

# 一种新的对称 FIR 内插滤波器结构及其在 WCDMA 中的应用<sup>1</sup>

杜 政 朱 宇 朱近康 卫 国

(中国科技大学个人通信与扩频实验室 合肥 230027)

**摘 要** 该文提出了一种新的通过构造辅助滤波器组来利用原型滤波器的对称特性的方法, 并且提供了一种实用的实现方法, 便于在 FPGA, DSP 或现有的商用数字滤波器中实现。这种结构在第三代移动通信系统的开发过程中被用于实现 WCDMA 中的 64 阶基带成型滤波器。

**关键词** 内插滤波器, 对称, 有限冲激响应, WCDMA

**中图分类号** TN713.7, TN914.5

## 1 引 言

内插滤波器的原理<sup>[1-4]</sup>是以更高的速率对被处理信号进行采样并在这些采样中内插零, 然后在这个更高的频率下对进行内插零后的结果进行滤波。内插滤波器在通信、信号处理等领域中得到了广泛的应用, 尤其是在无线通信系统中涉及到要对多个频率的信号进行处理的场合, 内插滤波器都起着关键的作用。在第三代移动通信系统中, 内插滤波器的一个应用是对基带的调制信号进行基带成型滤波, 以限制发送信号的带宽, 减少在信道中对别的频率上的信号的干扰。

在变速率信号处理理论中, 多相网络的概念被应用于设计及实现 FIR 内插滤波器。在变速率信号处理中, 采用多相网络的优势是能够将所需的计算速率降到原来的  $1/L$  (这里假定前面采用了  $L$  倍的速率对输入信号进行采样)。而在数字滤波器理论中, 滤波器的对称性可以使得计算中的乘法个数从  $N$  降到  $N/2$  ( $N$  为偶数) 或  $(N+1)/2$  ( $N$  为奇数)。但是, 在多相网络中, 当原型滤波器具有对称性时, 一般来说, 多相网络中的各个子滤波器将不再是对称的, 这使得在实现多相网络时难以利用滤波器原有的对称性。

在第三代移动通信系统的开发过程中, 我们改进了现有的多相滤波器结构, 提出了利用原型滤波器的对称特性来简化 FIR 内插滤波器的多相网络实现的一种方法, 并且可以能够在现有商用数字滤波器的基础上或 FPGA, DSP 中方便地实现。这种新的结构被应用在 WCDMA 系统中实现 64 阶的根升余弦滤波器。

## 2 原 理

下面先假定原型滤波器  $h(m)$  是一个长度为  $N$  的 FIR 对称滤波器, 其中  $N$  为  $L$  的整数倍。这个假设不会影响到这里结果的一般性, 而仅仅带来分析过程的简化。

假定输入序列为  $x(n)$ , 滤波输出的结果序列为  $y(m)$ , 于是可以得到<sup>[2]</sup>

<sup>1</sup> 2000-06-27 收到, 2001-02-12 定稿  
国家“863 计划”项目和国家“973 计划”项目资助

$$\begin{aligned}
 y(m) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(m - \lfloor m/L \rfloor L + nL)x(\lfloor m/L \rfloor - n) \\
 &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(nL + m \oplus L)x(\lfloor m/L \rfloor - n)
 \end{aligned} \quad (1)$$

其中  $\lfloor x \rfloor$  表示不大于  $x$  的最大整数,  $m \oplus L = m \bmod L$ .

在多相网络中, 原型滤波器  $h(m)$  将由  $L$  个不同的子滤波器来实现, 通过定义

$$g_m(n) = h(nL + m \oplus L), \quad \text{对任何 } m \text{ 和 } n \quad (2)$$

实际上,  $g_m(n)$  就是对  $h(n)$  进行间隔为  $L$  的采样而得到的序列, 不同的  $m$  代表采样时刻的不同偏移. 这样, (1) 式可以用  $L$  个子滤波器表示如下:

$$y(m) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g_m(n)x(\lfloor m/L \rfloor - n) \quad (3)$$

也即

$$y(kL + p) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(nL + p)x(k - n), \quad 0 \leq p \leq L - 1 \quad (4)$$

