

# 调制混合滤波器组的宽带模拟信号采样研究

王 玮 张子敬

(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室, 陕西西安 710071)

**摘 要:** 对于超宽带模拟信号, 很难用单个模拟数字转换器(ADC)直接进行采样。该文提出了一种新的并行调制混合滤波器组结构用于实现超宽带模拟信号的采样, 首先, 将每一路宽带模拟输入信号进行余弦调制, 并用相同的低通模拟滤波器均匀分割输入信号的带宽; 然后, 采用相同的 ADC 将子带信号数字化; 各路子带信号通过上采样器后用数字综合滤波器综合得到原宽带模拟输入信号的数字重构。综合滤波器采用总体最小二乘准则下的特征值滤波器设计方法得到。本文所提出的系统结构不需要使用高速的采样保持电路, 降低了系统实现的难度, 并且设计的系统具有与其他混合滤波器组相近的重构性能。仿真结果表明了本方法的有效性。

**关键词:** 模拟数字转换器; 并行混合滤波器组; 余弦; 重构

中图分类号: TN911.5 文献标识码: A 文章编号: 1003-0530(2014)10-1185-08

## Sampling Technology of Wide-Band Signals Based on Modulated Hybrid Filter Banks

WANG Wei ZHANG Zi-jing

(Key Lab. of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

**Abstract:** It is difficult to use a single analog-to-digital conversion (ADC) to satisfy the requirements for conversion of an ultra-wideband signal. A parallel architecture for wideband ADC, named cosine modulated hybrid filter bank, is presented to address this problem. First, the proposed architecture shifts the input signal spectrum by means of mixers. The modulated signal is channelized into smaller frequency subband signals using identical lowpass analog filters. Then the subband signals are digitized through identical narrowband ADCs, respectively. Finally, the digitized signals are up-sampled, filtered and combined to reconstruct the digital representation of original wide-band input signal. The digital filters are designed to the eigenfilter method based on total least squares error criterion. Since the sample-and-hold circuits needed in this architecture are simple identical narrowband baseband circuits, which makes the design easier and cheaper. Several design examples are presented to illustrate the performance of the proposed system.

**Key words:** analog-to-digital conversion; parallel hybrid filter bank; cosine; reconstruction

## 1 引言

近年来随着超大规模集成电路的普及和数字计算机的广泛使用, 数字信号处理技术得到了很大的发展。越来越多的领域需要高速高精度模拟数字转换器(ADC)进行超宽带模拟信号的采样, 如超宽带雷达信号处理系统、无线通信软件无线电和直

接数字接收机等<sup>[1]</sup>。对于超宽带模拟信号, 很难用单个 ADC 直接进行采样。为了达到高速 A/D 转换, 基于广义采样理论的并行通道采样是一种有效的方法<sup>[2]</sup>, 人们提出了许多并行结构以用于实现高速采样, 如时间交织(TI)结构<sup>[3-4]</sup>, 正交镜像滤波器组(QMFB)结构<sup>[5]</sup>, 混合滤波器组(HFB)结构<sup>[1,6-7]</sup>, 频率变换混合结构等<sup>[8]</sup>。所有这些并行 ADC 结构的

主要思想都是利用多个通道将宽带模拟输入信号进行分割,然后在每个通道利用低带宽(相对于总体系统 ADC 带宽)的 ADC 对分割后的信号进行采样量化,最后将各子带信号结合得到原宽带模拟输入信号的数字重构。这些结构的优点在于可利用一组并行、高精度、低速率 ADC 获得等效的较高采样率 ADC。

TI 结构是被广泛研究的并行 ADC 结构之一。理想的 TI 结构可以在很大程度上提高系统的采样率,但此结构对通道 ADC 之间的增益和相位失配、时钟失配非常敏感,极大地限制了系统的转换速度和分辨率。并且 TI 结构需要高速采样保持电路,增加了电路实现的难度。基于 QMFB 的并行 ADC 结构在一定程度上克服了 TI 失配引入的缺点<sup>[5]</sup>。并行 QMFB 结构先将模拟信号离散化后作为系统的输入信号,再用基于开关电容的离散时间滤波器对输入信号进行分解得到子带信号,然后经过下采样器、量化器和上采样器处理后,数字综合滤波器将其综合得到输出信号。然而此并行结构中仍然需要高速采样保持电路。HFB ADC 结构与 QMFB 在原理上相似,不同之处在于 HFB 输入为模拟信号,分析滤波器采用模拟滤波器(未用开关电容电路)<sup>[10-12]</sup>。HFB 能够减小通道间转换器失配的影响,极大提高了整个采样系统的分辨率。但是由于 HFB 没有将信号高频带部分转换到基带进行处理,此结构中仍然需要高速采样保持电路;并且为分割宽带输入信号,HFB 系统需要设计具有高中心频率的带通滤波器,电路实现困难。文献[8]提出的频域变换混合结构虽然利用正交基带变换技术将子带信号转换到基带处理,解决了高速采样保持电路带来的缺点,但此结构引入了正交失配误差,限制了系统的分辨率。而且相对于 TI、QMFB 和 HFB 结构,在通道数相同的情况下此结构需要多一倍的 ADC,增加了系统实现时的复杂程度。

