconstruction process adopts digital up-conversion to move each channel back to its original carrier and obtain the output after frequency synthesis. The proposed method only needs one analog sampling filter and one digital reconstruction filter based on perfect reconstruction, which is more convenient for realization. Finally, the validity of the frequency-interleaved sampling and reconstruction method based on orthogonal frequency conversion is illustrated.

**Key words** digital up conversion; frequency-interleaved sampling; frequency split and synthesis; orthogonal frequency conversion; reconstruction filter

为解决模拟域至数字域信号变换中的速度瓶颈,现有的诸多研究主要集中在多通道并行采集方法,以牺牲通道换取更高的采样率。其中,成效突出的主要有两种方式:时间交替采样<sup>[1]</sup>和频率交替采样方法<sup>[2]</sup>。

时间交替采样方法主要利用多个并行采集通道对输入的宽带信号进行采集,且各通道的工作时钟边沿存在固定相差。该方法在信号重构时仅需将各通道的采样样本进行延时加和,重构运算及硬件实现简便,故应用较为广泛。但时间交替采样方法会

产生通道间失配误差<sup>[3]</sup>,包括时间相位失配误差、直流偏置失配误差、增益失配误差和带宽失配误差等问题,使信号重构的保真度严重恶化,难以成为学者研究及工业应用的一种通用手段。

时间交替采样方法在“时间”维度对信号进行切割处理,而频率交替采样方法则可视在“频率”维度作用的结果。频率交替采样与重构方法最早由文献[4]提出,称为混合滤波器(hybrid filter, HBF)方法,该方法首先利用模拟采样滤波器(analog sampling filter, ASF)对输入宽带信号进行“频率”维

收稿日期: 2018-05-29; 修回日期: 2019-04-15

基金项目: 国家自然科学基金(61701077, 61671114)

作者简介: 刘涛(1987-),男,博士,主要从事高速数据采集与处理方面的研究. E-mail: 179209457@qq.com

度的频带分割, 然后在同一时钟触发下由并行的多个采集通道同时对各子带信号进行量化转换, 最后通过有效的插值重构滤波(interpolation & reconfiguration filter, IRF)恢复高保真的离散数字信号。

频率交替采样的方式受通道间的失配影响极小, 但其采样滤波器硬件实现的模拟特性<sup>[5]</sup>, 以及高保真重构滤波器设计的算法复杂度, 对该方式的应用提出了严苛的要求。为在一定程度上规避上述问题, 学者们相继提出了调制型采样方法<sup>[6]</sup>、功率互补型采样方法<sup>[7]</sup>等, 但此类方法均主要针对采样滤波器展开。本文提出一种基于正交变频的频率交替采样与重构方法, 也称为“谱分离-谱拼接”方法, 仅需设计一个采样滤波器和一个重构滤波器, 极大地简便了系统复杂度。谱分离是将输入信号分割成多个带宽相等的子信道, 并通过正交下变频变换将所有RF/IF信道分别搬移至基带; 对各带宽降低后的基带信号进行采样转化后, 利用数字上变频变换将各信道恢复至其原有位置, 以完成谱拼接。本文对实现谱分离的采样过程以及实现谱拼接的重构过程均作出了详尽的阐述, 并着重介绍了满足完美重构条件的重构滤波器设计方法及并行分解原理, 最后通过实验展示对提出的正交变频式频率交替采样与重构方法进行了有效性验证。

### 1 正交变频的频率交替采样原理

对于最大频率范围为 $f_{\max}$ 的原始信号 $x(t)$ , 将信号 $x(t)$ 的频谱划分为 $M$ 个带宽相等的子信道, 频率范围标记为 $I_m: f \in [mf_{\max}/M, (m+1)f_{\max}/M]$ , 其中 $m \in [0, M-1] \cap \mathbb{Z}$ , 如图1所示。

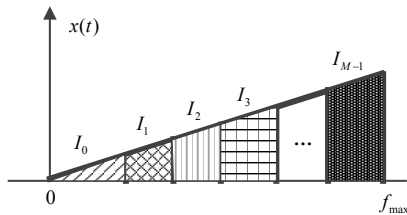


图1 信号频带划分示意图

根据香农采样定理, 若对 $x(t)$ 进行无失真采样重构, 则总体采样率 $f_s$ 至少应满足 $f_{\max} = f_s/2$ 。

那么, 每个子信道信号的起始频率可表示为:

$$I_m |_{\text{start\_freq}} = m \frac{f_{\max}}{M} = \frac{m}{2MT_s} \quad (1)$$

