

基于多相结构和部分锐化的CIC抽取滤波器

李冰^{①②} 郑瑾^① 葛临东^①

^①(解放军信息工程大学信息工程学院 郑州 450002)

^②(总参电磁频谱管理中心 北京 100078)

摘要: 该文将传统的CIC(Cascaded Integrator Comb)滤波器传递函数分解为递归和非递归部分,可独立调整两者的级联因子;对递归部分进行尖锐化处理改善滤波器的通带衰落,利用电路的等价交换性将抽取因子提前使其工作在低采样率;对非递归部分进行多相分解,实现高速滤波。计算机仿真表明:与传统的CIC、锐化CIC滤波器相比,改进的CIC具有好的通阻带特性;并从通带衰落和混叠抑制的角度,分析了递归和非递归部分的级联因子的取值对整个改进的CIC滤波器特性的影响。

关键词: 积分梳状滤波器; 采样率转换; 多相滤波

中图分类号: TN713

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)04-1005-04

CIC Decimation Filters Based on Polyphase Structure and Partially Sharpening Technique

Li Bing^{①②} Zheng Jin^① Ge Lin-dong^①

^①(Institute of Information Engineering, Information Engineering University, Zhengzhou 450002, China)

^②(Electromagnetism and Frequency Spectrum Management Center of PLA
General Staff Headquarters, Beijing 100078, China)

Abstract: In this paper an improved solution to the design of Cascaded-Integrator-Comb (CIC) filter is proposed, in which the overall transfer function is factorized to recursive and non-recursive parts. The cascade factors of two parts can be adjusted independently. The sharpening is applied to recursive part to correct the passband droop, and decimation factor is moved prior to the sharpening of recursive part by the use of equivalent transform to operate at a low rate. Polyphase decomposition is applied to non-recursive part to realize high-speed filtering. Computer simulation shows that the modified CIC filter has a frequency response comparable to that of sharpening CIC filters while design flexibility is increased. The effect of the cascade factor of recursive and non-recursive parts on the modified CIC frequency response is discussed in terms of passband droop and alias rejection.

Key words: Cascaded-integrator-comb filters; Sample rate conversion; Polyphase filter

1 引言

通信和信号处理系统中, CIC(Cascaded Integrator Comb)滤波器由于具有无需乘法、存储空间最小等优点^[1]被广泛应用于抽样率转换的实现过程。传统的CIC滤波器可分解为积分器(递归部分)和梳状器(非递归部分)两部分,其传递函数为

$$H_{CIC} = \left[\frac{1}{R} \frac{1-z^{-R}}{1-z^{-1}} \right]^k = \frac{1}{R^k} [1-z^{-R}]^k \left[\frac{1}{1-z^{-1}} \right]^k \quad (1)$$

其中 R 为抽取因子, k 为级联因子, 系数 $1/R$ 确保直流 DC 增益为 0dB, 其对应的频率响应为

$$H_{CIC}(e^{j\omega}) = \left(\frac{\sin(\omega R/2)}{R \sin(\omega/2)} e^{-j\omega[(R-1)/2]} \right)^k \quad (2)$$

通带衰落是CIC滤波器的主要弊端之一,为改善通阻带

特性,文献[2]利用Kaiser和Hamming提出的锐化(sharpening)技术^[3]对CIC滤波器进行改进,所得到的滤波器称之为SCIC(Sharpening CIC),其传递函数为

$$H_{SCIC} = 3H_{CIC}^2(z) - 2H_{CIC}^3(z) \quad (3)$$

尽管SCIC改善了CIC的通阻带特性,但其抽取滤波器的硬件实现中,积分器往往工作在很高的输入采样率下,运算量大^[4]。同时,由于积分器是递归形式,无法采用Pipeline技术,限制了整个电路的时钟速率^[5]。为克服递归形式的不足,文献[6,7]提出CIC的非递归形式,然而其硬件复杂度较高,仅仅适用于一定场合^[5]。另一方面,传统的SCIC滤波器都是对积分器和梳状器统一进行锐化处理。为克服传统CIC和SCIC滤波器的不足,本文提出一种改进的CIC滤波器:即将CIC传递函数分解为相对独立的递归和非递归两部分,可独立调整两者的级联因子,对递归部分进行尖锐化处理以改善通带衰落特性,利用电路交换的等价性将抽取因子提前,降低递