本文提出了一种新的并行结构实现高速高精度 ADC,称为并行调制混合滤波器组 ADC 结构。文献[9]提出了一种相似的结构,但是文献[9]中的调制器对输入信号的调制方式仅适用于两通道情况,而当通道数大于 2 时,如果采用文献[9]中的调制方式对输入信号进行调制,则低通滤波器不能捕获

输入信号频谱的全部信息,因此系统将不能重构输入信号。而本文提出的结构适用于任意  $M$  通道的情况( $M \geq 2$ ),仿真结果证实了本文方法的有效性。

## 2 调制混合滤波器组 ADC 结构

### 2.1 结构描述

本文提出的并行混合滤波器组 ADC 结构是一种调制结构,如图 1 所示。宽带模拟输入信号  $x(t)$  同时通过  $M$  个通道( $M \geq 2$ ),每个通道包含一个模拟乘法器、低通模拟分析滤波器  $H(s)$ 、ADC、上采样器  $\uparrow M$  和数字综合滤波器  $F_m(z)$ ,  $m=0,1,\dots,M-1$ ,最后由综合滤波器将各子带信号综合成最终的输出信号  $y(n)$ 。为简化表述,以第  $m$  个通道为例进行说明。假定宽带模拟输入信号  $x(t)$  的角频率频谱  $X(j\omega)$  带限为  $[(-\pi/T), (\pi/T)]$ ,其中  $T$  是系统的总体采样周期。如果用  $1/T$  的采样率对信号  $x(t)$  进行采样,信号频谱无混叠。但是对于超宽带信号,由于单个 ADC 的采样率很难达到  $1/T$ ,因而无法直接按  $1/T$  的速率进行采样。

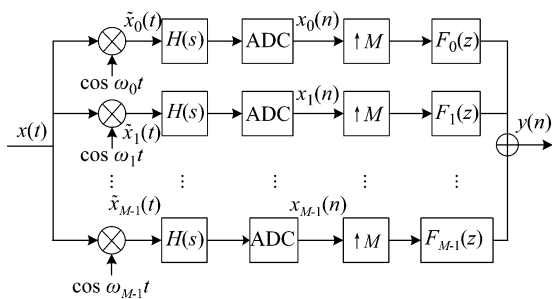


图1 并行调制混合滤波器组 ADC 结构

Fig. 1 Modulated hybrid filter bank for ADC

信号  $x(t)$  先通过乘法器乘以  $\cos \omega_m t$  进行调制(所以称此系统为调制系统),调制后  $X(j\omega)$  移动了  $\pm \omega_m$ ,即  $\tilde{X}_m(j\omega) = \pi [X(j\omega + j\omega_m) + X(j\omega - j\omega_m)]$ ,其中,  $\omega_m = \pi m / (MT)$ ,  $\tilde{X}_m(j\omega)$  表示  $\tilde{x}_m(t)$  的频谱。低通滤波器  $H(s)$  的通带截止频率为

$$\omega_H = \pi / (MT) \quad (1)$$

处理过程相当于将输入信号频谱  $X(j\omega)$  均匀分割成  $M$  段后,取出其中的第  $m$  段(此时讨论的是第  $m$  个通道)。忽略量化噪声的影响,ADC 的采样频率取  $1/(MT)$ 。ADC 采样后的信号通过上采样器和

需要设计的数字滤波器  $F_m(z)$ ,  $F_m(z)$  要使得由 ADC 采样引入的信号失真和混叠误差最小化。因此,系统整体的有效采样率将对应 Nyquist 采样率。因为该系统的分析滤波器是模拟滤波器而综合滤波器是数字滤波器,所以称此系统为混合滤波器组系统。