由于已经假定  $h(m)$  为一个 FIR 滤波器的响应函数, 有

$$\begin{aligned}
 y(kL + p) &= \sum_{n=0}^{N/L-1} h(nL + p)x(k - n) \\
 &= h(p)x(k) + h(L + p)x(k - 1) + \cdots + h(N - L + p)x(k - N/L + 1)
 \end{aligned} \quad (5)$$

在多相网络中, 以每连续  $L$  个  $y(kL + p)$  输出的处理为一个周期, 按  $p$  递增的顺序依次输出各个  $y(kL + p)$ ,  $0 \leq p \leq L - 1$ ,  $L$  个  $y(kL + p)$  全部输出后,  $k$  加一, 再重复下一个周期的处理, 输出下面的  $L$  个  $y(kL + p)$ .

在利用对称特性之前, 必须就  $L$  为奇数和偶数的情况分开处理.

(1) 当  $L$  为偶数时

构造如下的一个辅助多相滤波器组:

$$z(kL + t) = [y(kL + t) + y(kL + L - 1 - t)]/2, \quad 0 \leq t \leq L/2 - 1 \quad (6)$$

$$z(kL + L - 1 - t) = [y(kL + t) - y(kL + L - 1 - t)]/2, \quad 0 \leq t \leq L/2 - 1 \quad (7)$$

代入 (5) 式后, (6) 式和 (7) 式成为

$$z(kL + t) = \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{N/L-1} \{h(nL + t) + h(nL + L - 1 - t)\}x(k - n), \quad 0 \leq t \leq L/2 - 1 \quad (8)$$

$$z(kL + L - 1 - t) = \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{N/L-1} \{h(nL + t) - h(nL + L - 1 - t)\}x(k - n), \quad 0 \leq t \leq L/2 - 1 \quad (9)$$

应用性质,  $h(t) = h(N - 1 - t)$ , 立即可以发现  $z(kL + t)(0 \leq t \leq L/2 - 1)$  的系数是对称的。例如,  $h(t) + h(L - 1 - t) = h(N - 1 - t) + h(N - L + t) = h(N - L + t) + h(N - 1 - t)$ 。由相同的理由,  $z(kL + L - 1 - t)(0 \leq t \leq L/2 - 1)$  的系数是反对称的。这样, 在实现这个辅助多相滤波器组  $z(n)$  时, 可以通过应用熟知的处理对称或反对称系数的技术来处理, 以获得将乘法运算的数量减少一半的目的。

接下来, 通过关系

$$y(kL + t) = z(kL + t) + z(kL + L - 1 - t) \tag{10}$$

$$y(kL + L - 1 - t) = z(kL + t) - z(kL + L - 1 - t) \tag{11}$$

立即可以得到要求的  $L$  个  $y(kL + p)$  的值。将这  $L$  个值按  $p$  递增的顺序输出即可达到多相网络同样的效果。

这样, 对于  $L$  为偶数的条件下, 新的多相滤波器结构如图 1 所示。

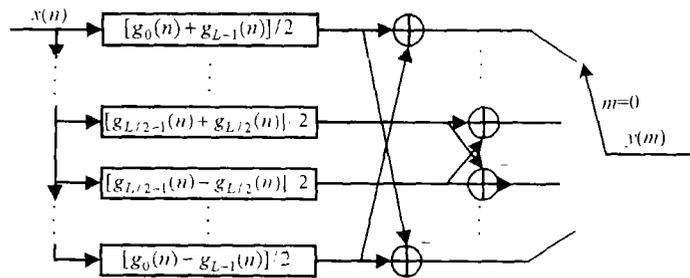


图 1  $L$  为偶数时的多相滤波器结构

(2) 当  $L$  为奇数时

与  $L$  为偶数的情况类似, 同样定义辅助多相滤波器组如下:

$$y(kL + t) = [y(kL + t) + y(kL + L - 1 - t)]/2, \quad 0 \leq t \leq (L - 3)/2 \tag{12}$$

$$y(kL + L - 1 - t) = [y(kL + t) - y(kL + L - 1 - t)]/2, \quad 0 \leq t \leq (L - 3)/2 \tag{13}$$

