

基于 FRM 结构的 FIR 滤波器的采样率变换方法¹

张玉良 吴伟陵 田宝玉

(北京邮电大学 181 信箱 北京 100876)

摘 要 该文在分析滤波器传递函数的对称性与其冲激响应的关系的基础上, 提出了一类具有稀疏冲激响应系数的特殊滤波器, 以这类滤波器作为原型滤波器可以进一步降低 FRM 结构 FIR 滤波器的计算复杂度. 并研究了基于此类 FRM 结构 FIR 滤波器的采样率变换算法、实现结构、计算复杂度及其设计问题等. 最后, 通过实际例子验证这种采样率变换方法的有效性.

关键词 软件无线电, 采样率变换, 频率响应屏蔽 (FRM) 技术, 半带滤波器

中图分类号 TN911.72, TN713

1 前 言

多速率数字信号处理技术因为具有较高的信号处理效率而被广泛地应用于通信、语音处理及图像压缩等领域. 例如, 高效的采样率变换算法与结构在实现软件无线电系统中具有重要意义. 实现采样率变换的处理过程为: L 阶过采样 \rightarrow 低通滤波 $\rightarrow K$ 阶降采样. 当 $L = 1$ 时, 称为降采样过程; 当 $K = 1$ 时, 称为插值过程; 当 L 与 K 是互素的正整数时, 是一般的有理采样率变换过程.

采样率变换算法中的低通滤波器通常采用 FIR 滤波器^[1], 为了降低计算复杂度通常以多相分解形式实现 FIR 滤波器; 当滤波器的相位特性不受限制时也可以采用 IIR 滤波器^[2], 在基于 IIR 滤波器的采样率变换算法中, 为了降低计算复杂度也要采用多相分解技术, 其特点是当 L 与 K 都大于 1 时具有较高的计算效率.

降低滤波器计算复杂度的另一个技术是利用频率响应屏蔽 (FRM) 技术来实现滤波器^[3]. 文献 [4] 中研究了如何利用 FRM 技术设计多速率滤波器的问题. 其基本出发点是利用半带滤波器系数的稀疏性 (约一半系数为零) 来降低多速率滤波器的计算复杂度. 本文第 2 节提出了另一类具有稀疏冲激响应的特殊滤波器, 在此基础上分析了基于 FRM 结构的 FIR 滤波器的采样率变换方法的结构和计算复杂度; 在第 3 节中讨论了这种采样率变换方法的实现问题并给出设计实例; 最后总结全文.

2 基于 FRM 结构的 FIR 滤波器的采样率变换方法

2.1 基于 FRM 技术的 FIR 滤波器结构

基于 FRM 技术实现的 FIR 滤波器如图 1 所示. 它包含两个并联的支路, 其中每个支路由

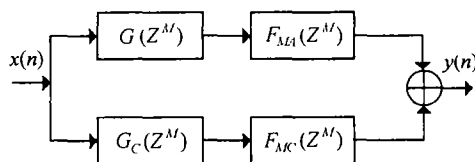


图 1 以 FRM 技术实现的 FIR 滤波器原理图

¹ 2002-01-17 收到, 2002-07-08 改回

两个级联的 FIR 滤波器组成。前面的两个滤波器 $G(Z^M)$ 与 $G_C(Z^M)$ 是互补的插值原型滤波器, 它们由满足互补条件 $G(Z) + G_C(Z) = 1$ 的两个滤波器通过将每个延时用 M 个延时代替得到; 后面的两个滤波器 $F_{MA}(Z)$ 和 $F_{MC}(Z)$ 称为屏蔽滤波器, 它们的作用是分别从 $G(Z^M)$ 和 $G_C(Z^M)$ 的周期性的传递函数结构中选择有用的部分。合成的 FIR 滤波器传递函数过渡带宽为 $G(Z)$ 的过渡带宽的 $1/M$, 一般情况下此值比两个屏蔽滤波器的过渡带宽要小。由于滤波器的实现复杂度与过渡带宽成反比, 因此, 当要求的 FIR 滤波器相对过渡带宽很窄时, 以 FRM 结构实现 FIR 滤波器比直接形式实现 FIR 滤波器具有更低的计算复杂度。