式中,  $T_s$ 表示总体采样周期。根据图1, 正交混频的频率交替采样应实现“谱分离”的目的, 则其核心思想为将 $I_0 \sim I_{M-1}$ 子信道信号的频谱搬移至基带, 然

后利用相对低速的并行通道ADC进行同时采样, 如图2所示。

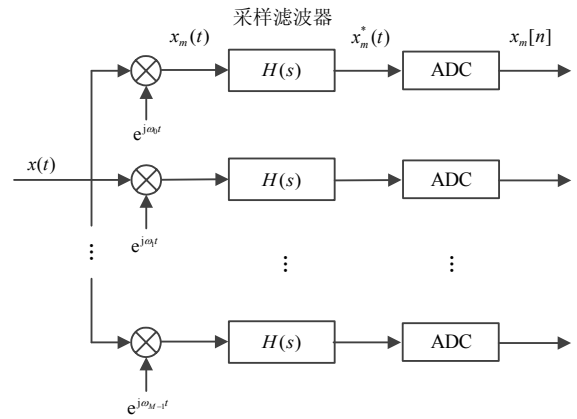


图2 正交混频的频率交替采样示意图

图2中, 对信号 $x(t)$ 进行混频的信号频率为:

$$\omega_m = 2\pi f_m = \frac{\pi(2m+1)}{2MT_s} \quad (2)$$

$M$ 个并行通道经由同样的采样滤波器 $H(s)$ 完成基带频谱筛选。此采样滤波器属于低通滤波器, 其截止频率为:

$$\omega_c = \frac{\pi}{2MT_s} \quad (3)$$

$M$ 个并行采集通道ADC工作在同一时钟频率 $f'_s$ , 且当 $f'_s = f_s/(2M)$ 时, 各通道恰好以奈奎斯特采样边界对通道信号进行临界采样; 而当 $f'_s > f_s/(2M)$ , 各通道可对其实现过采样。

不难发现, 输入信号 $x(t)$ 经各通道正交混频及采样滤波器 $H(s)$ 后得到时域信号 $x_m^*(t)$ 的频域表征为:

$$X_m^*(j\omega) = X(j\omega + j\omega_m)H(j\omega) \quad (4)$$

注意到:

$$X_m^*(j\omega) \neq X(j\omega)H(j\omega - j\omega_m) \quad (5)$$

因此, 从频谱变换的特性来看, 正交混频的频率交替采样对输入信号频谱进行正交搬移, 并不等效于对采样滤波器进行正交调制。

若令 $f'_s = f_s/K, K \leq 2M$ , 则信号 $x_m^*(t)$ 经ADC转换后的频域等式为:

$$X_m(e^{j\omega}) = \frac{1}{KT_s} \sum_{r=-\infty}^{+\infty} X \left( j \frac{\omega}{KT_s} + j\omega_m - j \frac{2\pi r}{KT_s} \right) H \left( j \frac{\omega}{KT_s} - j \frac{2\pi r}{KT_s} \right) \quad (6)$$

### 2 基于数字上变频的信号重构

正交混频的频率交替采样方法将输入宽带信号

进行等带宽分割下变频,经采样后获得各子带信号的基带样本。因此,信号重构的重心则为对各子带信号进行逆向上变频,将各子带信号恢复至其原有的载频位置,并完成频谱拼接,如图3所示。

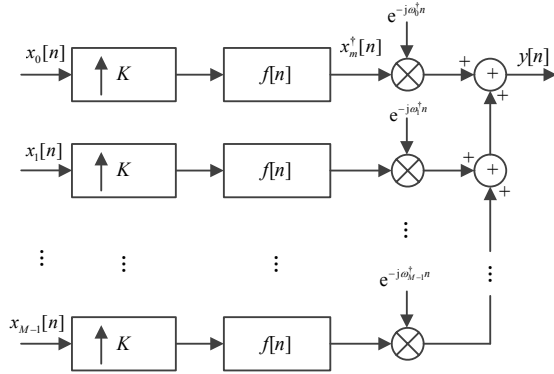


图3 基于数字上变频的信号重构示意图

对每一个通道的采样样本信号进行典型的数字上变频处理<sup>[8]</sup>, $f[n]$ 即为重构滤波器,亦是数字上变频处理过程中的抗混叠低通滤波器。数字混频器的调谐频率准确对准各通道信号的中心频率,即 $\omega_m^\dagger = \pi(2m+1)/(2M)$ 。那么,各通道信号上变频后的总和即包含原始信号整个频带的信息,得到重构后的信号 $y[n]$ 为:

$$y[n] = \sum_{m=0}^{M-1} x_m^\dagger[n] e^{j\omega_m^\dagger n} = \sum_{m=0}^{M-1} \{(x_m[n] \uparrow_K) f[n]\} e^{j\omega_m^\dagger n} \quad (7)$$

