

一种基于混合滤波器组的高速高分辨率 ADC 系统研究

刘治宇, 林茂六, 许洪光

(哈尔滨工业大学电子与通信工程系, 黑龙江哈尔滨 150001)

摘 要: 本文是关于基于混合滤波器组的模/数转换系统系列文章的第一篇. 首先阐明了基于混合滤波器组的模/数转换系统的原理. 然后基于 z s 变换和 IFFT 实现了混合滤波器组的模/数转换系统的设计, 设计的混合滤波器组具有的 75dB 的混叠误差. 最后, 首次从理论上证明了时间并行交替式模/数转换系统是混合滤波器组的模/数转换系统的特例的重要结论.

关键词: 分解滤波器; 综合滤波器; 混合滤波器组; 无寄生动态范围

中图分类号: TP271⁺181 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112 (2003) 0921404-03

A Research on a Hybrid Filter Banks Based High Speed High Resolution ADC System

LIU Zhiyu, LIN MaoLiu, XU Hongguang

(Dept. of Electronic and Communication Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin, Heilongjiang 150001, China)

Abstract: This paper is the first one of the paper series on hybrid filter banks based ADC. The operation principle of hybrid filter bank based ADC is presented. A design of ADC based on hybrid filter banks is implemented by using z s Transform and IFFT, and the HFB has -75dB average aliasing error. And it is derived that time interleaved ADC is the special case of the hybrid filter bank based ADC.

Key words: analysis filters; synthesis filters; hybrid filter banks; spurious free dynamic range

1 引言

在雷达、数字通信、电子对抗等电子系统中, 都要用到模/数转换, 而模/数转换直接影响着整个系统的性能. C. Shiller 等人于 1991 年研究制成一种 4GHz 的时间并行交替式 (Time interleaved) ADC 系统^[1], 而 M. T. McFigu 等人于 1993 年研制成一种 8GHz 的时间并行交替式 ADC 系统^[2]. 但时间并行交替式模/数转换器对各路 ADC 之间的失配和时钟误差非常敏感, 从而限制了 ADC 系统的有效位数在 8bit 左右.

Petraglia 等将离散时间正交镜像滤波器组 (QMF) 用于模/数转换^[3]. QMF 借助于开关电容滤波器作为分解滤波器 (Analysis Filters), 分解滤波器将输入信号按频率划分为 M 个频带, 各路信号分别用 ADC 量化, 最后通过数字综合滤波器 (Synthesis Filters) 重建信号, 从而实现以多个低采样速率高分辨率的 ADC 进行较高采样速率的模/数转换. 但开关电容使得 ADC 系统的采样速率限制在几百千赫. 因此, 离散时间滤波器组只应用于低采样速率的模/数转换、子带编码、语音保密系统、多载波调制和图像压缩编码技术.

Joe Mitola 于 1992 年 5 月首次提出软件无线电概念^[4], 它的基本思想是使所有战术电台都基于通用的硬件平台, 通过安装不同软件来组成不同类型的电台, 完成不同性质的功能. 其硬件平台的决定性步骤在于将 ADC 向射频端靠拢, 这就

对 ADC 系统的采样速率和分辨率提出了极高的要求. 时间并行交替式 ADC 系统和 QMF 滤波器组 ADC 系统都无法满足软件无线电的要求, 虽然 z s ADC 系统具有相当高的分辨率, 但采样速率很低. 现有的各种 ADC 系统采样速率和分辨率情况如图 1 所示.

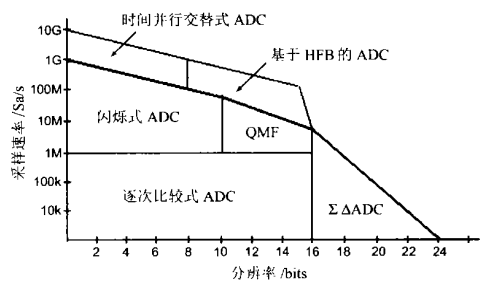


图 1 各种 ADC 系统采样速率与分辨率对比示意图

基于上述背景, S R Velazques 提出了利用混合滤波器组 (HFB) 实现高速、高分辨率模/数转换^[5]. 混合滤波器组采用模拟分解滤波器, 避免了开关电容对 ADC 速度的限制和噪声影响. 同时, 减小了 ADC 之间失配和时钟误差对系统分辨率的影响, 从而为解决 ADC 系统采样速率和分辨率之间的矛盾提出了一种新颖方案.

