

文章编号:1671-6833(2013)06-0010-05

交错多通道采样信号的分析与重构方法

李玉玲, 翟盼盼

(河南大学 计算机与信息工程学院, 河南 开封 475004)

摘要: 交错多通道采样中, 通道间时间延迟的不同易导致产生均匀采样或非均匀采样, 现有的重构算法运算量较大, 容易使信号在重构过程中出现较大的性能退化. 首先对通道中的信号量化噪声比(SQNR)进行分析, 提出一种信号重构算法; 其次分析了应用此算法的通道间的量化步长、时间延迟及过采样率, 论证在量化步长相同的情况下, 只有均匀采样可以达到最优重构; 最后分析非均匀采样的情况, 确定如何选择参数以达到最优重构.

关键词: 多通道采样; 量化; 均匀采样; 重构

中图分类号: TP302 **文献标志码:** A **doi:**10.3969/j.issn.1671-6833.2013.06.003

0 引言

近年来, 对高带宽信号或者大采样率信号的处理通常需要使用时间交错数模转换器^[1]. 如果采样信号的带宽很大, 直接对模拟信号采样会非常困难, 因此, 通常利用多个通道来对高带宽信号进行并行采样. 由于通道之间存在时间延迟, 导致实际的采样为均匀采样或非均匀采样^[2-3]. 在单通道或多通道 A/D 转换器采样系统中, 对采样信号的重构必须考虑量化影响^[4]. 当前, 人们常采用过采样的方法减轻量化影响^[5].

针对上述问题, 笔者拟基于交错环境中的多通道测量值、量化影响以及过采样的条件, 设计一个最优重构滤波器. 首先, 对量化误差使用加性噪声进行建模, 针对多通道采样, 当通道之间的量化步长不相等且通道之间的相对时间也不满足均匀采样时, 通过增加 SQNR 对信号进行最优重构. 其次, 在通道之间的相对时间不匹配的情况下, 对量化步长进行合理的调整, 来达到对信号进行最优重构. 最后, 对通道之间的量化步长以及相对时间进行调整, 以得到最优补偿滤波器.

1 多通道采样和重构

本节对多通道采样系统进行描述, 针对均匀采样和周期性非均匀采样设计完美重构滤波器.

1.1 过采样多通道系统

考虑多通道采样系统如图 1 所示. 其中, 带宽

有限信号 $x(t)$ 的 Nyquist 采样率为 $1/T_N$, 每个通道的采样率 $1/T = 1/LT_N$, 过采样率为 $\rho = M/L > 1$. 现将图 1 定义为理想模型, 即 $x_m[n] = x(nT - \tau_m)$, 通道 M 的时间延迟为 τ_m .

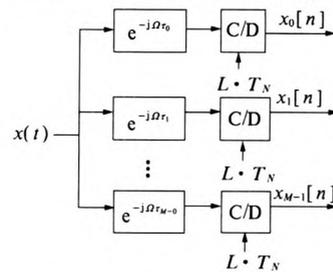


图 1 多通道采样图

Fig. 1 Multi-channel sampling

多通道采样系统的交错输出采样值如图 2 所示. 通过对时间延迟 τ_m 的选择, 可使得采样为均匀采样或周期性非均匀采样^[6]. 这里特别指出, 交错序列 $x_{M/L}[n]$ 是在 M/L 倍 Nyquist 采样率下对 $x(t)$ 进行均匀采样得到的输出值, $x_{M/L}[n]$ 是 $x(t)$ 的周期性非均匀采样值.

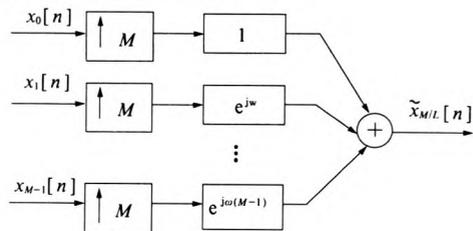


图 2 交错输出采样值

Fig. 2 Interleaving the output samples

收稿日期:2013-06-26; 修订日期:2013-08-29

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61174112)

作者简介:李玉玲(1973-),女,河南开封人,河南大学副教授,博士,主要从事信息集成与信息工程方向的研究, E-mail:doubleli@henu.edu.cn.

