
碩士學位論文

유니트 엘레먼트형 웨이브 디지털
필터의 실현에 관한 연구

濟州大學校 大學院

通信工學科



1997 年 6 月

유니트 엘레먼트형 웨이브 디지털 필터의 실현에 관한 연구

指導教授 李 鎔 鶴

高 周 弘

이 論文을 工學 碩士學位 論文으로 提出함

1997 年 6 月

高周弘의 工學 碩士學位 論文을 認准함



제주대학교 중앙도서관
JEJU NATIONAL UNIVERSITY LIBRARY

審査委員長 金 興 洙



委 員 林 載 允



委 員 李 鎔 鶴



濟州大學校 大學院

1997 年 6 月

**A Study on the Realization of Wave Digital
Filters based on the Unit Element**

Joo-Hong Ko

(Supervised by professor Yong-Hak Lee)

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT OF
THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF MASTER OF
ENGINEERING



DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATION ENGINEERING

GRADUATE SCHOOL

CHEJU NATIONAL UNIVERSITY

1997 . 6.

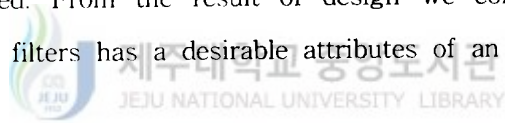
목 차

Abstract	1
I. 서 론	2
II. 웨이브 디지털 필터의 설계이론	5
1. WDF의 기본이론	5
2. 전송선 회로방	10
3. 무손실 전송선과 유니트 엘리먼트	11
4. 유니트 엘리먼트의 웨이브 변환	12
5. 리액턴스의 실현	16
III. 유니트 엘리먼트형 웨이브 디지털 필터의 해석	18
1. 유니트 엘리먼트형 WDF(UWDF)의 전달함수	18
2. UWDF의 해석모델	21
IV. 지역통과 UWDF의 설계	23
1. 필터의 구조	23
2. 필터 계수의 계산	24
3. 구조의 실현	26
V. 계산결과 및 고찰	31
VI. 결 론	35
참고문헌	36
부 록	
1. UWDF의 계수계산표	38

Abstract

The desirable attributes of wave digital filters are related to the low sensitivity to element variations in the case of double-terminated lossless analog filters. Low sensitivity in digital filters implies low coefficient quantization error and in certain circumstances low roundoff noise. The type of wave digital filter that is in several respects the simplest of all is that obtained from a reference filter consisting of a chain of unit elements. Such reference filters are well known from microwave filter theory. Theory and design of reference filters involving unit elements follow essentially the same principles as for the usual ladder filters except for some simple generalizations.

This paper describes wave digital realizations of unit elements connecting the Richard's network. The design of wave digital filter and the analysis of frequency response under finite word length is also discussed. From the result of design we confirmed that the wave digital filters has a desirable attributes of an analog reference filter



I. 서 론

웨이브 디지털 필터(WDF)는 전통적인 필터 회로망과 아주 밀접한 관련이 있는 디지털 필터 가운데 한 종류이며 손실이 거의 없는 필터라고 알려져 있다. 그리고 모든 WDF는 아날로그 기준필터(reference filter)에 대응하고 있으므로 임의의 기준필터를 WDF로 변환하는 방법은 아주 간단하지만 적당한 기준필터의 구조와 설계 방법의 선택은 마이크로 웨이브 필터 이론을 포함한 전통적인 설계 이론에 대한 상당한 지식이 필요하다고 알려져 있다. WDF와 기준이 되는 아날로그필터 사이의 유사성은 매개변수로 전압과 전류를 사용하는 것에 바탕을 둔 것이 아니라 이른바 웨이브량(wave quantity)에 바탕을 둔 것이므로 웨이브 디지털 필터라는 이름을 사용하는 것이다. 근본적으로 오직 한 가지 형태의 WDF만 존재하는 것이 아니라 아주 많은 종류의 WDF가 존재한다. 이것은 고전 회로망으로부터 활용할 수 있는 구조가 많다는 것이며 설계자가 문제를 손쉽게 풀 수 있는 가장 적절한 구조를 가진 기준필터를 선택해야 한다는 것이다. 그러므로 아날로그 기준필터로부터 적절한 최적화 기준에 따라 계수를 정한 다음 이산 최적화된 필터를 유도한다. 그런다음 필터의 승산기 계수를 광범위하게 변화시킨 후에도 WDF와 수동 기준필터 사이의 관련성이 유지된다는 점이 중요하다.