2 基于混合滤波器组的 ADC 系统

图 2 为基于混合滤波器组的 ADC 系统方框图. 首先, 假设输入信号为带限信号, 满足 Nyquist 采样定理 $|X| < P/T$, 其中 T 为 ADC 系统采样速率, 模拟分解滤波器组 $H_k(s)$ ($k=0, 1, \dots, M-1$) 将输入信号按频率划分为 M 个频带, 如图 3 所示, 其中 $Q, \uparrow M$ 分别表示量化和 M 倍升采样器 (Upsampler). H_0 为低通滤波器, H_k ($k=0, 1, 2, \dots, M-1$) 为带通滤波器. 然后用采样速率 $f_1=1/T_1=1/(MT)$ 的 ADC 进行采样, 其中 f_1, T_1 分别为单片 ADC 采样频率和采样周期. 当 $M=2f_b/f_1, f_b$ 为输入模拟信号 $x(t)$ 的带宽, 此时 M 是不产生混叠的最大抽取因子, 所以这种情况称为最大抽取 (Maximally Decimated). $x_k(m)$ 通过升采样器将数字信号每两个样本之间均匀插入 $M-1$ 个 0 值样本, $x_k(m)$ 包含镜像频谱, 综合滤波器 $F_k(z)$ 的作用就是滤除镜像频谱, 再将各路信号累加, 重构信号 $y(n)$.

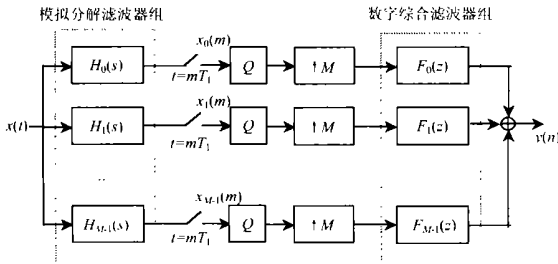


图 2 基于 M 通道混合滤波器组的 ADC 系统方框图

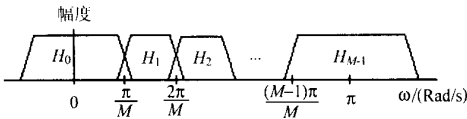


图 3 M 通道模拟分解滤波器组频域示意图

不考虑量化噪声, $y(n)$ 的傅立叶变换可表示为^[6]:

$$Y(e^{jX}) = \sum_{p=-(M-1)}^{M-1} V_p(jX) X \left[jX - j \frac{2Pp}{MT} \right], \quad |X| \in [P \quad (1)$$

其中 $V_p(jX) = \frac{1}{MT} \sum_{k=0}^{M-1} F_k(e^{jX}) H_k \left[jX - j \frac{2Pp}{MT} \right]$ (2)

欲使 $y(n)$ 完全反映输入模拟信号 $x(t)$ 的所有信息, 即没有幅度、相位和混叠失真, 必须满足

$$V_p(jX) = \begin{cases} Ae^{-jX}, & p=0 \\ 0, & p=?1, 2, \dots, ?(M-1) \end{cases} \quad (3)$$

式 (3) 称为完全重构 (Perfect Reconstruction) 条件. 其中令

$$D(jX) = V_0(e^{jX}) \text{ 称为失真函数, 而 } A(jX) = \sum_{p=1}^{M-1} V_p(e^{jX}) +$$

$$\sum_{p=-1}^{-(M-1)} V_p(e^{jX}) \text{ 称为混叠函数.}$$

基于混合滤波器组模/数转换系统的关键在于分解滤波器和综合滤波器的设计, 设计要求模拟分解滤波器具有窄的过渡带, 良好的通带和阻带特性; 而数字综合滤波器不但要准确的重建信号, 还要具有较低的阶数. 数字滤波器组已经具有比较成熟的设计理论, 大致分成完全重构 QMF 组 (PRQMF), 准 QMF 组 (PseudQMF Banks) 和余弦调制滤波器组 (Cosine2

modulated FIR Filter Banks) 三类^[6], 它们都满足完全重构特性.