2.2 一种有效的基于 FRM 结构的 FIR 滤波器实现方法

由前面的介绍可知, 在基于 FRM 结构的 FIR 滤波器中, 计算复杂度由原型滤波器和屏蔽滤波器两者共同决定。通过选择特定的原型滤波器 (相应地也确定了屏蔽滤波器), 整个合成的 FIR 滤波器的复杂度可以进一步降低。

首先, 我们从分析滤波器的传递函数入手研究一类具有稀疏冲激响应系数的滤波器。滤波器的传递函数是周期为 2π 的周期函数, 其冲激响应是传递函数的傅里叶级数展开的系数: $H(e^{j\omega}) = \sum_{n=-N}^N h(n) \cdot e^{-jn\omega}$ 。根据傅里叶级数的性质我们可以知道: 当 $H(e^{j\omega})$ 为偶对称的实函数时, $h(n)$ 是偶对称的实序列; 当 $H(e^{j\omega})$ 同时关于 $\pi/2$ 奇对称 (如图 2(a') 所示), 则 $h(n)$ 仅在 $n = \pm 2k - 1 (k = 1, 2, \dots)$ 处可取非零值; 当 $H(e^{j\omega})$ 为奇对称的实函数时, $h(n)$ 是奇对称的纯虚序列, 当 $H(e^{j\omega})$ 同时关于 $\pi/2$ 偶对称 (如图 2(b') 所示), 则 $h(n)$ 仅在 $n = \pm 2k - 1 (k = 1, 2, \dots)$ 处可取非零值。由图 2(a') 和图 2(b') 对应地得到如下结论: 当滤波器具有图 2(a) 和图 2(b) 所示的传递函数时 (以下简称 (a) 类和 (b) 类滤波器), 其冲激响应除了 $g(0) = 1/2$ 外也仅在 $\pm 2k - 1 (k = 1, 2, \dots)$ 时取非零值, 因此计算复杂度低。半带滤波器属于 (a) 类, 它是文献 [4] 中研究的基于 FRM 技术的多速率滤波器的基础。本文的研究是以 (b) 类滤波器为基础进行的。

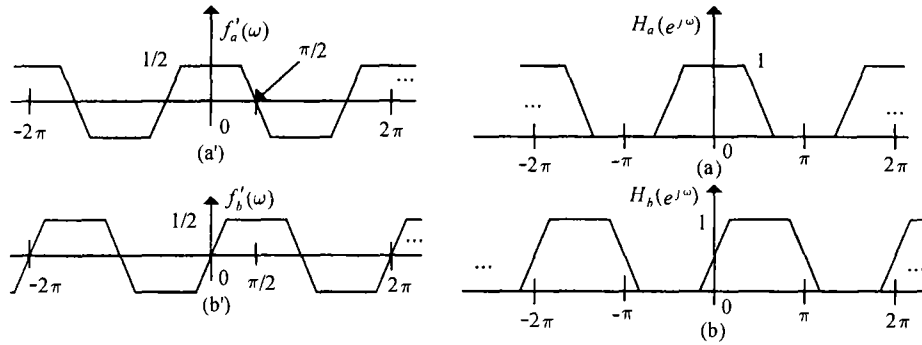


图 2 具有稀疏冲激响应的两类滤波器的传递函数

下面, 我们研究原型滤波器属于 (b) 类滤波器时, 基于 FRM 方法的 FIR 滤波器的实现结构。此时, 原型滤波器 $G(e^{j\omega})$, 互补滤波器 $G_C(e^{j\omega})$, 它们 M 倍过采样后的结果及其各自的屏蔽滤波器 $F_{MA}(e^{j\omega})$, $F_{MC}(e^{j\omega})$ 如图 3 所示。其中 $\Delta \in (0, \pi/2)$ 是原型滤波器的过渡带宽, I 是一个正整数, 第 3 节中将分析其取值范围。需要说明的是, 屏蔽滤波器 $F_{MA}(e^{j\omega})$ 和 $F_{MC}(e^{j\omega})$ 的选择分两种情况: (1) 由一个通带截止频率 $\omega_{Mp} = [(4I - 1) \cdot \pi] / (2 \cdot M)$, 过渡带宽 $\Delta_M = \pi/M$ 的低通滤波器分别乘以序列 $e^{-j\frac{\pi-2\Delta}{2M}n}$ 和 $e^{j\frac{\pi-2\Delta}{2M}n}$ 得到; (2) 由一个通带截止频

