



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 102414988 A

(43) 申请公布日 2012.04.11

(21) 申请号 201080019458.1

(22) 申请日 2010.04.22

(30) 优先权数据

61/173945 2009.04.29 US

(85) PCT申请进入国家阶段日

2011.10.28

(86) PCT申请的申请数据

PCT/CN2010/000549 2010.04.22

(87) PCT申请的公布数据

W02010/124523 EN 2010.11.04

(71) 申请人 香港大学

地址 中国香港薄扶林道

(72) 发明人 陈成就 徐启民

(74) 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

司 72001

代理人 高为 王忠忠

(51) Int. Cl.

H03M 1/12(2006.01)

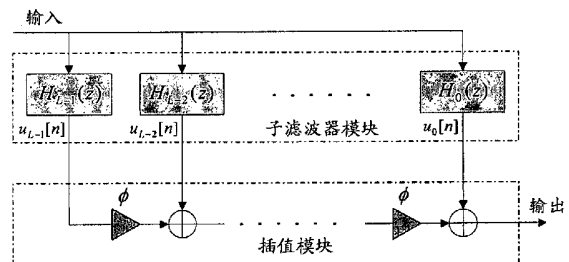
权利要求书 3 页 说明书 11 页 附图 5 页

(54) 发明名称

用于从基本不均匀样本重构基本均匀样本的方法或结构

(57) 摘要

本申请公开了用于从不均匀数字信号样本值来重构均匀数字信号样本值的方法或结构的实施例。



1. 一种集成电路,包括:  
数字滤波器,所述数字滤波器具有输入端口和输出端口;  
所述数字滤波器的所述输入端口,接收基本不均匀数字信号样本;  
所述数字滤波器的所述输出端口,提供基本均匀数字信号样本;  
所述数字滤波器还使用可变延迟数字滤波器来处理所述不均匀数字信号样本值,从而迭代地恢复所述均匀数字信号样本值。
2. 如权利要求 1 所述的集成电路,其中,所述数字滤波器是模数转换器的一部分。
3. 如权利要求 2 所述的集成电路,其中,所述数字滤波器被用于解决时间交替模数转换的时序失配。
4. 如权利要求 1 所述的集成电路,其中,Richardson 迭代 ;Jacobi 迭代 ;Gauss-Seidel 迭代 ;或者它们的任何组合中至少一个被集成在所述集成电路 (IC) 中以在 IC 操作期间被执行。
5. 如权利要求 1 所述的集成电路,其中,不采用除了有限数量的通用乘法器之外的乘法实现所述数字滤波器。
6. 一种方法,包括:  
使用实现为迭代过程的可变延迟数字滤波器来对基本不均匀数字信号样本值进行数字滤波 ;以及  
输出基本均匀数字信号样本值。
7. 如权利要求 6 所述的方法,还包括:  
在所述数字滤波之前,接收所述基本不均匀数字信号样本值。
8. 如权利要求 6 所述的方法,其中,所述基本不均匀数字信号样本值通过对模拟信号进行采样来得到。
9. 如权利要求 8 所述的方法,其中,所述模拟信号由线性时变模拟滤波器来预先滤波。
10. 如权利要求 6 所述的方法,还包括:  
将迭代过程应用于关系系统以表征所述基本均匀数字信号样本值与所述基本不均匀数字信号样本值之间的关系,从而确定近似于所述基本均匀数字信号样本值的序列。
11. 如权利要求 10 所述的方法,其中,所述关系系统采用分数延迟数字滤波器的系数来近似理想频率响应。
12. 如权利要求 11 所述的方法,其中,所述分数延迟数字滤波器实现为具有固定或可变系数的有限冲击响应 (FIR) 或者无限冲击响应 (IIR) 数字滤波器。
13. 如权利要求 10 所述的方法,其中,所述迭代过程按照逐个样本的方式进行操作。
14. 如权利要求 13 所述的方法,其中,所述迭代过程包括 Richardson 迭代过程、Jacobi 迭代过程、Gauss-Seidel 迭代过程、或者它们的任何组合中的至少一个。
15. 如权利要求 6 所述的方法,其中,所述数字滤波包括 :M 个通道的并行数字采样,其中两个连续数字信号样本值之间的采样时刻被偏移了分数  $1/M$  个时钟周期。
16. 一种方法,包括 :如权利要求 14 所述的采样方法,其中精度或计算速度增加到采样周期倍。
17. 如权利要求 15 所述的方法,其中,所述通道的至少一些包括子转换器 ;并且还包  
括 :处理所述不均匀系统样本值以降低不同子转换器之间的时间偏差。

18. 一种方法,包括:如权利要求 1 所述的集成电路的有效应用,其中所述均匀数字信号样本值用于 ADC 处理。

19. 一种系统,包括:

数字滤波器,接收基本不均匀数字信号样本,并且提供基本均匀数字信号样本;

所述数字滤波器还使用可变延迟数字滤波器来处理所述不均匀数字信号样本值以迭代地恢复所述基本均匀数字信号样本值;

其中所述数字滤波器被构造成应用包括一个或多个可变数字滤波器的迭代过程,所述可变数字滤波器的至少一个包括 L 个子滤波器以及使用 Farrow 结构所实现的调整参数。

20. 如权利要求 19 所述的系统,其中,所述 Farrow 结构包括:子滤波器,被设置成通过分别采用子滤波器  $H_l(z)$ ,  $l = 0, \dots, L-1$  对数字信号样本值的输入序列进行滤波来计算数字信号样本值的子滤波器输出序列  $u_l[n]$ ; 以及

插值滤波器,被设置成通过计算在给定  $\phi$  所求得的表达式的信号样本值来计算数字信号样本值的输出序列,其中通过数字信号样本值的所述序列  $u_l[n]$  来给出所述表达式的升幂中的系数。

21. 如权利要求 20 所述的系统,其中,所述插值滤波器被设置成通过计算在给定  $\phi$  所求得的  $L-1$  次多项式的信号样本值来计算数字信号样本值的输出序列,其中通过数字信号样本值的所述序列  $u_l[n]$  来给出所述多项式的升幂中的系数。

22. 如权利要求 21 所述的系统,其中,所述子滤波器模块中的滤波操作经由加法器和移位寄存器来实现。

23. 如权利要求 21 所述的系统,其中,所述加法或移位运算经由基于 2 的幂次方之和系数表示和乘法器块实现来实现。

24. 一种信号转换器系统,包括:

M 通道时间交替模数转换器,其中具有近似相似速度的 M 个模数子转换器并行操作,使得输出采样率是所述子转换器其中之一 M 倍; 以及

迭代时序失配调整器,用于降低来自所述 M 通道时间交替模数转换器的输出序列的时序失配。

25. 如权利要求 24 所述的系统,其中,所述迭代时序失配调整器至少部分基于包括 Richardson 迭代过程; Jacobi 迭代过程; Gauss-Seidel 迭代过程; 或者它们的任何组合中的至少一个的迭代过程。

26. 如权利要求 25 所述的系统,其中,所述迭代时序失配调整器包括一个或多个可变数字滤波器,可变滤波器包括 L 个子滤波器和调整参数  $\phi$ , 并且经由经修改后的 Farrow 结构来实现。

27. 如权利要求 26 所述的系统,其中,所述经修改后的 Farrow 结构包括:

子滤波器,被设置成通过分别采用子滤波器  $H_l(z)$ ,  $l = 0, \dots, L-1$  对数字信号样本值的输入序列进行滤波来计算子滤波器输出序列  $u_l[n]$ ;

L 个解复用器,所述解复用器的至少一个被设置成划分数字信号样本值的相应子滤波器输出序列  $u_l[n]$ , 从而以循环方式来形成数字信号样本值的 M 个子序列  $v_{l,m}[n]$ ,  $m = 0, \dots, M-1$ , 使得数据速率降低到大约  $1/M$ ;

M 个插值滤波器,所述插值滤波器的至少一个被设置成通过计算在  $\phi_m$  所求得的  $L-1$  次

多项式的相应信号样本值来计算数字信号样本值的相应插值子序列  $w_m[n]$ , 其中通过数字信号样本值的解复用子序列  $v_{l,m}[n]$ ,  $l = 0, \dots, L-1$  来给出所述多项式的升幂中的系数; 以及

