

Modified CIC 필터를 이용한 필터 뱅크 구현

서희정, 장영범
이화여자대학교 정보통신학과
전화 : 02-3277-4251 / 핸드폰 : 011-445-2830

Filter Banks Implementation Using Modified CIC Filters

Hee-Jung Suh, Young-Beom Jang
Dept. of Information Electronics Engineering, Ewha Womans University
E-mail : ybjang@mm.ewha.ac.kr

Abstract

In this paper, a low-power CIC(Cascaded Integrator Comb) filter bank structure is proposed for wireless communication systems. Since conventional CIC filter can not meet the desired center frequencies in each channel of filter banks, we develop a Modified CIC Filter(MCF) for those purposes.

I. 서론

최근에 무선 통신 시스템의 중간주파수 처리 단을 디지털 신호처리 아키텍처로 구현하는 연구가 널리 진행되고 있다. 이와 같은 수신신호의 중간주파수 처리를 위한 디지털 신호 처리 단을 DDC(Digital Down Converters) 또는 DFDC(Digital Frequency Down Converters)라고 부른다.[1] 또한 필터 뱅크를 이용하여 멀티채널 DDC를 구현하려는 연구가 활발히 진행되고 있다. 필터 뱅크는 멀티채널 DDC의 기능을 갖고있으나 중간주파수 대역의 빠른 신호들을 처리해야하므로 저전력으로 단위시간당 많은 필터링을 수행할 수 있는 구조를 필요로 한다. 일반적으로 중간주파수 단의 입력신호의 샘플링 주파수는 매우 높는데 반하여 통과대역의 대역폭은 좁기 때문에 필터 뱅크 각 채널의 데시메이션 인수가 크다. 상용화된 한 개 채널용 DDC 칩들을 살펴보면 CIC(Cascaded Integrator-Comb) 필터와 Half-Band 필터 스테이지로 나누어 데시메이션 필터를 설계하고 있다.[2] CIC 필터는 고속/저전력의 필터링에 적합하기 때문이다.[3] 또한 통과대역의 특성이 일반 필터에 비하여 열세이지만 뒤 단에 사용되는 Half-Band 필터에 의해 보상되기 때문에 더욱 많이 사용된다. 이와 같은 기존의 CIC 필터를 사용하여 필터

뱅크를 구성할 때의 문제점들을 살펴보고 그것들을 해결하기 위한 새로운 필터를 제안한다.

II. Modified CIC 필터를 사용한 필터 뱅크

2.1 기존의 Comb 필터를 사용한 필터 뱅크

먼저 4 채널용 DDC를 구성하기 위하여 그림 1과 같은 필터 뱅크에 CIC 필터를 사용하는 것을 고려해보기로 한다. 실제로는 CIC 필터 뒤에 일반 필터를 직렬로 연결하여 사용함으로써 CIC 필터의 통과대역의 Droop 감소 영향을 최소화 하는데, 본 논문에서는 일반 필터를 연결하지 않고 특성을 조사하기로 한다. CIC 필터는 1)곱셈기가 필요하지 않으며, 2)규칙적인 구조를 갖고 있으며, 3)처리속도의 변환이 가능

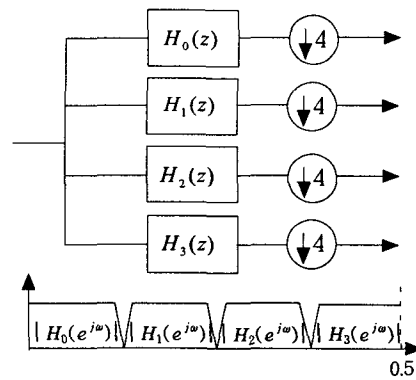


그림 1. 필터 뱅크와 주파수 특성(4채널)

하기 때문에 고속/저전력을 요구하는 필터에 적합하다. 이와 같은 CIC 필터의 시스템함수는 다음과 같다.

$$G(z) = \left\{ \frac{1}{M} \frac{1-z^{-M}}{1-z^{-1}} \right\}^L \quad (1)$$

위의 식에서 M 은 데시메이션 인수이고 L 은 필터의 차수로 정의한다. 위의 식에서 분모는 Integrator를 나타내며 분자는 Comb 필터를 나타낸다. 먼저 식 (1)의 기존 CIC 필터를 이용하여 그림 1의 4 채널 필터 बैं크를 구성해보기로 한다. 그림 1의 주파수 특성에서 요구되는 채널 1과 채널 2의 중심 주파수는 각각 0.1875와 0.3125이다. 위의 시스템함수에서 M 을 6으로 하면 가장 근사치의 필터 बैं크를 구성할 수 있다. 가장 간단한 형을 보기 위하여 L 은 1로 놓기로 한다. 첫 번째 채널의 시스템함수는 다음과 같다.