WDF는 오버플로우와 절사, 유한어장 및 높은 다이내믹 레인지와 같은 비선형 조건에서도 뛰어난 안정성을 갖고 있으며 이런 장점들은 잘 설계된 WDF가 완전히 수동 회로망과 같이 동작한다는 사실로부터 나온 것이다. 기준필터를 선택하는 기준에 따라 여러 가지 다른 WDF들이 존재한다. 설계기준에 적합한 WDF를 구하려면 공식에 의하여 구하거나, 저역통과, 고역통과, 대역통과 및 대역저지와 같은 주파수 영역의 요구조건을 충족하는 가장 일반적인 알고리즘을 이용하여 구할 수도 있다.

디지털 필터의 설계에 있어서 회로를 구성하는 소자의 값이 변하는 경우 필터의 특성이 크게 달라질 뿐만 아니라 안정도에도 문제가 생기므로 소자의 변동에 민감하지 않은 감도가 낮은 디지털 필터가 필요하다. 이러한 성질을 가진 디지털 필터들 가운데 웨이브 디지털 필터는 아날로그 필터가 갖는 바람직한 성질들을 모두 가지고 있는 필터로 알려져 있다. 감도가 낮아 계수를 양자화할 때 발생하는 오차가 적고 절사감응도 적은 특징을 갖고 있는 웨이브 디지털 필터는 여러 가지 형태로 실현되고 있다.

WDF를 설계하는 방법으로는 아날로그 LC 사다리꼴 필터를 변환한 사다리꼴 WDF의 설계(Fettweis, 1973)와 격자형태의 기준 필터로부터 대칭형 WDF의 설계(Fettweis, 1974) 그리고 WDF의 전달함수를 일반적으로 실현하기 위한 목적으로 양쪽으로 종단된 무손실 필터의 종속 연결을 해석하기 위해 사용하는 기본 리액턴스 섹션으로 이루어진 웨이브 디지털 필터의 설계(Nouta, 1974) 등이 제안되었으며 WDF가 전달함수로서 회로망의 전송특성과 반사특성을 모두 사용할 수 있는 상호 보완적인 대칭형의 지향성 필터라는 점을 이용하여 승산기와 가산기의 수를 줄일 수 있는 지향성 WDF의 설계(Wegener, 1979)와 격자형 분기를 1차 와 2차 전역통과 섹션으로 실현할 수 있는 격자형 WDF의 직접설계(Gazsi, 1985) 등이 잘 알려져 있다. 아날로그 LC 사다리꼴 필터로부터 변환된 사다리꼴 WDF는 승산기의 수가 적지만 전송영점을 복소 평면의 허수축 상에서만 실현할 수 있다. 격자형 WDF도 승산기의 수가 적지만 전달함수의 실현은 대칭 구조일때만 가능하다. 사다리꼴 또는 격자형 WDF들은 그 구조가 엄격히 정의된 형태이나 유니트 엘레먼트를 사용한 웨이브 디지털 필터는 비교적 구조가 간단하여 구현하기 쉬운 장점이 있는 반면 아날로그 필터로부터 특성 임피던스를 구하는 과정을 거쳐야 하는 단점을 갖고 있다.

전송선 회로망에 관한 연구는 1948년을 전후하여 Richard에 의하여 시작되었으며 복소 주파수를 최초로 사용하였다고 알려져 있다. 전송선 회로망에 관한 기본적인 정리는 Richard에 의하여 제시되었으며 유니트

엘레먼트(Unit Element)를 포함하는 몇가지 등가회로들이 Kuroda에 의하여 Kuroda 항등식으로 정리되었다.(Matsumoto, 1970)

유니트 엘레먼트형 WDF에 관한 연구는 무손실 전송선 필터의 특성과 유사한 WDF의 설계(Constantinides and Lawson, 1974)와 2선식 전송선을 기본 리액턴스 섹션으로 사용한 WDF(Masatoshi, 1985)등이 있으나 마이크로웨이브 필터의 설계로부터 적절한 구조를 찾아야 하는 어려움이 있다.

본 논문에서는 Richard 회로망을 상호연결하는 유니트 엘레먼트를 웨이브 변환하여 WDF를 설계하고 특성을 분석한다. 그리고 Richrad 회로망이 갖는 주기성과 전달특성등이 WDF로 변환된 다음에도 유지됨을 보인다. 유한어장으로 승산기의 계수를 양자화하였을 때 WDF의 전달함수의 특성을 비교하여 분석하고 필터 설계시 승산기계수의 십진수 표현에서 유효숫자를 달리하였을 때의 전달함수 특성도 고찰한다.

본 논문은 I 장에서 연구의 필요성과 연구의 방향을 제시하고, II 장에서는 웨이브 디지털 필터의 설계 이론을 제시한다. III 장에서는 유니트 엘레먼트형 웨이브 디지털 필터의 전달함수를 유도하고, IV 장에서는 III 장에서 해석한 유니트 엘레먼트형 웨이브 디지털 필터를 설계한다. V 장에서는 유니트 엘레먼트형 웨이브 디지털 필터의 실현 결과를 분석하고, 마지막으로 VI 장에서 본 논문의 결론을 맺는다.