同时,根据数字上变频理论,重构滤波器 $f[n]$ 首先应保障信号变频无混叠,即其截止频率至少需满足:

$$\omega_c^* = \frac{\pi}{K} \quad (8)$$

$y[n]$ 的频域表达式为:

$$\begin{aligned} Y(e^{j\omega}) &= \sum_{m=0}^{M-1} X_m(e^{jK\omega - jK\omega_m^\dagger}) F(e^{j\omega - j\omega_m^\dagger}) = \\ &= \frac{1}{KT_s} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{r=-\infty}^{+\infty} X \left( j\frac{\omega}{T_s} - j\frac{\omega_m^\dagger}{T_s} + j\omega_m - j\frac{2\pi r}{KT_s} \right) \times \\ &= H \left( j\frac{\omega}{T_s} - j\frac{\omega_m^\dagger}{T_s} - j\frac{2\pi r}{KT_s} \right) F(e^{j\omega - j\omega_m^\dagger}) = \\ &= \sum_{r=-\infty}^{+\infty} X \left( j\frac{\omega}{T_s} - j\frac{2\pi r}{KT_s} \right) \times \\ &= \frac{1}{KT_s} \sum_{m=0}^{M-1} H \left( j\frac{\omega}{T_s} - j\frac{\omega_m^\dagger}{T_s} - j\frac{2\pi r}{KT_s} \right) F(e^{j\omega - j\omega_m^\dagger}) \quad (9) \end{aligned}$$

式中, $F(e^{j\omega})$ 代表重构滤波器 $f[n]$ 的频率响应。若考虑信号 $x(t)$ 的带限特性,即 $|\omega| \leq \pi/T_s$ ,则针对 $Y(e^{j\omega})$ 的研究可只集中在区间 $r \in [0, K-1]$ 内,即:

$$Y(e^{j\omega}) = \sum_{r=0}^{K-1} X \left( j\frac{\omega}{T_s} - j\frac{2\pi r}{KT_s} \right) T_r(e^{j\omega}) \quad (10)$$

式中,

$$\begin{aligned} T_r(e^{j\omega}) &= \\ &= \frac{1}{KT_s} \sum_{m=0}^{M-1} H \left[ j\frac{\omega}{T_s} - j\frac{\pi(2m+1)}{2MT_s} - j\frac{2\pi r}{KT_s} \right] F(e^{j(\omega - \omega_m^\dagger)}) \quad (11) \end{aligned}$$

式中, $H \left( j\frac{\omega}{T_s} - j\frac{\pi(2m+1)}{2MT_s} - j\frac{2\pi r}{KT_s} \right)$ 为将采样滤波器 $H(j\omega)$ 在模拟频率轴上向右平移,平移步进为:

$$\Delta H = \frac{\pi(2m+1)}{2M} + \frac{2\pi r}{K} \quad (12)$$

结合采样滤波器 $H(j\omega)$ 的截止频率特性,得到经频率轴平移后滤波器左边界对应的数字频率为:

$$\begin{aligned} H \left( j\frac{\omega}{T_s} - j\frac{\pi(2m+1)}{2MT_s} - j\frac{2\pi r}{KT_s} \right) \Big|_{\text{left}_\omega} = \\ \frac{\pi(2m+1)}{2M} + \frac{2\pi r}{K} - \frac{\pi}{K} \quad (13) \end{aligned}$$

同理, $F(e^{j(\omega - \omega_m^\dagger)})$ 可视为将重构滤波器 $F(e^{j\omega})$ 在数字频率轴上向右平移,且平移步进为 $\Delta F = \pi(2m+1)/(2M)$ ,结合滤波器 $F(e^{j\omega})$ 的低通截止频率特性,得到经频率轴平移后滤波器右边界对应的数字频率为:

$$F(e^{j(\omega - \omega_m^\dagger)}) \Big|_{\text{right}_\omega} = \frac{\pi(2m+1)}{2M} + \frac{\pi}{K} \quad (14)$$

令:

$$\Delta O_\omega = \left[ \frac{\pi(2m+1)}{2M} + \frac{2\pi r}{K} - \frac{\pi}{K} \right] - \left[ \frac{\pi(2m+1)}{2M} + \frac{\pi}{K} \right] \quad (15)$$

由于 $r > 0$ ,可知 $\Delta O_\omega$ 不小于零。故有:

$$\begin{aligned} T_r(e^{j\omega}) &= \\ &= \begin{cases} \frac{1}{KT_s} \sum_{m=0}^{M-1} H \left( j\frac{\omega}{T_s} - j\frac{\omega_m^\dagger}{T_s} \right) F(e^{j(\omega - \omega_m^\dagger)}) & r = 0 \\ 0 & r \in [1, K-1] \end{cases} \quad (16) \end{aligned}$$