$$G_0(z) = \frac{1}{6} \frac{1-z^{-6}}{1-z^{-1}} \quad (2)$$

두 번째 채널부터 네 번째 채널까지 식 (2)에서 분자의 Comb섹션은 그대로 사용하고 분모의 Integrator 섹션의 극점의 위치를 그림 2 (b)-(d)와 같이 이동시켜서 얻을 수 있으며 시스템함수는 각각 다음과 같다.

$$\begin{aligned} G_1(z) &= \frac{1}{6} \frac{1-z^{-6}}{1-g_1z^{-1}+z^{-2}} \\ G_2(z) &= \frac{1}{6} \frac{1-z^{-6}}{1-g_2z^{-1}+z^{-2}} \\ G_3(z) &= \frac{1}{6} \frac{1-z^{-6}}{1+z^{-1}} \end{aligned} \quad (3)$$

위의 식에서 g_1 과 g_2 의 값은 그림 2의 (b)와 (c)의 극점을 만족하는 2차 다항식의 계수이다. 그림 3은 그림 2의 제로도

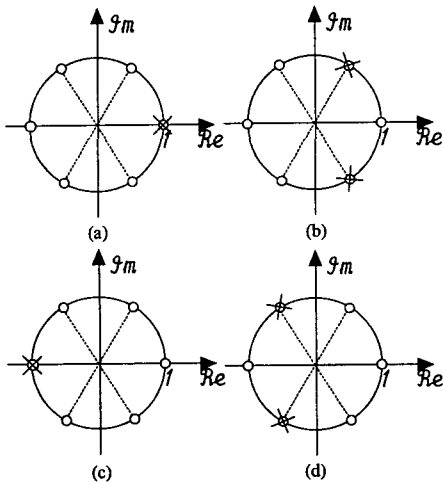


그림 2. 기존의 CIC 필터를 이용한 필터 बैं크의 제로도 (a) $G_0(z)$ (b) $G_1(z)$ (c) $G_2(z)$ (d) $G_3(z)$

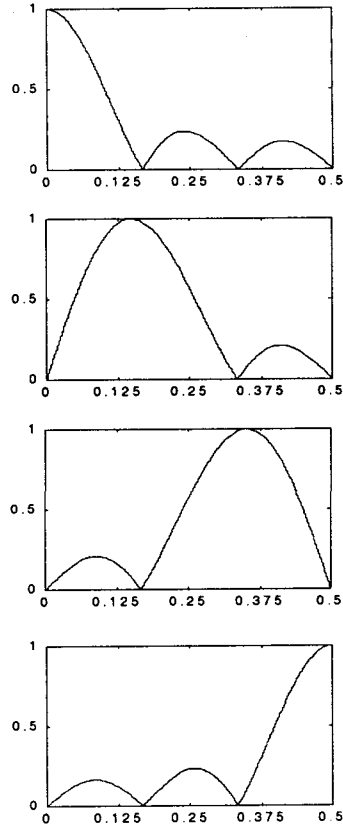


그림 3. 기존의 CIC 필터를 이용한 필터 बैं크의 주파수 응답 (a) $G_0(z)$ (b) $G_1(z)$ (c) $G_2(z)$ (d) $G_3(z)$

를 사용한 CIC 필터 बैं크의 주파수 응답이다. 그림 3의 (b)와 (c)에서 볼 수 있듯이 기존의 CIC 필터를 이용해서 4채널의 필터 बैं크를 구현하는 경우에 대역통과 필터인 $G_1(z)$ 와 $G_2(z)$ 의 중심 주파수가 원하는 중심 주파수인 0.1875와 0.3125가 아니고 0.167과 0.333으로 이동되어 있음을 알 수 있다. 또한 통과대역의 대역폭도 너무 커지는 단점도 있음을 알 수 있다. 따라서 원하는 중심주파수를 만족하는 CIC 필터 बैं크가 요구되며 이를 다음절에서 제안한다.