II. 웨이브 디지털 필터(WDF)의 설계 이론

1. WDF의 기본이론

시간영역에서 디지털 필터의 특성은 이산적이지만 아날로그 필터들의 특성은 연속이기 때문에 WDF를 무손실 기준필터로부터 전압 웨이브량을 사용하여 시간영역이 아닌 주파수 영역에서 유도한다. 디지털 영역에서 전달함수가 복소주파수 p 에 관한 유리수가 아니므로 p 를 기준영역으로부터 디지털 영역으로 바로 바꿀 수 없다. 그러므로 Ψ 와 같은 적절한 복소 주파수 변수를 선택하는 것이며 기준필터가 속하는 기준영역도 Ψ 영역이라 부른다. Ψ 를 가장 간단하고 적절하게 선택한 것이 다음과 같이 정의되는 z 에 대한 쌍선형변환이다.

F 가 표본화 주파수이고 p 가 실제 복소 주파수일 때

$$\Psi = \frac{z-1}{z+1} = \tanh(pT/2), \quad z = e^{pT}, \quad F = 1/T \quad (1)$$

이다.



식(1)에서 $p = j\omega$, $\Psi = j\phi$ 라고 정하면

$$\phi = \tan(\omega T/2) \quad (2)$$

그리고

$$\begin{aligned} \operatorname{Re} \Psi > 0 &\Leftrightarrow \operatorname{Re} p > 0 \Leftrightarrow |z| > 1 \\ \operatorname{Re} \Psi < 0 &\Leftrightarrow \operatorname{Re} p < 0 \Leftrightarrow |z| < 1 \end{aligned} \quad (3)$$

인 관계가 성립한다.

이것은 기준필터 영역에 있는 주파수 ψ 가 디지털 필터 영역에 있는 주파수 p 에 대응함을 의미한다. 따라서 $0 < \omega < \pi F$ 인 나이퀴스트 범위 $0 < \Psi < \infty$ 범위에 일대일로 대응하게 된다. 식(3)은 기준영역에서 안정성을 확보한 기준필터들이 안정성과 인과성을 갖는 디지털 필터에 대응함을 의미한다. 안정성을 확보하기 위해서가 아니라 실현조건과 밀접한 관련이 있는 인과성 때문에 $\Psi = 1$ 일 때 즉, $z = \infty$ 일 때 생기는 시스템 함수의 극점들을 제외시켜야 한다.

주파수 변수 뿐만 아니라 디지털 영역과 아날로그 기준영역 사이의 대응관계가 성립하려면 신호 변수들에 대해서도 적절한 선택을 해야한다. 아날로그 회로의 전압과 전류를 디지털 영역에서 신호 패러미터로 직접 사용할 수 없다. 그러나 S 패러미터 이론의 웨이브량을 사용하면 실현이 가능하며 전압과 전류에 관한 웨이브량을 사용하는 것이 일반적이나 전압 웨이브량을 전력 웨이브량으로 바꾸려면 기준필터에 적절한 트랜스포머를 포함시켜야 한다. 전력 웨이브량을 사용한 디지털 필터 구조들도 전압 웨이브량을 사용한 WDF로 해석할 수 있으며 그 역도 성립한다고 알려져있다. 그러므로 전력에 관한 웨이브량을 사용하는 것보다 전압 웨이브량을 사용하는 것이 더 적합하다고 알려져있다. 전압과 전류에 관한 웨이브량은 전압 또는 전류 가운데 어느 것을 선택하더라도 상관없이 전압 웨이브량과 전류 웨이브량 사이의 상호변환은 기준필터의 쌍대회로를 이용하면 쉽게 변환할 수 있다.

무손실 전송선 WDF를 유도하려면 먼저 아날로그 회로망을 웨이브 디지털 형태로 변환시킨다. 즉 회로방정식을 웨이브 변수에 관한 항으로 바꾸는 것이다. n - 단자쌍 회로망에 대하여 $k = 1, \dots, n$ 일 때 전압 V_k 와 전류 I_k 를 웨이브 변수 A_k 와 B_k 로 변환하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} A_k \\ B_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & R_k \\ 1 & -R_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_k \\ I_k \end{bmatrix} \quad (4)$$

여기에서 R_k 는 포트 k 의 포트저항이며 지연기 없는 루프가 생기지 않도록 그 값을 임의로 정할 수 있다. A_k 와 B_k 는 각각 입사파와 반사파로 알려져 있다. 이 변환은 A_k 와 B_k 가 전압의 차원을 가지므로 전압과 공식으로 알려져 있다. 또한 전압과 전류를 전류파와 전압파로 변환하는 것은 선형변환이다.

