

전압변환 GIC에 의한 WDF의 VLSI 실현에 적합한 구조 및 특성

正會員 朴 鍾 演* 準會員 孫 泰 鎬*

Structures and Characteristics of the WDF Using VGIC for VLSI Implementation

Chong Yeun Park*, Tae Ho Sohn* *Regular Members*

※이 논문은 1991년도 교육부 지원 한국학술진흥재단의 지방대학육성과제 학술연구 조성비에 의하여 연구되었음.

要 約

전압변환 원리를 이용한 임피던스 변환기의 포트 종속 디지털 adaptor를 이용하여 임의의 필터규격을 만족하는 웨이브디지털필터(WDF)를 설계하는 방법을 제안하였다. 기존의 전류변환 원리를 이용한 임피던스 변환기에 의한 WDF의 설계방법은 각종 필터(LPF, BPF, HPF, BRF)마다 서로 다른 구조로써 실현하여야 한다.

그러나 본 연구에서 제안된 방법은 각종 WDF(LPF, HPF, BPF, BRF)를 한개의 보편적 회로를 이용하여 설계할 수 있음을 밝혔으며 이러한 보편적 회로는 VLSI실현을 위한 회로로써 적합하다.

ABSTRACT

A new method for designing of WDF(Wave Digital Filter) is proposed, which is based on the digital dependent port adaptor transformed by the VGIC(Voltage Conversion Generalized Impedance Converter). To design the WD-LPF, WD-BPF, WD-HPF, or WD-BRF with CGIC(Current Conversion GIC), we have to use the different structure respectively. But the proposed method to design any types of WDF requires only one universal WDF structure, and this structure is attractive for its VLSI implementation for its simplicity.

I. 서 론

GIC(Generalized Impedance Converter)^{[1][2]}의 이론에 의하여 WDF^[3]를 실현할 수 있으며 이렇게

*江原大學校 大學院 電氣工學科
Dept. of Electrical Eng. Graduate School,
Kangweon National University.
論文番號 : 92-108 (接受1992. 3. 17)

설계된 디지털 필터는 다른 방법보다 계수의 감도특성이 우수한 것으로 밝혀지고 있다. 여기서 GIC는 CGIC(Current-conversion GIC)^{[4]-[6]}와 VGIC(Voltage-conversion GIC)^[10]로 구분된다. 이러한 GIC의 WDF에 의한 실현방법은 포트종속 CGIC^{[4]-[6]}, 포트독립 CGIC^[8], 포트종속 VGIC^[9], 그리고 포트독립 VGIC 등 네 종류로 구분될 수 있으며 각각 서로 다른 디지털 구조를 갖는다.

GIC의 디지털 adaptor들을 이용하여 디지털 LPF(Low Pass Filter), BPF(Band Pass Filter), HPF(High Pass Filter), BRF(Band Rejection Filter) 등을 모두 실현할 수 있다. 그러한 설계방법으로 포트종속 CGIC 및 P-2(Parallel 2-multipliers) adaptor에 의한 방법^[4], 포트독립 CGIC와 포트종속 CGIC 및 P-1(Parallel 1-multiplier) adaptor에 의한 방법^[8], 포트종속 VGIC와 S-2(Series 2-multipliers) adaptor에 의한 방법, 포트독립 VGIC와 포트종속 VGIC 및 S-1(Series 1-multiplier)에 의한 방법으로 구분된다. 또한 GIC를 이용한 WDF 출력단은 여러 단자(terminal)가 이용될 수 있으며 출력단 선택방법에 의하여 필터의 특성이 변한다.^{[9],[10]}

본 연구에서는 기존의 CGIC를 이용한 WDF의 설계방법과는 달리, 포트종속 VGIC와 S-2(series 2-multipliers) adaptor에 의한 WDF의 새로운 설계방법에 의해서 실현된 디지털 구조 가운데 가장 유용한 출력단을 선택한 뒤, transposition정리를 적용하여 모든 필터들(LPF, BPF, HPF, BRF)을 한 개의 VLSI 칩 속에 설계 가능한 새로운 WDF의 구조를 유도하였다. 또한 VLSI 실현에 적합한 WDF의 구조를 얻기 위해서 유도된 필터의 특성을 확인하였다. 본 연구에서는 [5]에서 사용한 필터규격에 의하여 WDF를 설계한 후, 진폭특성과 계수의 양자화로 발생하는 진폭오차를 구하였고 계수의 곱셈결과로 출력단에서 발생하는 양자화 잡음을 RPSD(Relative Power Spectral Density)로 계산하기 위해서 양자화 잡음전달함수를 유도하였으며 수치해석시킨 결과를 비교하였다.

II. VLSI에 적합한 WDF의 구조

1. VGIC의 디지털 구조

VGIC는 그림1과 같이 표현하기로 하며 포트①과 ②의 입사파와 반사파전압은 각각 A_1, A_2, B_1, B_2 ,

단자전압 및 전류는 각각 V_1, I_1, V_2, I_2 , 콘덕턴스는 각각 G_1, G_2 이며 $r(s)$ 는 임피던스 변환(conversion) 함수이다.