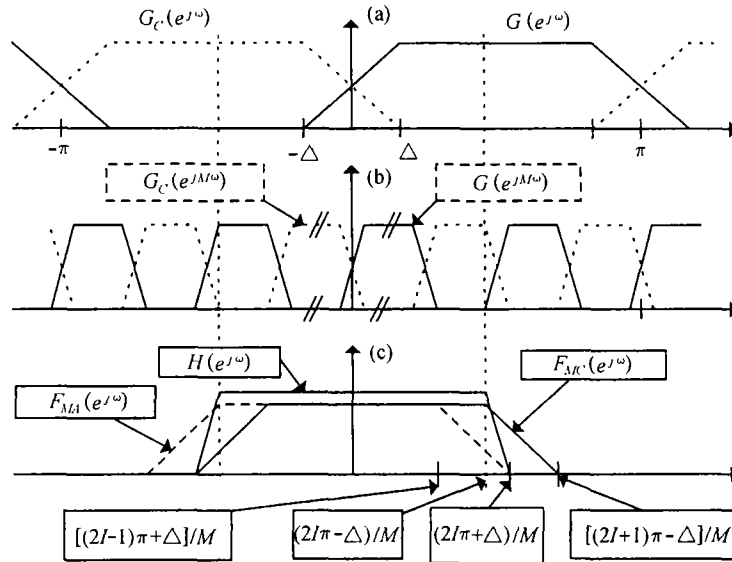


图 3 原型滤波器属于 (b) 类滤波器时实现 FRM 结构的 FIR 滤波器的原理图

率 $\omega_{Mp} = [(4I + 1) \cdot \pi] / (2 \cdot M)$, 过渡带宽仍为 $\Delta_M = \pi / M$ 的低通滤波器分别乘以序列 $e^{j\frac{\pi-2\Delta}{2M}n}$ 和 $e^{-j\frac{\pi-2\Delta}{2M}n}$ 得到。在图 3 中给出的屏蔽滤波器属于第 1 种情况。两种情况下得到的 $F_{MA}(e^{j\omega})$ 和 $F_{MC}(e^{j\omega})$ 的冲激响应是共轭的复序列。两种情况下合成的 FIR 滤波器 $H(e^{j\omega})$ 的过渡带宽均为 $2\Delta/M$, 但通带截止频率分别为 $(2I\pi - \Delta)/M$ 和 $[(2I + 1)\pi - \Delta]/M$ 。下面我们第 1 种情况为基础进行分析, 对于第 2 种情况仅在适当的地方给出相应的结论。

根据前面的讨论, 设屏蔽滤波器 $F_{MA}(e^{j\omega})$ 的冲激响应为 $f_{MA}(n) = f_{RE}(n) + j \cdot f_{IM}(n)$, 则 $F_{MC}(e^{j\omega})$ 的冲激响应为 $f_{MC}(n) = f_{RE}(n) - j \cdot f_{IM}(n)$, 其中 $f_{RE}(n)$ 与 $f_{IM}(n)$ 都是实序列; 再设原型滤波器冲激响应为 $g(n) = \delta(n)/2 + j \cdot g_{IM}(n)$, $g_{IM}(n)$ 为奇对称, 仅在 $n = \pm 2k - 1 (k = 1, 2, \dots)$ 时可取非零值的实序列。那么由 $g(n)$ 和 $g_C(n)$ 的互补关系可以得到如下等式:

$$\left. \begin{aligned} g_M(n) &= \delta(n)/2 + j \cdot g_{MIM}(n) \\ g_{CM}(n) &= \delta(n)/2 - j \cdot g_{MIM}(n) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