复用器, 被设置成组合数字信号样本值的  $M$  个插值子序列  $v_{l,m}[n]$ , 从而形成数字信号样本值的预期输出序列。

28. 如权利要求 27 所述的系统, 其中, 所述迭代时序失配调整器被流水线化, 使得至少一个流水线级被构造成实现至少一次迭代。

29. 如权利要求 1 所述的方法, 其中, 所述数字信号样本包括二维空间或者三维空间连续时间信号的数字信号样本。

## 用于从基本不均匀样本重构基本均匀样本的方法或结构

### 技术领域

[0001] 本公开总体上涉及数字信号处理领域中的再采样。

### 背景技术

[0002] 数字信号值的采样在许多应用中发生,例如信号、语音和视频处理、高速数据转换器、功率谱估计等等。许多信号处理过程或显示系统对基本均匀间隔的样本起作用;但是,有时可用的是基本不均匀数字信号样本而不是基本均匀信号样本。

[0003] 对于不均匀采样,如果待采样的信号被假定为要以不均匀和周期地采样,则常规重构方法可涉及使用滤波器组结构。一应用解决时间交替(TI)模数转换器(ADCs)中的时序失配。

[0004] 例如假定TI ADCs中的时序失配是已知和固定的,使用时变有限冲击响应(FIR)滤波器可能可以实现合成滤波器组。参见例如:Eldar Y. C. 和 Oppenheim A. V 的“Filterbank reconstruction of bandlimited signals from nonuniform and generalized samples”(IEEE Trans. Signal Process., vol. 48, no. 10, 第 2864-2875 页, 2000 年 10 月);H. Johansson and P.Löwenborg 的“Reconstruction of nonuniformly sampled bandlimited signals by means of digital fractional delay filters”(IEEE Trans. Signal Process., vol. 50, no. 11, 第 2757-2767 页, 2002 年 11 月);以及 S. Prendergast、B. C. Levy 和 P. J. Hurst 的“Reconstruction of bandlimited periodic nonuniformly sampled signals through multirate filter banks”(IEEE Trans. Circuits Syst. I, Fundam. Theory Appl., vol. 51, no. 8, 第 1612-1622 页, 2004 年 8 月)。但是,如果在操作期间时间偏差误差发生变化,则可能出现这个问题。这可因各种原因而发生,例如组件老化、温度变化或者其它原因。合成滤波器组可重新设计以处理时序失配。但是,这可能涉及使用通用乘法器,这可能趋向于增加实现成本、高数据速率下的功率消耗或者具有其它缺点。

[0005] 近来,已经提出使用诸如多元多项式冲击响应时变 FIR 滤波器之类的更复杂的数字滤波器来实现可调合成滤波器组。参见例如:H. Johansson、P.Löwenborg 和 K. Vengattaramane 的“Reconstruction of M-periodic nonuniformly sampled signals using multivariate polynomial impulse response time-varying FIR filter”(in Proc. XII Eur. Signal Process. Conf., Florence, Italy, 2006 年 9 月 4-8 日);以及 S. Huang 和 B. C. Levy 的“Blind calibration of timing offset for four-channel time-interleaved ADCs”(IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers, vol. 54, no. 4, 第 863-876 页, 2006 年 4 月)。不同通道的时间偏差误差可包含在合成滤波器组中,使得滤波器响应可通过若干调整变量来调整。从实现观点来看,除了有限数量的调整变量之外,合成滤波器组可在没有乘法器的情况下实现,这会是有利的。虽然对于少量通道或小范围的时间偏差误差比较成功,但是在其它方面可存在问题。例如,M 通道 TI ADC 一般具有作为 M 个变量的函数的至少 (M-1) 个合成滤波器。因此,随着 M 增加,设计可变得极为困难。此外,

另一个缺陷可能是高实现复杂度。

[0006] 对于各个类的不均匀采样信号,存在不使用滤波器组结构的其它重构方法。例如,迭代方法常用于非周期采样信号的恢复,例如在 F. Marvasti、M. Analoui 和 M. Gamshadzahi 的“Recovery of signals from nonuniform samples using iterative methods”(IEEE Trans. Signal Process., vol. 39, 第 872-877 页,1991 年 4 月)以及 E. I. Plotkin、M. N. S. Swamy 和 Y. Yoganandam 的“A novel iterative method for the reconstruction of signals from nonuniformly spaced samples”(Signal Process., vol. 37, 第 203-213 页,1994 年)中所述的那样。但是,这些方式的实现复杂度有时可能比滤波器组的更高,从而使它们在实时应用,如 TI ADCs 中不太具有吸引力。另一个缺点是由截断 sinc 级数所形成的不良系统矩阵的可能性,这可产生较低的收敛速率或者可潜在地提高实现成本。

[0007] 称作混合滤波器组 (HFB) ADC 的另一类并行 ADC 阵列利用模拟分析组,并且可能能够减小时序失配。参见例如 S. R. Velazquez、T. Q. Nguyen 和 S. R. Broadstone 的“Hybrid filter bank analog/digital converter”(美国专利 5568142,1996 年 10 月)。虽然 HFB ADCs 的性能对失配通常可比常规 TIADCs 更不敏感,但是准确的频率选择性模拟分析滤波器和复杂的数字合成滤波器的设计可能使实现更为复杂。

## 发明内容

[0008] 本发明提供一种集成电路,包括:数字滤波器,所述数字滤波器具有输入端口和输出端口;所述数字滤波器的所述输入端口,接收基本不均匀数字信号样本;所述数字滤波器的所述输出端口,提供基本均匀数字信号样本;所述数字滤波器还使用可变延迟数字滤波器来处理所述不均匀数字信号样本值,以迭代地恢复所述均匀数字信号样本值。

[0009] 本发明提供一种方法,包括:使用实现为迭代过程的可变延迟数字滤波器来对基本不均匀数字信号样本值进行数字滤波;以及输出基本均匀数字信号样本值。

[0010] 本发明提供一种系统,包括:数字滤波器,接收基本不均匀数字信号样本并且提供基本均匀数字信号样本;所述数字滤波器还使用可变延迟数字滤波器来处理所述不均匀数字信号样本值,以迭代地恢复所述基本均匀数字信号样本值;其中所述数字滤波器被构造成应用包括一个或多个可变数字滤波器的迭代过程,所述可变数字滤波器的至少一个包括 L 个子滤波器以及使用 Farrow 结构所实施的调整参数。

[0011] 本发明提供一种信号转换器系统,包括:M 通道时间交替模数转换器,其中具有近似相似速度的 M 个模数子转换器并行操作,使得输出采样率是所述子转换器其中之一的 M 倍;以及迭代时序失配调整器,用于降低来自所述 M 通道时间交替模数转换器的输出序列的时序失配。

## 附图说明

[0012] 下面将参照以下附图来描述非限制性且非穷尽的实施例,其中,除非另加说明,相同的参考标号在各个附图中表示相同部分。

[0013] 图 1(a)、图 1(b) 和图 1(c) 分别是示出连续时间信号的均匀采样和不均匀采样的两个信号图以及示出产生信号样本值的一实施例的框图。

[0014] 图 2 是示出用于可变数字滤波器的示例实现的 Farrow 结构的一实施例的框图。

[0015] 图 3(a)、图 3(b) 和图 3(c) 是示出用于 Richardson、Jacobi 和 Gauss-Seidel 迭代的示例实现的可变数字滤波器结构的实施例的框图。

[0016] 图 4 是示出对于区间  $(-0.1, 0.1)$  中随机分布的时间偏差, 随着迭代次数的增加的 Richardson、Jacobi 和 Gauss-Seidel 迭代的重构精度的信号图。

[0017] 图 5 是示出 M 通道时间交替模数转换器的示例实现的一实施例的框图。

[0018] 图 6 是示出用于周期性不均匀采样的可变数字滤波器的示例实现的经修改的 Farrow 结构的一实施例的框图。

[0019] 图 7(a) 和图 7(b) 是分别示出应用解决时序失配的技术之前和之后的多正弦信号谱的信号图。

[0020] 图 8 是示出包括线性模拟系统的示例实现的一实施例的框图。

### 具体实施方式

[0021] 在以下对实施例的描述中, 参照了作为其一部分的附图, 附图中通过说明要求保护的的主题的具体实施例的方式对其进行了展示。需要理解的是, 可使用其它实施例; 例如, 可进行诸如结构变化之类的变化或变更。诸如结构变化之类的实施例、变化或变更不是对要求保护的的主题的范围的背离。