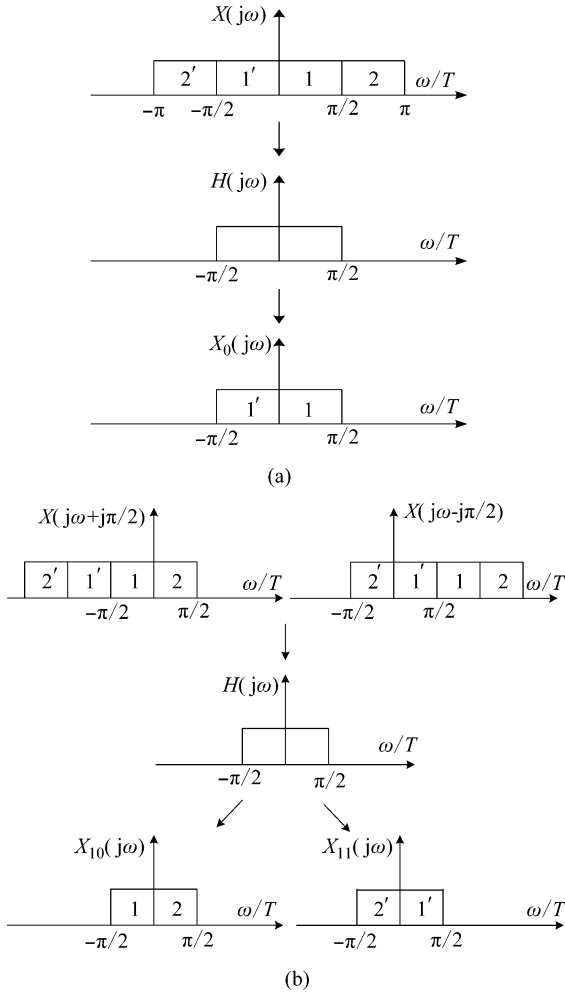


图 2 两通道输入信号调制滤波示意图

Fig. 2 Modulating and filtering the input signal for two-channel case

图 2 给出了一个理想情况下两通道 ( $M=2$ ) 宽带输入信号  $x(t)$  被调制和低通滤波的示意图,  $x(t)$  的频谱被均匀分割为 4 等份。从图 2 可以看出  $x(t)$  经过第一路余弦调制器调制(因为  $\omega_0=0$ , 所以实际上未调制)和低通滤波后得到 1 和 1' 部分的信息,如图 2(a) 所示。图中  $X_0(j\omega)$  表示输入信号第一路经过调制和低通滤波后表示的频谱。图 2(b) 表示输入信号经过第二路的处理过程,信

号频谱  $X(j\omega)$  移动  $\pm\pi/2$  后经过低通滤波得到  $X_{10}(j\omega)+X_{11}(j\omega)$ 。因为两路子带信号的正频带部分包含 1 和 2 的信息,负频带部分包含 1' 和 2' 的信息,所以两路子带信号包含了  $x(t)$  的全部信息,适当设计综合滤波器组可以得到与  $x(t)$  相对应的采样输出  $y(n)$ 。

注意到文献[9]提出了一种相似的结构,[9]中调制器的调制角频率为  $\tilde{\omega}_m = \pi m/T, m=0,1$ 。两通道情况下文献[9]中结构输入信号频谱调制前后的示意图如图 3 所示。可以看出当通道数大于 2 时,用文献[9]中的调制方式调制输入信号后,低通滤波器不能捕获输入信号频谱的全部信息,因此[9]中系统将不能重构输入信号。所以文献[9]的系统不适用于多通道的情况。

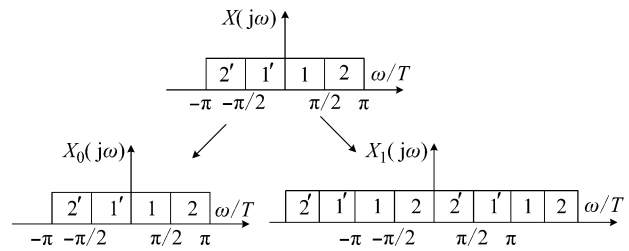


图 3 文献[9]中两通道输入信号调制示意图  
Fig. 3 Modulating the input signal for two-channel case in [9]

综上所述,本文提出的系统有如下四个主要的优点:(1)由于采样在输入信号调制和低通滤波之后进行,即在宽带信号被分解转换为窄的子带基带信号后,故采样保持电路可用等价的窄带基带处理电路实现,解决了[1-5]结构需要高速采样保持电路的问题;(2)系统仅需要设计低通模拟滤波器,解决了[1]结构需要设计具有高中心频率的带通滤波器的难题;(3)系统所需的 ADC 数等于通道数,比[8]结构需要的 ADC 数目减少一半,降低了系统实现时的复杂程度;(4)系统调制器的调制角频率为  $\omega_m = \pi m/(MT)$ ,与[9]的调制方式仅适用于两通道的情况相比,本文的调制方式适用于任意有限通道数的情况。

### 2.2 综合滤波器设计

图 1 中宽带模拟输入信号  $x(t)$  经过调制、滤波和 ADC 采样后,得到的子带信号  $x_m(n), m = \{0, \dots, M-1\}$  的频谱可写为:

$$X_m(e^{j\omega T}) = \begin{cases} \frac{1}{MT} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X\left(j\frac{\omega}{M} - j\frac{2\pi n}{MT}\right) H\left(j\frac{\omega}{M} - j\frac{2\pi n}{MT}\right), & m=0 \\ \frac{\pi}{MT} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[ X\left(j\frac{\omega}{M} - j\frac{2\pi n}{MT} - j\omega_m\right) + X\left(j\frac{\omega}{M} - j\frac{2\pi n}{MT} + j\omega_m\right) \right] H\left(j\frac{\omega}{M} - j\frac{2\pi n}{MT}\right), & m=1, \dots, M-1 \end{cases} \quad (2)$$

当  $m=0$  时, 有  $\omega_m = \pi m / (MT) = 0$ , 说明第一路信号未调制。此时做变量代换  $m-2n \rightarrow n$ , 代入(2)式可得:

$$\begin{aligned} X_0(e^{j\omega T}) &= \frac{1}{MT} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X\left(j\frac{\omega}{M} - j\frac{2\pi n}{MT}\right) H\left(j\frac{\omega}{M} - j\frac{2\pi n}{MT}\right) \\ &= \frac{1}{MT} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X\left(j\frac{\omega}{M} - j\frac{2\pi n}{MT} + j\omega_m\right) H\left(j\frac{\omega}{M} - j\frac{2\pi n}{MT}\right) \\ &= \frac{1}{MT} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X\left(j\frac{\omega}{M} - j\frac{2\pi n}{MT} + j\frac{\pi n}{MT}\right) H\left(j\frac{\omega}{M} - j\frac{2\pi n}{MT}\right) \\ &= \frac{1}{MT} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X\left(j\frac{\omega}{M} + j\frac{\pi n}{MT}\right) H\left(j\frac{\omega}{M} + j\frac{\pi n}{MT}\right) \end{aligned} \quad (3)$$