其中 $g_{MIM}(n) = \begin{cases} g_{IM}(n/M), & n = k \cdot M, \quad k = \pm 1, \pm 2, \dots; \\ 0, & \text{其它;} \end{cases}$ $g_M(n)$ 和 $g_{CM}(n)$ 分别与 $f_{MA}(n)$ 和 $f_{MC}(n)$ 进行卷积得到下面结果:

$$\left. \begin{aligned} g_M(n) * f_{MA}(n) &= [f_{RE}(n)/2 - g_{MIM}(n) * f_{IM}(n)] + j \cdot [f_{IM}(n)/2 + g_{MIM}(n) * f_{RE}(n)] \\ g_{CM}(n) * f_{MC}(n) &= [f_{RE}(n)/2 - g_{MIM}(n) * f_{IM}(n)] - j \cdot [f_{IM}(n)/2 + g_{MIM}(n) * f_{RE}(n)] \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

于是得到与图 1 等价的滤波器实现算法:

$$h(n) = g_M(n) * f_{MA}(n) + g_{CM}(n) * f_{MC}(n) = f_{RE}(n) - 2 \cdot g_{MIM}(n) * f_{IM}(n) \quad (3)$$

上述讨论中的滤波器是非因果系统，实际应用中需要引入延时将其转化为因果系统，为了方便起见仍用原符号表示。此时，(3) 式所确定的基于 FRM 结构的 FIR 滤波器如图 4 中虚框内部部分所示，而图 4 则表示基于此类滤波器的采样率变换器结构。

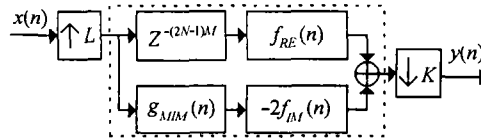


图 4 基于 FRM 结构的 FIR 滤波器的采样率变换过程

2.3 基于 FRM 结构的 FIR 滤波器的采样率变换器结构

下面利用多速率数字信号处理理论研究图 4 所示的采样率变换器的高效实现结构。假设 L 与 K 互素，那么一定存在整数 a 和 b 使 $1 = aL - bK$ 成立；再假设 $g_{IM}(n)$ 的长度为 $4N - 1$ ，那么 $g_{MIM}(n)$ 中共有 N 对非零的系数且相邻两个系数相距 $2M$ ；最后假设 $2M$ 可以整除 L (或 K)。在上述假设的基础上做如下处理：利用 $g_{MIM}(n)$ 的奇对称性来降低乘法次数一半；同时利用 $g_{MIM}(n)$ 滤波器实现延时 $Z^{-(2N-1)M}$ 的一部分；将 $f_{RE}(n)$ 和 $-2f_{IM}(n)$ 分别表示成 (4) 式所示的多相分解形式；将 $f_{RE}(n)$ 和 $f_{IM}(n)$ 的多相分解中的 Z^{-i} 用 $Z^{-i(aL-bK)}$ 代替；利用串联滤波器位置变换后，总传递函数不变的特性及图 5 中两个重要的多速率信号处理恒等式 [5]，将插值过程后移而降采样过程前移。最后得到图 6 所示的以基于 FRM 结构的 FIR 滤波器为基础的采样率变换算法的高效实现方式。图 6 中 $i = 2M/L$ 。 Z^{-j_0} 与 Z^{j_1} 保证 FRM 结构的 FIR 滤波器的两条支路具有相同的时间延迟特性。当 M 能整除 L 时 $j_0 = M/L$ 而 $j_1 = 0$ ；当 M 不能整除 L 但能整除 K 时 $j_0 = 0$ 而 $j_1 = -M/K$ ；当 M 不能整除 L 也不能整除 K 时， $j_0 = aM$ 而 $j_1 = bM$ 。当 $2M$ 可以整除 K 时，将 $g_{MIM}(n)$ 与 $-2 \cdot f_{IM}(n)$ 交换位置后可以得到类似的结构，这里不再重复讨论。

$$F_{RE}(Z) = \sum_{i=0}^{L \cdot K - 1} Z^{-i} E_i^{RE}(Z^{-LK}) \tag{4a}$$

其中 $E_i^{RE}(Z^{-LK}) = \sum_j f_{RE}(j \cdot LK + i) \cdot Z^{-j \cdot LK}$ 。

$$F_{IM}(Z) = \sum_{i=0}^{L \cdot K - 1} Z^{-i} E_i^{IM}(Z^{-LK}) \tag{4b}$$

其中 $E_i^{IM}(Z^{-LK}) = \sum_j -2 \cdot f_{IM}(j \cdot LK + i) \cdot Z^{-j \cdot LK}$ 。