[0022] 图 1(a) 是示出连续时间 (CT) 信号  $x_c(t)$  的均匀采样的示例的信号图, 其中通过使用 ADC 以常规间隔对信号采样来得到离散时间 (DT) 序列  $x[n]$ 。序列  $x[n]$  包括一系列数字信号样本值。图 1(b) 是示出  $x_c(t)$  的不均匀采样的示例的信号图, 其中 DT 序列  $y[n]$  定义为  $y[n] = x_c(nT - \phi_n T)$ ;  $T$  包括采样间隔, 并且  $|\phi_n| \leq 0.5$ 。图 1(c) 示出经由不均匀采样器从  $x_c(t)$  来生成  $y[n]$  的一个实施例的框图。序列  $y[n]$  再次包括一系列数字信号样本值。在一些情况下, 可能希望具有从  $y[n]$  来确定  $x[n]$  的能力。另一方面, 在采样率转换中也可能遇到逆问题 (例如从均匀采样的数字信号样本值序列计算一组不均匀样本)。下面将首先介绍逆问题, 并且提供一实施例的示例实现用于讨论。同样, 从这个具体实施例出发, 我们还将示范用于解决正向问题的示例实现。当然, 要求保护的的主题不是要局限于这些示例实施例或实现。提供它们是出于说明的目的。因此, 本申请的主题旨在包含远多于这些说明性示例。

[0023] 假定  $x_c(t)$  具有频率极限  $f_{\max}$ , 并且应用于  $x_c(t)$  的采样率  $f_s = 1/T$  大于 Nyquist 速率  $2f_{\max}$ , 按照采样定理, 基本不均匀采样序列  $y[n]$  可根据基本均匀采样序列  $x[n]$  来表达为

$$[0024] \quad y[n] = x_c(nT - \phi_n T) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k] \cdot \text{sinc}(n - \phi_n - k), \quad \forall n. \quad (1)$$

[0025] 对于本专利申请, 术语“基本”一般被理解为被包含在通篇说明书, 甚至在没有明确采用该术语的情况下。只作为一个示例, 均匀采样序列被理解为包括基本均匀采样序列。如果给出  $\phi_n$ , 则  $y[n]$  可包括均匀采样序列  $x[n]$  的延迟形式。根据 (1), 分数延迟运算的 DT 冲击响应可表达为

$$[0026] \quad h_{\text{ideal}}[n_0, \phi] = \text{sinc}(n_0 - \phi), \quad n_0 = \dots, -1, 0, 1, \dots, \quad (2)$$

[0027] 而  $h_{\text{ideal}}[n, \phi]$  的离散时间傅立叶变换 (DTFT) 可包括:

$$[0028] \quad H_{\text{ideal}}(e^{j\omega}, \phi) = e^{-j\omega\phi}, \quad \omega \in [-\pi, \pi]. \quad (3)$$

[0029] 在 (2) 中看到理想延迟运算可以被表示出来,因为它有具有无限长度的冲击响应。下面考虑对  $h_{ideal}[n_0, \phi]$  的适当近似。

[0030] 在常规迭代方法中,无限 sinc 级数可经过截断以近似理想分数延迟运算,例如在 (2) 中。但是,至少部分由于 sinc 函数的慢衰减,近似的截断误差有时可能相当大。作为一般惯例,可假定对连续时间信号  $x_c(t)$  略微过采样,并且因此  $x[n]$  的 DTFT 对于  $\alpha\pi \leq |\omega| \leq \pi$  ( $0 < \alpha < 1$ ) 为零。这个假设使得可以放宽  $H_{ideal}(e^{j\omega}, \phi)$  的要求如下:

$$[0031] \quad H_{ideal}(e^{j\omega}, \phi) = e^{-j\omega\phi}, \quad \omega \in [-\alpha\pi, \alpha\pi]. \quad (4)$$

[0032] 设  $h[n_0, \phi]$  是理想冲击响应  $h_{ideal}[n_0, \phi]$  的对应近似。假定  $h[n_0, \phi]$  的频率响应被设计成在感兴趣的频带中近似  $H_{ideal}(e^{j\omega}, \phi)$ , 则等式 (1) 可改写为

$$[0033] \quad y[n] \approx \sum_{k=n-N_{h2}}^{n+N_{h1}} x[k] \cdot h[n-k, \phi_n], \quad \forall n. \quad (5)$$

[0034] 其中,  $N_{h1}$  和  $N_{h2}$  是正整数。现在让我们考虑两种可能的情况。

[0035] 情况 1:  $N_{h1}$  和  $N_{h2}$  是有限的;  $h[n_0, \phi]$  可实现为通过分数延迟  $\phi_n$  参数化的 FIR 滤波器。

[0036] 情况 2:  $N_{h1}$  是有限的而  $N_{h2}$  是无限的;  $h[n_0, \phi]$  可实现为通过分数延迟  $\phi_n$  参数化的 IIR 滤波器。现在让我们考虑 (5) 的矩阵形式:

$$[0037] \quad y = Ax, \quad (6)$$

[0038] 其中,  $y = [y[-\infty], \dots, y[\infty]]^T$ ,  $x = [x[-\infty], \dots, x[\infty]]^T$  以及  $[A]_{n,k} = a_{n,k} = h[n-k, \phi_n]$ , 对于  $n, k = \dots, -1, 0, 1, \dots$ 。

[0039] 一个挑战可能是在给定其不均匀的对应  $y$  的情况下恢复均匀序列  $x$ 。例如,可能希望处理下面提供的 (7) 中的线性方程的系统。为了便于展示,假定  $\{y[n]\}$  和  $\{x[n]\}$  为具有有限但充分大量的数字信号样本值的 DT 信号。因此,  $y$  和  $x$  在这个具体实施例中可描述为  $(N \times 1)$  向量,并且  $A$  包括  $(N \times N)$  矩阵。另外,假定  $h[n_0, \phi_n]$  是无关联的,但是要求保护的主体当然并不局限于这个方面中的范围。此外,为了便于实现,可提供引入适当延迟。

[0040] 矩阵  $A$  可具有例如以下特性:(i) 假定  $\phi_n \in (-0.5, 0.5)$ ,  $A$  为非奇异。(ii)  $A$  实际包括带状矩阵,因为  $h[n_0, \phi_n]$  对于  $n_0 < -N_{h1}$  和  $n_0 > N_{h2}$  为零。(iii) 由于  $h[n_0, \phi_n]$  随  $|n_0|$  增加而趋向于零,  $A$  的对角元素的绝对值比其它非对角元素的要大。对于小  $\phi_n$ ,  $A$  包括对角占优矩阵(例如对于所有  $n$ ,  $|a_{n,n}| > \sum_{n \neq k} |a_{n,k}|$ )。

[0041] 对于高速应用,直接对  $A$  求逆以查找  $x$  至少部分因计算复杂度而可能是不合需要的。但是要注意,  $A$  呈现相对稀疏结构。因此,人们可具有能力使用迭代方法来确定  $x$ 。已经研究了各种迭代方法,参见例如 Y. Saad 的“Iterative methods for sparse linear systems”(Boston, Mass.: PWS Publ., Company, 1996 年)。为了实现,以逐个样本的方式来实现的方法可以,例如提供合乎需要的方式。许多可采取形式

$$[0042] \quad x^{(m+1)} = Gx^{(m)} + f, \quad (7)$$

[0043] 其中  $G$  和  $f$  从  $A$  和  $y$  得出,并且  $x^{(m)}$  表示第  $m$  次迭代中的解。

[0044] 接下来考虑划分  $A$  以形成  $G$ 。例如,让我们定义分解:  $A = D - L - U$ , 其中  $D$ ,  $-L$  和  $-U$  分别是矩阵  $A$  的对角负严格下三角和对角负严格上三角部分。迭代依法可以非限制性地包括例如:

[0045] (i) Richardson 迭代 (RI):



[0046] 通过对于某个  $\mu$ ,  $G = I - \mu A$  和  $f = \mu y$ , 分量方式的形式可由下面给出:

$$[0047] \quad x^{(m+1)}[n] = x^{(m)}[n] + \mu \left( y[n] - \sum_{k=n-N_{k2}}^{n+N_{k1}} x^{(m)}[k] \cdot h[n-k, \phi_n] \right), \quad n = 0, \dots, N-1.$$

[0048] (ii) Jacobi 迭代 (JI):

[0049] 通过  $G = D^{-1}(L+U)$  和  $f = D^{-1}y$ , 分量方式的形式可由下面给出:

$$[0050] \quad x^{(m+1)}[n] = h[0, \phi_n]^{-1} \left( y[n] - \sum_{k=n-N_{k2}}^{n-1} x^{(m)}[k] \cdot h[n-k, \phi_n] - \sum_{k=n+1}^{n+N_{k1}} x^{(m)}[k] \cdot h[n-k, \phi_n] \right),$$