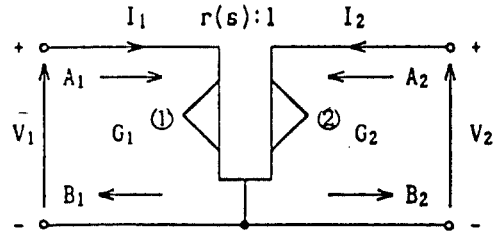


그림 1. VGIC의 기호
Fig. 1. Notation of VGIC

여기서 VGIC의 전압 및 전류의 관계식은

$$V_1(s) = r(s) \cdot V_2(s) \quad (1a)$$

$$I_1(s) = -I_2(s) \quad (1b)$$

이고 또한 그림1로 부터 wave 특성방정식은

$$A_1 = V_1 + I_1/G_1 \quad (2a)$$

$$B_1 = V_1 - I_1/G_1 \quad (2b)$$

$$A_2 = V_2 + I_2/G_2 \quad (2c)$$

$$B_2 = V_2 - I_2/G_2 \quad (2d)$$

이며 식(1)과 (2)로 부터 B_1 과 B_2 를 A_1 과 A_2 로 표현하면 다음 식과 같다.

$$B_1 = \frac{r(s) \cdot G_1 - G_2}{r(s) \cdot G_1 + G_2} \cdot A_1 + \frac{2 \cdot r(s) \cdot G_2}{r(s) \cdot G_1 + G_2} \cdot A_2 \quad (3a)$$

$$B_2 = \frac{2 \cdot G_1}{r(s) \cdot G_1 + G_2} \cdot A_1 - \frac{r(s) \cdot G_1 - G_2}{r(s) \cdot G_1 + G_2} \cdot A_2 \quad (3b)$$

여기서 변환함수 $r(s) = s$ 인 VGIC를 가정하고 쌍선형 변환을 이용하기 위해서 표본화 시간을 T 라고 하고

$$s = \frac{2}{T} \cdot \frac{z-1}{z+1} \quad (4)$$

를 식(3)에 대입하여 정리하면

$$B_1 = -P(z) \cdot A_1 + \{1 - P(z)\} \cdot A_2 \quad (5a)$$

$$B_2 = \{1 + P(z)\} \cdot A_1 + P(z) \cdot A_2 \quad (5b)$$

단

$$P(z) = \frac{z^{-1} - m}{1 - m \cdot z^{-1}} \quad (6)$$

$$m = \frac{\left(\frac{2}{T}\right) \cdot G_1 - G_2}{\left(\frac{2}{T}\right) \cdot G_1 + G_2} \quad (7)$$

이며 식(7)에서 $m=0$ 일 때, 즉 $G_2=2G_1/T$ 인 경우를 포트 콘덕턴스가 서로 종속적인 VGIC라고 부르기로 한다. 이와같이 종속포트를 갖는 VGIC는 $P(z) = z^{-1}$ 이므로 식(5)로부터

$$B_1 = -z^{-1} \cdot A_1 + (1 - z^{-1}) \cdot A_2 \quad (8a)$$

$$B_2 = (1 + z^{-1}) \cdot A_1 + z^{-1} \cdot A_2 \quad (8b)$$

가 되며 그림2(a)와 같은 디지털 구조로써 실현할 수 있고 그림2(b)와 같이 표시하기로 한다.

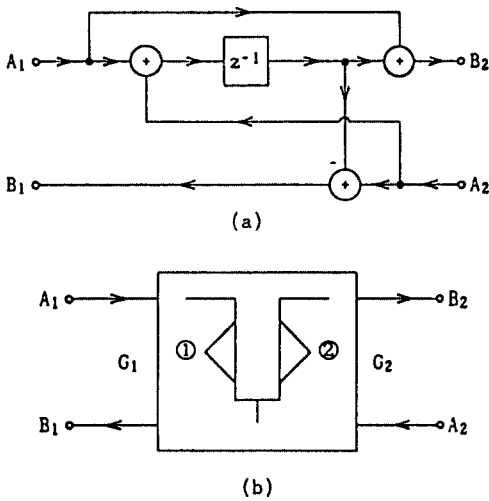


그림 2. 종속포트를 갖는 VGIC (a)디지털 구조 (b)표시
Fig. 2. VGIC with the dependent-port
(a)digital structure (b)notation

2. WDF의 보편적 구조의 유도

본 연구에서는 LPF, BPF, HPF, BRF를 모두 실현하기 위하여 다음의 그림3과 같은 VGIC를 이용한 analog 필터를 WDF로 변환하였다.

이러한 그림3의 회로에 대한 전달함수는 식(1)에서 $r(s) = s$ 를 이용하여 정리하면

$$\begin{aligned} \frac{I_0(s)}{I_1(s)} &= \frac{k_2 R_2 s^2 + k_1 R_1 s + k_0 R_0}{R_2 s^2 + R_1 s + R_0} \\ &= \frac{C_2 s^2 + C_1 s + C_0}{R_2 s^2 + R_1 s + R_0} \end{aligned} \quad (9)$$

$$\forall C_i = k_i R_i \quad (i=0,1,2).$$

그런데 식(9)를 S-2(series 2-multipliers) adaptor^[15]를 이용하면 그림2의 종속포트를 갖는 VGIC의 디지털 구조를 활용할 수 있으며 그 결과는 그림4와 같다.

그림4의 전압변환 GIC를 이용한 아날로그 2계 필터의 전달함수는

$$H(s) = \frac{C_2 s^2 + C_1 s + C_0}{R_2 s^2 + R_1 s + R_0} \quad (10)$$

로써 표현되며 포트종속 VGIC인 그림2의 구조와 S-2 adaptor^{[12][13]}를 활용한 WDF의 일반적 구조는 그림5와 같다. 그림5에서 곱셈계수 m_1 과 m_2 는 S-2 adaptor의 표본화 시간을 T 라고 하면 다음과 같이 주어진다.

$$m_1 = \frac{T \cdot R_0}{\frac{T}{2} \cdot R_0 + \frac{2}{T} \cdot R_2 + R_1} \quad (11a)$$

$$m_2 = \frac{\frac{4}{T} \cdot R_2}{\frac{T}{2} \cdot R_0 + \frac{2}{T} \cdot R_2 + R_1} \quad (11b)$$

이와같은 그림5의 WDF에서는 동일한 출력 $y_0(n)$, $y_1(n)$, $y_2(n)$ 및 $y_3(n)$ 에서 얻을 수 있다. 여기서 VLSI 실현에 적합한 WDF의 보편적 구조를 얻기 위해서 본 연구에서는 $y_3(n)$ 을 출력으로 사용하는 경우에 국한시켜 다루었다. 또한 LPF, BPF, HPF, BRF의 전달함수는 식(10)에서 C_0 , C_1 , C_2 값에 의하여 결정되므로 그림5로부터 각종 필터의 구조를 얻으면 그림6과 같다.