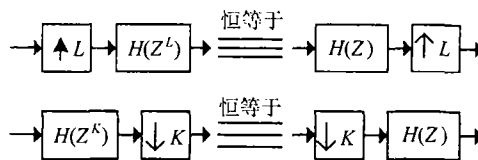


图 5 两个重要的多速率信号处理恒等式

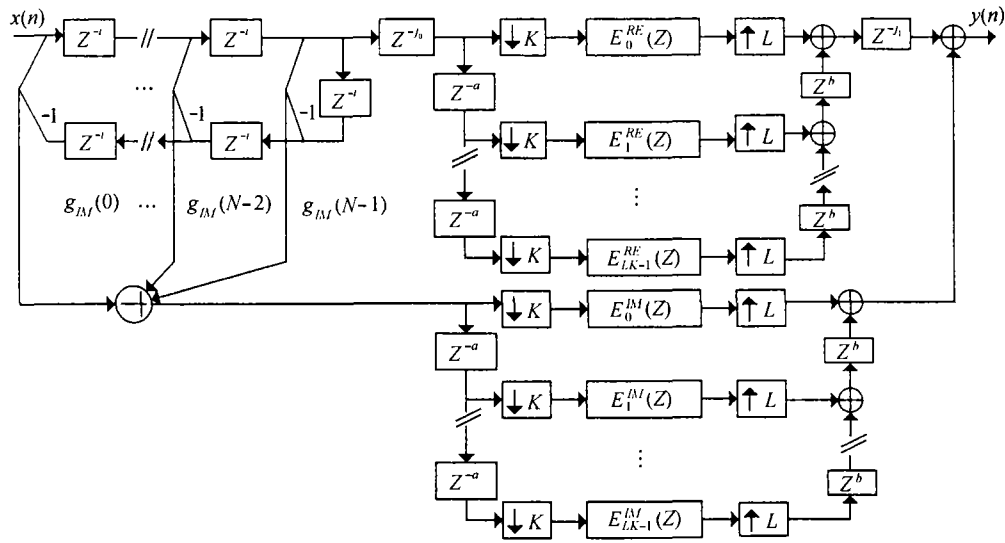


图 6 以基于 FRM 结构的 FIR 滤波器为基础的采样率变换算法的实现方式

2.4 计算复杂度分析

采样率变换器中的参数, 如 FIR 滤波器的参数, 插值因子 L 和降采样因子 K 等作为已知条件给出。设根据上述条件得到原型滤波器的长度 $4N_G - 1$ 和两个屏蔽滤波器长度 N_M (设计方法见第 3 节), 再设输入数字信号速率为 F_S 。参照图 6 我们可以得到文中给出的采样率变换算法的计算复杂度 $C(\cdot)$ (仅考虑乘法时) 为

$$C(K, L, F_S, N_G, N_M) = F_S \cdot N_G + \frac{2 \cdot F_S \cdot N_M}{K}, \quad 2M \text{ 可以整除 } L \text{ 时} \quad (5a)$$

$$C(K, L, F_S, N_G, N_M) = \frac{L \cdot F_S \cdot N_G}{K} + \frac{2 \cdot F_S \cdot N_M}{K}, \quad 2M \text{ 可以整除 } K \text{ 时} \quad (5b)$$