当  $m=1, \dots, M-1$  时, 每一路信号都经过调制器调制, 由(2)式可得子带信号的频谱为:

$$\begin{aligned} X_m(e^{j\omega T}) &= \frac{\pi}{MT} \left[ \sum_{n=-\infty}^{\infty} X\left(j\frac{\omega}{M} - j\frac{2\pi n}{MT} - j\omega_m\right) H\left(j\frac{\omega}{M} - j\frac{2\pi n}{MT}\right) \right. \\ &\quad \left. + \sum_{n=-\infty}^{\infty} X\left(j\frac{\omega}{M} - j\frac{2\pi n}{MT} + j\omega_m\right) H\left(j\frac{\omega}{M} - j\frac{2\pi n}{MT}\right) \right] \end{aligned} \quad (4)$$

对(4)式中的第一部分求和项做变量代换  $m+2n \rightarrow n$ , 第二部分求和项做变量代换  $m-2n \rightarrow n$ , 有

$$\begin{aligned} X_m(e^{j\omega T}) &= \frac{\pi}{MT} \left[ \sum_{n=-\infty}^{\infty} X\left(j\frac{\omega}{M} - j\frac{\pi n}{MT}\right) H\left(j\frac{\omega}{M} - j\frac{\pi n}{MT} + j\omega_m\right) \right. \\ &\quad \left. + \sum_{n=-\infty}^{\infty} X\left(j\frac{\omega}{M} + j\frac{\pi n}{MT}\right) H\left(j\frac{\omega}{M} + j\frac{\pi n}{MT} - j\omega_m\right) \right] \\ &= \frac{\pi}{MT} \left[ \sum_{n=-\infty}^{\infty} X\left(j\frac{\omega}{M} + j\frac{\pi n}{MT}\right) H\left(j\frac{\omega}{M} + j\frac{\pi n}{MT} + j\omega_m\right) \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &\quad \left. + \sum_{n=-\infty}^{\infty} X\left(j\frac{\omega}{M} + j\frac{\pi n}{MT}\right) H\left(j\frac{\omega}{M} + j\frac{\pi n}{MT} - j\omega_m\right) \right] \\ &= \frac{\pi}{MT} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X\left(j\frac{\omega}{M} + j\frac{\pi n}{MT}\right) \left[ H\left(j\frac{\omega}{M} + j\frac{\pi n}{MT} - j\omega_m\right) \right. \\ &\quad \left. + H\left(j\frac{\omega}{M} + j\frac{\pi n}{MT} + j\omega_m\right) \right] \end{aligned} \quad (5)$$

从(3)式和(5)式可以看出上述变量代换是将调制器对信号频谱的调制等价地转换到了对低通滤波器频谱的调制。系统输出  $y(n)$  的傅立叶变换可表示为:

$$Y(e^{j\omega T}) = \sum_{m=0}^{M-1} F_m(e^{j\omega T}) X_m(e^{j\omega T}) \quad (6)$$

将(3)式和(5)式代入(6)中可得

$$\begin{aligned} Y(e^{j\omega T}) &= \frac{1}{MT} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X\left(j\omega + j\frac{\pi n}{MT}\right) H\left(j\omega + j\frac{\pi n}{MT}\right) F_0(e^{j\omega T}) \\ &\quad + \frac{\pi}{MT} \sum_{m=1}^{M-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X\left(j\omega + j\frac{\pi n}{MT}\right) \cdot \left[ H\left(j\omega + j\frac{\pi n}{MT} - j\omega_m\right) \right. \\ &\quad \left. + H\left(j\omega + j\frac{\pi n}{MT} + j\omega_m\right) \right] F_m(e^{j\omega T}) \end{aligned} \quad (7)$$

因为信号  $x(t)$  的频谱带限为  $[-\pi/T, (\pi/T)]$ , 所以(7)式中关于  $n$  的求和项可限制为  $n = -(M-1), \dots, M-1$ 。为方便讨论, 本文只考虑输入信号频谱在  $[0, (\pi/T)]$  的范围, 此时  $n = 0, 1, \dots, M-1$ 。理想的综合滤波器  $F_m(e^{j\omega T})$ ,  $m = 0, 1, \dots, M-1$ , 应使得系统输出信号  $y(n)$  是输入信号  $x(t)$  经过缩放、延迟和经过 Nyquist 采样率采样所得到的信号, 即满足:

$$Y(e^{j\omega T}) = \sum_{n=0}^{M-1} X\left(j\omega + j\frac{\pi n}{MT}\right) T_n(e^{j\omega T}) = ce^{-j\omega T d} X(j\omega) \quad (8)$$