임의의 1 포트 회로소자($n = 1$)에 대하여 전압과 전류의 관계가 임피던스 Z 에 대하여 $V = I Z$ 인 형태가 된다. 그러므로 식(4)에서 V 와 I 를 제거하면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\frac{B}{A} = -\frac{Z-R}{Z+R} \quad (5)$$

식(5)는 임피던스 Z 에 대한 반사계수 S 이다. 따라서 $B = S A$ 이며 A 를 입력으로 B 를 출력으로 S 를 전달함수로 볼 수 있다.

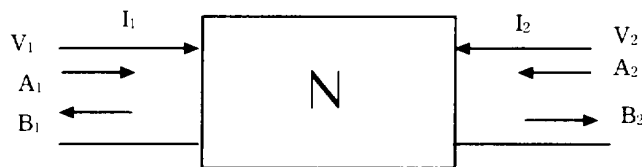


Fig. 1. Passive 2-port Network.

Fig. 1과 같은 수동 4 단자 회로망의 동작은 다음과 같은 ABCD 행렬로 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (6)$$

여기에서 전류 I_1 과 I_2 는 회로망으로 흘러 들어 가므로 일반적으로 사용하는 ABCD 행렬과 다르다. 여기에서 사용하는 표현방식은 두 개의 포트를 종속 접속할 때 사용하기 쉽도록 한 것이며 식(6)과 같은 2×2 행렬을 변형 ABCD 행렬이라고 한다.

식(4)과 식(6)에서 전압과 전류를 없애면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} A_1 \\ B_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha & \beta \\ \gamma & \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_2 \\ B_2 \end{bmatrix} \quad (7)$$

여기에서

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{1}{2} (A + CR_1 + BG_2 + DR_1G_2) \\ \beta &= \frac{1}{2} (A + CR_1 + BG_2 + DR_1G_2) \\ \gamma &= \frac{1}{2} (A + CR_1 + BG_2 + DR_1G_2) \\ \delta &= \frac{1}{2} (A + CR_1 + BG_2 + DR_1G_2) \\ G_2 &= \frac{1}{R_2} \end{aligned}$$

이다.

비슷한 방법으로 1 포트인 경우에도 다음과 같은 식으로 쓸 수 있다.

$$\underline{B} = \underline{S} \underline{A} \quad (8)$$

여기에서 S 는 2×2 분산행렬이며 B 와 A 는 각각 2개의 원소를 갖는 출력과 입력 벡터이다.

S 의 성분들을 식(7)으로부터 유도하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{\delta}{\beta}, & S_{12} &= -\frac{\Delta}{\beta} \\ S_{21} &= \frac{1}{\beta}, & S_{22} &= -\frac{\alpha}{\beta} \end{aligned} \quad (9)$$

여기에서

$$\Delta = \begin{vmatrix} \alpha & \beta \\ \gamma & \delta \end{vmatrix} = -R_1 G_2$$

이다.

식(7)의 S 파라미터를 사용하면 2 포트 WDF의 신호흐름도는 Fig. 2와 같다.

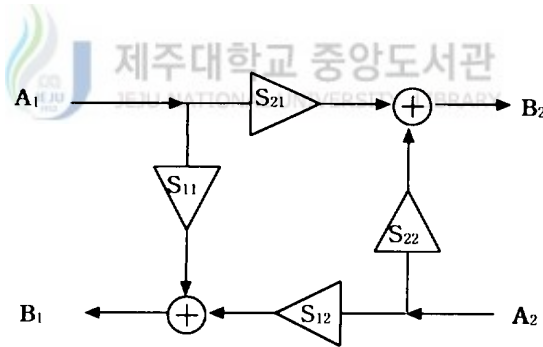


Fig. 2. Signal flow diagram for 2-port WDF.

Fig. 2와 같은 2-포트들을 상호 연결하면 S_{22} 와 S_{11} 에 의하여 지연기가 없는 루프가 형성되므로 실현불가능한 구조가 되지 않으려면 적어도 하나의 지연소자가 포함되어 있어야 한다. 그래서 S_{11} 또는 S_{22}

가 적어도 하나의 z^{-1} 인수를 가지고 있거나 분자항에 상수항이 없어야 한다.

