

一种基于MMF-FRM的低复杂度信道化接收机结构

张文旭^{1,2}, 崔鑫磊^{1,2}, 陆满君³

(1. 哈尔滨工程大学信息与通信工程学院, 黑龙江哈尔滨 150001; 2. 哈尔滨工程大学先进船舶通信与信息技术工业和信息化部重点实验室, 黑龙江哈尔滨 150001; 3. 上海无线电设备研究所, 上海 201109)

摘要: 为实现时域重叠信号的全概率接收和跨信道信号重构,降低窄过渡带信道化结构的复杂度,提出一种基于调制屏蔽滤波器频率响应屏蔽(Modulation Masking Filter Frequency Response Masking, MMF-FRM)技术的信道化接收机结构. 通过对原型屏蔽滤波器进行调制得到两个分支屏蔽滤波器,给出了基于MMF-FRM的窄过渡带滤波器设计方法. 推导出一种基于MMF-FRM的低复杂度信道化接收机结构,该信道化结构解决了多相分解受FRM(Frequency Response Masking)滤波器组限制的问题,并分析了该结构的有限字长性质和纹波系数. 用Xilinx System Generator进行了硬件实现与仿真,在采样速率为1 GHz,信道数为8的条件下,提出的信道化接收机结构比多相信道化结构节省74.1%的乘法器资源,比FRM信道化结构节省13.5%的乘法器资源.

关键词: 宽带数字接收机;多相信道化;窄过渡带;频率响应屏蔽;调制屏蔽滤波器

基金项目:国防基础科研计划重点项目(No.JCKY2017203B060);黑龙江省自然科学基金(No.LH2020F020);中央高校基本科研业务费资助项目(No.3072021CF0816)

中图分类号: TN851

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2023)03-0720-08

电子学报URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20210763

A Low Complexity Channelized Receiver Structure Based on MMF-FRM

ZHANG Wen-xu^{1,2}, CUI Xin-lei^{1,2}, LU Man-jun³

(1. School of Information and Communication Engineering, Harbin Engineering University, Harbin, Heilongjiang 150001, China;

2. Key Laboratory of Advanced Marine Communication and Information Technology, Ministry of Industry and Information Technology, Harbin Engineering University, Harbin, Heilongjiang 150001, China;

3. Shanghai Radio Equipment Research Institute, Shanghai 201109, China)

Abstract: In order to realize the full probability reception of time-domain overlapping signals and cross-channel signal reconstruction, reduce the complexity of channelized structure with narrow transition bandwidth, a channelized receiver structure based on modulation masking filter frequency response masking (MMF-FRM) is proposed. Two branch masking filters are obtained by modulating the prototype masking filter, and the MMF-FRM based narrow transition bandwidth filter design method is presented. A low complexity channelized receiver structure based on MMF-FRM is derived. This structure solves the problem of polyphase decomposition limited by frequency response masking (FRM) filter bank, and the finite word length property and ripple of this structure are analyzed. The hardware implementation and simulation are carried out using the Xilinx System Generator. Under 1 GHz sampling frequency and 8 channels condition, the proposed channelized receiver structure saves 74.1% multiplier resources compared with the polyphase channelized receiver structure, and 13.5% compared with the FRM channelized structure.

Key words: wideband digital receiver; polyphase channelization; narrow transition bandwidth; frequency response masking; modulation masking filter

Foundation Item(s): Key Program of National Defense Basic Scientific Research Program of China (No. JCKY2017203B060); National Science Foundation of Heilongjiang Province (No.LH2020F020); Fundamental Research Funds for the Central Universities (No.3072021CF0816)

1 引言

针对新型雷达瞬时带宽越来越宽的特点,对电子侦察系统提出了宽带信号接收与处理的要求. 信道化接收机是宽带接收机的一种主要实现形式^[1],可以提高接收机灵敏度,对宽带信号和时域重叠信号进行实时接收与处理,但是存在信号跨信道等问题. 窄过渡带滤波器有利于减少信号重构误差,信道数量的增加也需要更窄的过渡带,但窄过渡带会造成滤波器阶数增加,提高乘法器资源占用. 设计具有低复杂度的窄过渡带滤波器,并利用各种信号处理技术将其扩展至信道化结构中,降低信道化结构的复杂度,有利于推广到工程实现中^[2,3],进而广泛应用于电子侦察、多载波通信、语音信号处理等领域^[4-6].

频率响应屏蔽(Frequency Response Masking, FRM)技术因其在窄过渡带滤波器设计方面的优势被广泛应用. 文献[7]设计了一种适用于宽带信道化器的基于 FRM 的非最大抽取可变带宽滤波器组. 文献[8]将 FRM 技术应用于非均匀余弦调制滤波器组的设计中,设计了具有窄过渡带的非均匀余弦调制滤波器组,同时降低了滤波器组的计算复杂度. 文献[9]提出了 WOLA(Weighted Overlap Add)并行结构的低时延 DFT (Discrete Fourier Transform) 滤波器组的设计和 FPGA 实现方法,该方法可以进一步推广到基于 FRM 的多相结构的低时延实现中. 文献[10]提出了一种基于多相滤波器组和高级快速傅里叶变换结构的高速数字谱仪设计方案,并给出了具体的硬件设计与实现. 文献[11]提出了一种基于复指数调制的频率响应屏蔽技术,该结构可应用于窄带信道化滤波器组结构中,但这一结构只对屏蔽滤波器进行了多相分解,没有给出整个滤波器组的多相分解结构,应用于高速系统时需要部分滤波器进行并行处理. 文献[12]采用两级屏蔽滤波的方法对窄过渡带滤波器的设计进行了优化,进一步降低了频率响应屏蔽滤波器的复杂度,但将其推广至多相信道化结构时,对两级屏蔽滤波器进行多相分解将更加繁琐. 文献[13]提出了一种低复杂度的基于 FRM 技术的调制滤波器组结构,然而由于 FRM 中插值倍数无法与信道数满足整数倍关系,只能对屏蔽滤波器进行多相分解.