其中

$$T_n(e^{j\omega T}) = \frac{1}{MT} H\left(j\omega + j\frac{\pi n}{MT}\right) F_0(e^{j\omega T})$$

$$+ \frac{\pi}{MT} \sum_{m=1}^{M-1} \left[ H\left(j\omega + j\frac{\pi n}{MT} - j\omega_m\right) + H\left(j\omega + j\frac{\pi n}{MT} + j\omega_m\right) \right] F_m(e^{j\omega T}) \quad (9)$$

$d$  是正实数,为系统延迟; $c$  是非零常数;通常  $T_0(\cdot)$  称为失真函数,表示系统的增益和相位响应; $T_n(\cdot)$ ,  $n \in \{1, \dots, M-1\}$  称为混叠误差函数,表示系统产生的混叠误差。

若要求系统能够完全重构,即(8)式满足时,则要求:

$$T_0(e^{j\omega T}) = ce^{-j\omega Td}, T_n(e^{j\omega T}) = 0, n \in \{1, \dots, M-1\} \quad (10)$$

$$\mathbf{H}_{ce}(\omega) = \begin{bmatrix} H(j\omega)\mathbf{e}(\omega) & \pi[H(j\omega - j\pi/(2T)) + H(j\omega + j\pi/(2T))]\mathbf{e}(\omega) \\ H(j\omega + j\pi/(2T))\mathbf{e}(\omega) & \pi[H(j\omega) + H(j\omega + j\pi/T)]\mathbf{e}(\omega) \end{bmatrix}$$

$\mathbf{f} = [\mathbf{f}_0^T, \mathbf{f}_1^T]^T$  是综合滤波器组的系数向量,  $\mathbf{t}(\omega) = [e^{-j\omega Td}, 0]^T$ 。此时,综合滤波器的设计问题可陈述为:给定期望的响应  $\mathbf{t}(\omega)$ , 求解综合滤波器系数向量  $\mathbf{f}$ , 使得响应  $\mathbf{H}_{ce}(\omega)\mathbf{f}$  尽可能逼近  $\mathbf{t}(\omega)$ , 即使得(12)式成立。

在总体最小二乘误差准则下并行 ADC 综合滤波器组系数向量可通过最小化下面的误差函数得到:

$$J(\mathbf{f}) = \int_0^\pi \frac{\|\mathbf{t}(\omega) - \mathbf{H}_{ce}(\omega)\mathbf{f}\|^2}{1 + \mathbf{f}^H \mathbf{f}} d\omega = \frac{\hat{\mathbf{f}}^T \mathbf{P} \hat{\mathbf{f}}}{\hat{\mathbf{f}}^T \hat{\mathbf{f}}} \quad (13)$$

其中:  $\hat{\mathbf{f}} = [\mathbf{f}^H, -1]^H$ ,  $\mathbf{P}$  是 Hermitian 矩阵

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{b} \\ \mathbf{b}^H & g \end{bmatrix} \quad (14)$$

$\mathbf{A} = \int_0^\pi \mathbf{H}_{ce}^H(\omega)\mathbf{H}_{ce}(\omega)d\omega$ ,  $\mathbf{b} = \int_0^\pi \mathbf{H}_{ce}^H(\omega)\mathbf{t}(\omega)d\omega$ ,  $g = \int_0^\pi \mathbf{t}^H(\omega)\mathbf{t}(\omega)d\omega$ ; 上标“H”表示向量或矩阵的共轭转置。

由于综合滤波器系数向量  $\mathbf{f}$  是实数,且  $\mathbf{P}$  是 Hermitian 矩阵,因此(13)式可化简为:

$$J(\mathbf{f}) = \frac{\hat{\mathbf{f}}^T \text{Re}(\mathbf{P})\hat{\mathbf{f}}}{\hat{\mathbf{f}}^T \hat{\mathbf{f}}} \quad (15)$$

符号  $\text{Re}(\cdot)$  表示复数值或复数向量的实部。此时综

假定综合滤波器是长度均为  $N$  的有限长脉冲响应(FIR)滤波器。综合滤波器频率响应为:

$$F_m(e^{j\omega}) = \sum_{n=0}^{N-1} f_m(n) e^{-jn\omega} = \mathbf{e}(\omega)\mathbf{f}_m \quad (11)$$

其中  $\mathbf{e}(\omega) = [1, e^{-j\omega}, \dots, e^{-j(N-1)\omega}]$ ,  $\mathbf{f}_m = [f_m(0), \dots, f_m(N-1)]^T$  是第  $m$  个综合滤波器的系数向量,上标“T”表示向量或矩阵的转置。

为更清楚表明综合滤波器的求解过程,考虑系统通道数只有 2 个的特殊情况,即  $M=2$ 。利用方程(9)、(10)和(11)可得:

$$\mathbf{H}_{ce}(\omega)\mathbf{f} = \mathbf{t}(\omega) \quad (12)$$

其中

合滤波器系数向量  $\mathbf{f}$  的求解问题可写为如下的形式:

$$\min_{\mathbf{f}} J(\mathbf{f}) = \min_{\mathbf{f}} \frac{\hat{\mathbf{f}}^T \text{Re}(\mathbf{P})\hat{\mathbf{f}}}{\hat{\mathbf{f}}^T \hat{\mathbf{f}}} \quad (16)$$