2.2 효율적인 필터 बैं크 구현을 위한 Modified CIC 필터의 제안

이 절에서는 0에서 0.5 즉 π 까지 등 간격으로 짝수개의 CIC 필터 बैं크를 만들기 위하여, 우리는 먼저 다음과 같은 Modified CIC Filter(MCF)의 Comb 필터를 제안한다.

$$H_C(z) = \{1+z^{-M}\}^L \quad (4)$$

Modified CIC 필터를 이용한 필터 뱅크 구현

기존 CIC 필터의 Comb 섹션은 -인데 이를 위의 식과 같이 +로 변형시키면 Comb 필터의 제로의 위치가 그림 4(a)와 같이 이동된다. 그림 4(a)는 M 이 8인 경우이다. 이 Comb 필터를 필터 뱅크의 모든 채널에서 공통으로 사용하고, 채널마다 Integrator 필터만을 그림 4의 (b)(c)(d)와 같이 이동시킨

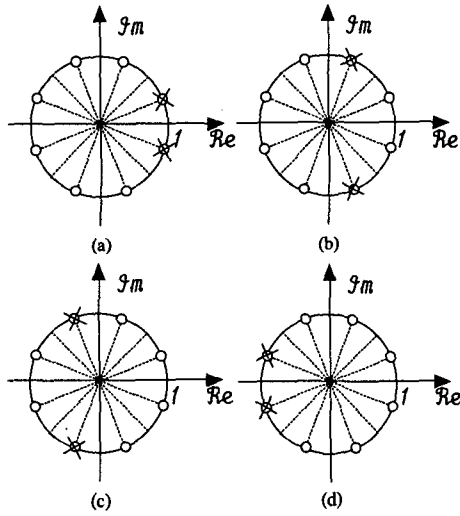


그림 4. MCF를 이용한 필터 뱅크의 극점과 제로도 (a) $H_0(z)$ (b) $H_1(z)$ (c) $H_2(z)$ (d) $H_3(z)$

으로서 4개의 필터 뱅크를 설계할 수 있다. 그림 4의 각 채널별 극점과 제로점들을 이용하여 시스템 함수를 만들면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 H_0(z) &= \frac{1}{8} \frac{1+z^{-8}}{1+c_0z^{-1}+z^{-2}} \\
 H_1(z) &= \frac{1}{8} \frac{1+z^{-8}}{1+c_1z^{-1}+z^{-2}} \\
 H_2(z) &= \frac{1}{8} \frac{1+z^{-8}}{1+c_2z^{-1}+z^{-2}} \\
 H_3(z) &= \frac{1}{8} \frac{1+z^{-8}}{1+c_3z^{-1}+z^{-2}}
 \end{aligned} \quad (5)$$

그림 3의 극점을 만족하는 다항식을 구한 결과 식 (5)의 c_0, c_1, c_2, c_3 의 값은 각각 -1.848, -0.765, 0.765, 1.848이다. 이와 같이 MCF를 사용하여 제로들을 위치시킨 후, 채널마다 Integrator를 사용하여 원하는 제로들을 소거시키면 그림 5와 같은 주파수 응답의 필터 뱅크를 얻게 된다. 그림 5에서 보듯이 $H_1(z)$ 와 $H_2(z)$ 의 중심 주파수는 0.1807과 0.3193으로 원하는 중심 주파수인 0.1875와 0.3125에 매우 근접해 있음을 알 수 있다. 이와 같이 얻어진 MCF를 사용한 CIC 필터 뱅크를 보면 통과대역의 특성이 일반 필터에 비하여 열세임을 알 수 있다. 따라서 CIC 필터의 뒤 단에 Half-Band 필터를 사용하여 통과대역의 대역폭을 감소시키는 방법을 사용하거나, 또는 CIC 필터의 Sharpening 기법을 사용하여

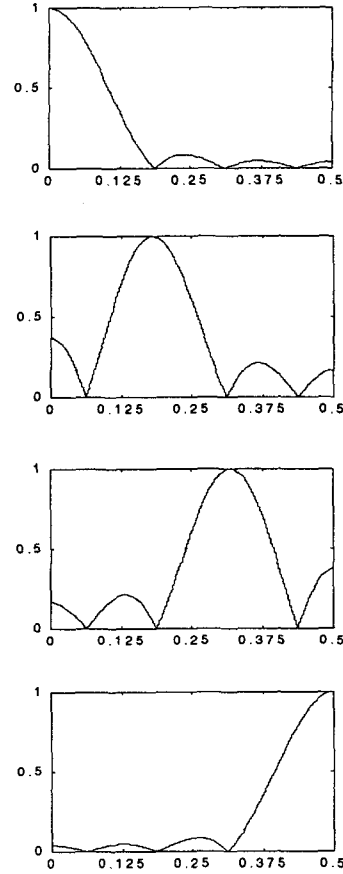


그림 5. MCF를 이용한 필터 뱅크의 주파수 응답 (a) $H_0(z)$ (b) $H_1(z)$ (c) $H_2(z)$ (d) $H_3(z)$

통과대역의 Droop을 향상시켜서 사용할 수도 있다.