[0051]  $n = 0, \dots, N-1.$

[0052] (iii) Gauss-Seidel 迭代 (GSI):

[0053] 通过  $G = (D-L)^{-1}U$  和  $f = (D-L)^{-1}y$ , 分量方式的形式可由下面给出:

$$[0054] \quad x^{(m+1)}[n] = h[0, \phi_n]^{-1} \left( y[n] - \sum_{k=n-N_{k2}}^{n-1} x^{(m+1)}[k] \cdot h[n-k, \phi_n] - \sum_{k=n+1}^{n+N_{k1}} x^{(m)}[k] \cdot h[n-k, \phi_n] \right),$$

[0055]  $n = 0, \dots, N-1.$

[0056] 作为替代, 也可使用其它类似迭代方法。只作为一个附加示例, 可应用逐次超松弛。因此, 要求保护的主体并不局限于应用任何特定的迭代或迭代划分或分解的方法的范围。

[0057] 应当注意, 例如 F. Marvasti、M. Analoui 和 M. Gamshadzahi 的“Recovery of signals from nonuniform samples using iterative methods”(IEEE Trans. Signal Process., vol. 39, 第 872-877 页, 1991 年 4 月)、E. I. Plotkin、M. N. S. Swamy 和 Y. Yoganandam 的“A novel iterative method for the reconstruction of signals from nonuniformly spaced samples”(Signal Process., vol. 37, 第 203-213 页, 1994 年) 以及 F. Marvasti 的“Nonuniform Sampling, Theory and Practice”(Norwell, MA: Kluwer, 2001 年) 中所述的迭代方法与 RI 相似。但是, 在一个具体实施例中, 系统矩阵可通过截断 sinc 级数来形成。对于  $\phi_n \neq 0$ , 矩阵元可以为非零。但是, 为了恢复一个均匀样本可能涉及大量数字信号样本值的矩阵乘法, 从而使其在实时应用, 如 TI ADCs 中不太有吸引力。另一个缺点可能是由截断 sinc 级数所形成的不良系统矩阵, 这可导致更低的收敛速率或者可能提高实现成本。

[0058] 提供了近似理想分数延迟运算的两个实施例, 但是要求保护的主体并不仅仅只局限于这两种方式的范围。一种简单方式可包括通过具有固定系数的数字 FIR 滤波器来近似如 (5) 中的分数延迟运算。一可能或潜在缺陷可能是对  $\phi_n$  的各个值来确定  $h[n_0, \phi_n]$ , 这可使实时应用更难以实现。

[0059] 但是, 另一个替代方案可包括采用所谓的可变数字滤波器 (VDFs) 或者更适当地为可变分数延迟数字滤波器 (VFDDFs)。在 VFDDF 中, 以分数采样间隔的数字信号样本值可通过调整称作调整或谱参数的参数来计算。理想的零响应可与 (4) 基本相同, 其中, 与固定滤波器系数形成对照, 可假定调整参数  $\phi$  在有限区间, 例如如  $(-0.5, 0.5)$  中改变。因此, 预期的 VFDDF 输出的延迟量可通过改变  $\phi$  来连续调整。在一个示例实施例中, VFDDF 的冲击响应可包括  $\phi$  中的多项式, 但是要求保护的主体并不局限于仅采用多项式方式的范围。对于一个具体实施例或样本实现:

$$[0060] \quad h[n_0, \phi] = \sum_{l=0}^{L-1} h_l[n_0] \cdot \phi^l, \quad n_0 = -N_{h1}, \dots, 0, \dots, N_{h2}. \quad (8)$$

[0061] 其中, L 包括子滤波器的数量, 并且  $h_1[n_0]$  包括第 1 个子滤波器的冲击响应。

[0062] 如果对于某个有限正整数  $N_h$ ,  $N_{h1} = N_{h2} = N_h$  并且如果  $\phi = 0$ , 选择  $h[0, \phi]$  作为冲击响应的对称中心, 则  $h[n_0, \phi]$  可呈现系数对称性, 例如:  $h[n_0, \phi] = h[-n_0, -\phi]$ ,  $n_0 = -N_h, \dots, 0, \dots, N_h$ 。子滤波器系数  $h_1[n_0]$  还可满足  $h_1[n_0] = (-1)^l h_1[-n_0]$ ,  $n_0 = -N_h, \dots, 0, \dots, N_h$ ,  $l = 0, \dots, L-1$ 。VFDDF 的设计或实现的复杂度, 例如, 对于这种实施例, 可大约减少至 1/2。VFDDF 可称作例如线性相位 FIR VFDDF。

[0063] 采用 VDFs 或 VFDDFs 的实施例或方式的一个潜在或可能的缺点可能是  $h[n_0, \phi_n]$  的系数可随时刻  $n$  而变化。因此, 在实现中可能包含乘法器。但是, 有时可能与通用乘法器相关联的高实现复杂度或功率消耗对于高速实时应用可能通常是不期望的。然而, 在一个实施例中, 如下面被更详细地说明的那样, 可实现迭代方法, 其中通用乘法器的数量受到限制, 从而提供更合乎需要的结果。虽然要求保护的主体并不局限于具体实施例的范围, 但是在至少一个实施例中可利用 Farrow 结构, 下面对此更详细地进行了描述。

[0064] 例如, 可能可以将 RI 写为:

$$[0065] \quad x^{(m+1)}[n] = x^{(m)}[n] + \mu e^{(m)}[n], \quad n = 0, \dots, N-1, \quad (9)$$

[0066] 其中,  $e^{(m)}[n] = y[n] - y^{(m)}[n]$ , 并且  $y^{(m)}[n] = \sum_{k=-N_{h2}}^{n+N_{h1}} x^{(m)}[k] h[n-k, \phi_n]$ 。因此, RI 可通过数字滤波来实现以得到  $y^{(m)}[n]$ 。我们从对于  $x^{(m)}[n]$  和  $y^{(m)}[n]$  的输入信号样本值与输出信号样本值之间的传递操作的导出开始。按照 (8) 和 (9), 得到

$$[0067] \quad H_{RI}(z, \phi) = H(z, \phi) = \sum_{l=0}^{L-1} H_l(z) \phi^l = \sum_{l=0}^{L-1} \left[ \sum_{n_0=-N_{h1}}^{N_{h2}} h_l[n_0] z^{-n} \right] \phi^l, \quad (10)$$

[0068] 其中,  $H_l(z)$  包括第  $l$  个子滤波器的  $z$  变换。注意, 对于其中  $N_{h2}$  是有限的情况 1,  $H_{RI}(z, \phi)$  包括 FIR VDF。另一方面, 对于其中  $N_{h2}$  是无限的情况 2,  $H_{RI}(z, \phi)$  包括 IIR VDF。当然, 这些是示例, 并且要求保护的主体也并不一定局限于这些方面的范围。

[0069] 图 2 是用于实现 VDF 的 Farrow 结构的一个实施例的示例实现的框图。例如, 参照 (10), 实现可采用  $L$  个子滤波器  $H_l(z)$  和调整参数  $\phi$ 。在子滤波器模块中, 可通过分别使用子滤波器  $H_l(z)$ ,  $l = 0, \dots, L-1$  对数字信号样本值的 DT 输入序列进行滤波来得到数字信号样本值  $u_1[n]$  的子滤波器输出序列。在插值模块中, 可通过在给定  $\phi$  所求得  $L-1$  次多项式的值来给出数字信号样本值的输出序列, 其中通过数字信号样本值  $u_1[n]$  的子滤波器输出序列来给出多项式的升幂中的系数。要求保护的主体当然同样并不局限于具体实施例的范围。然而, 作为一个示例, Farrow 结构的子滤波器模块可包括具有固定系数的数字滤波器。因此, 在至少一个实施例中, 它可使用基于 2 的幂次方之和 (SOPOT) 系数或经典符号数取代通用乘法器来实现。参见例如 Y. C. Lim 和 S. R. Parker 的“FIR filter design over a discrete power-of-two coefficient space”(IEEE Trans. ASSP-31, 第 583-591 页, 1983 年 4 月)。另外, 如果子滤波器采取转置形式来实现, 则实现 SOPOT 系数的乘法的冗余度也可通过乘法器块技术来降低, 这可带来减少所采用的加法器数量的实现。参见例如 A. G. Dempster 和 M. D. MacLeod 的“Use of minimum-adder multiplier blocks in FIR digital filters”(IEEE Trans. Circuits Syst. II, 第 569-577 页, 1995 年 9 月)。可在例如集成电路上实现一种结构, 作为具有有限数量的通用乘法器的一个示例。