因此,式(10)可转换为:

$$\begin{aligned} Y(e^{j\omega}) &= \\ &= X \left( j\frac{\omega}{T_s} \right) \frac{1}{KT_s} \sum_{m=0}^{M-1} H \left( j\frac{\omega}{T_s} - j\frac{\omega_m^\dagger}{T_s} \right) F(e^{j\omega - j\omega_m^\dagger}) \quad (17) \end{aligned}$$

根据信号完美重构特性,输出 $y[n]$ 应等效于直接以 $f_s$ 的采样率对输入 $x(t)$ 进行采样,即:

$$y[n] = Ax(nT_s - \tau) \quad (18)$$

式中, $A$ 为信号采样的幅值增益; $\tau$ 为信号处理的延迟因子。

对式(18)两边进行傅里叶变换得到:

$$Y(e^{j\omega}) = Ae^{-j\omega\tau} X\left(j\frac{\omega}{T_s}\right) \quad (19)$$

结合式(17)和式(19), 可得正交混频的频率交替采样方法的完美重构条件为:

$$\frac{1}{KT_s} \sum_{m=0}^{M-1} H\left(j\frac{\omega}{T_s} - j\frac{\omega_m^\dagger}{T_s}\right) F(e^{j\omega - j\omega_m^\dagger}) = Ae^{-j\omega\tau} \quad (20)$$

综上, 在基于数字上变频的信号重构过程中, 各子带信号经插值操作后, 采样率再次提升为系统总体采样率 $f_s$ , 而所有通道的重构滤波器均使用同一个低通滤波器 $f[n]$ , 且当采样滤波器和重构滤波器满足式(20)时, 信号得到完美无失真的恢复。

### 3 重构滤波的设计与实现

#### 3.1 重构滤波设计原理

如前所述,  $M$ 通道的信号重构过程需对每个通道进行插值因子为 $K$ 的数字上变频处理。除正交混频因子有差异外, 所有通道均使用同一重构滤波器。重构滤波器不仅需实现插值抗混叠, 还应保障式(20)

$$\mathbf{E}_{M \times L} = \begin{bmatrix} 1 e^{-j\omega} & e^{-j2\omega} & \dots & e^{-j\omega n} & \dots & e^{-j\omega(L-1)} \\ 1 e^{-j(\omega - \frac{\pi}{M})} & e^{-j2(\omega - \frac{\pi}{M})} & \dots & e^{-j(\omega - \frac{\pi}{M})n} & \dots & e^{-j(\omega - \frac{\pi}{M})(L-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 e^{-j(\omega - \frac{\pi m}{M})} & e^{-j2(\omega - \frac{\pi m}{M})} & \dots & e^{-j(\omega - \frac{\pi m}{M})n} & \dots & e^{-j(\omega - \frac{\pi m}{M})(L-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 e^{-j(\omega + \frac{\pi}{M})} & e^{-j2(\omega + \frac{\pi}{M})} & \dots & (-1)^n e^{-j(\omega + \frac{\pi}{M})n} & \dots & (-1)^{L-1} e^{-j(\omega + \frac{\pi}{M})n} \end{bmatrix} \quad (25)$$

由此可见, 信号完美重构时采样滤波器和重构滤波器应满足的计算规则转化为矩阵运算, 为重构滤波器的设计研究提供了方便。若将 $\omega$ 例化为 $\omega_i, i \in [0, L-1]$ 且 $\omega_i$ 属于输入信号的带内频率, 并令 $\mathbf{W} = [\omega_0, \omega_1, \dots, \omega_{L-1}]$ , 则对重构滤波器系数向量 $\mathbf{\Gamma}_{L \times 1}$ 的求解可以通过对增广矩阵 $(\mathbf{\Pi}_{L \times L} | \mathbf{W})$ 进行初等变换将 $\mathbf{\Pi}_{L \times L}$ 转化为单位矩阵而得到。

#### 3.2 数字上变频链路并行分解

本文将数字上变频处理引入频率交替采样的重构过程, 基于多相滤波理论<sup>[9]</sup>可对各通道数字上变频链路进行并行分解, 有效降低数据处理速度, 便于硬件实现。