2. 전송선 회로망

전송선 회로망에 관한 연구는 Richard에 의하여 1948년을 전후하여 시작되었으며 복소 주파수변수로 $p = j\omega$ 대신 $\lambda = \tanh \gamma l$ 을 최초로 사용하였다고 알려져있다. Richard는 저항과 동일한 길이의 전송선으로 이루어진 회로망에 대한 주파수 변환을 최초로 시도하였다.(Richard, 1948) 그래서 이 회로망들을 리차드의 회로망이라고 부른다. 길이가 l 인 전송선의 한 섹션에 대하여 종단이 단락 또는 개방된 회로의 입력 임피던스는 각각 다음과 같다.

$$\begin{aligned} Z_{sh} &= Z_0 \tanh \gamma l \\ Z_{op} &= Z_0 / \tanh \gamma l \end{aligned} \quad (10)$$

여기에서 Z_0 는 특성 임피던스이고 γ 는 전송선의 전파상수이다. $\lambda = \tanh \gamma l$ 로 하면 식(10)을 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned} Z_{sh} &= Z_0 \lambda \\ Z_{op} &= Z_0 / \lambda \end{aligned} \quad (11)$$

식(11)은 λ 를 독립적인 주파수 변수로 볼 때 Z_{sh} 는 인덕턴스 $L = Z_0$ 인 임피던스이며 Z_{op} 는 커패시턴스 $C = 1/Z_0$ 인 임피던스로 볼 수 있음을 의미한다. 저항은 주파수와 무관하며 위 변환식에 의하여 변하지 않으므로 세가지 기본 소자 L과 C 그리고 R을 λ 에 관한 항으로 Fig. 3과 같이 표현할 수 있다.

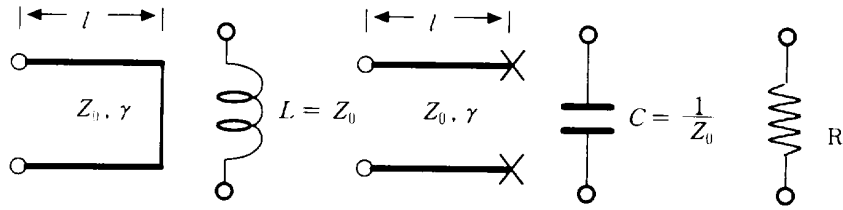


Fig. 3. Three basic elements in terms of $\lambda = \tanh \gamma l$

3. 무손실 전송선과 유니트 엘리먼트

Richard 회로망에 있는 2개의 포트를 연결하는 무손실 전송선의 일부를 유니트 엘리먼트(Unit Element)라 하며 Z_0 와 Y_0 가 특성 임피던스일 때 Fig. 4와 같이 두가지 형태로 표현할 수 있다.

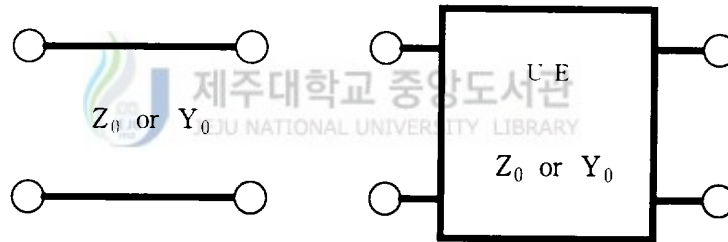


Fig. 4. Unit Element.

UE의 전송 행렬은 l 이 전송선로의 길이일 때 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{pmatrix} \cos \beta l & j Z_0 \sin \beta l \\ j Y_0 \sin \beta l & \cos \beta l \end{pmatrix} \quad (12)$$

동일한 단방향 지연 τ 를 이용하며 식(12)를 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{pmatrix} \cosh j\omega\tau & Z_0 \sinh j\omega\tau \\ Y_0 \sinh j\omega\tau & \cosh j\omega\tau \end{pmatrix} \quad (13)$$

복소 주파수 p 에서는

$$\begin{pmatrix} \cosh \tau p & Z_0 \sinh \tau p \\ Y_0 \sinh \tau p & \cosh \tau p \end{pmatrix} \quad (14)$$

또는 $\lambda = \tanh \tau p$ 일때

$$\frac{1}{(1-\lambda^2)^{1/2}} \begin{pmatrix} 1 & Z_0 \lambda \\ Y_0 \lambda & 1 \end{pmatrix} \quad (15)$$

와 같이 쓸 수 있다. $\lambda = 0$ 에서 UE는 Fig. 3에서 보인 것처럼 커패시터 또는 인덕터가 된다. $\lambda = \infty$ 에서 UE의 전달함수에서 ABCD성분은 각각 $A = D = 0$, $B = \pm j Z_0$, $C = \pm j / Z_0$ 가 된다.