[0070] 然而,在其它或附加实施例中,附加改进还是可能的,但是要求保护的主体并不局限于采用下面所提供的附加改进的范围。通过将  $VDF_{RI}(z, \phi)$  的冲击响应替换入 (9),可提供  $y^{(m)}[n]$  作为具有  $\phi_n$  的适当值的 VDF 的数字信号样本值序列:

$$[0071] \quad y^{(m)}[n] = \sum_{l=0}^{L-1} (x^{(m)} * h_l)[n] \cdot \phi_n^l, \quad (11)$$

[0072] 其中,\*表示离散时间卷积运算。图 3(a) 示出第 m 个 RI 的形式的 VDF 的一个示例结构实现。从数字信号处理的观点来看,RI 使用 VDF 近似  $y^{(m)}[n]$  来使均匀序列  $x^{(m)}[n]$  延迟  $\phi_n$  个样本,计算误差数字信号样本值,并且更新  $x^{(m)}[n]$  以得到  $x^{(m+1)}[n]$ ,直至误差充分小或者达到迭代次数的极限。

[0073] 在第 m 次迭代中,RI 的一具体实现可包括:

[0074] - 通过对具有可变数字滤波器  $H_{RI}(z, \phi) = \sum_{l=0}^{L-1} \left[ \sum_{n_0=-N_{h1}}^{N_{h2}} h_l[n_0] z^{-n} \right] \phi_n^l$  的 L 个子滤波器的数字

信号样本值的序列  $x^{(m)}[n]$  进行滤波来计算数字信号样本值的序列  $y^{(m)}[n]$ ,并且使用在时刻 n 具有  $\phi = \phi_n$  的 Farrow 结构来组合数字信号样本值的 L 个序列,

[0075] - 通过从数字信号样本值的不均匀采样序列  $y[n]$  减去数字信号样本值的经滤波序列  $y^{(m)}[n]$  来计算数字信号样本值的序列  $e^{(m)}[n]$ ,

[0076] - 将数字信号样本值的序列  $e^{(m)}[n]$  与标量常数  $\mu$  相乘,

[0077] - 通过将与数字信号样本值成比例的序列加入  $x^{(m)}[n]$  来计算数字信号样本值的另一个均匀序列  $x^{(m+1)}[n]$ ,以及

[0078] - 重复进行,直至数字信号样本值的误差序列充分小或者达到迭代次数。

[0079] 类似地,图 3b 和图 3c 分别示出采取第 m 个 JI 和 GSI 的形式的基于 VDF 的方式的结构示例实现。

[0080] 在第 m 次迭代中,JI 包括:

[0081] - 通过对具有可变数字滤波器  $H_{JI}(z, \phi) = \sum_{l=0}^{L-1} \left[ \sum_{n_0=-N_{h1}, n_0 \neq 0}^{N_{h2}} h_l[n_0] z^{-n} \right] \phi_n^l$  的 L 个子滤波器的数

字信号样本值的序列  $x^{(m)}[n]$  进行滤波来计算数字信号样本值的序列  $p_1[n]$ ,并且使用在时刻 n 具有  $\phi = \phi_n$  的 Farrow 结构来组合数字信号样本值的 L 个序列,

[0082] - 通过从数字信号样本值的不均匀采样序列  $y[n]$  减去数字信号样本值的经滤波序列来计算数字信号样本值的序列  $p_2[n]$ ,

[0083] - 通过将数字信号样本值的已减序列  $p_2[n]$  与时变常数  $h[0, \phi_n]^{-1}$  相乘来计算数字信号样本值的序列  $x^{(m+1)}[n]$ ,

[0084] - 重复进行,直至数字信号样本值的误差序列充分小或者达到迭代次数。

[0085] 注意,对于其中  $N_{h2}$  是有限的情况 1,  $H_{JI}(z, \phi)$  包括 FIR VDF。另一方面,对于其中  $N_{h2}$  是无限的情况 2,  $H_{JI}(z, \phi)$  包括 IIR VDF。

[0086] 在第 m 次迭代中,GSI 包括:

[0087] - 通过对具有可变数字滤波器  $H_{GSI,1}(z, \phi) = \sum_{l=0}^{L-1} \left[ \sum_{n_0=-N_{h1}}^{-1} h_l[n_0] z^{-n} \right] \phi_n^l$  的 L 个子滤波器的数

字信号样本值的序列  $x^{(m)}[n]$  进行滤波来计算数字信号样本值的序列  $s_1[n]$ ,并且使用在时刻 n 具有  $\phi = \phi_n$  的 Farrow 结构来组合数字信号样本值的 L 个序列,

[0088] - 通过对具有可变数字滤波器  $H_{GSI,2}(z, \phi) = \sum_{l=0}^{L-1} \left[ \sum_{n_0=1}^{N_{k2}} h_l[n_0] z^{-n} \right] \phi^l$  的  $L$  个子滤波器的数字信号样本值的序列  $x^{(m+1)}[n]$  进行滤波来计算数字信号样本值的序列  $s_2[n]$ , 并且使用在时刻  $n$  具有  $\phi = \phi_n$  的 Farrow 结构来组合数字信号样本值的  $L$  个序列,

[0089] - 通过从数字信号样本值的不均匀采样序列  $y[n]$  减去数字信号样本值的两个滤波序列  $s_1[n]$  和  $s_2[n]$  来计算数字信号样本值的序列  $s_3[n]$ ,

[0090] - 通过将数字信号样本值的已减序列  $s_3[n]$  与时变常数  $h[0, \phi_n]^{-1}$  相乘来计算数字信号样本值的序列  $x^{(m+1)}[n]$ ,

[0091] - 重复进行, 直至数字信号样本值的误差序列充分小或者达到迭代次数。

[0092] 注意, 对于其中  $N_{h2}$  是有限的情况 1,  $H_{GSI,2}(z, \phi)$  包括 FIR VDF。另一方面, 对于其中  $N_{h2}$  是无限的情况 2,  $H_{GSI,2}(z, \phi)$  包括 IIR VDF。在两种情况下,  $H_{GSI,1}(z, \phi)$  都因此可在需要时实现为 FIR VDF。

[0093] 迭代方法的一个方面涉及收敛的条件。已知的是, 当且仅当 (iff)  $G$  的谱半径  $\rho(G)$  小于 1 时, (8) 中的迭代才对于任何  $f$  和  $x^{(0)}$  收敛。但是, 一般至少部分由于大  $N$  和时变参数  $\phi_n$  (并且因而  $A$ ), 甚至至少部分基于  $G$  的谱半径有时可能难以得出必要且充分条件。

[0094] 对于 RI, 例如, 对矩阵范数使用  $\rho(G) \leq \|G\|$ , 当且仅当  $\|G\| < 1$  [11] 时, RI 才对  $f$  和  $x^{(0)}$  收敛。我们将考虑:

$$[0095] \quad \|G_\mu\|_\infty = \|I - \mu A\|_\infty = \max_{0 \leq n \leq N-1} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} |\delta_{n,k} - \mu \cdot a_{n,k}| \right\} = \max_{0 \leq n \leq N-1} \left\{ \sum_{n_0=-N_{k1}}^{N_{k2}} |g_\mu[n_0, \phi_n]| \right\},$$

[0096] 其中, 对于  $n_0 \neq 0$ ,  $g_u[0, \phi_n] = 1 - \mu h[0, \phi_n]$  以及  $g_u[n_0, \phi_n] = -\mu h[n_0, \phi_n]$ 。在这里, 我们定义成本函数或运算:

$$[0097] \quad C_1(\mu, \phi_{\max}) = \max_{|\phi| \leq \phi_{\max}} \left\{ \sum_{n_0=-N_{k1}}^{N_{k2}} |g_\mu[n_0, \phi]| \right\}$$

[0098] 其中,  $\phi_{\max}$  表示由  $\max\{|\min\{\phi_n\}|, |\max\{\phi_n\}|\}$  所给出的绝对时间偏差误差的极限。对于较快收敛, 将期望找出对于给定  $\phi_{\max}$  的  $\mu$ , 使得  $C_1(\mu, \phi_{\max})$  包括有限值。在这里, 可通过考虑获得对  $C_1(\mu, \phi_{\max})$  的有限值的  $\mu$  和  $\phi_{\max}$  的值来以数值方式处理收敛的条件。