1.2 完美重构

当不存在量化误差或多通道系统的采样率不小于输入信号的 Nyquist 采样率时,采样信号 $x(t)$ 利用多通道输出值 $\tilde{x}_m[n] = x_m[n]$ 可得到完美重构. 例如,完美重构可通过如图 3 的滤波器处理来得到,其将序列 $\tilde{x}_m[n]$ 集合成一个扩展器组合中,对采样信号 $x(t)$ 在 Nyquist 采样率下得到的统一样本进行 sinc 插值来重构原始信号.

当如图 1 的多通道系统中的时间延迟满足式 (1) 时,从图 3 中选择重构滤波器为式 (2).

$$\tau_m = (m/M)T; \quad m = 0, 1, \dots, M-1, \quad (1)$$

$$G_m(e^{j\omega}) = (L/M) \cdot e^{j\omega \frac{L}{M} m}. \quad (2)$$

此滤波器可对采样信号 $x(t)$ 进行完美重构. 通过选择滤波器 $G_m(e^{j\omega})$, 对通道之间的时间延迟 τ_m 的空间非均匀性进行补偿,以得到 $x(t)$ 的均匀采样值 $\tilde{x}[n]$.

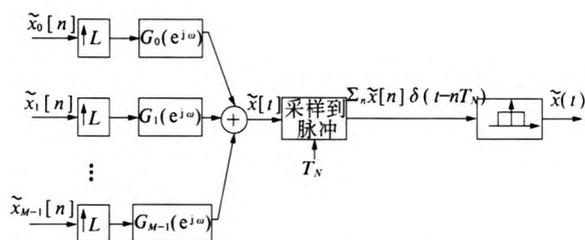


图 3 多通道系统重构图

Fig. 3 Multichannel reconstruction

对于 $x(t)$ 的完美重构可以通过如图 3 的系统得到,前提是:

$$\sum_{m=0}^{M-1} G_m(e^{j\omega}) \cdot \left[\frac{1}{T} \sum_{k=-L}^{L-1} X\left(\frac{\omega - 2\pi k/L}{T_N}\right) e^{-j(\omega - 2\pi k/L) \cdot (\tau_m/T_N)} \right] = \frac{1}{T_N} X\left(\frac{\omega}{T_N}\right). \quad (3)$$

由于每个通道的采样率是输入信号 Nyquist 采样率的 $1/L$ 倍,对式 (3) 进行化简,得到式 (2) 的约束条件如式 (4) 所示:

$$\sum_{m=0}^{M-1} G_m(e^{j\omega}) e^{-j(\omega - \frac{2\pi}{L}k) \tau_m/T_N} = L\delta[k];$$

$$k = -i, -i+1, \dots, L-1-i; i = 0, 1, \dots, L-1. \quad (4)$$

其中, $\Delta\omega_i = [\pi - (i+1) \cdot (2\pi/L), (\pi - i) \cdot (2\pi/L)]$.

当 $M = L$ 时,式 (4) 可以唯一地确定重构滤波器 $G_m(e^{j\omega})$. 当 $M > L$ 时,满足过采样,用剩余的 $M - L$ 个自由度来设计重构滤波器. 这些情况均会在第 2 节中得到充分的讨论.

2 存在量化误差下多通道采样和重构

首先考虑图 1 的多通道输出采样为均匀采

样,即采样条件为 $\tilde{x}_m[n] = Q(x_m[n])$ 时如何进行最优重构;其次分析图 3 的重构系统中其重构条件满足均匀采样时对重构信号产生的影响;最后设计一个最优重构滤波器.