基于多相滤波的数字上变频处理如图4所示。

图4中,  $K$ 代表插值因子,  $e_k(n)$ 作为上变频原型滤波器 $f(n)$ 的多相分解, 满足 $e_k(n) = f(nK +$

的成立以达到最佳的重构性能。

设重构滤波器阶数为 $L$ , 以典型的FIR结构为对象, 其频率响应可表示为:

$$F(e^{j\omega}) = \sum_{n=0}^{L-1} f[n]e^{-j\omega n} \quad (21)$$

对式(20)重写为:

$$\frac{1}{KT_s} \sum_{n=0}^{L-1} f[n] \sum_{m=0}^{M-1} H\left(j\frac{\omega}{T_s} - j\frac{\omega_m^\dagger}{T_s}\right) e^{-j(\omega - \omega_m^\dagger)n} = Ae^{-j\omega\tau} \quad (22)$$

式(22)可等效为:

$$\mathbf{\Pi}_{L \times L} \mathbf{\Gamma}_{L \times 1} = Ae^{-j\omega\tau} \quad (23)$$

式中,

$$\begin{cases} \mathbf{\Pi}_{L \times L} = \mathbf{\Theta}_{L \times M} \mathbf{E}_{M \times L} \\ \mathbf{\Gamma}_{L \times 1} = [f[0] \ f[1] \ f[2] \ \dots \ f[L-1]]^T \\ \mathbf{\Theta}_{L \times M} = [Y_0(\omega) \ Y_1(\omega) \ \dots \ Y_m(\omega) \ \dots \ Y_{M-1}(\omega)] \\ Y_m(\omega) = \frac{1}{KT_s} H\left(j\frac{\omega}{T_s} - j\frac{\omega_m^\dagger}{T_s}\right) \end{cases} \quad (24)$$

$K-1-k$ );  $L(n) = e^{-j\omega_0 n}$  代表数字上变频链路的正交混频NCO序列。根据图5的对等变化以及乘法分配律原则, 可将图4的处理过程等效为图6。

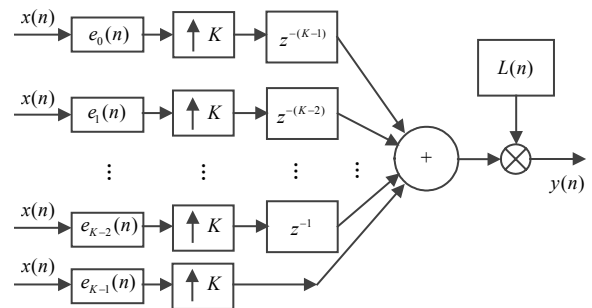


图4 基于多相滤波的数字上变频处理示意流程

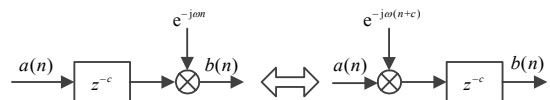


图5 1<sup>st</sup>对等变换处理流程

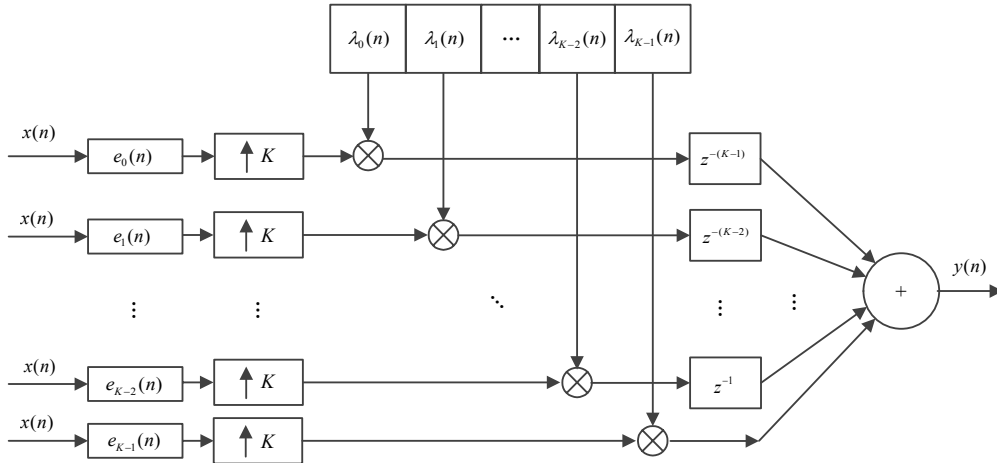


图6 图4的等效处理流程

图6中， $\lambda_k(n) = L(n + K - 1 - k)$ 。同时，根据图7的对等变化<sup>[10]</sup>，可将图6的处理过程等效为图8所示的数字上变频并行处理过程。