归部分的工作速率^[8]；对非递归部分，与文献[5,8]的级联分解处理不同，进行多相分解以满足高速滤波应用的要求。文中第 2 节给出改进的 CIC 滤波器的具体形式及其优化处理的结果，第 3 节分析其性能，最后是结束语。

2 改进的 CIC 滤波器

假设抽取因子 $R = 2^p F$ ， p 和 F 为正整数，对式(1)所示的 CIC 传递函数进行分解：

$$\frac{1}{R} \frac{1-z^{-R}}{1-z^{-1}} = \frac{1}{2^p F} \cdot \frac{1-z^{-2^p F}}{1-z^{-2^p}} \cdot \frac{1-z^{-2^p}}{1-z^{-1}} \tag{4}$$

$$= \frac{1}{F} \frac{1-z^{-2^p F}}{1-z^{-2^p}} \cdot \frac{1}{2^p} \frac{1-z^{-2^p}}{1-z^{-1}}$$

令

$$H_1(z^{2^p}) = \frac{1}{F} \cdot \frac{1-z^{-2^p F}}{1-z^{-2^p}} \tag{5}$$

$$H_2(z) = \frac{1}{2^p} \cdot \frac{1-z^{-2^p}}{1-z^{-1}} = \frac{1}{2^p} \sum_{i=0}^{2^p-1} z^{-i} \tag{6}$$

此时传递函数分解成递归部分 H_1 和非递归部分 H_2 。定义改进的 CIC 滤波器的传递函数为

$$H_{MCIC} = [H_1(z^{2^p})]^N [H_2(z)]^s \tag{7}$$

N, s 分别为递归和非递归部分的级联因子，两者相对独立。

传统的 CIC, SCIC 抽取滤波器中的积分器(递归部分)通常工作在很高的输入采样率 F_s 下，功耗大。而在改进的 CIC 抽取滤波器中利用电路的等价交换性质，如图 1 所示，递归部分 H_1 可工作在 $F_s/2^p$ 采样率下，降低了积分器的工作速率。通带衰落是传统 CIC 滤波器的主要弊端之一，为改善新的 CIC 滤波器的通带特性，采用锐化技术。与 SCIC 相比，由于可以相对独立地调整递归和非递归两部分，本文只对递归部分 $H_1^N(z)$ 进行锐化处理：

$$H_1^N(z) = 3H_1^{2N}(z) - 2H_1^{3N}(z) \tag{8}$$

此时，改进的 CIC 抽取滤波器的结构框图变为图 2 所示结构：

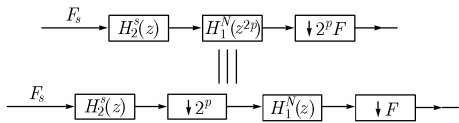


图 1 改进的 CIC 抽取滤波器级联形式的等价变换

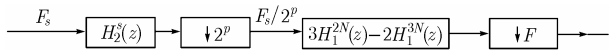


图 2 改进的 CIC 抽取滤波器经部分锐化处理后的级联结构框图

对于一些输入采样率 F_s 很高的应用环境，传统的非递归结构无法满足要求。与文献[5,8]中的级联分解处理不同，本文采用多相分解的并行处理技术来满足高速滤波的要求。

$$H_2^s(z) = \left[\frac{1}{2^p} \sum_{i=0}^{2^p-1} z^{-i} \right]^s = \frac{1}{2^{ps}} [1 + z^{-1} + \dots + z^{-(2^p-1)}]^s \tag{9}$$