2.1 量化噪声

针对量化后产生的量化误差使用加性噪声模型,多通道采样系统的输出采样值表示为

$$\tilde{x}_m[n] = x_m[n] + q_m[n]; m = 0, 1, \dots, M-1. \quad (5)$$

假设 $q_m[n]$ 是一个白噪声随机过程,均匀分布在 $[-\Delta_m/2, \Delta_m/2]$ 内; Δ_m 是通道 M 的量化步长; $q_m[n]$ 的方差为 $\sigma_m^2 = \Delta_m^2/12$, $q_m[n]$ 是互不相关的, $q_m[n]$ 和采样值 $x(t)$ 也不相关.

N_m 代表通道 M 中分配的位数,其与量化步长的关系是 $\Delta_m = 2X/2^{N_m}$, X 代表数模转换器的满刻度.

将多通道输出值 $\tilde{x}(t)$ 的总噪声表示为 $e(t)$, $e(t)$ 是一个广义平稳随机过程,即

$$e(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \tilde{q}_m(t). \quad (6)$$

由于通道之间的量化噪声是不相关的,则 $e(t)$ 的总平均功率值是 $E(e^2(t))$, 表示为

$$\begin{aligned} \sigma_e^2 &= \frac{1}{T} \int_0^T E(e^2(t)) dt \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \sum_{m=0}^{M-1} (\sigma_m^2/L) \cdot G_m^2(e^{j\omega}) d\omega. \end{aligned} \quad (7)$$

2.2 最优重构滤波器

设计重构滤波器 $G_m(e^{j\omega})$ 的方法有多种,其中一种就是通过利用所有的自由度来最小化噪声重构误差以得到信号的重构^[7]. 本小节假设已知信号的带宽,在满足式 (4) 的约束时,通过最小化 σ_e^2 来设计最优重构滤波器 $G_m(e^{j\omega})$. 引用文献[7] 中相关公式,得到:

$$G_m(e^{j\omega}) = \frac{1}{\sigma_m} e^{j\omega \tau_m/T_N} \left(\sum_{l=i}^{L-1-i} \lambda^{(i)} e^{-j2\pi(\tau_m/T_N)l} = 1/\sigma_m^2 \cdot e^{j\omega \tau_m/T_N} \cdot (\mathbf{v}_m^H \boldsymbol{\Lambda}^{(i)}) e^{j\omega i}. \right. \quad (8)$$

其中,用 $\Lambda^{(i)}(e^{j\omega_m})$ 代表有限长度序列 $\{\lambda_k^{(i)}\}_{k=-i}^{L-1-i}$ 的离散时间 Fourier 变换,即

$$\Lambda^{(i)}(e^{j\omega_m}) = \sum_{l=-i}^{L-1-i} \lambda_l^{(i)} \cdot e^{-j2\pi(\tau_m/LT_N)l}. \quad (9)$$

此时,其频率大小为

$$\omega_m = 2\pi\tau_m/(LT_N). \quad (10)$$

由于 \mathbf{A}_M 是一个共轭矩阵,即

$$\mathbf{A}_M = \sum_{m=0}^{M-1} (\mathbf{v}_m \cdot \mathbf{v}_m^H) / \sigma_m^2; \quad (11)$$

$$\mathbf{v}_m^H = [1, e^{-j2\pi\tau_m/LT_N}, \dots, e^{-j2\pi\tau_m(L-1)/LT_N}]. \quad (12)$$

当 $i = 0, 1, \dots, L-1$ 时, 序列 $\underline{\lambda}^{(i)} = \{\lambda_k^{(i)}\}_{k=-i}^{L-1-i}$ 是方程(13)的解, 其中 \underline{e}_i 是一个第 i 个向量为 1、其余全为 0 的指标向量:

$$\mathbf{A}_M \cdot \underline{\lambda}^{(i)} = L \cdot \underline{e}_i. \quad (13)$$

将式(8)带入到式(7)中, 获得 σ_e^2 的最小值:

$$\sigma_e^2 = \frac{1}{L} \cdot \sum_{i=0}^{L-1} \left(\frac{1}{L} \cdot \sum_{m=0}^{M-1} |\Lambda^{(i)}(e^{j\omega_m})|^2 / \sigma_m^2 \right). \quad (14)$$