设直接利用最优线性相位 FIR 滤波器设计方法得到的滤波器长度为 N_D , 并且在采样率变换中以多相分解技术实现 FIR 滤波器, 则计算复杂度为 $F_S \cdot N_D / K$ 。可见, 采用 FRM 结构实现采样率变换中的 FIR 滤波器后, 只要条件 $K \cdot N_G + 2 \cdot N_M < N_D$, 或 $L \cdot N_G + 2 \cdot N_M < N_D$ 成立, 则基于 FRM 结构 FIR 滤波器的采样率变换方法就更有效。

3 采样率变换器的设计与事例

3.1 滤波器设计问题

从前面的讨论可见, 在本文研究的这类特定的基于 FRM 结构的 FIR 滤波器实现方法中, 滤波器设计问题转换为利用给定的滤波器参数, 包括通带截止频率 ω_p 、阻带截止频率 ω_s 、通带容限 δ_1 和阻带容限 δ_2 等, 设计出原型滤波器和屏蔽滤波器, 目的是使计算复杂度更低。原型滤波器和屏蔽滤波器的通带容限与阻带容限可分别取为 $0.85\delta_1$ 和 $0.85\delta_2^{[3]}$; 而各自的通带截止频率和阻带截止频率由 Δ , M 和 I 3 个参数表示。下面我们首先确定它们应满足的约束条件。在图 3 中我们给出的 FIR 滤波器的通带和阻带截止频率分别为

$$\omega_p = (2I\pi - \Delta)/M \quad \text{和} \quad \omega_s = (2I\pi + \Delta)/M \quad (6)$$

而当屏蔽滤波器 $F_{MA}(e^{j\omega})$ 和 $F_{MC}(e^{j\omega})$ 属于第 (2) 种情况时, 变为

$$\omega_p = [(2I + 1)\pi - \Delta]/M \quad \text{和} \quad \omega_s = [(2I + 1)\pi + \Delta]/M \quad (7)$$

由 $\Delta \in (0, \pi/2)$, (6) 式和 (7) 式我们可以得到屏蔽滤波器 $F_{MA}(e^{j\omega})$ 和 $F_{MC}(e^{j\omega})$ 属于不同类型时 M 和 I 的约束条件为

$$\left. \begin{aligned} 0 < M < \pi/(\omega_s - \omega_p) \\ 0 < I < M/2, \quad \text{屏蔽滤波器属于第 (1) 类时} \\ 0 \leq I < (M - 1)/2, \quad \text{屏蔽滤波器属于第 (2) 类时} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

当基于 FRM 结构的 FIR 滤波器被用于采样率变换过程中时, 为了降低计算复杂度进一步要求 $2M$ 能整除插值因子 L 或降采样因子 K 。

下面我们研究设计这类滤波器的方法。首先是确定 M 的取值。FIR 滤波器的长度可用 (9) 式表示 [6]。

$$P = 2 \cdot \lg[1/(10 \cdot \delta_1 \cdot \delta_2)]/(3 \cdot \Delta f) \quad (9)$$

由于通带容限 δ_1 和阻带容限 δ_2 略有差异对 FIR 滤波器长度的影响很小, 下面讨论中仅考虑过渡带宽而忽略 δ_1 和 δ_2 的影响。原型滤波器的过渡带宽为 $M \cdot (\omega_s - \omega_p)$, 所以其长度与 $M \cdot (\omega_s - \omega_p)$ 成反比; 两个屏蔽滤波器的过渡带宽为 π/M , 所以其长度与 M/π 成正比。从图 6 可以看出, 当 $2M$ 可以整除 L 时, 插值原型滤波器处理的数字信号速率比屏蔽滤波器处理的数字信号速率高 K 倍; 同理可以推出当 $2M$ 可以整除 K 时, 插值原型滤波器处理的数字信号采样率比屏蔽滤波器高 L 倍。同时, 考虑所采用的原型滤波器系数中有一半是零而且非零系数具有反对称性, 这样一来可以使插值原型滤波器处理复杂度相应地降低了 $3/4$ 。于是, 两种情况下计算复杂度分别用下面两个式子决定:

$$\left. \begin{aligned} C &\propto \frac{K}{4 \cdot M \cdot (\omega_s - \omega_p)} + \frac{2M}{\pi} \\ C &\propto \frac{L}{4 \cdot M \cdot (\omega_s - \omega_p)} + \frac{2M}{\pi} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