4. 유니트 엘레먼트의 웨이브 변환

유니트 엘레먼트의 ABCD 행렬은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \cos \theta & -j Z_0 \sin \theta \\ j Y_0 \sin \theta & -\cos \theta \end{bmatrix} \quad (16)$$

여기에서 Z_0 는 전송선의 특성임피던스이며 $Y_0 = 1 / Z_0$ 이다. k 가 전송선 상수이고 Ω 가 각주파수일 때 $\theta = k \Omega$ 이다. 식(16)을 식(7)과 식(9)에 대입하여 $\alpha, \beta, \gamma, \delta$ 를 구하면 다음과 같은 관계식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{1}{2} [(1 - R_1 G_2) \cos \theta + j(R_1 Y_0 - G_2 Z_0) \sin \theta] \\ \beta &= \frac{1}{2} [(1 + R_1 G_2) \cos \theta + j(R_1 Y_0 + G_2 Z_0) \sin \theta] \\ \gamma &= \frac{1}{2} [(1 + R_1 G_2) \cos \theta - j(R_1 Y_0 + G_2 Z_0) \sin \theta] \\ \delta &= \frac{1}{2} [(1 - R_1 G_2) \cos \theta - j(R_1 Y_0 - G_2 Z_0) \sin \theta] \end{aligned} \quad (17)$$

여기에서 *가 공액복소수임을 표시할 때 $\delta = \alpha^*$ 이고 $\gamma = \beta^*$ 이다. 식(17)을 z 변환하기 위해 다음과 같은 변환식을 사용한다.

$$\theta = \frac{1}{2} \omega T \quad (18)$$

$z = e^{j\omega T}$ 일 때

$$\begin{aligned} \cos \theta &= z^{1/2} + z^{-1/2} \\ 2j \sin \theta &= z^{1/2} - z^{-1/2} \end{aligned} \quad (19)$$

인 관계가 성립한다. 식(17)에서 $\cos \theta$ 와 $\sin \theta$ 를 제거하면 다음과 같은 S 파라미터를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
S_{11} &= \frac{k_1 + k_2 z^{-1}}{Den} \\
S_{12} &= \frac{4 R_1 G_2 z^{-1/2}}{Den} \\
S_{21} &= \frac{4 z^{-1/2}}{Den} \\
S_{22} &= \frac{-k_2 + k_1 z^{-1}}{Den}
\end{aligned} \tag{20}$$

여기에서

$$\begin{aligned}
Den &= (1 + R_1 G_2 + R_1 Y_0 + G_2 Z_0) + (1 + R_1 G_2 - R_1 Y_0 - G_2 Z_0) z^{-1} \\
k_1 &= 1 - R_1 G_2 - R_1 Y_0 + G_2 Z_0 \\
k_2 &= 1 - R_1 G_2 + R_1 Y_0 - G_2 Z_0
\end{aligned}$$

이다.

앞서 언급한 실현 조건을 S_{11} 또는 S_{22} 에 적용하면 두가지 해석을 할 수 있다. 먼저, $\alpha = (R_2 - Z_0)/(R_2 + Z_0)$ 일 때 S_{11} 의 분자에 있는 상수항 k_1 을 0으로 하면

$$\begin{aligned}
R_1 &= Z_0 \\
S &= \begin{vmatrix} \alpha z^{-1} & (1 - \alpha) z^{-1/2} \\ (1 + \alpha) z^{-1/2} & -\alpha \end{vmatrix}
\end{aligned} \tag{21}$$

인 관계가 성립한다. 따라서 식(21)를 신호 흐름도로 표현하면 승산기 1개와 1/2-주기의 지연기 2개 그리고 가산기 3개를 갖는 Fig. 3과 같은 구조가 된다.

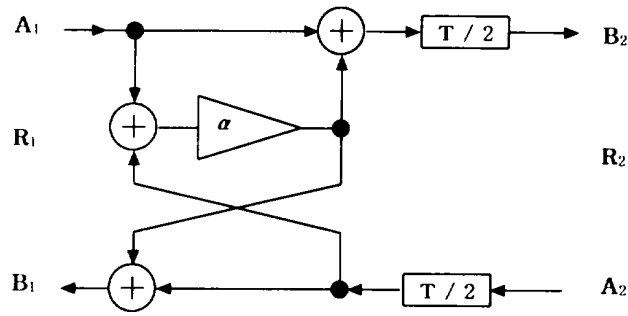


Fig. 5. Signal flow diagram for $R_1 = Z_0$

두 번째로 S_{22} 의 분자에 있는 상수항 k_2 를 0으로 하면

$$\alpha = (R_1 - Z_0)/(R_1 + Z_0) \text{ 일 때}$$

$$R_2 = Z_0 \tag{22}$$

$$S = \begin{vmatrix} -\alpha & (1 + \alpha) z^{-1/2} \\ (1 - \alpha) z^{-1/2} & \alpha z^{-1} \end{vmatrix}$$

인 관계가 성립한다. 따라서 식(22)을 신호 흐름도로 표현하면 승산기 1개와 1/2-주기의 지연기 2개 그리고 가산기 3개를 갖는 Fig. 6과 같은 구조가 된다.