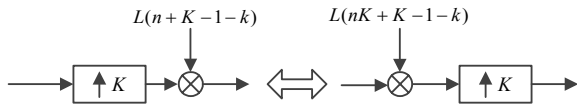


图7 2<sup>nd</sup>对等变换处理流程

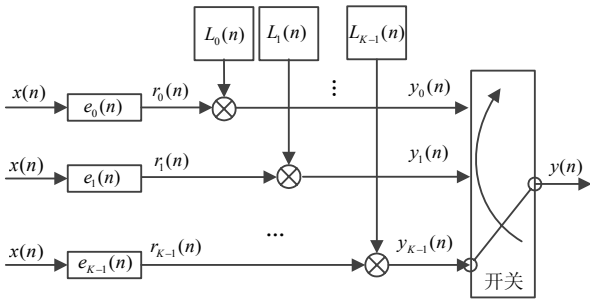


图8 数字上变频并行处理过程

图8中， $L_k(n) = L(nK + K - 1 - k)$ ，代表 $K$ 个子NCO混频序列，是原型NCO混频序列 $L(n)$ 并行分解的结果。对于每一个数字上变频链路，不仅可将滤波器进行多相处理，同时也可将原高速混频序列并行分解为多个低速运行的序列。

### 4 实验验证

为了验证基于正交变频的频率交替采样与重构方法的有效性，构建一个总体采样率 $f_s$ 为1 GSPS的4通道频率交替采集系统，每个通道采取边界采样，即采样率为125 MHz，可将允许采集的输入信号 $x(t)$ ， $f \in [0, 500 \text{ MHz})$ 频段划分为以下4个信道：

$$x(t) = \begin{cases} I_0 : f \in [0, 125) \text{ MHz} \\ I_1 : f \in [125, 250) \text{ MHz} \\ I_2 : f \in [250, 375) \text{ MHz} \\ I_3 : f \in [375, 500) \text{ MHz} \end{cases} \quad (26)$$

各通道信号采样过程中需要正交下变频序列的调谐频率为：62.5，187.5，312.5，437.5 MHz。假设输入信号 $x(t)$ 为一双音信号，且：

$$x(t) = \sin(2\pi f_1 t) + \sin(2\pi f_2 t) \quad (27)$$

式中， $f_1$ 和 $f_2$ 分别取值为80 MHz和310 MHz。图9为输入信号的时域波形图。

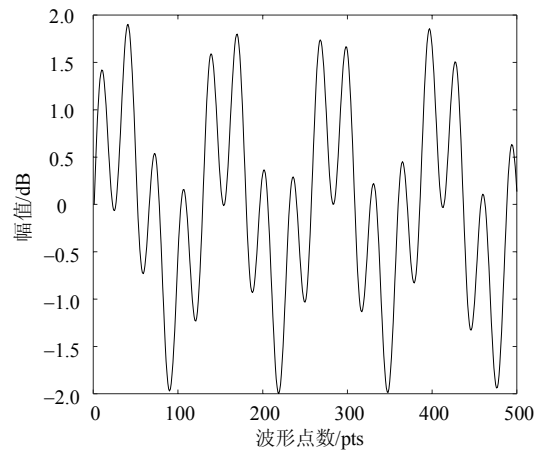


图9 输入信号时域图

为简化设计，各通道的采样滤波器选用标准的巴特沃斯滤波器，带宽为62.5 MHz，其幅频特性如图10所示。

在进行重构滤波器设计时，令滤波器阶数、系统幅值增益和延迟因子分别为 $L=64$ ， $A=1$ ， $\tau=30$ 。利用频率交替采样的完美重构条件计算出重构滤波器的滤波系数，其幅频响应如图11所示，并将数字上变频链路的并行分解运用到验证过程中以降低重构时的数据处理速度。