令 $N_{pp} = 2^p$ ，省略系数 $1/2^{ps}$ ，则式(9)改写成：

$$H_2^{pp}(z) = (1 + z^{-1} + \dots + z^{-(N_{pp}-1)})^s \tag{10}$$

利用文献[9]的方法对式(10)进行多相分解

$$H_2^{pp}(z) = \sum_{i=0}^{N_{pp}-1} z^{-i} E_i(z^{N_{pp}}) \tag{11}$$

$E_i(z)$ 为多相成分。对于 $s = 2, 3$ 和 $N_{pp} = 2, 4, 8$ 的情况，表 1 给出式(11)所示的各个多相成分，其中 (a_0, a_1, \dots) 表示多相成分 $(a_0 + a_1 z^{-1} + \dots)$ 的系数。

非递归部分多相分解处理后，整个改进的 CIC 抽取滤波器的级联结构框图变为图 3 所示结构：

表 1 多相分解成分

s	2			3		
	2	4	8	2	4	8
N_{pp}	2	4	8	2	4	8
$E_0(z)$	(1,1)	(1,3)	(1,7)	(1,3)	(1,12,3)	(1,42,21)
$E_1(z)$	(2,0)	(2,2)	(2,6)	(3,1)	(3,12,1)	(3,46,15)
$E_2(z)$		(3,1)	(3,5)		(6,10,0)	(6,48,10)
$E_3(z)$		(4,0)	(4,4)		(10,6,0)	(10,48,6)
$E_4(z)$			(5,3)			(15,46,3)
$E_5(z)$			(6,2)			(21,42,1)
$E_6(z)$			(7,1)			(28,36,0)
$E_7(z)$			(8,0)			(36,28,0)

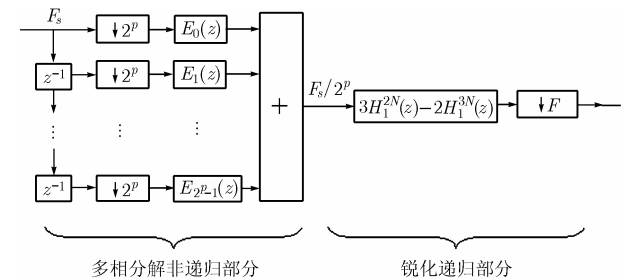


图 3 多相分解处理后的改进 CIC 抽取滤波器的级联结构框图

对于非递归部分的多相分解可以采用文献[10]的方法进一步优化处理：利用 FIR 滤波器的转置形式即数据传输结构来消除多余的运算操作，并且采用专门的平移相加器件代替乘法进一步降低功耗。在此，本文不展开叙述。

3 仿真结果和性能分析

本节将通过设计实例对改进的 CIC 滤波器性能进行分析。设抽取因子 $R = 16$ ，传统的 CIC 和 SCIC 的级联因子 $N = 2$ ，通带边缘 $f_c = 1/(16R)$ ，改进的 CIC 滤波器中 $p = 1, F = 8$ 。设计要求为通带衰落为 0.006dB，混叠抑制大于 80dB。表 2 给出所设计的 3 种 CIC 滤波器特性(通带衰落和混叠抑制的取值)，MCIC 表示改进的 CIC。

由表 2 不难发现：对于 MCIC，选择合适的 N, s 值(这里取 $N = 2, s = 3$)能获得较好的滤波特性。

结合图 4 和图 5 可知：与 CIC 相比，MCIC 的通阻带特性有较大的改善；由于只采用部分锐化处理，通常 MCIC 的通带特性比 SCIC 稍差；对于 MCIC 的混叠抑制特性，由于可以相对独立的选择非递归部分的级联因子 s ，而非递归部