这里以 4 阶余弦调制数字分解滤波器组作为两通道原型滤波器^[7], 利用 z 变换实现了 8 阶模拟分解滤波器. 模拟分解滤波器的归一化过渡带 $X/2P=0.1474$, 阻带波纹为 -41dB. 并利用 IFFT 实现了 25 阶数字综合滤波器, 失真函数和混叠函数如图 4 所示. 其平均失真误差为 118×10^{-3} dB, 平均混叠误差为 -75dB, 也就是说模/数转换系统满足 12 比特高分辨率 ADC 系统的要求. 限于篇幅, 滤波器的具体设计方法和步骤将另文介绍.

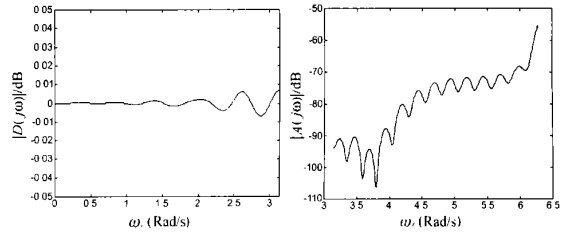


图 4 失真函数和混叠函数示意图

3 时间并行交替式 ADC 系统与基于混合滤波器组的 ADC 系统之间的关系

并行交替式 ADC 系统的基本原理是通过时钟的延时来控制各路 ADC 在不同的时刻采样; 而基于 HFB 的 ADC 系统中各路 ADC 是同时采样, 我们可以用信号的延时来代替时钟延时. 于是, 构造分解滤波器 $H_k(s) = e^{-skT}$ ($k=0, 1, \dots, M-1$), 综合滤波器 $F_k(z) = z^{-(M-1-k)}$ ($k=0, 1, \dots, M-1$). 并行交替式 ADC 系统就可以用图 5 所示的等效方框图表示.

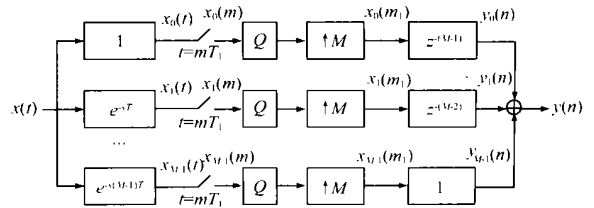


图 5 时间并行交替式 ADC 系统等效方框图

将分解滤波器和综合滤波器表达式代入式 (2) 可以得到

$$\begin{aligned} V_p(jX) &= \frac{1}{MT} \sum_{k=0}^{M-1} e^{-jX(M-1-k)} \# e^{j \left[X - \frac{2Pp}{MT} \right] kT} \\ &= \frac{1}{MT} e^{-jX(M-1-k)} \# \sum_{k=0}^{M-1} e^{j2Pk/M} \\ &= \frac{1}{MT} e^{-jX(M-1-k)} \# \frac{1 - e^{j2Pp}}{1 - e^{j2Pp/M}} \\ &= \begin{cases} \frac{1}{T} e^{-jX(M-1)}, & p=0 \\ 0, & p=?1, \dots, ?(M-1) \end{cases} \quad (4) \end{aligned}$$

由式 (4) 可以看出图 5 所示 ADC 系统满足式 (3) 的完全重构条件.

下面以两路并行交替式 ADC 系统说明时间并行交替式 ADC 系统与基于 HFB 的 ADC 系统之间的关系. 如图 6 所示, 假设输入信号 $x(t)$ 是周期为 $2T$ 的正弦信号, $x(t)$ 经过分解滤波器 $H_k(s)$ ($k=0, 1$) 得到 $x_0(t)$ 和 $x_1(t)$, 其中 $x_1(t)$ 为

$x(t)$ 延时得到的. 然后各路信号同时采样并量化, 得到数字信号 $x_0(m)$ 和 $x_1(m)$. 再由升采样器在每两个采样值之间插入 $M-1$ 个零值样本, 并经过综合滤波器得到数字信号 $y_0(n)$ 和