针对窄过渡带信道化结构复杂度高的问题,本文提出了一种基于调制屏蔽滤波器频率响应屏蔽(Modulation Masking Filter-Frequency Response Masking, MMF-FRM)技术的低复杂度信道化接收机结构,利用 MMF-FRM 技术设计具有窄过渡带的原型滤波器,并将其应用于多相信道化接收机结构中. 本文提出的基于 MMF-FRM 的信道化结构与现有的窄过渡带信道化结构相比,消耗更少的乘法器资源.

2 MMF-FRM 技术及其性质

2.1 MMF-FRM 技术

FRM 技术是一种窄过渡带滤波器的低复杂度实现方法,如式(1)所示

$$H(z) = H_a(z^L)H_{Ma}(z) + H_c(z^L)H_{Mc}(z) \quad (1)$$

其中, $H_a(z^L)$ 和 $H_c(z^L)$ 为互补滤波器,由 $H_a(z)$ 和 $H_c(z)$ 通过 L 倍插值得到, $H_{Ma}(z)$ 和 $H_{Mc}(z)$ 为两个屏蔽滤波器.

FFT(Fast Fourier Transform)算法可以有效降低并行傅里叶变换的复杂度,多相信道化结构通常借助 FFT 或 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)算法实现,所以信道数为 $K = 2^n$,信道带宽为 $2\pi/2^n, n \in N^*$. 基于这一特点提出了一种改进的 FRM 技术以适应多相信道化结构的特点和多相分解的需求. MMF-FRM 技术的频域表示如图 1 所示,由图可知抽取因子 $L = 2^m, m \in N^*,$ 且 $n \leq m$. 从而可以得到 $L/K \in N^*$,这将是 FRM 滤波器组多相分解的必要条件.

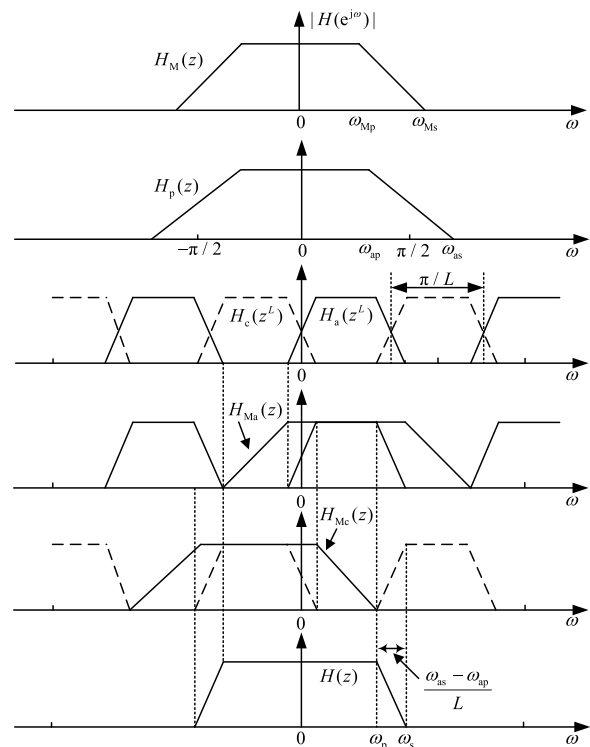


图 1 调制屏蔽滤波器频率响应屏蔽技术的频域表示

合成滤波器 $H(z)$ 的通带截止频率和阻带起始频率分别为 ω_p 和 ω_s , 且 $\omega_s + \omega_p = 2\pi/K, L = MK, M \in N^*$. 原型低通滤波器 $H_p(z)$ 为半带滤波器, ω_{ap} 和 ω_{as} 分别是其通带截止频率和阻带起始频率,原型屏蔽滤波器 $H_M(z)$ 的通带截止频率和阻带起始频率分别为 ω_{Mp} 和 ω_{Ms} . $H_a(z), H_c(z), H_{Ma}(z)$ 和 $H_{Mc}(z)$ 分别由原型低通滤

波器和原型屏蔽滤波器通过调制得到,如式(2)、式(3)所示.

$$\begin{cases} H_a(z) = \sum_{n=0}^{N_a} h_p(n) e^{j\frac{\pi}{2}(n-\frac{N_a}{2})} z^{-n} \\ H_c(z) = \sum_{n=0}^{N_a} h_p(n) e^{-j\frac{\pi}{2}(n-\frac{N_a}{2})} z^{-n} \end{cases} \quad (2)$$

其中, $h_p(n)$ 为原型低通滤波器的单位脉冲响应, N_a 为原型屏蔽滤波器的阶数.

$$\begin{cases} H_{Ma}(z) = \sum_{n=0}^{N_M} h_M(n) e^{(-1)^n j\frac{\pi}{2L}(n-\frac{N_M}{2})} z^{-n} \\ H_{Mc}(z) = \sum_{n=0}^{N_M} h_M(n) e^{(-1)^{p-1-n} j\frac{\pi}{2L}(n-\frac{N_M}{2})} z^{-n} \end{cases} \quad (3)$$

其中, $h_M(n)$ 为原型屏蔽滤波器的单位脉冲响应, N_M 为原型屏蔽滤波器的阶数, $P=M-1, P \in N$.

$H_p(z)$ 和 $H_M(z)$ 的参数由给定的合成滤波器 $H(z)$ 得到, 计算公式如表 1 所示

表 1 原型滤波器参数计算公式

	ω_{ap}	ω_{as}	ω_{Mp}	ω_{Ms}
频率	$\frac{\pi}{2} - \frac{(\omega_s - \omega_p)L}{2}$	$\frac{\pi}{2} + \frac{(\omega_s - \omega_p)L}{2}$	$\frac{\pi}{K} - \frac{\omega_{ap}}{L}$	$\frac{\pi}{K} + \frac{\omega_{ap}}{L}$

设 $H_R(z) = \sum_{n=0}^{N_a} h_p(n) \cos \frac{\pi}{2}(n - \frac{N_a}{2}) z^{-n}$, $H_I(z) = \sum_{n=0}^{N_a} h_p(n) \sin \frac{\pi}{2}(n - \frac{N_a}{2}) z^{-n}$, 式(2)可以写作

$$\begin{cases} H_a(z) = H_R(z) + jH_I(z) \\ H_c(z) = H_R(z) - jH_I(z) \end{cases} \quad (4)$$

因为 $h_p(n)$ 为半带滤波器, 则

$$H_R(z) = \sum_{n=0}^{N_a} h_p(n) \cos \frac{\pi}{2}(n - \frac{N_a}{2}) z^{-n} = \frac{1}{2} z^{-\frac{N_a}{2}} \quad (5)$$

同理, 式(3)可以表示为

$$\begin{cases} H_{Ma}(z) = H_{MR}(z) + jH_{MI}(z) \\ H_{Mc}(z) = H_{MR}(z) - jH_{MI}(z) \end{cases} \quad (6)$$

其中 $H_{MR}(z) = \sum_{n=0}^{N_M} h_M(n) \cos \frac{\pi}{2L}(n - \frac{N_M}{2}) z^{-n}$, $H_{MI}(z) = (-1)^p \sum_{n=0}^{N_M} h_M(n) \sin \frac{\pi}{2L}(n - \frac{N_M}{2}) z^{-n}$.