表 2 3 种 CIC 滤波器的通带衰落和混叠抑制的取值

		R	p	通带衰落(dB) $f_c = 1/(16R)$	混叠抑制 (dB)
CIC	$N=2$	16		0.11105	47.057
SCIC	$N=2$	16		0.0041915	84.598
MCIC	$N=2, s=4$	16	1	0.0067043	84.599
	$N=2, s=3$	16	1	0.0060519	84.451
	$N=2, s=2$	16	1	0.0053995	84.303

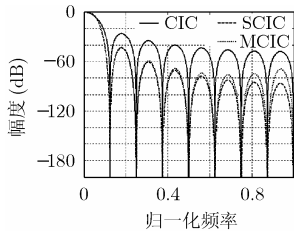


图 4 3 种 CIC 滤波器的幅频响应特性

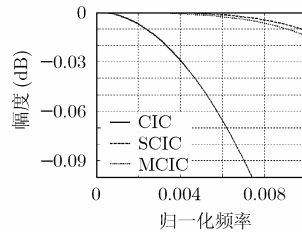


图 5 3 种 CIC 滤波器的通带衰落特性

分是 MA 过程, 只存在零点, 因此可通过不同的 s 取值来满足不同的混叠抑制要求, 体现了 MCIC 的灵活性。结合图 3 可知: MCIC 的递归部分工作在 $1/2^p$ 的输入采样率 F_s 下, 相对于 SCIC 中的积分器(递归部分)工作在很高的输入采样率 F_s 的情况, MCIC 具有一定的优势。而非递归部分采用多相分解技术也工作在 $1/2^p$ 的输入采样率 F_s 下, 适合于高速滤波的应用环境。综上所述, MCIC 滤波器适用于通带衰落要求不是很高, 混叠抑制和滤波速度的要求相对较高的情况。

在 MCIC 滤波器中, 递归和非递归部分级联因子的取值相对独立, N 和 s 的取值不同将会对 MCIC 的滤波特性产生影响, 从表 2 中也不难发现这点。因此, 有必要分析 N 和 s 的取值对 MCIC 滤波特性的影响。传统的 CIC 和 SCIC 的级联因子 N 的取值通常为 1-5, MCIC 中递归部分的级联因子 N 取值也在此范围内。由于 SCIC 的硬件实现中, N 只能取偶数以确保整数倍的时延^[2]。同样, MCIC 的递归部分需要进行锐化处理, 因此其级联因子 N 的取值主要考虑 $N = 2$ 和 $N = 4$ 两种情况。从表 3 和表 4 不难发现: 在给定抽取因子 R 和参数 p 的前提下, 当递归部分的级联因子 N 保持不变, 非递归部分的级联因子 s 增加时, MCIC 的通带衰落特性变差, 混叠抑制特性逐渐变好; 当 s 的取值保持不变, N 的取值增加时, MCIC 的通带衰落特性变差, 而混叠抑制性能提高很多。考虑到 s 的取值也将决定非递归部分多相实现的复杂度(参见表 3), 而 N 的取值关系到递归部分锐化处理的硬件实现复杂度, 所以 N 和 s 的取值应在满足设计要求的前提下, 从降低硬件复杂度的角度择优选取(参见表 4)。

表 3 $R = 16, p = 3$ 时, MCIC 的通带衰落和混叠抑制的取值

MCIC		通带衰落(dB)		混叠抑制(dB)	
N	s	$f_c=1/(8R)$	$f_c=1/(16R)$	$f_c=1/(8R)$	$f_c=1/(16R)$
2	1	0.091844	0.016095	50.35	74.564
2	2	0.14682	0.0298	53.238	77.918
2	3	0.2018	0.043505	56.127	81.273
2	4	0.25677	0.05721	59.015	84.599
4	2	0.24912	0.036822	109.8	158.56