[0099] 相反, 对于 JI 和 GSI, 当且仅当  $A$  包括对角占优矩阵时, JI 和 GSI 才对  $f$  和  $x^{(0)}$  收敛。参见例如 Y. Saad 的“Iterative methods for sparse linear systems” (Boston, Mass.: PWS Publ., Company, 1996 年)。也就是说, 对于所有  $n$ ,  $|a_{n,n}| > \sum_{n \neq k} |a_{n,k}|$ , 这相当于

$$[0100] \quad |h[0, \phi_n]| > \sum_{n_0 \neq 0} |h[n_0, \phi_n]|, \text{ 对于所有的 } \phi_n,$$

[0101] 我们定义成本函数:

$$[0102] \quad C_2(\phi_{\max}) = \max_{|\phi| \leq \phi_{\max}} \left\{ |h[0, \phi]| - \sum_{n_0 \neq 0} |h[n_0, \phi]| \right\}$$

[0103] 以便检查  $A$  对于给定  $\phi_{\max}$  是否包括对角占优矩阵。

[0104] 已经对若干 VFDDF 进行了实验, 其中指定不同的条件。所讨论的三个迭代过程的有用条件包括  $\phi_{\max}$  至少为 0.15。这个支持范围对于许多应用是令人满意的。例如,  $\phi_{\max}$  在

TI ADCs 的例子中处于采样周期的几个百分点附近。

[0105] 在一个可能的迭代实施例中,重构性能可使用信号对噪声及失真比 (SNDR) 来评估:

$$[0106] \quad SNDR = \frac{\sum_n (x[n])^2}{\sum_n (x[n] - x^{(m)}[n])^2}$$

[0107] 例如,虽然要求保护的主体并不局限于这个方面的范围,但是 VFDDF 可使用例如凸规划来设计,参见例如 K. M. Tsui、S. C. Chan 和 K. W. Tse 的“Design of complex-valued variable digital filters and its application to the realization of arbitrary sampling rate conversions for complex signals”(IEEE Trans.Circuits Syst. II, vol. 52, issue 7, 第 424-428 页, 2005 年 7 月),其中具有如下规定:  $N_{h1} = N_{h2} = N_h = 35$ , 子滤波器的数量  $L = 4$ ,  $\omega \in [-0.9\pi, 0.9\pi]$ , 以及  $\phi \in [-0.1, 0.1]$ 。输入数字信号样本值的序列可由  $\sum_{k=1}^{10} \cos[nk(0.09\pi)]$  给出供计算。时序失配误差  $\phi_n$  可在区间  $(-\phi_{\max}, \phi_{\max})$  中随机选择。图 4 是分别示出对于各种迭代方式,如果  $\phi_{\max} = 0.1$  时的性能的信号图。虽然 GSI 在三个之中提供最快收敛速率,但是 RI 和 JI 呈现出相似的性能。一般来说,SNDR 应当随下列条件而得到改进:(i) 增加的滤波器阶数,(ii) 增加的子滤波器数量,(iii) 降低的通带宽度,或者 (iv) 减小的 VFDDF 的调整范围。

[0108] 图 5 是 M 通道时间交替模数转换器的一个实施例的示例实现的框图,其中迭代时序失配至少部分得到解决。在 M 通道 TI ADC 中,M 个 ADCs 可并行操作,但是两个相邻 ADCs 之间的采样时刻根据其时钟周期可不同。理想地,如果 M 个 ADCs 在功能上几乎相同,并且通道输出信号样本值经过适当组合,则等效高速 ADC 应当提供与通道 ADCs 至少相似或近似相同的准确性,但是提供 M 倍的速度。但是,M 个 ADCs 之间的小失配可导致降级的性能。TI ADCs 可提供不同子转换器之间的时间偏差。但是,如果通道 ADCs 的时间偏差在一时期保持为比较稳定,则这可令人满意地与周期性不均匀采样结合使用,如下所述:

[0109]  $\phi_n = \phi_{n+M}$ , 对于所有的 n,

[0110] 这属于如图 1(b) 所示的不均匀采样的子类。因此,可应用迭代方法或结构的实现或示例实施例来至少部分解决 TI ADCs 中的时序失配。

[0111] 利用不均匀采样模式的周期性,例如,图 6 是示例实现的一实施例的框图。虽然要求保护的主体并不局限于这个方面的范围,但是实现可包括经修改的 Farrow 结构。例如,实现可包括:

[0112] - 子滤波器模块,被设置成通过分别使用子滤波器  $H_l(z)$ ,  $l = 0, \dots, L-1$  对数字信号样本值的输入序列进行滤波来计算数字信号样本值的子滤波器输出序列  $u_l[n]$ 。

[0113] - L 个解复用器,被设置成划分数字信号样本值的相应子滤波器输出序列  $u_l[n]$ , 从而以循环方式来形成数字信号样本值的 M 个子序列  $v_{l,m}[n]$ ,  $m = 0, \dots, M-1$ , 使得数据速率降低到  $1/M$ 。

[0114] - M 个插值模块,被设置成通过计算在  $\phi_m$  所求得的相应  $L-1$  次多项式的信号样本值来计算数字信号样本值的相应插值子序列  $w_m[n]$ , 其中通过数字信号样本值的解复用子序列  $v_{l,m}[n]$  来给出多项式的升幂中的系数,其中  $l = 0, \dots, L-1$ 。

[0115] - 复用器,被设置成组合数字信号样本值的 M 个插值子序列  $w_m[n]$ , 以形成数字信号样本值的预期输出序列。

[0116] 在插值模块中,例如一个实施,以每个单位时间的相应调整参数  $\phi_m$  的相乘可降低到  $1/M$ 。例如,功率消耗模块可工作在子转换器数据速率。

[0117] 在又一个实施例中,为了加速迭代过程,迭代时序失配可如图 5 所示通过流水线实现得到处理,使得流水线级可包括一次迭代,例如如图 3 所示。

[0118] 作为又一个示例实现,在八通道 TI ADC 中,使用输入数字信号样本值和 VFDDF,图 7(a) 非限制性地示出未校正信号谱,其中具有  $\phi_0 = 0$ ,  $\phi_1 = 0.05$ ,  $\phi_2 = 0.1$ ,  $\phi_3 = -0.04$ ,  $\phi_4 = -0.08$ ,  $\phi_5 = 0.07$ ,  $\phi_6 = 0.02$  和  $\phi_7 = -0.06$  所给出的时序偏移。该图表示出,最大混叠分量大约为  $-19.6\text{dB}$ 。图 7(b) 示出通过使未校正信号经过采取 RI 的形式的基于 VFDDF 的实现四次来得到的重构信号的谱。结果最大混叠分量降低到大约  $-95\text{dB}$ 。对于前面所述的 JI 和 GSI 的实施例,类似结果是可能的。

[0119] 在又一个实施例中,可在不均匀采样器之前采用线性时变模拟滤波器,例如如图 1(c) 所示的实施例。图 8 包括示出包含线性时变模拟滤波器实现的实施例的框图,但是要求保护的主体并不局限于这个具体示例实现的范围。这个特定示例实现的一个优点包括,(6) 中的关系可更一般化:

$$[0120] \quad y = ABx,$$

[0121] 其中, B 包括线性时变模拟滤波器系统的 DT 描述或表示。因此,例如,假定 AB 满足前面所述的条件,迭代方法可用于从  $y$  来确定  $x$ ,与前面所讨论的方式相似。多种过程可采取这个特定形式;但是,这同样只是说明性实施例的一个示例,并且要求保护的主体并不是要局限于这个示例的范围。

[0122] 还要注意,虽然前面的论述集中在涉及采用一个空间域的信号的实施例,但是要求保护的主体并不局限于此。因此,实施例在需要时可包括在两个或三个空间域中的信号。此外,可采用超过三维的其它多维方式,尽管附加维通常将不会包括空间维。