将式(4)~式(6)代入式(1)可得 MMF-FRM 方法的表达式为

$$\begin{aligned} H(z) &= 2H_R(z^L)H_{MR}(z) - 2H_I(z^L)H_{MI}(z) \\ &= z^{-\frac{N_a L}{2}} H_{MR}(z) - 2H_I(z^L)H_{MI}(z) \end{aligned} \quad (7)$$

MMF-FRM 方法的实现结构如图 2 所示.

2.2 MMF-FRM 滤波器纹波特性

设 $H_a(e^{j\omega L})$ 、 $H_c(e^{j\omega L})$ 、 $H_{Ma}(e^{j\omega})$ 和 $H_{Mc}(e^{j\omega})$ 分别为滤

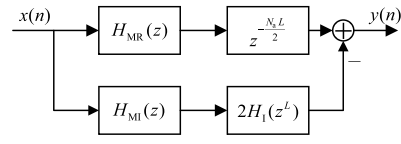


图 2 MMF-FRM 实现框图

波器 $H_a(z^L)$ 、 $H_c(z^L)$ 、 $H_{Ma}(z)$ 和 $H_{Mc}(z)$ 的零相位响应. 设 $H_a(\omega)$ 和 $\delta_a(\omega)$ 为零相位响应 $H_a(e^{j\omega L})$ 的期望值和纹波^[14]. 在零相位响应 $H_a(e^{j\omega L})$ 的通带 $H_a(\omega)=1$, 阻带 $H_a(\omega)=0$, 过渡带 $H_a(\omega)$ 与 $H_a(e^{j\omega L})$ 相等. 同理, 设 $H_c(\omega)$ 、 $H_{Ma}(\omega)$ 、 $H_{Mc}(\omega)$ 、 $\delta_c(\omega)$ 、 $\delta_{Ma}(\omega)$ 和 $\delta_{Mc}(\omega)$ 分别为零相位响应 $H_c(e^{j\omega L})$ 、 $H_{Ma}(e^{j\omega})$ 和 $H_{Mc}(e^{j\omega})$ 的期望值和纹波. 并进一步将屏蔽滤波器通带波纹记作 $\delta_{Map}(\omega)$ 和 $\delta_{Mcp}(\omega)$, 阻带波纹记作 $\delta_{Mas}(\omega)$ 和 $\delta_{Mcs}(\omega)$.

根据半带滤波器频谱的互补特性, 可得 $\delta_a(\omega) + \delta_c(\omega) = 0$, $H_a(\omega) + H_c(\omega) = 1$.

设 $H(\omega)$ 和 $\delta(\omega)$ 为合成滤波器的零相位响应 $H(e^{j\omega})$ 的期望值和纹波, 由式(1)得

$$\begin{aligned} H(\omega) + \delta(\omega) &= [H_a(\omega) + \delta_a(\omega)][H_{Ma}(\omega) + \delta_{Ma}(\omega)] \\ &\quad + [H_c(\omega) + \delta_c(\omega)][H_{Mc}(\omega) + \delta_{Mc}(\omega)] \end{aligned} \quad (8)$$

将 MMF-FRM 过程的频谱划分成图 3 所示的 6 部分, 讨论 $H_a(z)$ 、 $H_c(z)$ 、 $H_{Ma}(z)$ 和 $H_{Mc}(z)$ 的波纹与合成滤波器 $H(z)$ 的波纹的关系. 在推导过程中不考虑二阶及更高阶项的影响.

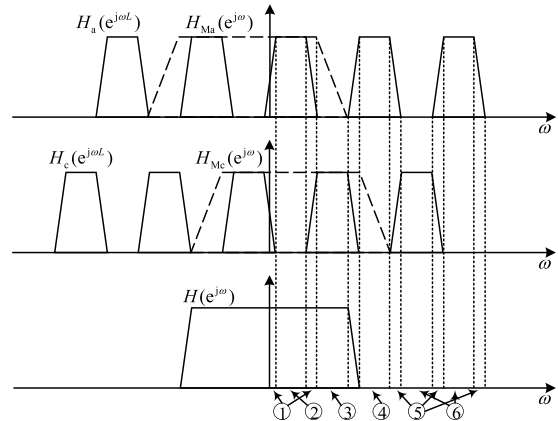


图 3 MMF-FRM 方法频域分段示意图

频段 1: $H(\omega)=1$, 式(8)可以简化为

$$\begin{aligned} \delta(\omega) &= H_a(\omega)\delta_{Map}(\omega) + H_c(\omega)\delta_{Mcp}(\omega) \\ &= H_a(\omega)[\delta_{Map}(\omega) - \delta_{Mcp}(\omega)] + \delta_{Mcp}(\omega) \end{aligned} \quad (9)$$

因为 $0 < H_a(\omega) < 1$

$$|\delta(\omega)| \leq \max\{|\delta_{Map}(\omega)|, |\delta_{Mcp}(\omega)|\} \quad (10)$$

频段 2: $H(\omega)=1$, 式(8)可以简化为

$$\delta(\omega) = \delta_a(\omega) + \delta_{Map}(\omega) + \delta_c(\omega) \quad (11)$$

因为 $\delta_a(\omega) + \delta_c(\omega) = 0$

$$\delta(\omega) = \delta_{\text{Map}}(\omega) \quad (12)$$

频段 3: $H(\omega) = 1$, 式(8)可以简化为

$$\begin{aligned} \delta(\omega) &= H_{\text{Ma}}(\omega)\delta_a(\omega) + \delta_c(\omega) + \delta_{\text{Mcp}}(\omega) \\ &= [1 - H_{\text{Ma}}(\omega)]\delta_c(\omega) + \delta_{\text{Mcp}}(\omega) \end{aligned} \quad (13)$$