根据本文的信号重构输出方法，4个通道经正交混频、采样滤波及ADC转换后，得到各通道信号的频谱如图12所示。

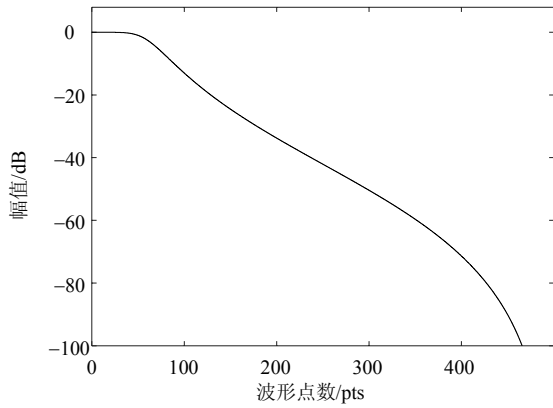


图10 采样滤波器的幅频响应

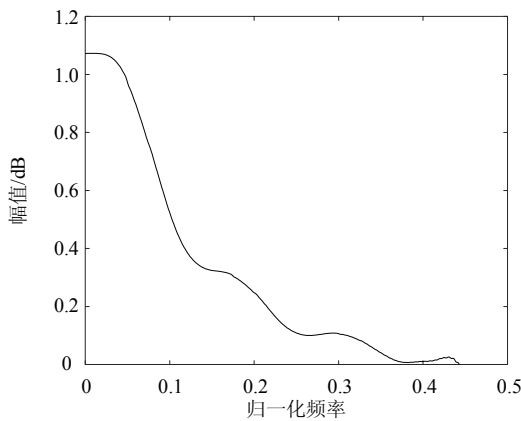
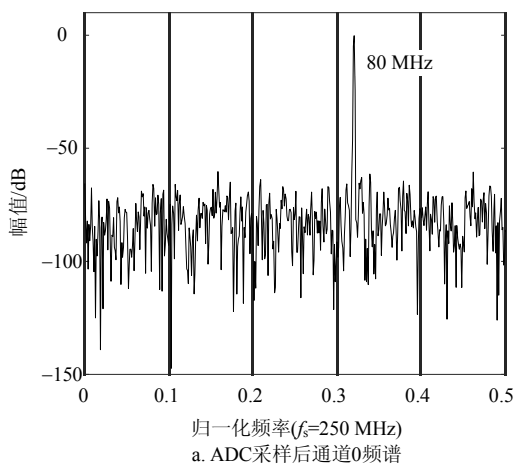
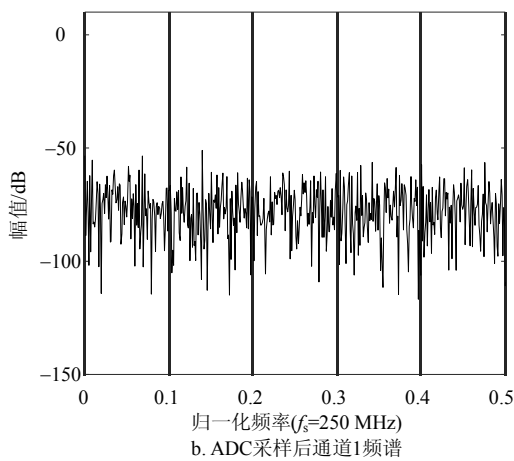