이러한 그림6과 같이 단일 입력에 대해서 출력단이 여러 개인 WDF를 얻기 위해서 transposition정리를 그림6에 적용하면 그림7과 같은 각종 필터(LPF,

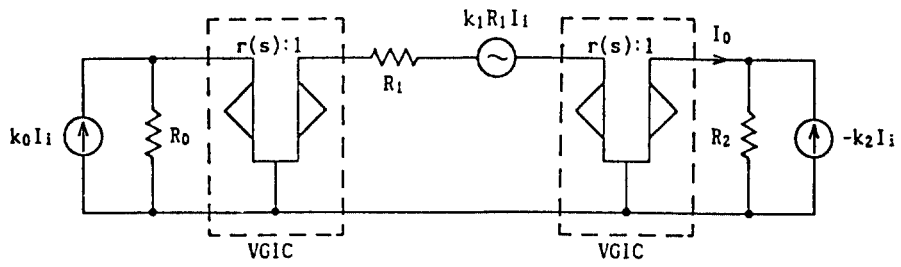


그림 3. VGIC를 이용한 analog 필터회로
Fig. 3. VGIC-based active analog circuit

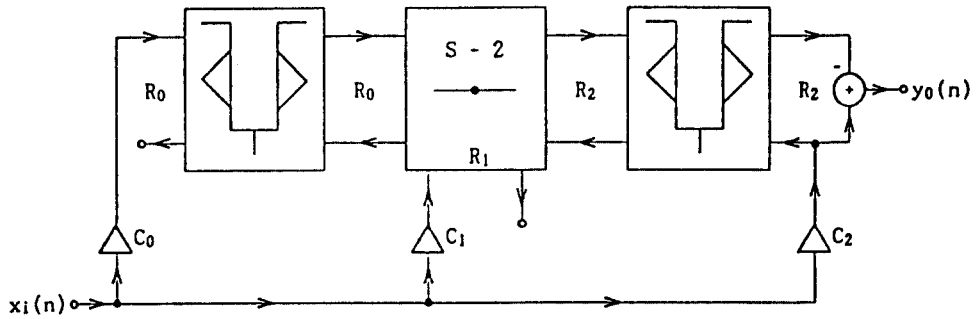


그림 4. 종속포트 콘덕턴스를 갖는 VGIC를 이용한 WDF의 구조
Fig. 4. Structure of WDF based on VGIC with dependent ports