因为 $0 < H_{\text{Ma}}(\omega) < 1$

$$|\delta(\omega)| \leq |\delta_c(\omega)| + |\delta_{\text{Mcp}}(\omega)| \quad (14)$$

频段 4: $H(\omega) = 0$, 式(8)可以简化为

$$\delta(\omega) = \delta_{\text{Mas}}(\omega) + H_{\text{Mc}}(\omega)\delta_c(\omega) \quad (15)$$

因为 $0 < H_{\text{Mc}}(\omega) < 1$

$$|\delta(\omega)| \leq |\delta_{\text{Mas}}(\omega)| + |\delta_c(\omega)| \quad (16)$$

频段 5: $H(\omega) = 0$, 式(8)可以简化为

$$\begin{aligned} \delta(\omega) &= H_a(\omega)\delta_{\text{Mas}}(\omega) + H_c(\omega)\delta_{\text{Mcs}}(\omega) \\ &= H_a(\omega)[\delta_{\text{Mas}}(\omega) - \delta_{\text{Mcs}}(\omega)] + \delta_{\text{Mcs}}(\omega) \end{aligned} \quad (17)$$

因为 $0 < H_a(\omega) < 1$

$$|\delta(\omega)| \leq \max\{|\delta_{\text{Mas}}(\omega)|, |\delta_{\text{Mcs}}(\omega)|\} \quad (18)$$

频段 6 与频段 2 相同

$$\delta(\omega) = \begin{cases} \delta_{\text{Mas}}(\omega), & H_a(\omega) = 1 \\ \delta_{\text{Mcs}}(\omega), & H_a(\omega) = 0 \end{cases} \quad (19)$$

通过上述推导可知,在频段 1、2、5 和 6 合成滤波器 $H(z)$ 的波纹只与 $\delta_{\text{Ma}}(\omega)$ 或 $\delta_{\text{Mc}}(\omega)$ 有关,在频段 3 和 4 与 $\delta_{\text{Ma}}(\omega)$ 或 $\delta_{\text{Mc}}(\omega)$ 和 $\delta_a(\omega)$ 或 $\delta_c(\omega)$ 有关。

2.3 MMF-FRM 技术的有限字长效应

硬件实现时滤波器的系数精度是有限的,这会到滤波器的频率响应产生影响,导致滤波器不能达到理想的参数. 本节将分析字长有限的单位脉冲响应对滤波器频率响应产生的影响^[15].

$h(n)$ 为滤波器 $H(z)$ 的单位脉冲响应, $\Delta h(n)$ 为有限字长产生的舍入误差. 字长有限的单位脉冲响应 $h'(n)$ 记作

$$h'(n) = h(n) + \Delta h(n) \quad (20)$$

$h'(n)$ 的零相位响应写作

$$\begin{aligned} H'(e^{j\omega}) &= \sum_{n=0}^{N_h} [h(n) + \Delta h(n)] e^{-j\omega(n - \frac{N_h}{2})} \\ &= H(e^{j\omega}) + \sum_{n=0}^{N_h} \Delta h(n) e^{-j\omega(n - \frac{N_h}{2})} \\ &= H(\omega) + \delta(\omega) + \sum_{n=0}^{N_h} \Delta h(n) e^{-j\omega(n - \frac{N_h}{2})} \end{aligned} \quad (21)$$

其中 $H(\omega)$ 和 $\delta(\omega)$ 为无限精度零相位响应 $H(e^{j\omega})$ 的期望值和波纹, N_h 为滤波器 $H(z)$ 的阶数.

设 $\Delta(\omega) = \delta(\omega) + \sum_{n=0}^{N_h} \Delta h(n) e^{-j\omega(n - \frac{N_h}{2})}$, 式(21)可以表示为

$$H'(e^{j\omega}) = H(\omega) + \Delta(\omega) \quad (22)$$

同理,滤波器 $H_a(z^L)$ 、 $H_c(z^L)$ 、 $H_{\text{Ma}}(z)$ 和 $H_{\text{Mc}}(z)$ 也可

以表示为式(22)所示的形式,参考 2.2 节的推导过程可以得到滤波器受有限字长效应的影响,如表 2 所示.

表 2 子滤波器误差对合成滤波器的影响

频率范围	合成滤波器误差
频段 1	$ \Delta(\omega) \leq \max\{ \Delta_{\text{Ma}}(\omega) , \Delta_{\text{Mc}}(\omega) \}$
频段 2	$\Delta(\omega) = \Delta_{\text{Ma}}(\omega)$
频段 3	$ \Delta(\omega) \leq \Delta_a(\omega) + \Delta_c(\omega) $
频段 4	$ \Delta(\omega) \leq \Delta_{\text{Ma}}(\omega) + \Delta_c(\omega) $
频段 5	$ \Delta(\omega) \leq \max\{ \Delta_{\text{Ma}}(\omega) , \Delta_{\text{Mc}}(\omega) \}$
频段 6	$\Delta(\omega) = \Delta_{\text{Ma}}(\omega)$ or $\Delta_{\text{Mc}}(\omega)$

由式(21)可知 $\Delta(\omega)$ 受滤波器阶数、舍入误差和 $\delta(\omega)$ 影响,当 $\delta(\omega)$ 和滤波器字长(舍入误差)给定时,滤波器阶数是主要的影响因素.

3 基于 MMF-FRM 的多相信道化结构及其实现方法

3.1 基于 MMF-FRM 的多相信道化结构推导

如图 4 所示的信道化结构中第 k 信道的信道化输出如式(23)所示.

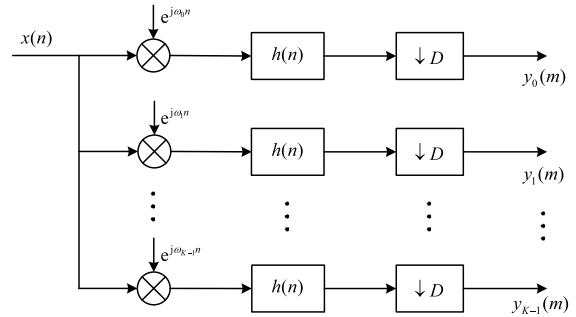


图 4 信道化结构

$$y_k(m) = x(n) e^{-j\omega_k n} \otimes h(n) \Big|_{n=mD} \quad (23)$$

其中, $\omega_k = \frac{2\pi k}{K}$, K 为信道数量, D 为信号降采样的倍数.