根据复杂度最低准则, 从 (10) 式得到在两种情况下最优的 M 取值为 $M_{\text{opt}} = \sqrt{K \cdot \pi/8 \cdot (\omega_s - \omega_p)}$, 或 $M_{\text{opt}} = \sqrt{L \cdot \pi/8 \cdot (\omega_s - \omega_p)}$ 。最终的 M 取为 M_{opt} 附近的整数, 使 $2M$ 可以整除 L 或 K 。

确定 M 之后, 根据得到的 M 值由 (6) 式 (或 (7) 式) 可以得到相应的 I 和 Δ 。当所得的 I 和 Δ 不满足约束条件时, 如 $\Delta \notin (0, \pi/2)$ 等, 在 M_{opt} 附近重新选取其它值。确定 M , I 和 Δ 后根据 2.2 节的内容就可以设计出插值原型滤波器和屏蔽滤波器。对比图 2(b') 与希尔伯特滤波器的传递函数 $H_{HIL}(e^{j\omega})$ 不难看出, 当不考虑过渡带宽时, $G(e^{j\omega}) = 1/2 + jH_{HIL}(e^{j\omega})/2$, 从而 $g_{IM}(n) = h_{HIL}(n)/2$ 。所以, 插值原型滤波器可以利用现有的希尔伯特滤波器设计程序进行设计。

3.2 复杂度对比与分析

图 7 中给出了以 K 或 L 为自变量, 以复杂度为函数, 当 δ_1 和 δ_2 取不同值时, 采样率变换的直接形式和本文给出的基于 FRM 结构的 FIR 滤波器的采样率变换算法的复杂度曲线族。(图中给出的复杂度没有考虑输入数字信号速率 F_S)。当 K 或 L 取不同值时, 采样率变换器中的低通滤波器采用相同的 δ_1 , δ_2 和过渡带宽 (取 $0.0005F_S$), 仅仅是通带截止频率和阻带截止频率不同。在上述计算条件下, 直接实现采样率变换器所采用的低通滤波器长度在不同的 L 和

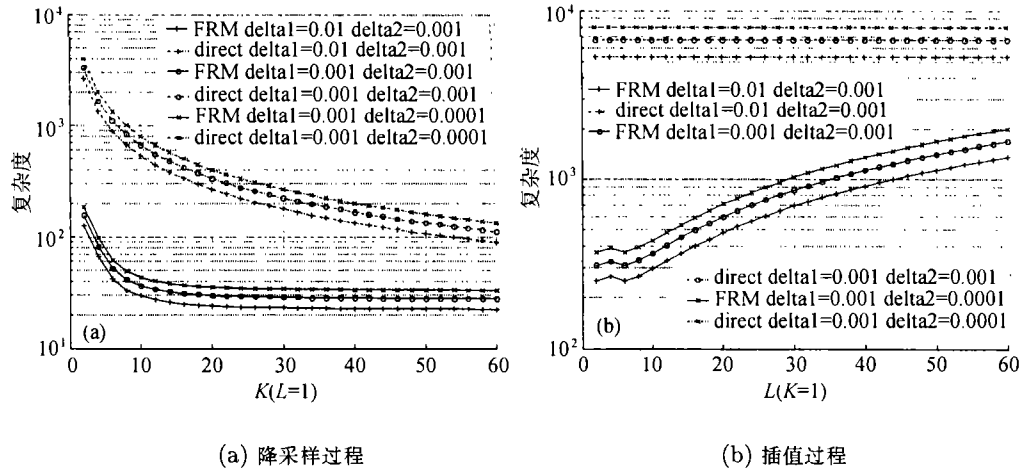


图 7 采样率变换算法复杂度对比

K 取值下保持不变。因此, 根据 2.4 节的分析可知其复杂度与 K 成反比而与 L 无关; 对于本文给出的采样率变换方法, 在不同的 K , L 取值下虽然合成低通滤波器的 δ_1 , δ_2 和过渡带宽保持不变, 但所采用的插值原型滤波器和屏蔽滤波器复杂度是不完全相同的。所以在 $L=1$ 时根据 (5a) 式复杂度与 K 近似成反比 (见图 7 (a)); 在 $K=1$ 时根据 (5b) 式与 L 近似成正比 (见图 7(b))。可见, 本文给出的采样率变换方法的计算复杂度改善是十分明显的。例如, 从图中可以看到当 $K=10$, $L=1$, $\delta_1=0.01$, $\delta_2=0.001$ 时, 本文给出的采样率变换算法比直接实现方法提高效率 17 倍。