问题(16)是一个典型的 Rayleigh 商的最小化问题。因为  $\text{Re}(\mathbf{P})$  是实对称正定矩阵,根据 Rayleigh 原理,问题(16)的最优解为矩阵  $\text{Re}(\mathbf{P})$  的最小特征值对应的特征向量  $\hat{\mathbf{f}}_0$ 。 $\hat{\mathbf{f}}_0$  可归一化为  $\hat{\mathbf{f}}_0 = [\mathbf{f}_{\text{opt}}^T, -1]^T$ , 即可得到综合滤波器组的最优系数向量  $\mathbf{f}_{\text{opt}}$  [13]。

### 3 仿真结果与分析

本节给出并行调制混合滤波器组 ADC 系统 Matlab 仿真实例。由于具有通带波纹和非常量群延迟的模拟分析滤波器通常需要较高阶数的数字综合滤波器。也就是说,当模拟分析滤波器和数字综合滤波器阶数固定时,相比利用具有常量群延迟和通带无波纹的分析滤波器设计调制 HFB 系统,使用具有非常量的群延迟或者通带有波纹的分析滤波器设计的调制 HFB 系统的重构性能会降低 [1]。因此,选取 4 阶巴特沃斯低通模拟滤波器作为模拟分析滤波器,滤波器的通带截止频率由(1)式确定。在仿真中,取系统总体采样周期  $T=1$ s, FIR 综合滤波器长度  $N=128$ , 系统延迟  $d=N/2$

=64, 尺度因子  $c = 1/(MT)$ 。

为了衡量设计的调制 ADC 系统的重构性能, 定义如下两个系统信号重构性能评价指标, 失真函数<sup>[14]</sup>:

$$R(\omega) = \frac{T_0(e^{j\omega T})}{ce^{-j\omega Td}} \quad (17)$$

总体混叠误差函数<sup>[14]</sup>:

$$T_{\text{total}}(\omega) = \sqrt{\sum_{n=1}^{M-1} |T_n(e^{j\omega T})|^2} \quad (18)$$

对所设计的两通道 ( $M=2$ ) 调制 ADC 系统的幅度和相位失真、总体混叠误差幅度进行仿真, 仿真结果如图 4 所示。从图中可以看出系统在零频附近总体混叠幅度较大, 而在信号频带边缘附近失真和总体混叠幅度均较大, 总体混叠误差幅度下降到了  $-24\text{dB}$ , 系统幅度失真也达到了  $-0.25\text{dB}$ 。由文献[1]和[15]可知, 设计的 HFB 系统最大幅度失真小于  $0.1\text{dB}$ , 最大总体混叠误差幅度小于  $-70\text{dB}$  时可满足大多数要求。因此对于大多数实际应用, 该系统重构性能是过低的。为提高系统重构信号性能, 也就是使得设计的系统有更低的失真和混叠误差, 设置采样系统的总体采样频率稍高于其奈奎斯特率(即过采样处理)是一种较好的解决方法<sup>[14]</sup>。下面仿真中对输入信号进行过采样率为 4% 的过采样。但系统在零频附近重构性能差的问题仍不能得到解决。为此, 引入文献[15]中保护带的概念, 在零频处设置 3.5% 的保护带范围, 此时输入信号采样重构后有效频谱范围为  $[0.035\pi, 0.96\pi]$ , 其他频带是不关心的频带范围。图 5 显示了重新设计的两通道调制 ADC 系统的总体混叠误差幅度。设计的系统幅度失真低于  $2.8 \times 10^{-4}\text{dB}$ , 相位失真低于  $1.5 \times 10^{-5}\text{rad}$ , 最大总体混叠误差幅度为  $-89\text{dB}$ , 表明在设置保护带和

过采样后系统重构信号的性能有极大提高。具体性能指标见表 1。

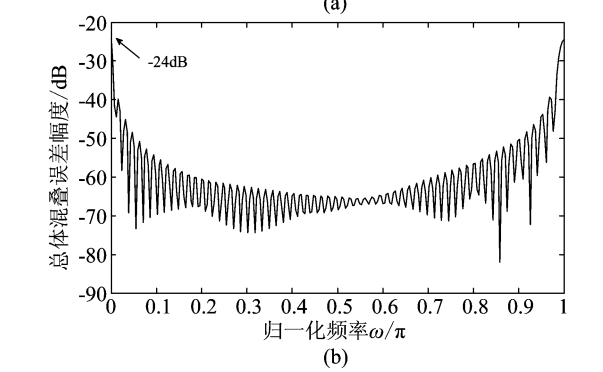
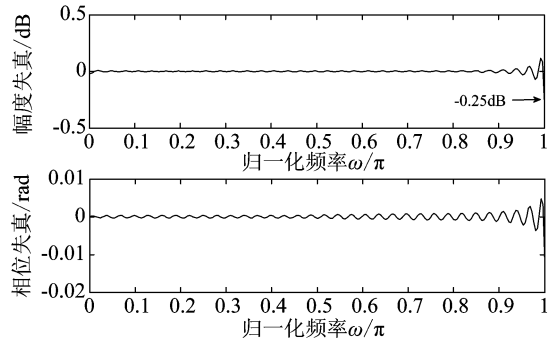