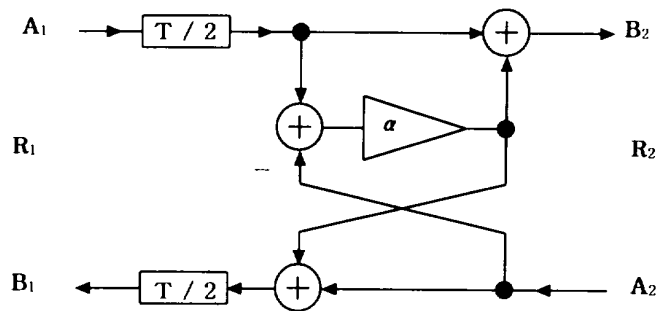


Fig. 6. Signal flow diagram for $R_2 = Z_0$

특히 $R_1 = R_2 = Z_0$ 이면

$$\begin{aligned}
 S_{11} &= 0 \\
 S_{12} &= z^{-1/2} \\
 S_{21} &= z^{-1/2} \\
 S_{22} &= 0
 \end{aligned}
 \tag{23}$$

인 관계가 성립하므로 신호 흐름도는 Fig. 7과 같이 2개의 1/2-주기 지연기가 된다.

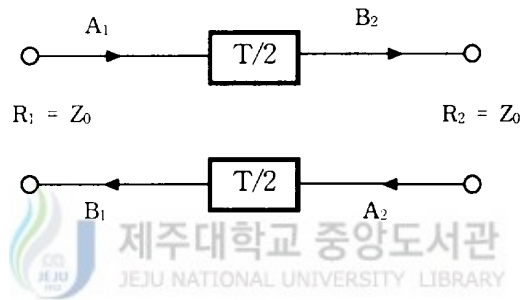
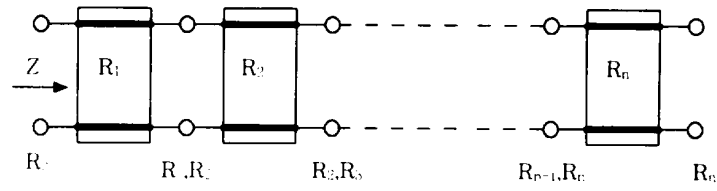


Fig. 7. Signal flow diagram for. $R_1 = R_2 = Z_0$

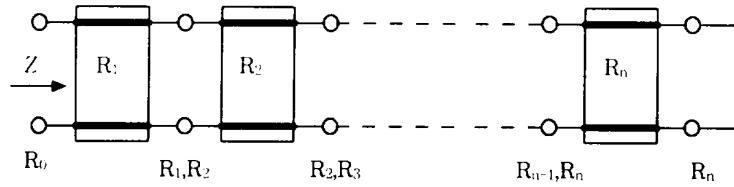
5. 리액턴스의 실현

Fig. 8과 같이 R_1 부터 R_n 까지의 특성임피던스가 양수이고 $T/2$ 지연기를 갖는 n 개의 유니트 엘리먼트를 종속 연결하여 차수가 $n \geq 1$ 이상인 임의의 리액턴스 함수 $Z = Z(\phi)$ 를 종단을 개방회로 ($Z(0) = \infty$) 또는 단락회로($Z(0) = 0$)로 만들어 합성할 수 있다고 알려져있다.



(a) $Z(0) = \infty$

B₂



(b) $Z(0) = 0$

Fig. 8. (a) (b) Realization of a reactance $Z = Z(\phi)$ as chain of lossless transmission line.

$R_0 = R_1$ 로 하고 포트의 저항을 Fig. 8(a)와 (b)에 표시한 값을 선택 하고 종단을 개방회로인 경우에 +1로, 단락회로인 경우에는 -1로 나타 낸 WDF 구조를 Fig. 9와 같이 얻을 수 있다.

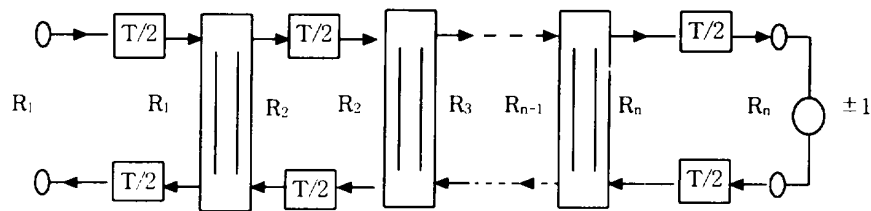


Fig. 9. WDF Structure of a reactance $Z = Z(\phi)$ as chain of lossless transmission line.

III. 유니트 엘레먼트형 웨이브 디지털필터의 해석

1. 유니트 엘레먼트형 WDF(UWDF)의 전달함수

식(21)과 식(22) 및 식(23)을 일반화하면 Fig. 10에 보인 UEWDF의 k 번째 섹션을 다음과 같은 차분방정식으로 쓸 수 있다.

$$B_2^k = A_1^k + \alpha_k (z^{-1} A_2^k - A_1^k) \quad (24)$$

$$B_1^k = z^{-1} A_2^k + \alpha_k (z^{-1} A_2^k - A_1^k) \quad (25)$$

여기에서 A_i^k 와 B_i^k 는 k 번째 어댑터의 입력과 출력이며 α_k 는 어댑터의 계수이다.