另外, 在将式(8)带入式(7)的同时, 也得到:

$$\sum_{m=0}^{M-1} (\sigma_m^2 / L) \cdot |G_m(e^{j\omega})|^2 = (\underline{\lambda}^{(i)})^H \cdot \underline{e}_i. \quad (15)$$

注意, 由于 \mathbf{A}_M 在上式中大于零, 将 σ_e^2 转换为

$$\sigma_{e_{\min}}^2 = \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} (\underline{\lambda}^{(i)})^H \cdot \underline{e}_i = \sum_{i=0}^{L-1} \underline{e}_i^H \mathbf{A}_M^{-1} \underline{e}_i = \text{tr}(\mathbf{A}_M^{-1}). \quad (16)$$

当 $M=L$ 时, 得到式(8)中的最优的滤波器和通过满足约束式(4)得到的唯一解是一致的. 根据文献[7]中第二章第二节的证明, 则可得到:

$$g_n(t) = \sin c \left(\frac{\pi}{t} (t + \tau_m) \right) \cdot \left(\prod_{i=0, i \neq m}^{L-1} \frac{\sin((\pi/t) \cdot (t + \tau_i))}{\sin((\pi/t) \cdot (\tau_i - \tau_m))} \right).$$

因此, 在不存在量化误差的情况下, 按照上式计算, 将图3中的输出值 $\tilde{x}(t)$ 表示为

$$\tilde{x}(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \tilde{x}_m[n] \text{sinc} \left(\frac{\pi}{T} (t - nT + \tau_m) \right) \cdot \left(\prod_{i=0, i \neq m}^{L-1} \left(\frac{\sin \left(\frac{\pi}{T} (t - nT + \tau_i) \right)}{\sin \left(\frac{\pi}{T} (\tau_i - \tau_m) \right)} \right) \right). \quad (17)$$

式(17)是对连续时间信号 $x(t)$ 的完美重构. 按照文献[7]中的方法, 输出噪声平均功率为

$$\sigma_{e,L}^2 = \text{tr}(\mathbf{A}_L^{-1}) = \frac{1}{L} \cdot \sum_{m=0}^{L-1} \sigma_m^2 \sum_{k=0}^{L-1} \prod_{i=0}^{L-1} \left(\frac{\sin^2 \left(\frac{\pi}{T} \left(k + \frac{\tau_i}{T} \right) \right)}{\sin^2 \left(\frac{\pi}{T} \left(\frac{\tau_i - \tau_m}{T} \right) \right)} \right). \quad (18)$$

$M > L$ 时, 利用 Woodbury 矩阵对式(16)进行简单递推, 将输出平均噪声功率更新为

$$\mathbf{A}_n^{-1} = \mathbf{A}_{n-1}^{-1} - \mathbf{A}_{n-1}^{-1} \underline{v}_n \underline{v}_n^H \mathbf{A}_{n-1}^{-1} / (\sigma_n^2 + \underline{v}_n^H \mathbf{A}_{n-1}^{-1} \underline{v}_n); \quad (19)$$

$$\sigma_{e,n}^2 = \sigma_{e,n-1}^2 - (\underline{v}_n^H \mathbf{A}_{n-1}^{-1} \underline{v}_n / \sigma_n^2 + \underline{v}_n^H \mathbf{A}_{n-1}^{-1} \underline{v}_n). \quad (20)$$

2.3 多通道采样系统中的最优 SQNR

以上分析了如图1的多通道系统的中量化对重构带来的影响, 同时也设计出了最优重构滤波器. 在多通道采样重构系统中, 有效的 SQNR 可以对采样信号进行完美重构, 但 SQNR 主要依赖于通道之间的量化步长、相对时间和过采样率. 接下