[0123] 总之,上面已经描述了关于数字信号样本值的不均匀采样序列  $y[n]$  的数字滤波的实现,其可通过基本按照  $y[n] = x_c(nT - \phi_n T)$  在不规则时刻对带限连续时间信号  $x_c(t)$  进行采样来得到,其中  $T$  包括采样周期,并且  $|\phi_n| \leq 0.5$ 。提供了一实施例,其中可构成来自不均匀样本的均匀样本的重构,并且提供了一实施例,其中相似方式同样可应用于解决 M 通道时间交替 (TI) 模数转换器 (ADCs) 中的时序失配。在一个特定实施例中,线性方程的系统可被构造成使用感兴趣频率范围,如信号带宽中的 sinc 函数的近似来表示  $x[n]$  和  $y[n]$  的关系。例如,可对 CT 信号  $x_c(t)$  略微过采样。因此,这个近似带来系统的各种实际实现。近似 sinc 级数例如可通过分数延迟数字滤波器的系数来表示。线性方程的系统还可使用迭代方式来处理。

[0124] 一些实施例可通过至少部分基于 Farrow 结构实现的可变数字滤波器来有效地实现,例如 C. W. Farrow 的“A continuously Variable Digital Delay Element”(in Proc. IEEE ISCAS, vol. 3, 第 2641-2645 页,1988 年) 中所述。Farrow 结构的一个优点在于,它的系数可实时改变,以便处理可能变化的时序失配。此外,它可通过除了实现 Farrow 结构实现中的调整变量的有限数量的通用乘法器之外没有乘法的硬件比较有效地实现。为了应用于 TIADC 中的时序失配,在一个特定实施例中,经修改的 Farrow 结构可用于实现以子转换器数据速率与调整参数的乘法。

[0125] 虽然参照附图全面描述了实施例,但是要注意,例如,可实现各种变化或修改,例

如扩展到二维空间信号重构或三维空间信号重构。无论对本领域的技术人员是否显然的变化或修改将被理解为包含在要求保护的主体范围之内。

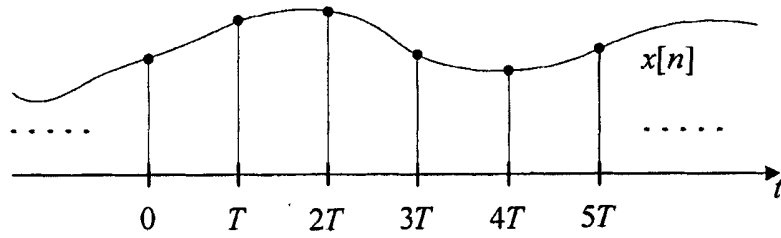


图 1(a)

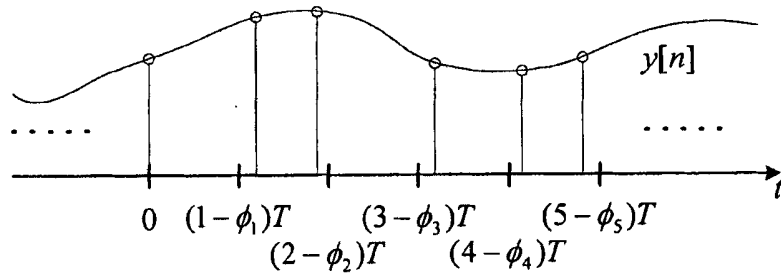


图 1(b)

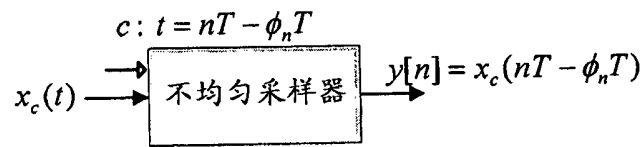


图 1(c)

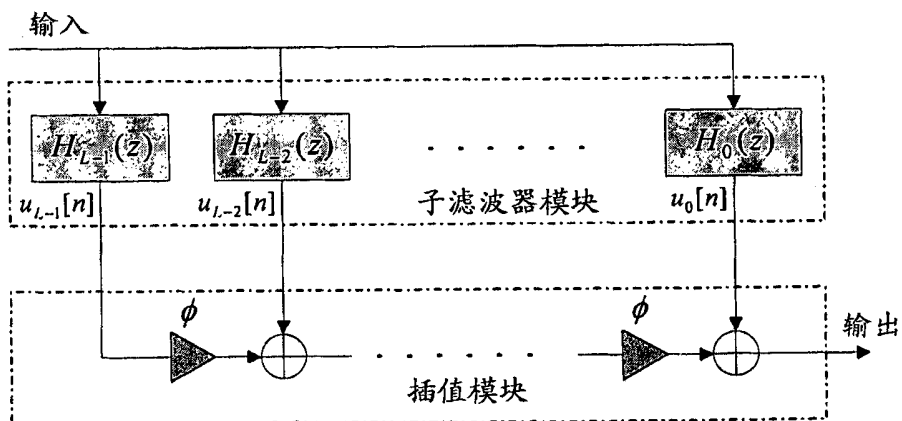


图 2



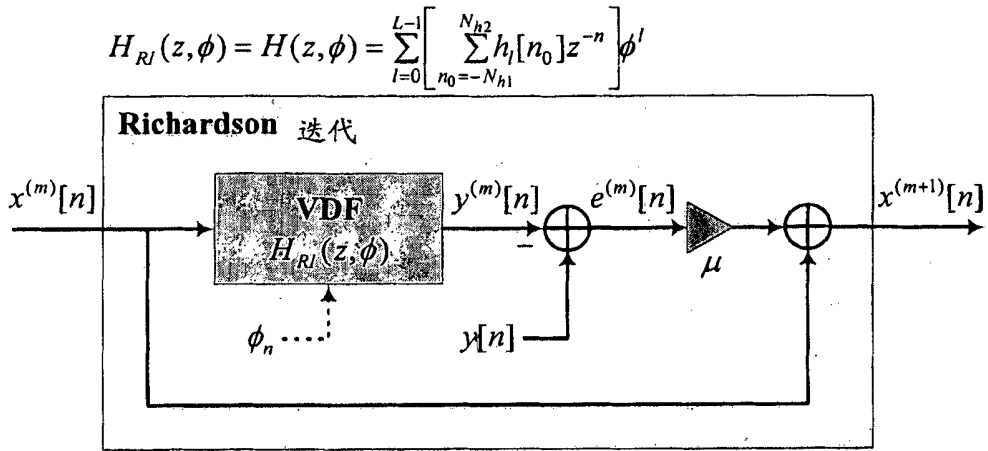


图 3 (a)

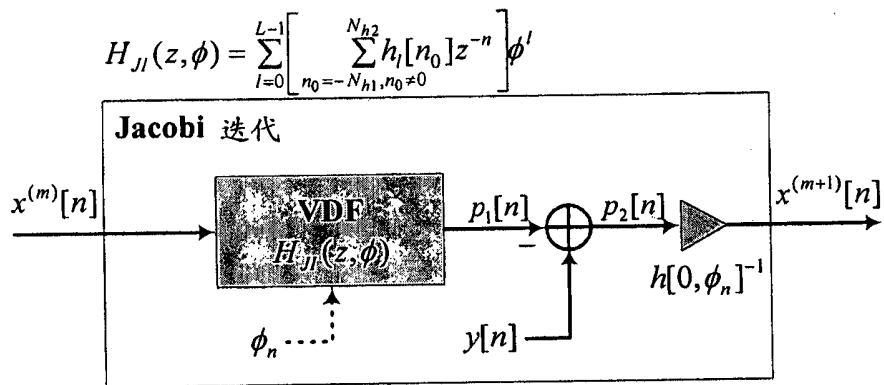


图 3 (b)

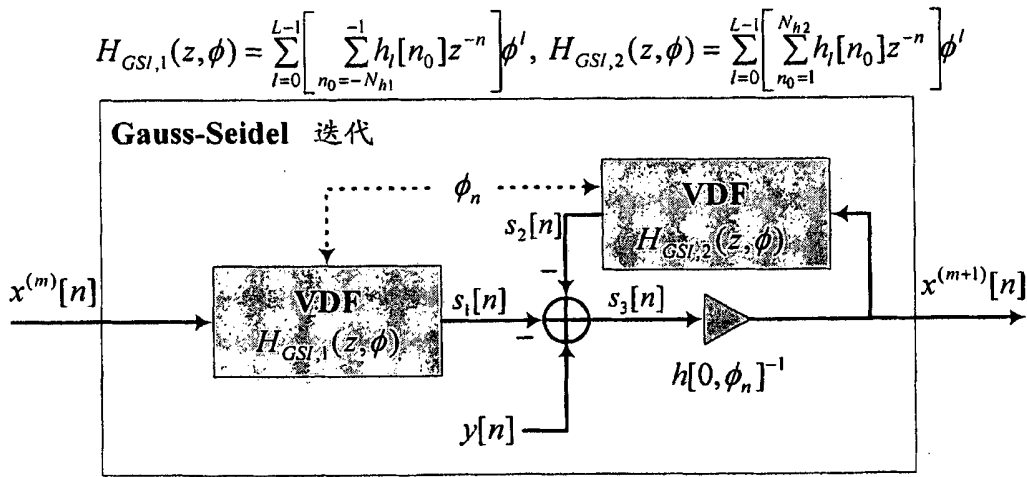


图 3(c)