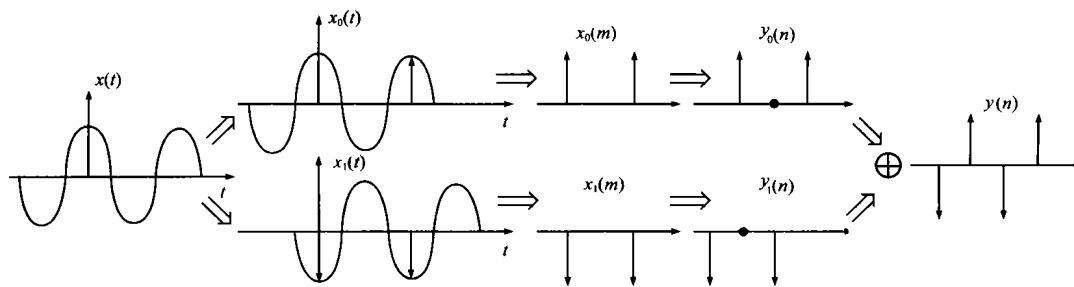


图6 时间并行交替式 ADC 系统等效工作原理图

由图 5、图 6 和式(4)可以看出时间并行交替式 ADC 系统是基于混合滤波器组 ADC 系统的一个特例, 且满足式(3)的完全重构条件. 时间并行交替式 ADC 系统的误差来源于量化误差、time2skew、偏置和增益误差, time2skew、偏置和增益误差大大限制了 ADC 系统的无寄生动态范围(SFDR)和系统分辨率. 基于混合滤波器组 ADC 系统抑制 time2skew 和偏置误差的影响, 提高了系统的分辨率. 限于篇幅, 关于基于混合滤波器组 ADC 系统的误差性能分析将另文介绍.

4 结论

本文介绍基于混合滤波器组的模/数转换系统的原理, 实现了混合滤波器组的设计, 设计的混合滤波器组满足 12 比特高分辨率 ADC 系统的要求. 并首次从理论上证明了时间并行交替式模/数转换系统是混合滤波器组的模/数转换系统的特例的重要结论. 基于混合滤波器组 ADC 系统抑制 time2skew 和增益误差的影响, 提高了系统的分辨率.

参考文献:

- [1] C Schiller, P Byrne. A 4GHz 8bit ADC system[J]. IEEE Journal of Solidstate Circuit. 1992, 12(11): 1781- 1789.
- [2] M T McTigue, P J Byrne. An 8Giga sample2per2second, 8bit data a2quisition system for a sampling digital oscilloscope[J]. HP Journal. 1993(10):11- 23.
- [3] A Petragia, S K Mitra. High2speed A/D conversion incorporating a QMF bank[J]. IEEE Trans Instrum Meas, 1992, 41(3): 427- 431.
- [4] Joe M. The Software Radio Architecture[J]. IEEE Communications

$y_1(n)$, 最后各路信号相加得到数字信号 $y(n)$. 由此可以看出, 只需要适当选择分解滤波器和综合滤波器, 并行交替式 ADC 系统就可以用基于 HFB 的 ADC 系统的方框图表示.

Magazine, 1995, 5(3):26- 38.

- [5] S R Velazques, T Q Nguyen, R Broadstone. Design of hybrid filter banks for analog/ digital conversion[J]. IEEE Trans Signal Processing, 1998, 46(4): 956- 967.
- [6] P Lowenborg. On the frequency response of M2channel mixed analog and digital maximally decimated filter banks[A]. European Conference on Circuit Theory Design[C]. Stresa: ECCTD, 1999. 545- 549.
- [7] T Q Nguyen, R D Koilpillai. The theory and design of arbitrary2length cosin2modulated filter banks and wavelets, satisfying perfec2reconstru2tion[J]. IEEE Trans Signal processing. 1996, 44. 473- 383.

作者简介:



刘治宇 男, 1978 年 5 月生于沈阳, 1999 年于哈尔滨工业大学电子与通信工程系获得学士学位, 目前于哈尔滨工业大学信号与信息处理专业攻读博士学位, 主要研究方向为软件无线电, 高速高分辨率数据采集系统, 混合滤波器组等.

林茂六 男, 1943 年 10 月生于江西省泰和县, 1967 年毕业于成都电讯工程学院(现为电子科技大学)电讯系, 1978 年调入哈尔滨工业大学电子与通信工程系, 1992 年参加中国电子学会, 同年被批准为中国电子学会高级会员, 1993 年以来任中国电子学会电子测量与仪器分会理事. 5 测控技术6 杂志编委, 现任哈尔滨工业大学电子与通信工程系教授, 博士生导师, 目前主要研究领域为超高速系统的体系结构, 非均匀信号理论及校准技术, 雷达故障诊断等.