来讨论如何对这些参数进行优化, 以得到一个最优的 SQNR. 分析式(13), 得

$$\sum_{m=0}^{M-1} |\Lambda^{(i)}(e^{j\omega_m})|^2 / \sigma_m^2 = L. \quad (21)$$

针对式(21)使用 Cauchy-Schwartz 不等式, 可得

$$\sigma_{e_{\min}}^2 \geq L / \sum_{m=0}^{M-1} 1 / \sigma_m^2. \quad (22)$$

如果要使式(22)中的等号成立, 当且仅当:

$$\sum_{i=0}^{L-1} 1 / \sigma_m^2 \cdot e^{j\omega_m l} = 0; l = 0, 1, \dots, L-1 \quad (23)$$

当如图1的多通道系统中量化器使用的相同的量化步长, 式(1)的 τ_m 可对采样信号进行最优重构, 接下来会对此证明. 此时, 式(8)的最优重构滤波器退化为式(2)中的非整数时间延迟, 即

$$\sigma_{e_{\min}}^2 = (L/M) \cdot \sigma^2. \quad (24)$$

这里 σ^2 表示所有通道的量化噪声方差的平均值. 假设每个通道的量化噪声的方差相等, 则

$$\sum_{i=0}^{L-1} e^{j\omega_m l} = 0; l = 0, 1, \dots, L-1. \quad (25)$$

当重构系统中通道之间的量化步长相同, 平均量化噪声功率为 $(L/M) \cdot \sigma^2$, 此时为均匀采样, 可对采样信号达到最优重构. 关于时间延迟 τ_m 的其它选择, 因不满足式(24)中的约束, 易产生较差 SQNR.

因为通道之间的量化步长不同^[8], 所以通道的量化噪声 $q_m[n]$ 的方差 σ_m^2 也不相同, 接下来讨论如何对方差 σ_m^2 进行选择才能获得较好的 SQNR. 为了便于比较, 这里假设所有通道之间的总量化噪声功率的平均值固定为 σ^2 :

$$\sigma^2 = (1/M) \cdot \sum_{m=0}^{M-1} \sigma_m^2. \quad (26)$$

利用 Cauchy-Schwartz 不等式, 式(26)转换为

$$L / \sum_{m=0}^{M-1} 1 / \sigma_m^2 \leq (L/M) \cdot \sigma^2. \quad (27)$$

如果式(27)成立, 当且仅当满足条件:

$$\sigma_m^2 = \sigma^2; m = 0, 1, \dots, M-1. \quad (28)$$

通过上述分析采取如下措施: 对量化器使用加性噪声建模, 并对通道间的量化器进行不同精度的选择, 以降低平均量化噪声功率; 通过设计量化器以消除时间不匹配性带来的量化影响; 通过调整通道之间的量化步长得到均匀采样, 以便得到一个较好的 SQNR 对信号进行最优重构.

3 仿真分析

在本节中, 考虑如图1的多通道采样系统, 其中, $M=3; L=2$. 通过以上分析, 首先可得

$$A_3 = \begin{bmatrix} \sum_{m=0}^2 1/\sigma_m^2 & \sum_{m=0}^2 e^{-j\omega_m}/\sigma_m^2 \\ \sum_{m=0}^2 e^{j\omega_m}/\sigma_m^2 & \sum_{m=0}^2 1/\sigma_m^2 \end{bmatrix}.$$

假设 $\tau_0 = 0$ ($\omega_0 = 0$), 可得

$$\sigma_{\text{emin}}^2 = \text{tr}(A_3^{-1}) = \frac{(\sigma_0^2\sigma_1^2 + \sigma_0^2\sigma_2^2 + \sigma_1^2\sigma_2^2)/2}{\sigma_0^2 \sin^2\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2}\right) + \sigma_1^2 \sin^2\left(\frac{\omega_1}{2}\right) + \sigma_2^2 \sin^2\left(\frac{\omega_2}{2}\right)}.$$