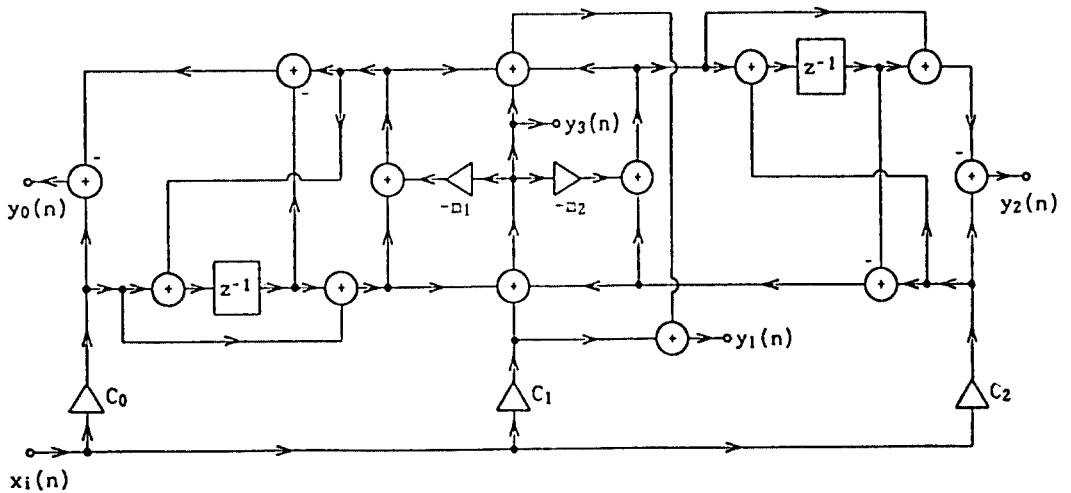


그림 5. VGIC를 이용한 WDF의 일반적 구조
Fig. 5. General structure of VGIC-based WDF

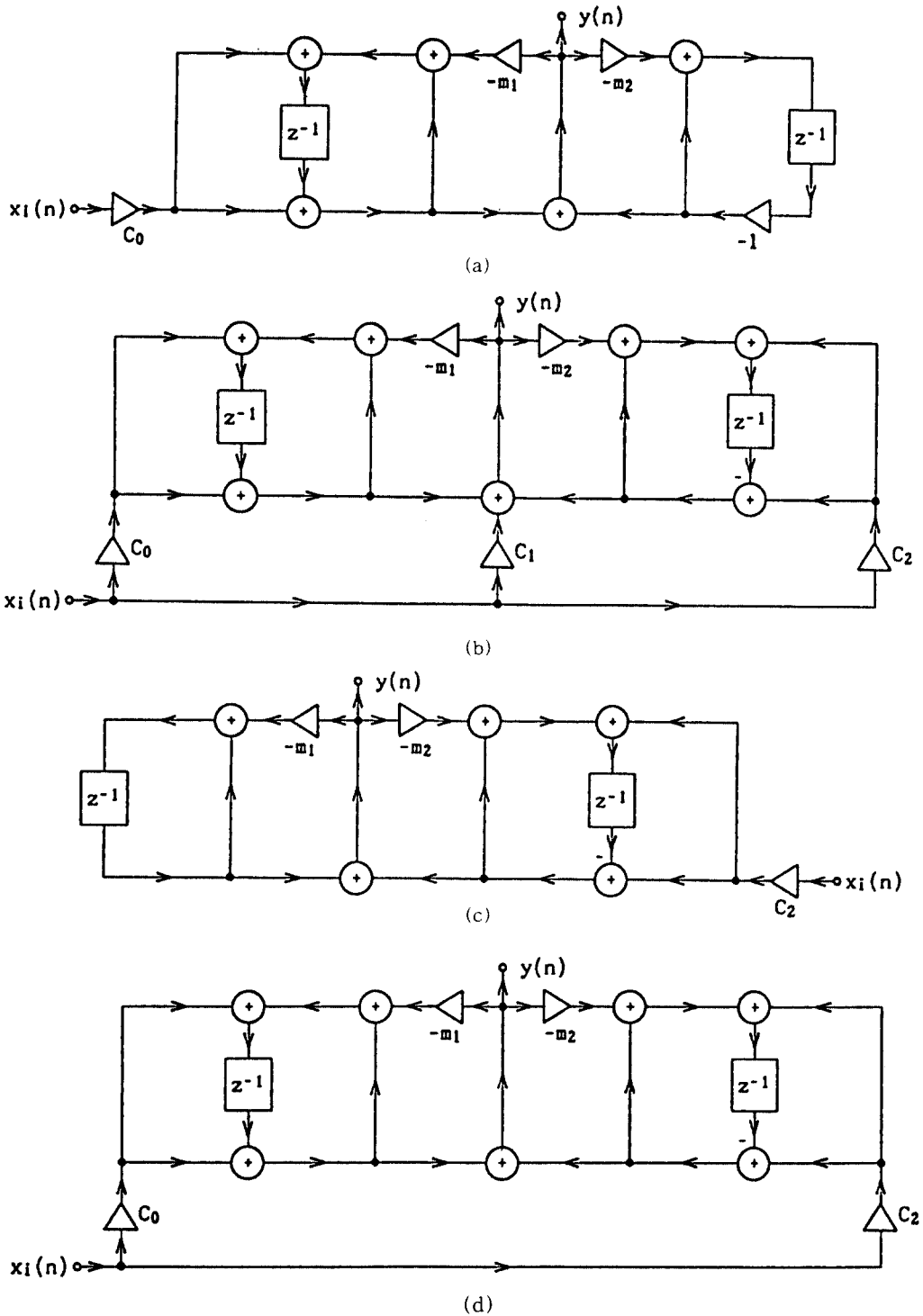


그림 6. 각종 WDF 구조 (a)LPF (b)BPF (c)HPF (d)BRF

Fig. 6. Structures of WDFs (a)LPF (b)BPF (c)HPF (d)BRF

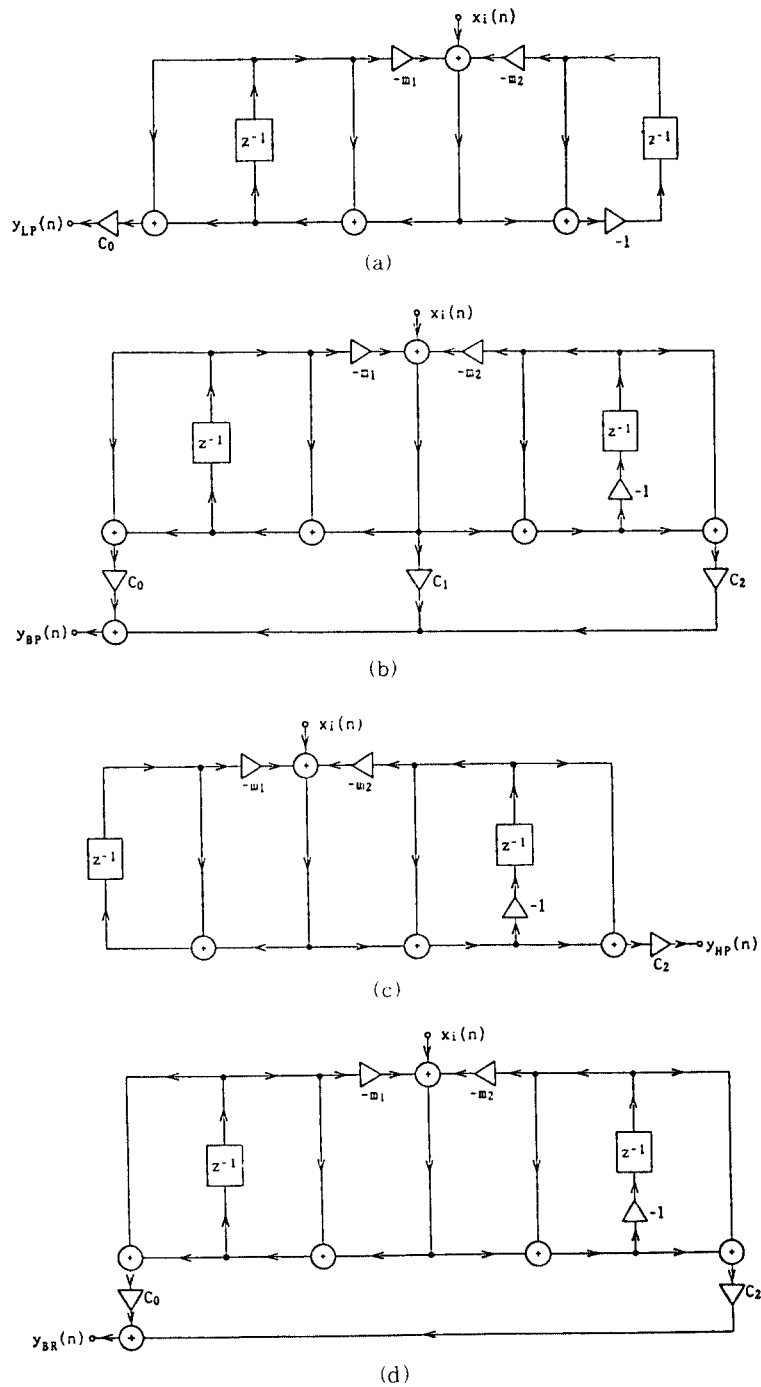


그림 7. Transposition 정리를 적용하여 얻은 각종 필터

(a) TLPF (b) TBPF (c) THPF (d) TBRF

Fig. 7. Structures of WDFs obtained by transposition theorem

(a) TLPF (b) TBPF (c) THPF (d) TBRF

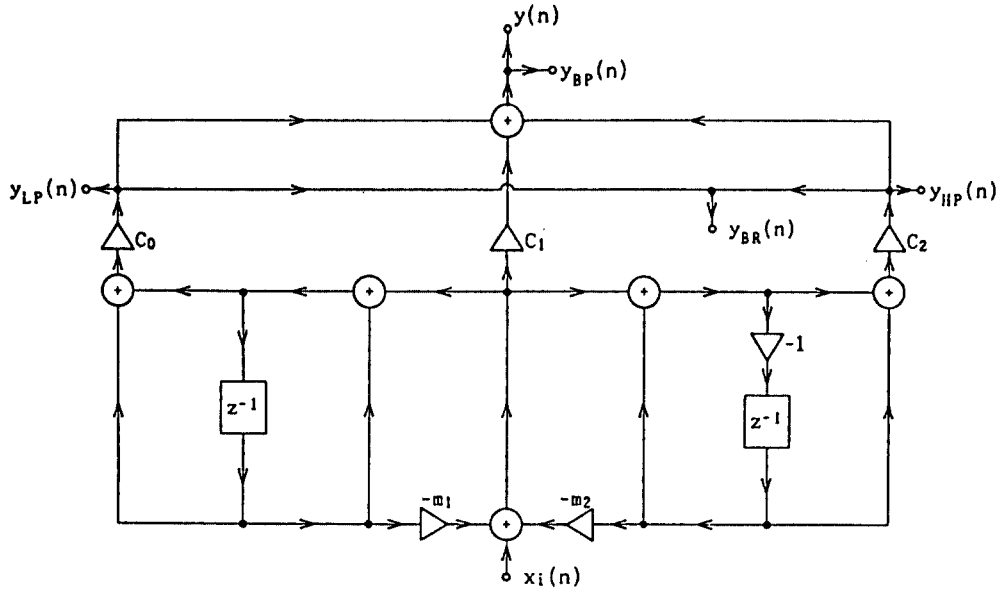


그림 8. TVGIC-UWDF의 구조
Fig. 8. Structure of TVGIC-UWDF

BPF, HPF, BRF)의 서로 다른 구조를 얻을 수 있다. 여기서 중요한 사실은 모든 필터의 입력이 동일한 점에서 가해진다는 것이며 각각 TLPF, TBPf, THPF 및 TBRF라고 부르기로 한다.

더구나 그림7의 구조를 갖는 TLPF, TBPf, THPF 및 TBRF는 필터의 구조가 중첩되는 부분이 대부분임을 알 수 있다. 결국 그림7의 (a), (b), (c), (d)를 동시에 만족하는 WDF의 보편적 구조는 그림8과 같이 표현할 수 있으며 TLPF, TBPf, THPF 및 TBRF의 출력을 각각 $y_{LP}(n)$, $y_{BP}(n)$, $y_{HP}(n)$ 및 $y_{BR}(n)$ 으로 표시하기로 한다. 또한 그림8을 TVGIC-UWDF(Transpose Voltage-conversion GIC-Universal WDF)라고 부르기로 한다.

III. 기준필터의 설계 및 특성검토

VGIC를 이용한 그림8의 각종 필터에 대한 특성을 알아 보기 위해서 Antoniou가 사용했던 필터규격^[5]을 기준필터의 규격으로 사용하였으며 그 규격은 표1과 같다. 표1에서 A_p , A_s 는 각각 통과대역 최대손실 및 차단영역 최소손실이며 ω_{p1} , ω_{p2} , ω_{a1} , ω_{a2} 는 각각 통과대역 및 차단영역 모서리 각주파수이고 ω_s 는