出于与  $L$  为偶数的情况下同样的理由, 这两组滤波器分别都是对称的和反对称的。通过关系 (10) 式和 (11) 式立刻可以恢复出  $L - 1$  个  $y(kL + p)$  的值。同时, 注意到由于原型滤波器是对称的,  $y(kL + (L - 1)/2)$  本身就是对称的。这样, 可以用实现对称滤波器和反对称滤波器的方法来实现所有的子滤波器, 从而达到减少乘法运算的次数的目的。

由以上原理得到的多相滤波器结构如图 2 所示。

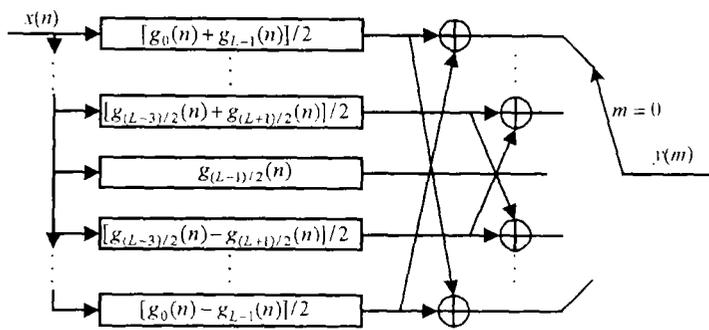


图 2 L 为奇数时的多相滤波器结构

### 3 在 WCDMA 中的应用

在 WCDMA 系统中, 为了实现 64 阶的根升余弦滤波器, 我们采用了如图 3 所示的结构。在这个实现中取  $L=4$ , 所以辅助多相滤波器组的定义为:  $z_0(n) = [g_0(n) + g_3(n)]/2$ ,  $z_1(n) = [g_1(n) + g_2(n)]/2$ ,  $z_2(n) = [g_1(n) - g_2(n)]/2$ ,  $z_3(n) = [g_0(n) - g_3(n)]/2$ 。

在图 3 中, 16 个移位寄存器存放了输入的连续 16 个  $x(n)$ 。在实现时只用了四个乘法器, 对于 16 个输入, 通过 2 次对乘法器的复用来达到计算一个子滤波器输出结果的目的。在每次的计算时, 多路选通器 MUX 依次输出其控制的 2 个寄存器中的一个输入数据, 并且在每个乘法器前, 都应用了滤波器组  $z_m(n)$  的对称特性或反对称特性将两个相互对称的 MUX 的输出进行合并以达到减少乘法运算次数的目的, 在每个乘法器前的加法器的右边一路输入上乘以  $\pm 1$  就是用于对利用对称特性或反对称特性进行控制。乘法器的另一个输入为一个系数存储器, 其中放置了滤波器组  $z_m(n)$  的系数, 以进行分时的复用计算, 两个乘法器的输出相加以后进行累加, 得出一个子滤波器的输出。

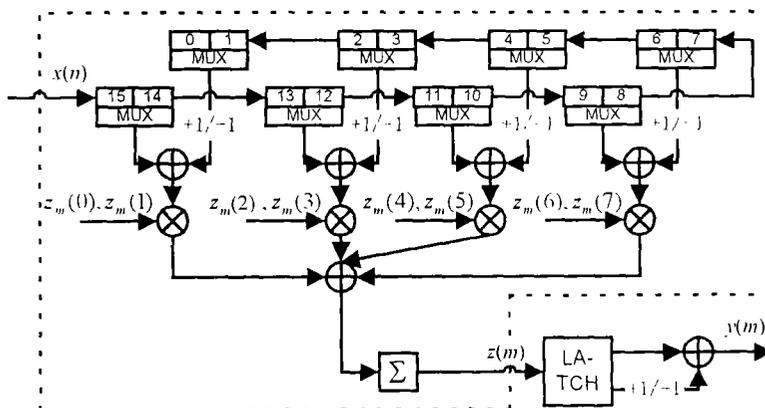


图 3 WCDMA 基带滤波器的结构框图

每连续  $L = 4$  个子滤波器的输出被锁存到 4 个寄存器中, 然后对称的项进行加 / 减运算以输出要求的  $y(m)$  序列中的对应的值, 并通过时序控制以正常的顺序将序列  $y(m)$  输出。