III. 실험 및 고찰

모의 실험을 위하여 4 채널 필터 뱅크의 채널별 통과대역 주파수와 저지대역의 주파수를 표 1과 같이 정

표 1. 예제의 통과대역과 저지대역

	ω_p	ω_s
$H_0(z)$	1.2288MHz(0.0625)	3.6864MHz(0.1875)
$H_1(z)$	3.072~4.3008MHz (0.15625~0.21875)	1.2288MHz(0.0625), 6.144MHz(0.3125)
$H_2(z)$	5.5296~6.7584MHz (0.28125~0.34375)	3.6864MHz(0.1875), 8.6016MHz(0.4375)
$H_3(z)$	8.6016MHz(0.4375)	6.144MHz(0.3125)

의하였다. 즉, 샘플링 주파수로서 19.6608MHz를 사용하였으며 채널별 통과대역의 대역폭을 모두 같게 하였다. 이와 같은 사양의 필터 뱅크를 제안된 MCF를 사용하여 구성하기 위하여 필터의 차수 L 은 4를 사용하였고 데시메이션 인수 M 은 8을 사용한 결과 표 2와 같은 채널별 필터 특성을 얻을 수 있었다. 표 2에서 보듯이 첫 번째 채널과 마지막 채널은 저지대역의 특성이 우수하였으며, 두 번째 채널

표 2. 예제의 통과대역 리플과 저지대역 attenuation

	통과대역 δ_1 (dB)	저지대역 δ_2 (dB)
$H_0(z)$	8.008	85.389
$H_1(z)$	4.965	34.307
$H_2(z)$	4.965	34.307
$H_3(z)$	8.008	85.389

과 세 번째 채널은 통과대역의 특성이 우수하였다. 표 2에서 얻어진 채널별 통과대역 특성을 향상시키려면 [4][5]에서 제안된 CIC 필터의 Sharpening 기법을 사용하거나, [6]에서 제안된 ISOP(Interpolated Second Order Polynomial)을 사용할 수 있다.

IV. 결론

기존의 CIC 필터를 사용하여 필터 뱅크를 구성하는 방법을 제안하였고, 이 경우에는 채널별로 원하는 중심주파수를 맞출 수 없었으므로 이를 만족하기 위한 MCF를 제안하였다. 제안된 MCF를 이용하여 0에서 0.5까지 등 간격으로 CIC 필터 뱅크를 설계하는 방법을 제안하였다. 모의 실험을 통하여 주어진 통과대역과 저지대역의 주파수에서 필터 뱅크를 설계하여 채널별 특성을 조사하였다.

참고문헌

- [1] S. J. Jou, S. Y. Wu, and C. K. Wang, "Low-power multirate architecture for IF digital frequency down converter," *IEEE Trans. Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*, vol. 45, No. 11, pp. 1487-1494, Nov. 1998.
- [2] Data sheet GC4016 Multi-standard Quad DDC chip, rev 0.4, Graychip, Inc.
- [3] E. B. Hogenauer, "An economical class of digital filters for decimation and interpolation," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. ASSP-29, no. 2, pp. 155-162, April 1981.
- [4] A. Y. Kwentus, Z. Jiang, and A. N. Willson, Jr., "Application of filter sharpening to cascaded integer-comb decimation filters," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 45, no. 2, pp. 457-467, Feb. 1997.
- [5] J. Kaiser and R. Hamming, "Sharpening the response of a symmetric nonrecursive filter by multiple use of the same filter," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. ASSP-25, pp. 415-422, Oct. 1977.
- [6] H. J. Oh, S. Kim, G. Choi, and Y. H. Lee, "On the use of interpolated second-order polynomials for efficient filter design in programmable downconversion," *IEEE Journal on selected areas in communications*, vol. 17, no. 4, pp. 551 - 560, April 1999.
- [7] H. K. Yang and W. M. Snelgrove, "High speed polyphase CIC decimation filters," *IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Volume 2*, pp. 229-232, 1996.
- [8] Y. Gao, L. Jia, and H. Tenhunen, "An improved architecture and implementation of cascaded integrator-comb decimation filters," *IEEE International ASIC / SOC Conference*, pp. 391-395, 1999.
- [9] Y. Gao, L. Jia, and H. Tenhunen, "A partial-polyphase VLSI architecture for very high speed CIC decimation filters," *IEEE Pacific Rim Conference on communications, computers and signal processing*, pp. 317-320, 1999.
- [10] 고충기, 이원철, "Hadamard 행렬을 이용한 다중 밴드 비례환 CIC 필터," *JCCI*, 2000.
- [11] 장영범, "임의의 인수를 갖는 Cascaded Integrator-Comb 데시메이션 필터의 Multi-rate Non-recursive 아키텍처," *한국통신학회 논문지 '00-10 Vol.25 No.10B 1785-1792*, 2000.