式(7)的时域表示为

$$h(n) = 2h'_R(n) \otimes h_{\text{MR}}(n) - 2h'_I(n) \otimes h_{\text{MI}}(n) \quad (24)$$

其中 $h(n)$ 、 $h_{\text{MR}}(n)$ 、 $h_{\text{MI}}(n)$ 、 $h_R(n)$ 、 $h_I(n)$ 分别为滤波器 $H(z)$ 、 $H_{\text{MR}}(z)$ 、 $H_{\text{MI}}(z)$ 、 $H_R(z)$ 、 $H_I(z)$ 的单位脉冲响应, $h'_R(n)$ 、 $h'_I(n)$ 是由 $h_R(n)$ 、 $h_I(n)$ 经过 L 倍插值得到的.

$$\begin{cases} r_k(m) = x(n) e^{-j\omega_k n} \otimes [h'_R(n) \otimes h_{\text{MR}}(n)] \Big|_{n=mD} \\ i_k(m) = x(n) e^{-j\omega_k n} \otimes [h'_I(n) \otimes h_{\text{MI}}(n)] \Big|_{n=mD} \end{cases} \text{得} \quad (25)$$

$$y_k(m) = 2r_k(m) - 2i_k(m)$$

$$\begin{aligned} r_k(m) &= \sum_{r=0}^{N_h} x(n-r) e^{-j\omega_k(n-r)} [h'_R(r) \otimes h_{\text{MR}}(r)] \Big|_{n=mD} \\ &= \sum_{r=0}^{N_h} x(mD-r) e^{-j\omega_k(mD-r)} \sum_{l=0}^{N_h L} h'_R(l) h_{\text{MR}}(r-l) \end{aligned} \quad (26)$$

令 $r=rK+p$, 对滤波器进行多相分解^[16], 设 $K=FD$, $F \in \{1, 2\}$, 则

$$\begin{aligned} r_k(m) &= \sum_{p=0}^{K-1} \sum_{r=0}^{N_b'} x(mD-rK-p) e^{-j\omega_k(mD-rK-p)} \\ &\quad \cdot \sum_{l=0}^{N_s L} h'_R(l) h_{MR}(rK+p-l) \\ &= \sum_{p=0}^{K-1} \sum_{r=0}^{N_b'} x[(m-rF)D-p] e^{-j\omega_k(m-rF)D} \\ &\quad \cdot \sum_{l=0}^{N_s L} h'_R(l) h_{MR}(rK+p-l) e^{j\omega_k p} \end{aligned} \quad (27)$$

由于 $h'_R(l)$ 的插值倍数 L 是信道数 K 的整数倍, 可以得到 $\sum_{l=0}^{N_s L} h'_R(l) h_{MR}(rK+p-l) = h'_R(rK) \otimes h_{MR}(rK+p)$.

令 $h_{MR}(rK+p) = h_{MR,p}(r)$, 式(27)可以写作

$$\begin{aligned} r_k(m) &= \sum_{p=0}^{K-1} e^{j\omega_k p} \sum_{r=0}^{N_b'} x[(m-rF)D-p] e^{-j\omega_k(m-rF)D} \\ &\quad \cdot h'_R(rK) \otimes h_{MR,p}(r) \\ &= (-1)^{\frac{2mk}{F}} \sum_{p=0}^{K-1} x(mD-p) \otimes h_R\left(\frac{mD}{L}\right) \\ &\quad \otimes h_{MR,p}\left(\frac{m}{F}\right) e^{j\omega_k p} \end{aligned} \quad (28)$$

同理, 可得

$$\begin{aligned} i_k(m) &= (-1)^{\frac{2mk}{F}} \sum_{p=0}^{K-1} x(mD-p) \otimes h_I\left(\frac{mD}{L}\right) \\ &\quad \otimes h_{ML,p}\left(\frac{m}{F}\right) e^{j\omega_k p} \end{aligned} \quad (29)$$

将式(28)、式(29)代入式(25)得

$$\begin{aligned} y_k(m) &= (-1)^{\frac{2mk}{F}} \sum_{p=0}^{K-1} x(mD-p) \otimes [2h_R\left(\frac{mD}{L}\right) \\ &\quad \otimes h_{MR,p}\left(\frac{m}{F}\right) - 2h_I\left(\frac{mD}{L}\right) \otimes h_{ML,p}\left(\frac{m}{F}\right)] e^{j\omega_k p} \end{aligned} \quad (30)$$

由式(30)可得, 基于MMF-FRM的多相信道化结构如图5所示, 滤波过程完全工作在数据降采样之后, 更易于工程实现.

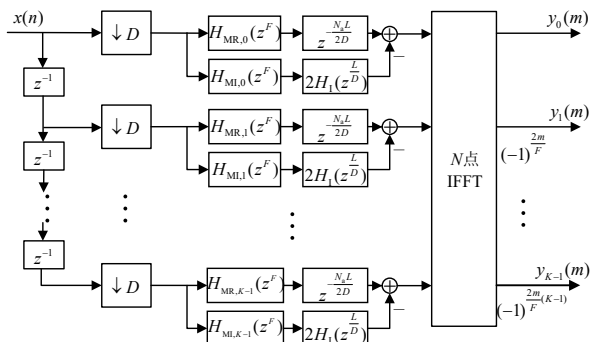


图5 基于MMF-FRM的多相信道化结构

3.2 基于MMF-FRM的多相分支屏蔽滤波实现结构

由2.1节可知, $H_{MR}(z)$ 和 $H_{ML}(z)$ 由同一个原型屏蔽滤波器通过正余弦调制得到, MMF-FRM滤波器组进行多相分解后, 多相分支屏蔽滤波器可以表示为

$$\begin{cases} H_{MR,p}(z) = \sum_{n=0}^{N_M/K} h_{M,p}(n) \cos \frac{\pi}{2L} (nK+p - \frac{N_M}{2}) z^{-n} \\ H_{ML,p}(z) = \sum_{n=0}^{N_M/K} h_{M,p}(n) (-1)^p \sin \frac{\pi}{2L} (nK+p - \frac{N_M}{2}) z^{-n} \end{cases} \quad (31)$$