图 4 两通道调制 ADC 系统的失真与总体混叠误差幅度  
Fig. 4 Distortion and total aliasing of modulated ADC for two-channel case

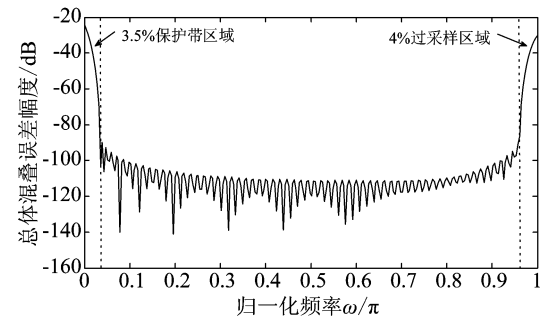


图 5 两通道调制 ADC 系统的总体混叠误差幅度(存在保护带和过采样)  
Fig. 5 Total aliasing of modulated ADC for two-channel case with oversampling and guard band

表 1 两通道调制 ADC 系统性能指标  
Tab. 1 Performances of modulated ADC for two-channel case

	平均幅度失真/dB	最大幅度失真/dB	平均总体混叠幅度/dB	最大总体混叠幅度/dB	平均相位失真/rad	最大相位失真/rad
无过采样与保护带	$-6.4 \times 10^{-4}$	-0.25	-61	-24	$-3.0 \times 10^{-5}$	$1.0 \times 10^{-2}$
过采样 4%, 保护带 3.5%	$-5.0 \times 10^{-10}$	$2.8 \times 10^{-4}$	-112	-89	$-2.4 \times 10^{-11}$	$1.5 \times 10^{-5}$

表 2 本文结构与文献[14]中结构性能指标比较

Tab. 2 Performances of ADCs synthesized with different architectures

	平均幅度 失真/dB	最大幅度 失真/dB	平均总体 混叠幅度/dB	最大总体 混叠幅度/dB	平均相位 失真/rad	最大相位 失真/rad
文献[14]结构	$-3.1 \times 10^{-7}$	$-2.1 \times 10^{-4}$	-97	-86	$2.8 \times 10^{-7}$	$1.2 \times 10^{-4}$
本文结构	$-2.2 \times 10^{-9}$	$4.2 \times 10^{-4}$	-103	-79	$3.1 \times 10^{-11}$	$4.0 \times 10^{-4}$

表 3 数字综合滤波器系数量化后的八通道调制 ADC 系统性能指标

Tab. 3 Modulated ADC performances in the presence of coefficient quantization for eight-channel case

	平均幅度 失真/dB	最大幅度 失真/dB	平均总体 混叠幅度/dB	最大总体 混叠幅度/dB	平均相位 失真/rad	最大相位 失真/rad
16 位量化	$3.0 \times 10^{-4}$	$4.9 \times 10^{-3}$	-73	-59	$7.7 \times 10^{-6}$	$4.5 \times 10^{-4}$
32 位量化	$-2.2 \times 10^{-9}$	$4.2 \times 10^{-4}$	-103	-79	$3.1 \times 10^{-11}$	$4.0 \times 10^{-4}$

为了方便比较,除了模拟分析滤波器与文献[14]中不同之外,在其他条件相同的情况下设计一个八通道( $M=8$ )调制混合滤波器组 ADC 系统。此时,利用文献[14]中的 LMSGAD 方法在过采样率 4% 情况下设计 HFB 系统,模拟分析滤波器采用简单的一阶 RC 电路和二阶谐振电路实现<sup>[14]</sup>,取 HFB 系统总体采样周期  $T=1\text{s}$ ,FIR 综合滤波器长度  $N=128$ ,系统延迟  $d=N/2=64$ 。利用本文方法设计的调制 HFB 系统与文献[14]中的 LMSGAD 法设计的 HFB 系统的性能指标比较见表 2。由表 2 可知,本文设计的系统最大总体混叠误差为  $-79\text{dB}$ ,与[14]中系统最大总体混叠误差  $-86\text{dB}$  相差不大;同样的,本文设计的系统最大幅度失真为  $4.2 \times 10^{-4}\text{dB}$ ,与[14]中系统对应指标也很接近。综上可得两系统的重构性能比较相近。但是[14]中系统模拟部分需要设计具有较高中心频率的带通模拟滤波器,其实际电路实现时的不精确性会给系统引入较大误差;而本文系统虽然模拟滤波器阶数(4 阶)稍高于[14]中系统的滤波器阶数(2 阶),但是本文结构只需设计同样的低通模拟滤波器,极大降低了模拟电路实现时的不精确性对总体系统性能的影响。并且本文系统由于只需设计同样带宽的基带 ADC,降低了采样保持电路的设计要求,因而总体系统电路实现的难度远小于[14]中 HFB 系统实现的难度。

因为系统实际实现时,数字滤波器系数的有限实现精度会影响模数转换系统的重构性能,八通道数字综合滤波器长度  $N=128$  时,其系数经过 16 比

特和 32 比特定点量化,表 3 给出了系统的重构性能。从表 3 可以看出,当综合滤波器系数经过 16 比特量化后,系统最大总体混叠误差为  $-59\text{dB}$ ,此时系统的有效位数仍可达到 9.5 位<sup>[16]</sup>。此外,相同条件下,当滤波器系数经过 32 比特量化后系统重构性能与滤波器系数具有无限精度时的系统重构性能相比,没有降低。