表 4 $R = 32, p = 3$ 时, MCIC 的通带衰落和混叠抑制的取值

MCIC		通带衰落(dB)		混叠抑制(dB)	
N	s	$f_c=1/(8R)$	$f_c=1/(16R)$	$f_c=1/(8R)$	$f_c=1/(16R)$
2	1	0.07038	0.0071434	57.001	82.388
2	2	0.084111	0.010569	57.685	83.175
2	3	0.097841	0.013994	58.369	83.963
2	4	0.11157	0.01742	59.053	84.75
4	2	0.23863	0.021437	123.28	174.26

4 结束语

本文提出一种改进的 MCIC 滤波器结构: 将传统的 CIC 滤波器传递函数分解为递归和非递归两部分, 独立调整两者的级联因子; 对递归部分的处理采用了文献[8]中的方法, 即锐化处理改善了滤波器的通带衰落, 并利用电路的等价交换性提前抽取因子使其工作在低采样率; 而非递归部分进行多相分解, 满足高速滤波的要求。计算机仿真表明: MCIC 滤波器具有高的设计灵活性、较好的通阻带特性, 同时两个级联因子 N 和 s 的取值不同会对整个滤波器的特性产生影响。如果 CIC 滤波器设计过程中对通带衰落要求不是很高, 而混叠抑制和滤波速度的要求相对较高, 则 MCIC 具有一定的优势。值得一提的是: 对于 MCIC 滤波器本文仅仅讨论了抽取因子 $R = 2^p F$ 的情况, 由文献[7]知, 可将文中提出的 MCIC 结构推广到抽取因子 R 为一般取值的情况。

参考文献

- [1] Hogenauer E B. An economical class of digital filters for decimation and interpolation[J]. *IEEE Trans. on Acoust. Speech Signal Process.*, 1981, ASSP-29(2): 155-162.
- [2] Kwentus A Y, Jiang Z, and Wilson A N. Application of filter sharpening to cascaded integrator-comb filters[J]. *IEEE Trans. on Signal Process.*, 1997, 45(2): 457 - 467.
- [3] Kaiser J F and Hamming R W. Sharpening the response of a

- symmetric nonrecursive filter by multiple use of the same filter[J]. *IEEE Trans. on Acoust. Speech Signal Process.*, 1977, ASSP-25(5): 415-422.
- [4] Jovanovic Dolecek G and Mitra S K. Efficient sharpening of cic decimation filter[C]. IEEE ICASSP'03, Hong Kong, 2003, vol.4: 385-388.
- [5] Stephen G and Stewart R W. High-speed sharpening of decimating CIC filter[J]. *IEE Electronics Letters*, 2004, 40(21): 1383-1384.
- [6] Yong Hong Gao, Li Hong Jia, and Hannu Tenhunen. A partial polyphase VLSI architecture for very high speed CIC decimation filters[C]. Proc.12th Annual IEEE Int.ASIC/SOC Conf., Washington, 1999: 391-395.
- [7] Young Beom Jang and Se Jung Yang. Non-recursive cascaded integrator-comb decimation filters with multiple factors[C]. Proc.44th IEEE Midwest Sympo. on Circuits and Systems, Dayton, OH, 2001: 130-133.
- [8] Stephen G and Stewart R W. Sharpening of partially non-recursive CIC decimation filters[C]. Proc.38th Annual Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Pacific Grove, California, 2004, vol.2: 2170-2173.
- [9] Vaidyanathan P P. Multirate digital filters, filter banks, polyphase networks, and applications: A tutorial[J]. *Proc. IEEE*, 1990, 78(1): 56-93.
- [10] Yong Hong Gao, Li Hong Jia, and Hannu Tenhunen. A fifth-order comb decimation filter for multi-standard transceiver applications[C]. IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Geneva, Switzerland, 2000, vol.3: 89-92.
- 李 冰: 男, 1977 年生, 博士生, 研究方向为通信信号处理和软件无线电关键技术.
- 郑 瑾: 女, 1982 年生, 硕士生, 研究方向为软件无线电关键技术、FPGA 设计.
- 葛临东: 男, 1946 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为调制识别、盲均衡等软件无线电关键技术.