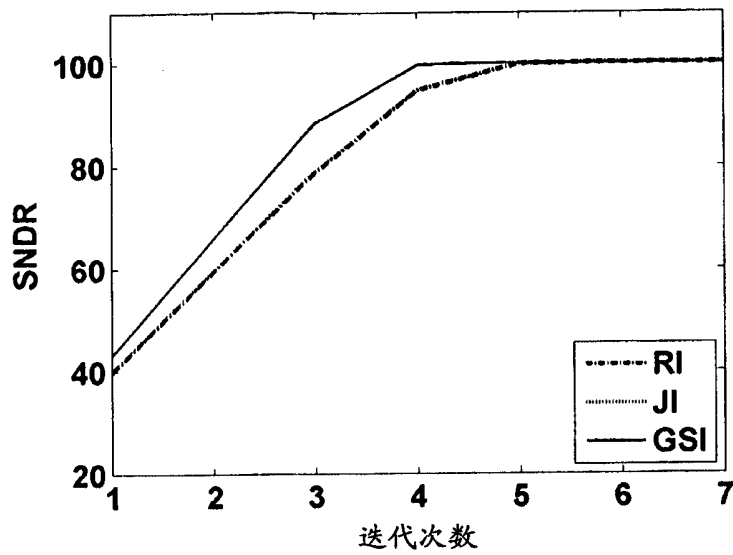


图 4

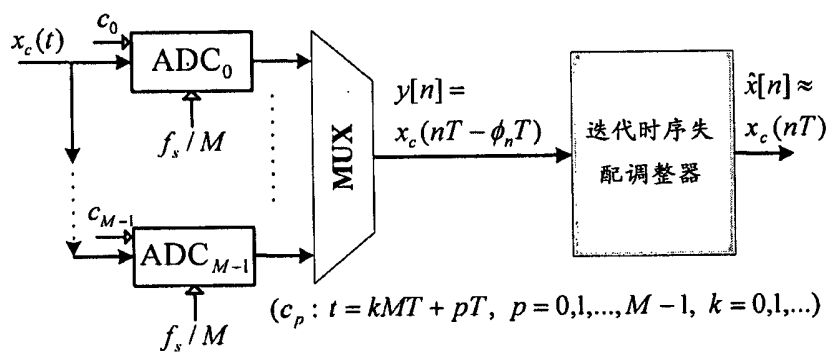


图 5

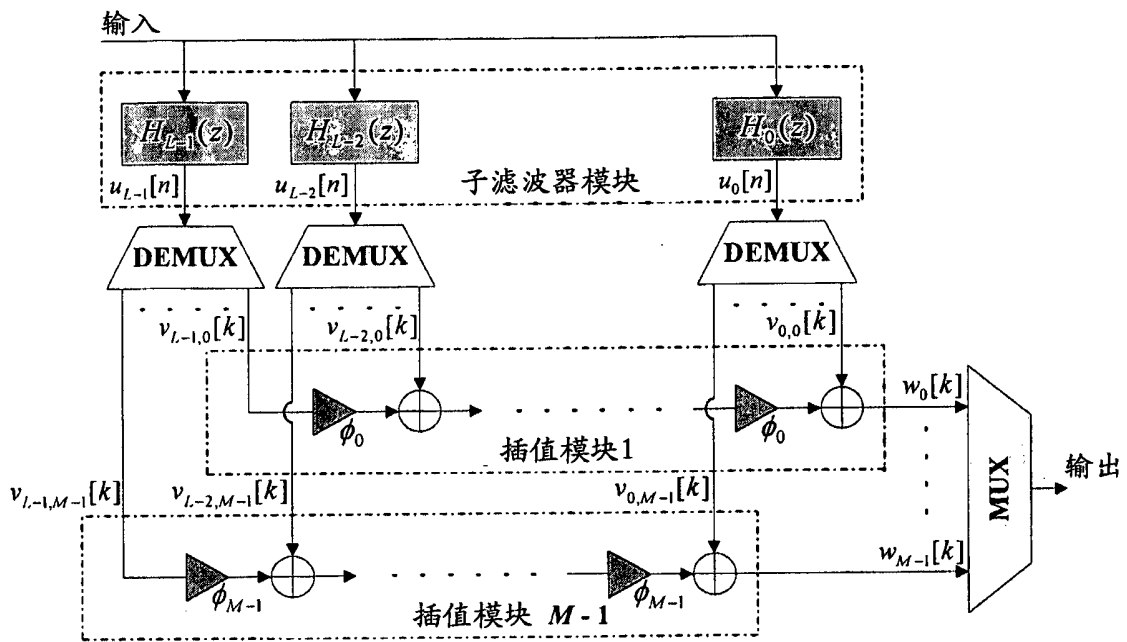


图 6

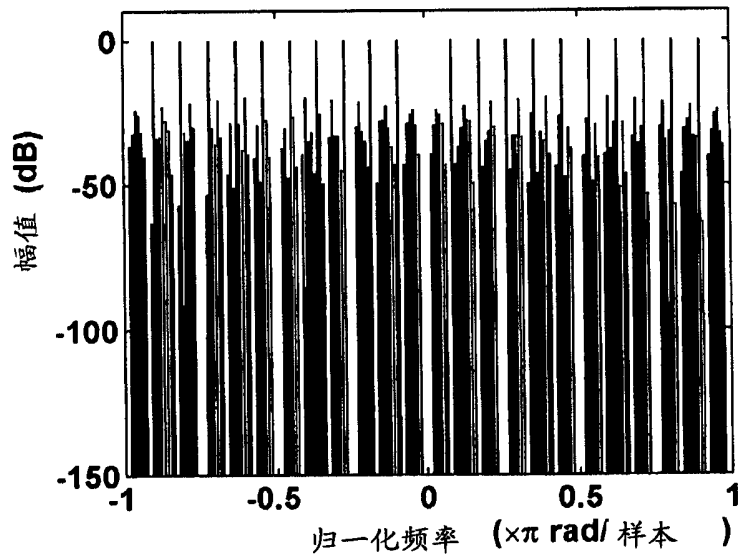


图 7(a)

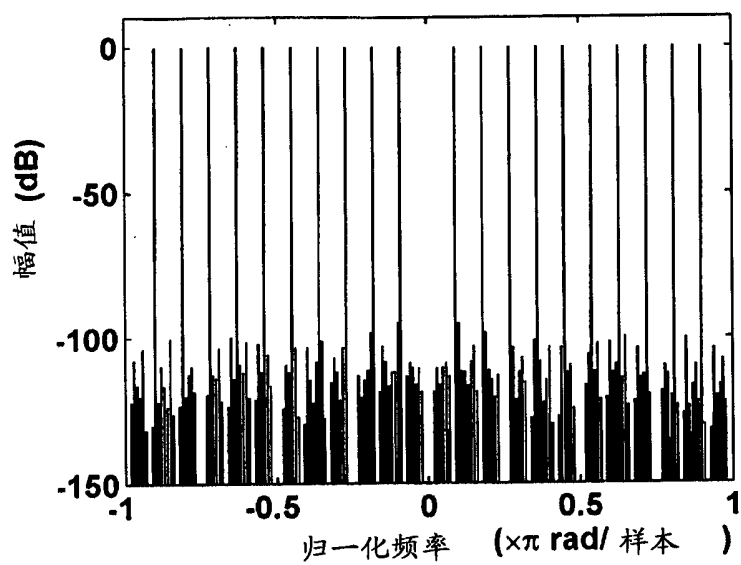


图 7(b)

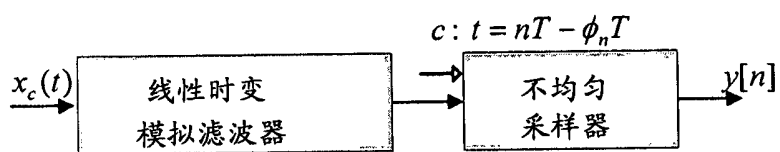


图 8