표본화 각주파수이다.

1. 기준필터의 설계

표1에서 주어진 각종 필터의 규격에 의하여 필터를 설계한 뒤에 그림8의 구조로 실현하기 위해서는 $\omega = 1.0$ 으로 규준화시킨(normalized) LPF의 전달함수 $H_N(s)$ 를 구해야 한다. 그리고 LPF, BPF, HPF, BRF 각각의 경우에 주파수 변환을 하여 다음 식의 계수값들을 구한다.

$$H_A(s) = \prod_{i=1}^n \frac{C_{0i} + C_{1i}s + C_{2i}s^2}{B_{0i} + B_{1i}s + s^2} \quad (12)$$

또한 식(12)로부터 식(11)의 곱셈계수 m_1 과 m_2 를 계산할 수 있다. 따라서 식(12)의 B_{0i} , B_{1i} , C_{0i} , C_{1i} , C_{2i} 와 식(11)의 m_1 , m_2 를 각종 표1의 규격을 만족하는 필터에 대하여 구한 결과는 다음의 표2와 같다.

2. 진폭특성 및 검토

그림8의 TVGIC-UWDF를 이용하여 표1의 필터규격을 만족시키기 위해서는 그림8의 동일한 구조에서 표2의 계수값들(C_0 , C_1 , C_2 , m_1 , m_2)을 취하여 얻은 필터들을 직렬연결하므로써 가능하다. 예로써 표1의

표 1. 기준 필터의 규격

Table 1. Specification of reference filter

| | Butterworth LPF | Elliptic BPF | Tschehyscheff HPF | Elliptic BRF |
|-----------------------|-----------------|--------------|-------------------|--------------|
| A_p (dB) | 3.0 | 0.3 | 1.0 | 1.0 |
| A_s (dB) | 41.94 | 38.7 | 63.35 | 73.13 |
| ω_{p1} (rad/s) | 1000.0 | 0.983 | 40.0 | 3.0 |
| ω_{p2} (rad/s) | - | 1.018 | - | 6.0 |
| ω_{a1} (rad/s) | 2000.0 | 0.952 | 30.0 | 4.3 |
| ω_{a2} (rad/s) | - | 1.051 | - | 4.7 |
| ω_s (rad/s) | 10000.0 | 2.4π | 100.0 | 18.0 |