由式(31)可知, 进行多相分解后子屏蔽滤波器的正余弦调制因子是周期的. 多相分支的屏蔽滤波过程可以表示为

$$\begin{aligned} y_{R,p}(n) &= \sum_{r=0}^{N_{M,p}} h_{MR,p}(r) x(n-r) \\ &= \sum_{r=0}^{N_{M,p}} h_{M,p}(r) \cos \frac{\pi}{2L} (rK+p - \frac{N_M}{2}) x(n-r) \\ &= \sum_{r=0}^{N_{M,p}} s(r) \cos \frac{\pi}{2L} (rK+p - \frac{N_M}{2}) \\ &= \sum_{k=0}^{2p-1} [\sum_{r=0}^{\lfloor N_{M,p}/(2P) \rfloor} (-1)^r s(2rP+k) \\ &\quad \cdot \cos \frac{\pi}{2L} (Kk+p - \frac{N_M}{2}) \end{aligned} \quad (32)$$

其中 $s(r) = h_{M,p}(r) x(n-r)$, $\lfloor \bullet \rfloor$ 为向下取整, 同理

$$\begin{aligned} y_{L,p}(n) &= (-1)^p \sum_{k=0}^{2p-1} [\sum_{r=0}^{\lfloor N_{M,p}/(2P) \rfloor} (-1)^r s(2rP+k) \\ &\quad \cdot \sin \frac{\pi}{2L} (Kk+p - \frac{N_M}{2}) \end{aligned} \quad (33)$$

由式(32)、式(33)可知, 当输入信号相同时, $y_{R,p}(n)$ 和 $y_{L,p}(n)$ 的计算过程都包含数据与原型屏蔽滤波器系数相乘的过程, 只需要保证输入信号相同就可以一起实现. 多相分支屏蔽滤波过程的具体实现结构如图6所示.

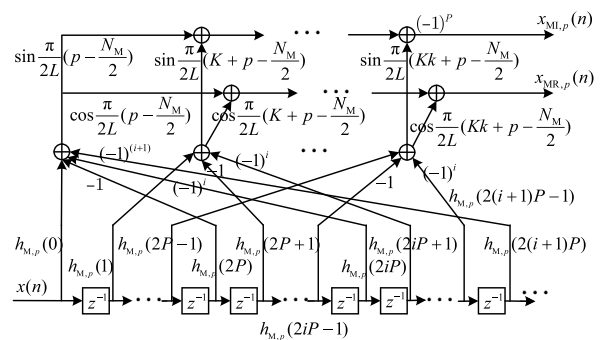


图6 多相分支屏蔽滤波实现结构

3.3 复杂度分析

本节对几种窄过渡带信道化接收机结构的实现复杂

度进行了对比分析,本文所考虑的复杂度为乘法器数量.信道数为 8,在不同过渡带宽的情况下对比了几种窄过渡带信道化接收机结构的复杂度,如表 3、表 4 所示.以下各 FRM 结构的复杂度都是用半带滤波器实现原型滤波器时计算的,时延是信号采样率为 1 GHz 的情况下给出的.

通过比较可以看出 FRM 技术可以有效降低窄过渡带

表 3 过渡带宽为 0.005π 时信道化结构复杂度

信道化结构	复杂度	时延/ns
多相结构	1 390	695
FRM 结构 ^[8]	416	704
CEM-FRM 结构 ^[12]	400	712
MMF-FRM 结构	360	716

表 4 过渡带宽为 0.004π 时信道化结构复杂度

信道化结构	复杂度	时延/ns
多相结构	1 550	775
FRM 结构 ^[8]	472	872
CEM-FRM 结构 ^[12]	440	872
MMF-FRM 结构	384	876

表 5 不同 L 时子滤波器参数

L	ω_{ap}	δ_a	$H_p(z)$ 阶数	ω_{Mp}	ω_{Ms}	R_{Mp}/dB	R_{Ms}/dB	$H_M(z)$ 阶数	复杂度	时延
8	0.48π	0.000 56	166	0.065π	0.19π	0.01	65	63	440	704
16	0.46π	0.000 56	82	$0.096 25\pi$	$0.158 75\pi$	0.01	65	119	360	716
24	0.44π	0.000 56	54	$0.106 67\pi$	$0.483 33\pi$	0.01	65	191	408	744
32	0.42π	0.000 56	42	$0.111 875 \pi$	$0.143 125 \pi$	0.01	65	263	488	804
40	0.40π	0.000 56	34	0.115π	0.14π	0.01	65	343	584	852
48	0.38π	0.000 56	26	$0.117 083 \pi$	$0.137 917 \pi$	0.01	65	439	696	844

4.1 信道化接收机结构仿真

首先根据表 5 所示 $L=16$ 时的参数设计原型低通滤波器和原型屏蔽滤波器,通过调制得到的 MMF-FRM 子滤波器,如图 7 所示为子滤波器幅频响应.图 8 为合成后的窄过渡带滤波器 $H(z)$ 的幅频响应,合成后的滤波器满足过渡带宽 0.005π 、通带波纹 0.01 dB、阻带衰减 60 dB 的设计要求.

信道化接收机搭建完成后为了验证其结构的正确性和信号接收的实际效果,进行了基于 Matlab 的仿真,

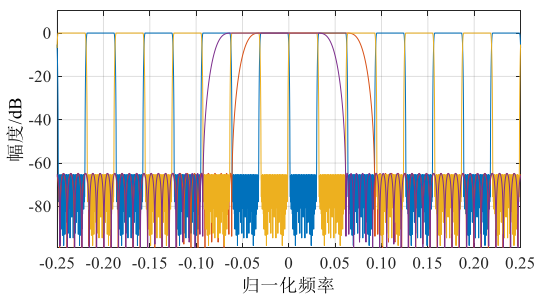


图 7 MMF-FRM 方法幅频响应

带信道化结构的实现复杂度,但是相比多相结构会带来滤波延时的增加.通过各种 FRM 技术的比较可以看出本文所提出的 MMF-FRM 技术在几乎不增加延时的情况下可以获得更低的实现复杂度.