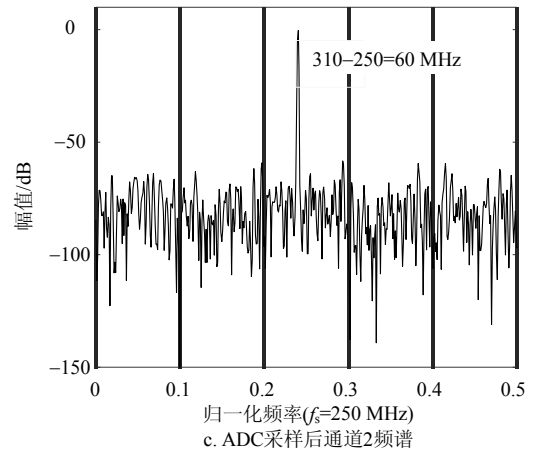
图11 重构滤波器的幅频响应



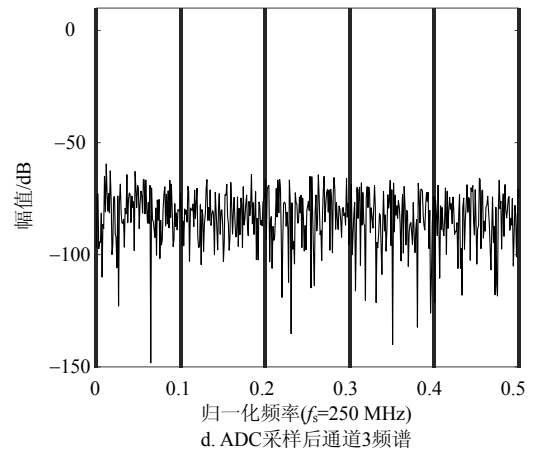
a. ADC采样后通道0频谱



b. ADC采样后通道1频谱

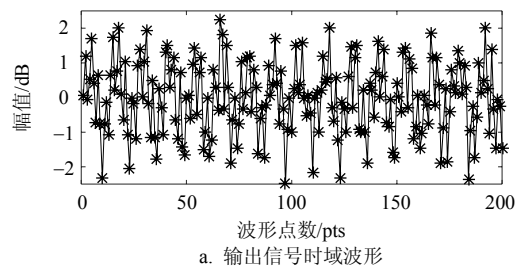


c. ADC采样后通道2频谱

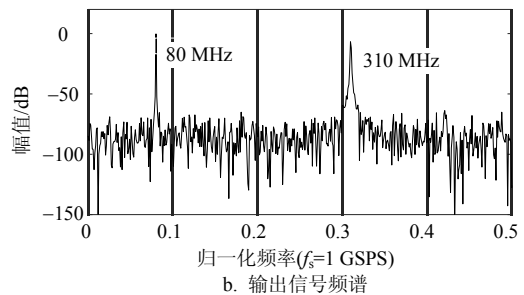


d. ADC采样后通道3频谱

图12 ADC采样后4个通道信号的频谱



a. 输出信号时域波形



b. 输出信号频谱

图13 重构后输出信号的时域波形和频谱

输入信号实际上仅分别存在于第0和2信道, 属于最初划分的 $I_0$ 和 $I_2$ 区段, 符合设计思想。4个通道经重构处理后的样本数据率均为1 GSPS, 经求和合成得到重构信号的时域波形和频谱如图13所示。其中由于过采样率倍数不高, 周期内点数有限, 导致

时域波形不如原始模拟信号波形平滑；但输出频谱显示了准确获取的80 MHz和310 MHz信号，且信噪比大于80 dB，可见重构信号实现了对原始输入信号的有效重现。

## 5 结束语

本文提出的基于正交混频的频率交替采样与重构方法，在将宽带信号划分为若干个子频带信号基础上，以更低的转换率对各子带信号实现有效采样；通过对各子带信号的数字上变频处理和合成输出，能够有效获取原始信号的重构复现。该方法能提高系统采样率，而中间运算过程工作于低速状态，且仅需设计一个采样滤波器和重构滤波器，有利于降低方法运算的复杂度，易于应用实现。

### 参 考 文 献

- [1] NAIRN D G. Time-interleaved analog-to-digital converters[C]//IEEE Custom Integrated Circuits Conference. San Jose: IEEE, 2008, 9: 289-296.
- [2] QIU L, ZHENG Y, SIEK L. Design of frequency-interleaved ADC with mismatch compensation[J]. *Electronics Letters*, 2014, 50(9): 659-661.
- [3] 刘素娟, 齐佩佩, 姜文妹, 等. 基于频域特性的时间交替模数转换系统采样时间误差校正算法[J]. *电子学报*, 2015, 43(3): 587-590.  
LIU Su-juan, QI Pei-pei, JIANG Wen-shu, et al. A timing mismatch calibration method for time-interleaved ADC based on spectral characteristics[J]. *ACTA Electronica sinica*, 2015, 43(3): 587-590.
- [4] VELAZQUEZ S R, NGUYEN T Q, BROADSTONE S R. Design of hybrid filter banks for analog/digital conversion[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1998, 46(4): 956-967.
- [5] QIU L, ZHENG Y, SIEK L. A filter bank mismatch calibration technique for frequency-interleaved ADCs[J]. *Circuits Systems & Signal Processing*, 2016, 35(11): 1-16.
- [6] YUAN C Y, WANG W, ZHANG Z J. A modulated hybrid filter bank for wide-band analog-to-digital converters[J]. *Journal of Multimedia*, 2014, 9(4): 569-575.
- [7] 刘治宇, 林茂六. 基于功率互补对的树形结构混合滤波器组[J]. *北京航空航天大学学报*, 2005, 31(11): 1217-1221.  
LIU Zhi-yu, LIN Mao-liu. Tree structured hybrid filter banks based on power complementary pairs[J]. *Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics*, 2005, 31(11): 1217-1221.
- [8] 叶海鸿, 苏凯雄, 吴林煌, 等. 用于全数字发射机的数字上变频电路[J]. *福州大学学报(自然科学版)*, 2016, 44(5): 649-655.  
YE Hai-hong, SU Kai-xiong, WU Lin-huang, et al. Digital up-converter circuit for all-digital transmitter[J]. *Journal of Fuzhou University (Natural Science Edition)*, 2016, 44(5): 649-655.
- [9] WERNEHAG J, SJÖLAND H. Analysis of a high frequency and wide bandwidth active polyphase filter based on CMOS inverters[J]. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 2009, 59(3): 243-255.
- [10] 张海峰, 赵爱玲. 基于FPGA的高速DUC设计与高效实现[J]. *电讯技术*, 2012, 52(7): 1112-1115.  
ZHANG Hai-feng, ZHAO Ai-ling. Design and efficient realization of high speed DUC based on FPGA[J]. *Telecommunication Engineering*, 2012, 52(7): 1112-1115.

编辑 漆 蓉