표 2. 각종 변수의 값

Table 2. The value of various variables

| | i | B_{0i} | B_{1i} | C_{0i} | C_{1i} | C_{2i} | m_{1i} | m_{2i} |
|-----|---|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|------------|-----------|
| LPF | 1 | 10^6 | 517.63809 | 10^6 | 0 | 0 | 0.1564968 | 1.5856440 |
| | 3 | 10^6 | 1414.2135 | 10^6 | 0 | 0 | 0.1279288 | 1.2961890 |
| | 3 | 10^6 | 1931.8516 | 10^6 | 0 | 0 | 0.1157314 | 1.1726040 |
| BPF | 1 | 1.0268870 | 0.0080241 | 1.800720 | 0 | 1 | 0.3017529 | 1.6925880 |
| | 2 | 0.9760390 | 0.0078230 | 0.9279776 | 0 | 1 | 0.2889906 | 1.7054500 |
| | 3 | 1.0022830 | 0.0180656 | 0 | 0.0180656 | 0 | 0.2942586 | 1.6929980 |
| HPF | 1 | 1632.1220 | 5.0476130 | 0 | 0 | 1.0093540 | 0.0312188 | 1.9380480 |
| | 2 | 2899.3000 | 24.497130 | 0 | 0 | 1.7930160 | 0.0517648 | 1.8090130 |
| | 3 | 12966.380 | 149.65780 | 0 | 0 | 8.0188040 | 0.1601527 | 1.2514570 |
| BRF | 1 | 32.828060 | 13.326620 | 32.828060 | 0 | 1 | 0.46232729 | 0.4623279 |
| | 2 | 96.448260 | 2.4353800 | 37.056260 | 0 | 1 | 1.3467600 | 0.4583964 |
| | 3 | 11.173680 | 0.8289287 | 29.082320 | 0 | 1 | 0.4583966 | 1.3467600 |

값을 이용한 필터특성 가운데 LPF와 BPF만을 표시하면 그림9와 같으며 표2의 계수값을 이용한 필터와 표1의 규격의 차이는 warping 효과에 기인되는 것으로 생각된다.

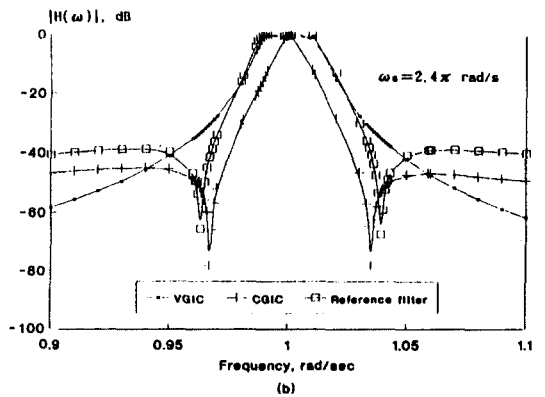
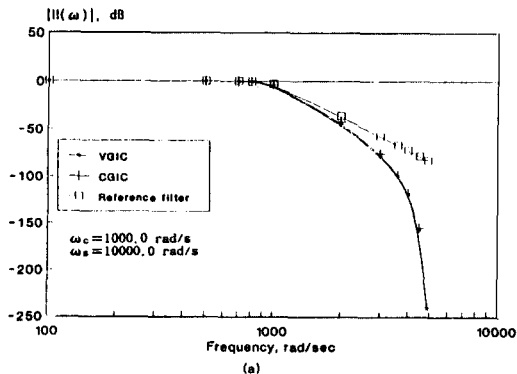


그림 9. TVGIC-UWDF에 의한 필터의 진폭특성 (a)LPF (b)BPF

Fig. 9. Amplitude response of various filters realized by TVGIC-UWDF structure (a)LPF (b)BPF

3. 곱셈계수의 양자화로 발생하는 진폭오차의 계산 및 검토

곱셈계수의 양자화 오차로 인한 진폭의 변화를 해석하기 위해서 다음의 기호를 정한다.

$M(\omega)$: 양자화 하지 않은 경우의 진폭이득
 $M_Q(\omega)$: 양자화시킨 경우의 진폭이득
 $\Delta M(\omega) \equiv M(\omega) - M_Q(\omega)$ (13)

곱셈계수에 의한 양자화 오차로 인한 진폭 변화량 $\Delta M(\omega)$ 는 통과대역에서 중요한 역할을 하므로 통과대역의 주파수를 $\omega_i (i=1,2,3,\dots,N)$ 에 대해서 $\Delta M(\omega_i)$ 를 구한 뒤에

$$\Delta M = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \Delta M(\omega_i)$$
 (14)

를 계산하면 된다. 따라서 사용 비트 수에 따른 진폭 오차는 그림8의 보편적 필터의 구조를 이용한 경우에 대한 예로써 LPF와 BPF의 양자화 특성은 그림10과 같다. 이러한 그림10으로 부터 그림8을 이용한 WDF에서 계수의 감도특성을 기존의 연구^[5]와 비교하면 10 bits 이하에서는 좋지 않은 결과를 나타냈으나 10 bits 이상에서는 바람직한 결과를 얻었다. 그러나 이러한 양자화 특성은 필터의 규격에 따라서 변동될 수 있으며 특성의 경향을 추측할 수 있을 뿐이다.