文献 [7] 中提出了一种对原型滤波器和屏蔽滤波器进行联合优化设计的方法, 这种方法可以使屏蔽滤波器长度缩短 40%。所以, 基于 FRM-FIR 滤波器的采样率变换方法的计算复杂度可以更小。

4 结 论

当 FIR 滤波器要求具有较窄的过渡带宽时, 以 FRM 技术实现将具有更低的复杂度。因此, 基于 FRM 技术的 FIR 滤波器非常适于在软件无线电系统中采用。本文研究了基于 FRM 结构的 FIR 滤波器的采样率变换算法, 重点包括原型滤波器的选择、结构实现、计算复杂度及设计方法等, 并通过例子证明该方法的有效性。需要说明的是, 当前提出的各种采样率变换方法的性能往往是插值因子 L , 降采样因子 K 及滤波器参数 ($\omega_p, \omega_s, \delta_1, \delta_2$) 等的复杂函数, 不同的采样率变换方法适用于不同条件。因此, 实际应用中应当根据特定的应用条件来选择最优的采样率变换方法。

参 考 文 献

- [1] R. E. Crochiere, L. R. Rabiner, Interpolation and decimation of digital signals—A tutorial review[J], Proc. IEEE, 1981, 69(3), 300-331.
- [2] A. I. Russell, Efficient rational sampling rate alteration using IIR filters[J], IEEE Signal Processing Letters, 2000, 7(1), 6-7.
- [3] Y. C. Lim, Frequency-response masking approach for the synthesis of sharp linear phase digital filters[J], IEEE Trans. on CAS, 1986, CAS-33(4), 357-364.
- [4] Y. C. Lim, Rui Yang, The synthesis of linear-phase multirate frequency-response-masking filters[C], ISCAS '97, Hong Kong, 1997, vol.4, 2341-2344.

- [5] P. P. Vaidyanathan, Multirate digital filters, filter banks, polyphase networks, and applications: A tutorial[J], Proc. IEEE, 1990, 78(1), 56-93.
- [6] K. C. Zangi, R. D. Koilphillai, Software radio issues in cellular base stations[J]. IEEE J. on SAC, 1999, 17(4), 561-573.
- [7] T. Saramaki, H. Johansson, Optimization of FIR filters using the frequency-response masking approach [C], IEEE ISCAS'2001, Sydney, Australia, 2001, vol.2, 177-180.

A SAMPLING RATE ALTERATION METHOD BASED ON FIR FILTER WITH FRM STRUCTURE

Zhang Yuliang Wu Weiling Tian Baoyu

(Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract In this paper, based on analyzing the relationship between the symmetry of a filter's transfer function and its impulse response sequence, a class of filter with sparse impulse response coefficients is presented. Using this class of filter as the prototype filter, the computational complexity of a FIR filter realized with FRM technique is further reduced. Then, the sampling rate alteration method based on FIR filter with FRM structure, its architecture, computational complexity and the problem in designing are studied. Finally, this sampling rate alteration method is proved to be efficiency with examples.

Key words Software radio, Sampling rate alteration, Frequency Response Masking(FRM) technique, Half-band filters

张玉良: 男, 1970 年生, 博士生, 研究方向为: 数字信号处理、软件无线电技术.

吴伟陵: 男, 1938 年生, 教授, 博士生导师, 国家自然科学基金委学科评审组成员、中国电子学会信息论分会主任委员, 研究方向为: 信息论、信息处理与移动通信.

田宝玉: 男, 1946 年生, 教授, 研究方向为: 信息处理、移动通信.