当 $\sigma_0^2 = \sigma_1^2 = \sigma_2^2 = \sigma^2$ 时, 上式化为

$$\sigma_{\text{emin}}^2 = \text{tr}(A_3^{-1}) = \frac{(3/2)\sigma^2}{\sin^2\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2}\right) + \sin^2\left(\frac{\omega_1}{2}\right) + \sin^2\left(\frac{\omega_2}{2}\right)}.$$

第一种情况, 将通道之间的量化补偿固定为一个常量, 在最优重构的约束下对时间延迟 τ_m 进行选择. 图 4 显示比较因子 $\gamma = \sigma^2/\sigma_{\text{emin}}^2$, 表示为在多通道采样和重构系统中输出噪声平均功率与最小噪声功率的比值, 其前提条件为 $\sigma_0^2 = \sigma_1^2 = \sigma_2^2 = \sigma^2$; $\tau_0 = 0$. 最大的比较因子 γ 在 $\tau_1 = -\tau_2 = \pm(2/3) \cdot T_N$ 时得到, 此时最小的平均噪声功率为 $\sigma_{\text{emin}}^2 = (2/3) \cdot \sigma^2$. 在重构系统中, 令通道之间的量化步长相同, 得到最小的平均噪声功率为 $(L/M) \cdot \sigma^2$, 此时达到最优重构. 即通道之间的量化步长相同, 如果要得到最优的重构滤波器, 必须得到最小的平均噪声功率, 此平均噪声功率为 $(L/M) \cdot \sigma^2$.

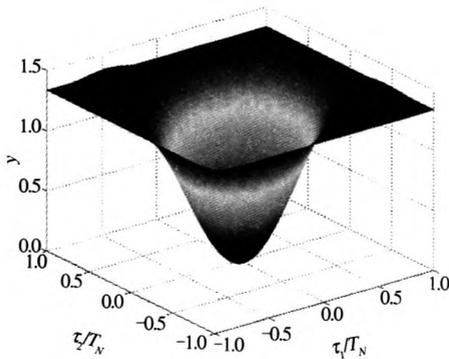


图 4 均方误差比较

Fig. 4 The compare of reduction factor

第二种情况, 通过适当设计通道之间的量化步长来对时间延迟的空间不匹配性进行调整, 以达到信号的最优重构. 假设这 3 个通道分配相同的量化步长, 每个通道都分配 4 位, 当 $\tau_0 = 0$, $\tau_1 = T_N/8$, $\tau_2 = -(3/4) \cdot T_N$ 时, 输出噪声功率与在均匀采样时相比增长了 20%. 但是, 当每个通道之间的量化步长不同时, 相对于均匀采样, 重构误差的方差可得到一个更小的值. 表 1 通过对通道之

间分配不同位数的最小方差与分配位数固定的最小方差进行比较, 分析通道之间分配的位数的不同对最小方差的影响. 令通道之间分配固定位数为 4 位, 其余均是总分配位数不变, 但各个通道之间的相对分配的位数发生变化, 变化范围为增大或减少一位, 于此对最小方差进行比较. 从表 1 中得到当通道之间的量化步长不同, 均匀采样已不能对信号进行最优重构. 所以, 当通道之间量化步长不同时, 相应的均匀采样已经不能对信号进行最优重构, 对通道之间分配的位数进行相应的调整, 以便对信号进行最优重构.

表 1 分配不同位数的方差比较

Tab. 1 The performance gain for different bit allocations

N_0	N_1	N_2	$(\sigma_{\text{emin}}^2)_{(4,4,4)}/(\sigma_{\text{emin}}^2)_{(N_0,N_1,N_2)}$
3	4	5	1.46
4	3	5	1.36
3	5	4	1.26
5	3	4	1.14
4	5	3	0.41
5	4	3	0.38

第三种情况, 利用均匀采样下的量化噪声的方差与其他情况相比较, 其中通道之间的时间延迟范围为 $[-T_N, T_N]$, 得到图 5 中的仿真结果. 结果表明, 此种情况下的仿真结果相比于均匀采样, 提高了 12.5%, 满足最优重构的时间延迟为 $\tau_1 = -\tau_2 = \pm 0.54T_N$.