4. 곱셈결과 값의 양자화로 발생하는 출력단 잡음 전달함수의 유도 및 해석

곱셈결과 값의 양자화로 발생하는 출력단 잡음은 RPSD (Relative Power Spectral Density)에 의해서 평가되는데 그 정의는 다음과 같다.

$$RPSD = 10 \cdot \log \{ S_0(\omega) / S_m(\omega) \}$$
 (15)

여기서 $S_m(\omega)$ 는 곱셈계수에 의해서 만들어지는 PSD (Power Spectral Density)이며 고정점(fixed-point) 실현방법을 가정할 때 $Q^2/12$ (단, Q는 스텝size)로 나타난다. $S_0(\omega)$ 는 곱셈결과 값의 양자화로 인한 출력단 잡음의 PSD로써 그림8의 경우는 두 개의 곱셈계수 m_1 과 m_2 가 필요하므로 다음의 식으로 계산할 수 있다.^[15]

$$S_0(\omega) = \frac{Q^2}{12} \{ |G_1(e^{j\omega})|^2 + 2|G_2(e^{j\omega})|^2 + |G_3(e^{j\omega})|^2 \}$$
 (16)

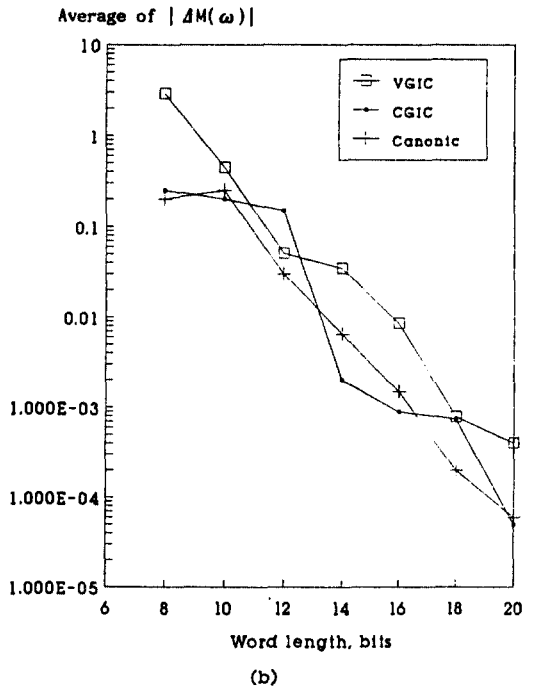
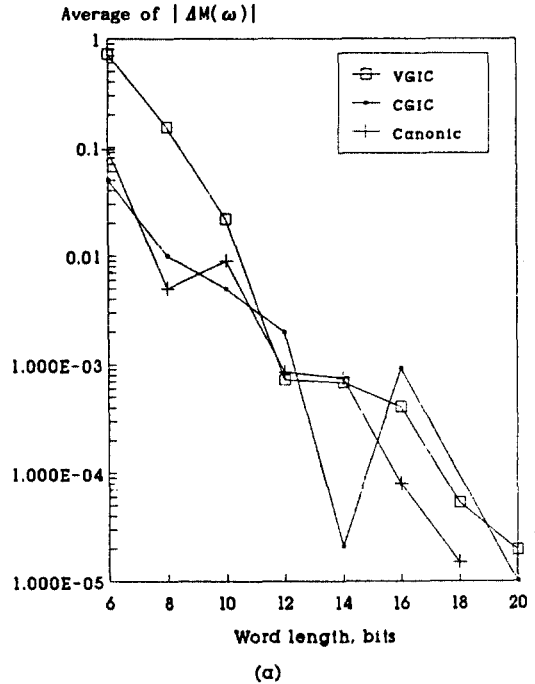


그림 10. 계수의 양자화로 발생하는 진폭오차 (a)LPF (b)BPF

Fig. 10. Amplitude error due to coefficient quantization (a)LPF (b)BPF

이러한 식(16)에서 $G_1(e^{j\omega})$, $G_2(e^{j\omega})$, 그리고 $G_3(e^{j\omega})$ 는 그림8의 필터계수 m_1 과 m_2 에 대한 곱셈결과값의 양자화로 발생하는 출력단 잡음의 전달함수로서 Mitra¹¹⁾의 잡음모델을 가정하여 구할 수 있으며 그 결과는 표3과 같다. 이러한 표3과 식(15)에 의하여 예로써 LPF와 BPF의 경우에 RPSD를 주파수 값에 대하여 수치해석을 하면 그림11과 같다. 이러한 그림11에서 곱셈결과 값에 의한 RPSD특성은 본 연구에서 제안된 VGIC-WDF의 구조가 기존의 CGIC-WDF와 Canonic WDF보다 바람직함을 알 수 있다.

표 3. 잡음 전달함수

Table 3. Noise transfer function

| | $G_1(z)$ | $G_2(z)$ | $G_3(z)$ |
|---|-------------------------|----------|----------|
| LPF | $\frac{N_L(z)}{D_E(z)}$ | $G_1(z)$ | 0 |
| BPF | $\frac{N_B(z)}{D_E(z)}$ | $G_1(z)$ | 0 |
| HPF | $\frac{N_H(z)}{D_E(z)}$ | $G_1(z)$ | 0 |
| BRF | $\frac{N_R(z)}{D_E(z)}$ | $G_1(z)$ | $G_1(z)$ |
| $D_E(z) = z^2 + (m_{11} + m_{21})z + (m_{11} + m_{21} - 1)$ | | | |
| $N_L(z) = C_{01}(z+1)^2$ | | | |
| $N_B(z) = C_{01}(z+1)^2 + C_{11}(z^2-1) + C_{21}(z-1)^2$ | | | |
| $N_H(z) = C_{21}(z-1)^2$ | | | |
| $N_R(z) = C_{01}(z+1)^2 + C_{21}(z-1)^2$ | | | |