我们采用了图 3 的结构来在 WCDMA 系统中实现 64 阶的对称内插滤波器。这个结构可以直接在 FPGA 中实现, 我们的实现采用了一片 Altera 公司的 APEX20k200 来实现输入 10bit

序列, 系数为 10bit, 输出 24bit 的 64 阶根升余弦滤波器。在实现中, 采用的系统时钟为 8 倍码片速率 (30.72MHz), 乘法器为 6 级流水线乘法器, 以满足高速率系统时钟的要求。在每个码片时间内, 每个乘法器进行 8 次乘法计算, 相邻两次乘法的结果累加对应于一个采样输出的滤波结果。

直接实现 64 阶的内插滤波器用了 2698 个逻辑单元和 640bit 存储器, 而使用本文所述的方法使用了 1980 个逻辑单元和 320bit 存储器。在存储器使用方面比直接实现减少了一半, 在逻辑单元使用方面比直接实现少占用了 27% 的资源。这是因为虽然乘法器的个数比直接实现减少了一半, 但是这种方法需要额外的处理来进行对称系数的处理及恢复滤波结果, 所以在逻辑单元的使用方面的减少达不到 50%。

这种方法也可以应用在用 DSP 实现的内插多相滤波器中。另外, 注意到虚线框中的部分可以用被广泛使用的商用可编程数字滤波器<sup>[5]</sup>来实现。因此, 只要在目前广泛使用的这些商用可编程数字滤波器的外围加上后面的辅助电路, 即可以采用这里所述的方法充分利用对称特性来获得具体实现的简化。

## 4 结 论

在中国第三代移动通信系统的开发过程中, 我们提出了一种新的通过构造辅助多相滤波器组来利用原型滤波器的对称特性来实现内插滤波器的方法, 并利用这种方法来实现了 WCDMA 中的 64 阶基带成形滤波器。这种方法可以简单地在 FPGA, DSP 中或现有的商用可编程数字滤波器中实现, 达到简化电路结构的目的。

## 参 考 文 献

- [1] L. R. Rabiner, R. E. Crochiere, Interpolation and decimation of digital signals - A tutorial review, Proc. IEEE, 1981, 69(3), 300-331.
- [2] R. E. Crochiere, L. R. Rabiner, Multirate Digital Signal Processing, Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, Inc., 1983,
- [3] M. Narasimha, A. M. Peterson, On using the symmetry of FIR filters for digital interpolation, IEEE Trans. On ASSP, 1978, 22(3), 267-268.
- [4] P. P. Vaidyanathan, Multirate digital filters, filter banks, polyphase networks and applications, Proc. IEEE, 1990, 78(1), 56-93.
- [5] Intersil Corporation, HSP43168 Data Sheet, Feb. 1999

## A NEW STRUCTURE FOR SYMMETRIC FIR INTERPOLATOR FILTER AND ITS APPLICATION IN WCDMA

Du Zheng    Zhu Yu    Zhu Jinkang    Wei Guo

(*Personal Comm. Network & Spread Spectrum Lab., USTC, Hefei 230027, China*)

**Abstract** This paper proposes a new method to exploit the symmetric structure of prototype filters and provides a practical implementation structure which can be used in FPGAs, DSPs or commercial available digital filters. In the development of WCDMA mobile communication systems, this method is proposed to implement 64-order baseband shaping filter.

**Key words** Interpolating filter, Symmetry, FIR, WCDMA

杜 政: 男, 1975 年生, 硕士生, 专业为通信与电子系统.

朱 宇: 男, 1977 年生, 硕士生, 专业为通信与电子系统.

朱近康: 男, 1943 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为: 移动通信与个人通信, 扩频通信, 通信中的信号处理.