## 4 结论

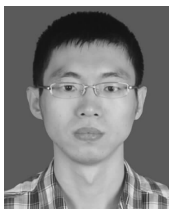
本文提出了一种新的并行调制混合滤波器组模拟数字转换结构。该结构将宽带输入信号进行余弦调制以使用相同的模拟低通滤波器将信号频带进行分割,并用相同带宽的窄带 ADC 采样量子带信号。由于各路子带信号转换到基带进行采样量化,本文所提出的结构解决了其他并行 ADC 结构需要高速采样保持电路的问题,因此具有更低的实现复杂程度。后续工作将进一步讨论模拟乘法器及 ADC 非理想实现时对系统重构性能的影响。

## 参考文献

- [1] Velazquez S R, Nguyen T Q, Broadstone R. Design of hybrid filter banks for analog/digital conversion [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1998, 46(4): 956-967.
- [2] 罗柏文,沈彩耀,于宏毅. 采用余弦调制滤波器组的多径衰落信号子带合成 [J]. 信号处理, 2013, 29(5): 537-543.

- Luo Bowen, Shen Caiyao, Yu Hongyi. Sub-band combining for multipath fading signals using cosine-modulated filter banks[J]. *Journal of Signal Processing*, 2013, 29(5): 537-543. (in Chinese)
- [3] Matsuno J, Yamaji T, Furuta M, Itakura T. All-digital background calibration technique for time-interleaved ADC using pseudo aliasing signal[J]. *IEEE Transactions on circuits and systems I*, 2013, 60(5): 1113-1121.
- [4] Centurelli F, Monsurrò P, Trifiletti A. Efficient digital background calibration of time-interleaved pipeline analog-to-digital converters [J]. *IEEE Transactions on circuits and systems II*, 2012, 59(7): 1373-1383.
- [5] Petraglia A, Mitra S. High-speed A/D conversion incorporating a QMF bank[J]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 1992, 41(3): 427-431.
- [6] Kammoun A, Lelandais-Perrault C, Debbah M. SNR efficient approach for the design of hybrid filter bank A/D converters[C]//*IEEE International Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, Vancouver BC, May 26-31, 2013.
- [7] Magalhaes J P, Vieira J M N, Gomez-Garcia R, Carvalho N B. Bio-inspired hybrid filter bank for software-defined radio receivers[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2013, 61(4): 1455-1466.
- [8] Mazlouman S J, Sheikhaei S, Mirabbasi S. Digital compensation techniques for frequency-translating hybrid analog-to-digital converters[J]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2011, 60(3): 758-767.
- [9] Oliaei O. Modulated hybrid filter banks for data conversion[C]//*IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP'05)*, Philadelphia, USA, March 18-23, 2005.
- [10] 蔡振浩, 于宏毅, 刘洋. 基于加权总体最小二乘正则化方法的混合滤波器组最优化设计[J]. *信号处理*, 2010, 26(12): 1840-1844.  
Cai Zhenhao, Yu Hongyi, Liu Yang. Hybrid filter banks optimization design using regularization weighted total least square solving [J]. *Signal Processing*, 2010, 26(12): 1840-1844. (in Chinese)
- [11] 蔡振浩, 于宏毅. 基于加权最小二乘正则化方法的混合滤波器组最优化设计[J]. *信号处理*, 2010, 26(7): 1110-1114.  
Cai Zhenhao, Yu Hongyi. Hybrid filter banks optimization design using regularization weighted least square solving[J]. *Signal Processing*, 2010, 26(7): 1110-1114. (in Chinese)
- [12] Marelli D E, Mahata K, Fu M. Hybrid filterbank ADCs with blind filterbank estimation[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, 2011, 58(10): 2446-2457.
- [13] Wang W, Zhang Z J, Song Q. Design of hybrid filter bank based on eigenvalue problem[C]//*IEEE 4<sup>th</sup> International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation, and EMC Technologies for Wireless Communications (MAPE)*, Beijing, China. November 1-3, 2011.
- [14] Lelandais-Perrault C, Petrescu T, Poulton D, et al. Wideband, band pass and versatile Hybrid Filter Bank A/D conversion for software radio [J]. *IEEE Transaction on Circuits and Systems I*, 2009, 56(8): 1772-1782.
- [15] Asemanni D, Oksman J, Duhamel P. Subband architecture for Hybrid Filter Bank A/D converters [J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2008, 2(2): 191-201.
- [16] Walden R H. Analog-to-digital converter survey and analysis [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1999, 17(4): 539-550.

#### 作者简介



王玮 男,1984年生,河北省任丘市人,西安电子科技大学在读博士研究生,研究方向为超宽带信号处理、混合滤波器组的设计及应用。

E-mail: wangweidaiyu@163.com

张子敬 男,1967年生,北京人,教授,博士生导师,研究方向为雷达目标检测、雷达信号处理系统设计、多速率滤波器组设计等。

E-mail: zjzhang@xidian.edu.cn