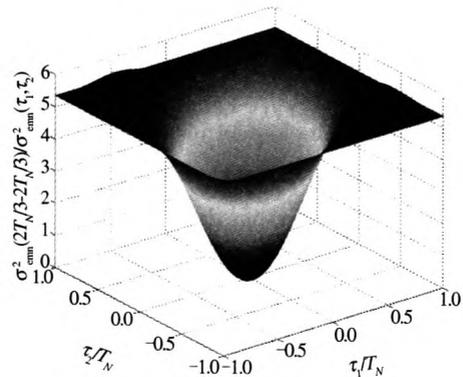


图 5 相对性能比较

Fig. 5 The compare of relative performance

由上述得到, 由于多通道采样重构系统中时间延迟的空间非均匀性, 导致交错多通道输出等同于周期性非均匀采样; 此时通道间相同的量化步长已经不能满足最优的重构. 同时也证明了对通道间的量化器使用不同精度, 以便减少噪声方差. 另外, 当固定通道之间的量化步长且不等, 相同的通道间相对时间已不能满足最优重构; 此时

通过对相对时间进行调整,得到一个更低的噪声方差,对信号进行最优重构.

4 结论

首先考虑交错式多通道环境中量化对信号重构的影响,并证明在多通道采样环境中,当通道之间的量化步长固定并且相同时,对信号进行最优重构的条件是当且仅当采样是均匀采样.其次对存在量化误差的情况,基于将噪声功率最小化的原则,对信号进行最优重构,设计了最优重构滤波器.最后针对通道之间量化步长不同、时间延迟为非均匀采样时,如何对量化步长、时间延迟进行合理的调整以达到对信号的最优重构,并做了相应的仿真验证.

参考文献:

- [1] 杨泉玖,杨光,马兵,等.一种高速多通道核辐射信号采集系统的设计[J].郑州大学学报:理学版,2005,24(4):44-46.
- [2] 阙大顺,高勇,王艳丽.模数转换器工作原理及应
- 用[J].武汉理工大学学报,2003,25(4):129-132.
- [3] 曾浩,潘卉青,叶芃,等.高速非均匀采样信号的重构方法[J].自动化仪表,2010,31(9):12-14.
- [4] MARZILIANO P, VETTERLI M. Reconstruction of irregularly sampled discrete-time bandlimited signal with unknown sampling locations [J]. IEEE Trans Signal Process, 2000, 48(12):3462-3471.
- [5] HO C Y, LING B W K. Noise analysis of modulated quantizer based on oversampled signals [J]. Proc ICASSP, 2006, 14(19):728-731.
- [6] RABINER L, SCHAFFER R. Theory and applications of digital speech processing [M]. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 2010.
- [7] MAYMON S. Sampling and quantization for optimal reconstruction [D]. Boston, Massachusetts: Massachusetts Institute of Technology, 2011.
- [8] MCMICHAEL J G. Timing offset and quantization error trade-off in interleaved multi-channel measurements [D]. Boston, Massachusetts: Massachusetts Institute of Technology, 2011.

Reconstruction Method of Multichannel Nonuniform Sampling Signals

LI Yu-ling, ZHAI Pan-pan

(College of Computer and Information Engineering, Henan University, Kaifeng 475004, China)

Abstract: This paper considers interleaved multichannel measurements as arise, for example, in time-interleaved analog-to-digital converters and in distributed sensor networks. This system takes the form of either uniform or recurrent Nonuniform sampling, depending on the relative timing between the channels. Uniform quantization in each channel results in an effective overall signal-to-quantization-error in the reconstructed output which is dependent on the quantizer step size in each channel, the relative timing between the channels and the oversampling ratio. It is shown that in the multi-channel sampling system when the quantization step size is not restricted to be the same in each channel and the channel timing is not constrained to correspond to uniform sampling, it often reduces the SQNR relative to uniform case.

Key words: multichannel sampling; quantization; uniform sampling; reconstruction