4 基于 MMF-FRM 的多相信道化接收机结构仿真

多相信道化接收机的实现首先需要根据给定的滤波器参数选取合适的 MMF-FRM 子滤波器设计方案,然后进行滤波器的多相分解和信道化接收机结构的搭建.

本节在采样率为 1 GHz 的情况下进行了 8 信道最大抽取多相信道化结构的 Matlab 和 Xilinx System Generator (XSG) 仿真.原型滤波器的参数为:过渡带宽 0.005π 、通带波纹 0.01 dB、阻带衰减 60 dB.表 5 给出了满足设计要求的子滤波器设计方案.由表 5 可以看出,在给定的参数下,当 $L=16$ 时该滤波器组乘法器消耗最少, $L=8$ 时延时最少,本节的仿真选择 $L=16$ 时的设计方案进行.

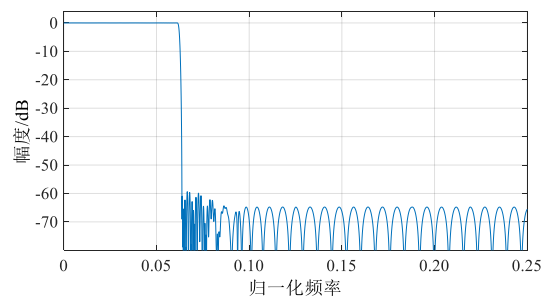


图 8 合成滤波器幅频响应

输入频率分别为 160 MHz 和 300 MHz 的两个正弦信号.如图 9 所示为输入信号与信道化滤波器组的幅频特性.图 10 分别为 8 个信道的信号输出,如图 9 所示的信道 1、2、6 和 7 有信号输出,同时输出信号的衰减达到了 60 dB,可以证明该信道化结构的正确性和可行性.

4.2 基于 XSG 的信道化接收机结构实现及仿真

本节给出了基于 XSG 的信道化结构的硬件实现及仿真,硬件实现平台选择 Virtex7 xc7vx690t-1ffg1761.滤波器系数采用 14 bit 字长来实现,图 11 给出了直接设计

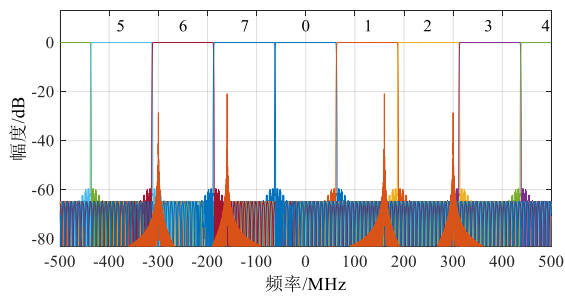


图9 8信道滤波器组和输入信号

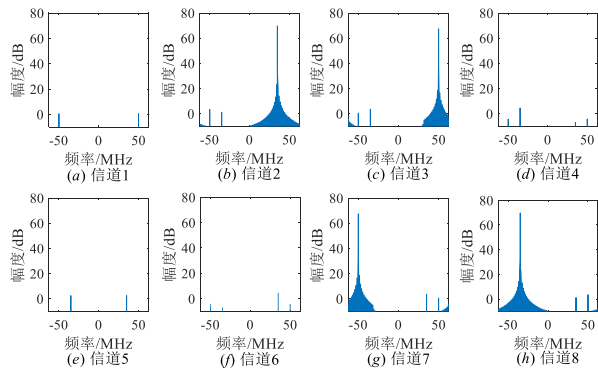
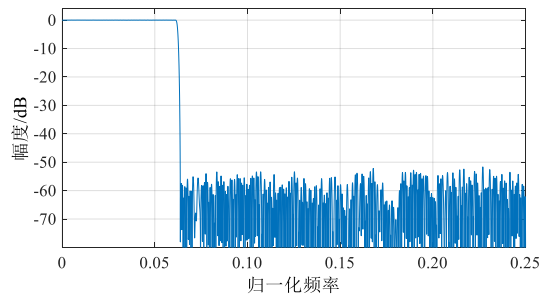
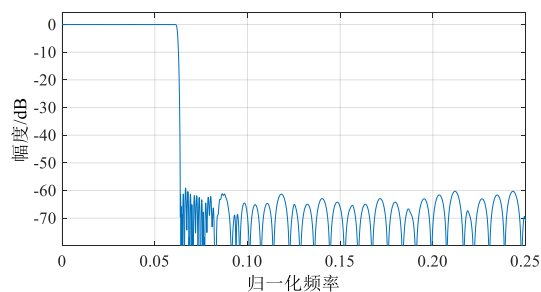


图10 8信道输出信号频谱



(a) 直接设计滤波器幅频响应



(b) MMF-FRM 滤波器幅频响应

图11 有限字长滤波器幅频响应

的滤波器和基于MMF-FRM的滤波器在有限字长情况下的幅频响应,通过幅频特性图可以看出直接设计的滤波器对有限字长更加敏感。

图5所示的数字信道化接收机按照数据速率可以

分为信号延时抽取和信道化滤波两部分,信号采样率为1 GHz,滤波和IFFT过程工作在125 MHz频率.工程实现时延时抽取模块常通过串并转换并将数据按倒序输入到信道化滤波模块实现。

向信道化接收机注入与4.1节相同的信号,得到如图12所示的8信道输出信号的频谱,通过子信道信号的频谱可知该硬件结构仿真满足60 dB阻带衰减和频带划分的要求。

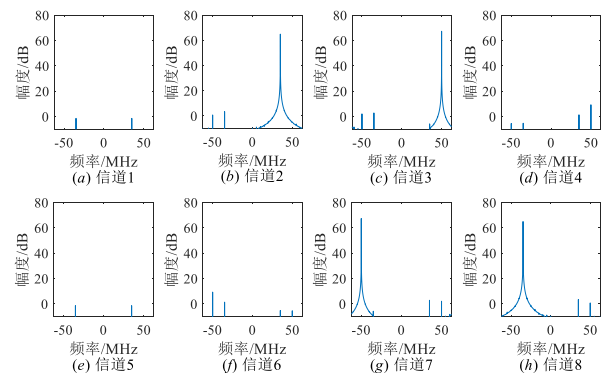


图12 硬件仿真8信道输出信号频谱

在相同的仿真条件下,表6给出了几种信道化结构的硬件资源分析,本文提出的MMF-FRM信道化结构与CEM-FRM信道化结构相比节省10%的乘法器资源,与多相信道化结构相比节省74%的乘法器资源,更有利于在阵列信号处理系统中的应用。