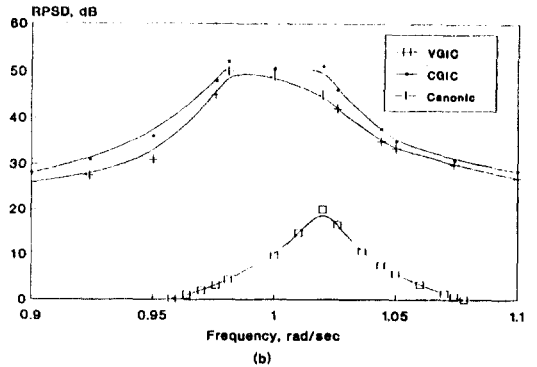
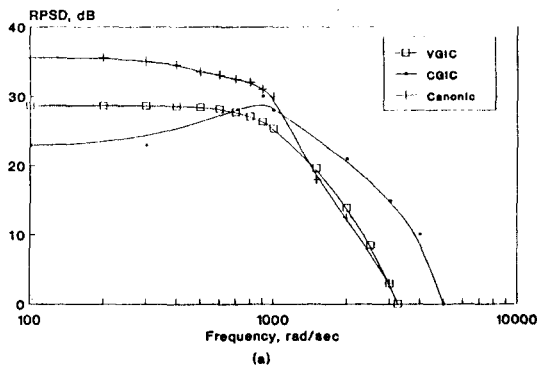


그림 11. 주파수 변화에 대한 RPSD (a)LPF (b)BPF
Fig. 11. RPSD versus frequency (a)LPF (b)BPF

IV. 결 론

전압변환 GIC의 디지털 구조를 이용한 WDF를 이용하여 각종 필터특성을 실현할 수 있음 밝혔다. 기존의 전류변환 GIC를 이용한 WDF의 구조는 필터종류(LPF, BPF, HPF, BRF)마다 각각 다른 회로로써 실현해야 하는 불편함을 보완하여 본 연구에서는 하나의 입력신호에 대한 LPF, BPF, HPF, BRF 각각의 기능을 동시에 만족할 수 있는 보편적 회로를 제안하였으며 구조가 단순하고 용도가 다양하기 때문에 VLSI실현에 적합하다.

이러한 구조에 대한 계수의 양자화 잡음은 기존의 WDF를 이용한 개별적 구조에서 얻은 필터특성에 비교하여 10 bits 미만에서는 약간 커졌으며 10 bits 이상에서는 바람직하였다. 그러나 곱셈 결과값에 의한 잡음의 측정값으로 판단되는 RPSD 특성은 기존의 WDF보다 우수한 경향을 나타내었다.

참 고 문 헌

1. A. Antoniou, "Realization of gyrators using operational amplifiers and their use in RC-active network synthesis," Proc. Inst. Elect. Eng., vol.116, pp.1838-1850, Nov. 1969.
2. A. Antoniou, "Novel RC-active network synthesis using generalized immittance converters," IEEE Trans. Circuit Theory, vol.CT-17, pp.

- 212-217, May 1970.
3. A. Fettweis, "Wave Digital Filters, Theory and Practice," Proc. IEEE vol.74, No.2, pp.270-318, Feb. 1986.
 4. A. Antoniou and M.G. Rezk, "Digital filter synthesis using the concept of generalized-immittance converter," IEE J. Electronic Circuit Syst. vol. 1, pp.206-216, Nov. 1977.
 5. A. Antoniou and M.G. Rezk, "A comparison of cascade and wave fixed-point digital filters," IEEE Trans. Circuit Syst., vol.CAS-27, pp. 1184-1194, Dec. 1980.
 6. K. Manivannan and C. Eswaran, "Direct synthesis approach for GIC digital filters," Elect. Lett. vol.24, pp.624-626, May 1988.
 7. K. Manivannan and C. Eswaran, "New GIC Digital Filter Structures and Their Characteristics," IEEE Int. Conf. on Circuit and Syst. 1988, pp.1802-1805.
 8. 박종연, 이민호, "CGIC의 디지털 구조 및 잡음특성," 대한전자공학회지, 제 27권 11호, pp1787-1791, 11월 1990년.
 9. C. Eswaran and Ganapathy, "On the stability of digital filters using the concept of generalized-immittance converter," IEEE Trans. Circuit syst., vol.CAS-28, pp.745-747, July 1981.
 10. P.S.R. Diniz, "Digital filter structures based on the concept of voltageconversion generalized-immittance converter," Canada J. Elect and Comp. Eng. vol.13, No.3-4, pp.90-98, 1988.
 11. C. Eswaran, V. Ganapathy, and A. Antoniou, "On the sensitivity of GIC-based wave digital filters," IEEE Trans. Circuits Syst., vol.CAS-29, pp.639-642, Sept. 1982.
 12. A. Fettweis and K. Meerkötter, "On adaptors for wave digital filters," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol.ASSP-23, pp.516-525, Dec. 1975.
 13. A. Fettweis, "Some principles of designing digital filters imitating classical filter structures," IEEE Trans. Circuit Theory, vol.CT-18, pp. 314-316, Mar. 1971.
 14. S.K. Mitra and K. Hirano, "Digital allpass network," IEEE Trans. Circuits Syst. vol. CAS-21, pp.688-700, Sept. 1970.
 15. A. Antoniou, Digital filter analysis and design, McGraw-Hill, pp.309-348, 1979.

朴 鍾 演 (Jong Yeun Park)

正會員

1951年 2月 13日生

1973年 2月 : 고려대학교 전자공학과졸업(공학사)
 1980年 2月 : 경북대학교 전자공학과졸업(공학석사)
 1984年 2月 : 경북대학교 전자공학과졸업(공학박사)
 1973年 3月 ~ 1977年 2月 : 한국과학기술 연구소(연구원)
 1977年 3月 ~ 1984年 8月 : 울산공과대학 전기전자공학과
 부교수
 1984年 8月 ~ 현재 : 강원대학교 전기공학과 교수
 1989年 8月 ~ 1990年 8月 : UCLA대학교 교환연구교수
 ※주관심분야 : 디지털 신호처리, A/D 변환기

孫 泰 鎬 (Tae Ho Sohn)

準會員

1960年 1月 2日生

1991年 2月 : 강원대학교 전기공학과 졸업(공학사)
 1991年 3月 ~ 현재 : 강원대학교 전기공학과 대학원 석사과
 정 재학중