表6 不同信道化接收机硬件资源比较

资源	多相信道化接收机	CEM-FRM信道化接收机	MMF-FRM信道化接收机
寄存器	33 313/866 400 (3.9%)	29 480/866 400 (3.4%)	29 352/866 400 (3.4%)
查找表	32 499/433 200 (7.5%)	46 381/433 200 (10.7%)	52 149/433 200 (12.0%)
乘法器	1 394/3 600 (38.7%)	403/3 600 (11.2%)	363/3 600 (10.1%)

5 结论

本文提出了一种适用于多相信道化结构的MMF-FRM方法,分析了MMF-FRM方法的纹波特性和有限字长性质.推导了基于MMF-FRM的多相信道化接收机结构,解决了基于FRM技术的滤波器不能进行完全多相分解的问题,并给出了一种屏蔽滤波器的低复杂度实现方法.本文通过软件仿真验证了该结构的正确性,并对该信道化结构进行了硬件实现仿真,对比了硬件资源的占用情况.该方法可以有效降低窄过渡带信道化结构的乘法器消耗,并且结构简单,利于工程实现。

参考文献

- [1] 龚仕仙, 魏玺章, 黎湘. 宽带数字信道化接收机综述[J]. 电子学报, 2013, 41(5): 949-959.
GONG S X, WEI X Z, LI X. Review of wideband digital channelized receivers[J]. Acta Electronica Sinica, 2013, 41(5): 949-959. (in Chinese)
- [2] PARK H, YU M, JUNG Y, et al. Design of reconfigurable digital IF filter with low complexity[J]. IEEE Transaction on Circuits and Systems II-Express Briefs, 2019, 66(2): 217-221.
- [3] DHABU S, VINOD A P Design and FPGA implementation of reconfigurable linear phase digital filter with wide cutoff frequency range and narrow transition bandwidth[J]. IEEE Transaction on Circuits and Systems II-Express Briefs, 2016, 63(2): 181-185.
- [4] MARTINS W A, BHAVANI SHANKAR M R, OTTERSTEN B. Oversampled DFT-modulated biorthogonal filter banks: Perfect reconstruction designs and multiplierless approximations[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2020, 67(11): 2777-2781.
- [5] WEI Y, MA T, HO B K, et al. The design of low-power 16-band nonuniform filter bank for hearing aids[J]. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, 2019, 13(1): 112-123.
- [6] 何迪, 文飞, 应忍冬, 等. 数字信道化器件信道滤波器技术研究[J]. 通信学报, 2017, 38(S1): 53-57.
HE D, WEN F, YING R D, et al. Research of sub-channel filter technique in the digital channelization[J]. Journal on Communications, 2017, 38(S1): 53-57. (in Chinese)
- [7] SUDHARMAN S, BINDIYA T S. Design of power efficient variable bandwidth non-maximally decimated FRM filters for wideband channelizer[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2019, 66(9): 1597-1601.
- [8] KALATHIL S, ELIAS E. Efficient design of non-uniform cosine modulated filter banks for digital hearing aids[J]. AEU - International Journal of Electronics and Communications, 2015, 69(9): 1314-1320.
- [9] 薛一鸣, 陈鹤, 何宁宁, 等. 基于 DFT 滤波器组的低时延 FPGA 语音处理实现研究[J]. 电子学报, 2018, 46(3): 695-701.
XUE Y M, CHEN Y, HE N N, et al. DFT filter bank-based realization of low delay speech processing on FPGA[J]. Acta Electronica Sinica, 2018, 46(3): 695-701. (in Chinese)
- [10] 罗阳锦, 张升伟. 基于 FPGA 的多通道高速数字谱仪的关键算法的设计与实现[J]. 电子学报, 2020, 48(5): 922-929.
LUO Y J, ZHANG S W. Key implementation of high-speed digital spectrometer based on polyphase filterbanks and advanced FFT on FPGA[J]. Acta Electronica Sinica, 2020, 48(5): 922-929. (in Chinese)
- [11] CHEN T, LI P C, ZHANG W X, et al. A novel channelized FB architecture with narrow transition bandwidth based on CEM FRM[J]. Annals of Telecommunications, 2016, 71(1/2): 27-33.
- [12] WEI Y, HUANG S G, MA X J. A novel approach to design low-cost two-stage frequency-response masking filters[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II-Express Briefs, 2015, 62(10): 982-986.
- [13] ZHANG W X, LI G Q, ZHANG W, et al. Improved FRM-based maximally decimated filter bank with NTB for software radio channelizer[J]. AEU - International Journal of Electronics and Communications, 2018, 91: 75-84.
- [14] YONG L. Frequency-response masking approach for the synthesis of sharp linear phase digital filters[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 1986, 33(4): 357-364.
- [15] LIM Y C, YU Y J, TEO K L, et al. FRM-based FIR filters with optimum finite word-length performance[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(6): 2914-2924.
- [16] BELLANGER M, DAGUET J. TDM-FDM transmultiplexer: Digital polyphase and FFT[J]. IEEE Transactions on Communications, 1974, 22(9): 1199-1205.

作者简介



张文旭 男, 1980年4月生于黑龙江省齐齐哈尔市. 工学博士, 现为哈尔滨工程大学信息与通信工程学院副教授, 博士生导师. 主要研究方向为宽带信号检测处理与识别、软件无线电技术、高速信号处理与FPGA实现.

E-mail: zhangwenxu@hrbeu.edu.cn



崔鑫磊 男, 1996年8月生于山东省滨州市. 现为哈尔滨工程大学博士研究生. 研究方向为宽带信号接收与信号处理.

E-mail: cuixinlei80@qq.com

陆满君(通讯作者) 男, 1982年6月生于浙江省宁波市. 工学博士, 现为上海无线电设备研究所研究员. 主要研究方向为雷达导引头与信息处理.

E-mail: Lmjandy@126.com