Fig. 10. K th section of an UEWDF

식 (24)를 정리하면

$$B_2^k = \alpha_k z^{-1} A_2^k + (1 - \alpha_k) A_1^k \quad (26)$$

또는

$$A_1^k = \left(\begin{array}{cc} 1 & 1 \\ 1 - \alpha_k & \alpha_k \end{array} \right) B_2^k - \left(\begin{array}{cc} \alpha_k & 1 \\ 1 & -\alpha_k \end{array} \right) z^{-1} A_2^k \quad (27)$$

를 구할 수 있고, 식 (25)에 대입하면

$$B_1^k = (1 + \alpha_k) z^{-1} A_2^k - \alpha_k A_1^k \quad (28)$$

와 같이 쓸 수 있다.

식 (27)의 A_1^k 를 식 (28)로 치환하여 간단히 하면

$$B_1^k = -\left(\frac{\alpha_k}{1 - \alpha_k} \right) B_2^k + \left(\frac{1}{1 - \alpha_k} \right) z^{-1} A_2^k \quad (29)$$

를 얻을 수 있다.

식 (27)과 (29)를 행렬로 다시 쓰면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} A_1^k \\ B_1^k \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} 1 & -\alpha_k z^{-1} \\ -\alpha_k & z^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_2^k \\ A_2^k \end{bmatrix} \quad (30)$$

여기에서 $K = 1/(1 - \alpha_k)$ 이다.

식(30)은 UEWDF의 k 번째 섹션의 $ABCD$ 행렬을 나타낸다. 만일 Fig. 11와 같이 N 차의 UEWDF를 만들기 위해 $N+1$ 개의 섹션이 종속 연결된다면 필터의 $ABCD$ 행렬인 $[ABCD_T]$ 를 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$[ABCD_T] = [ABCD_1] \dots [ABCD_k] \dots [ABCD_{N+1}] \quad (31)$$

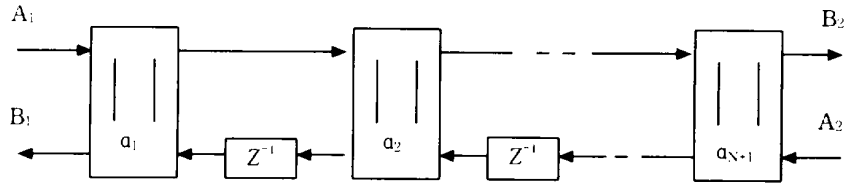


Fig. 11. Nth WDF using 2-port adaptor.

그러므로 필터의 입력과 출력을 다음과 같이 $ABCD$ 행렬로 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} A_1 \\ B_1 \end{bmatrix} = [ABCD_T] \begin{bmatrix} B_2 \\ A_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_T & B_T \\ C_T & D_T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_2 \\ A_2 \end{bmatrix} \quad (32)$$

그러므로 $A_2 = 0$ 일 때, 출력 B_1 과 B_2 에서 UEWDF의 전달함수는 다음과 같다.

$$\frac{B_2}{A_1} = \frac{-1}{A_T} \quad (33)$$

$$\frac{B_1}{A_1} = \frac{C_T}{A_T}$$

따라서 표본화 주기를 T 라 할 때 z^{-1} 를 $e^{-j\omega T}$ 로 치환하면 주파수 ω 에서 회로망의 전달함수를 구할 수 있으며 식 (30)의 $ABCD$ 행렬은 회로망의 전체 섹션에 대하여 계산해야 한다. 각 섹션에서 구한 $ABCD$ 행렬을 전부 곱하며 식(33)를 사용하면 회로망의 응답 특성을 구할 수 있다.

2. UEWDF의 해석모델

필터의 차수가 N 이고 $n = 1, 2, \dots, N, (N+1)$ 이며 $k = 0, 1, 2, \dots$ 이고 초기 조건을 $u_{-1}^{(n)} = 0$ 로 정하면 임의의 시간 kT 에 대한 UEWDF의 n 번째 섹션의 차분방정식을 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$x_k^{(n+1)} = x_k^{(n)} + \alpha^{(n)} (u_{k-1}^{(n+1)} - x_k^{(n)}) \quad (34)$$

$$u_k^{(n)} = u_{k-1}^{(n)} + \alpha^{(n)} (u_{k-1}^{(n+1)} - x_k^{(n)})$$

식(34)에 의하여 UEWDF의 기본 블록을 Fig. 12와 같이 그릴 수 있다.

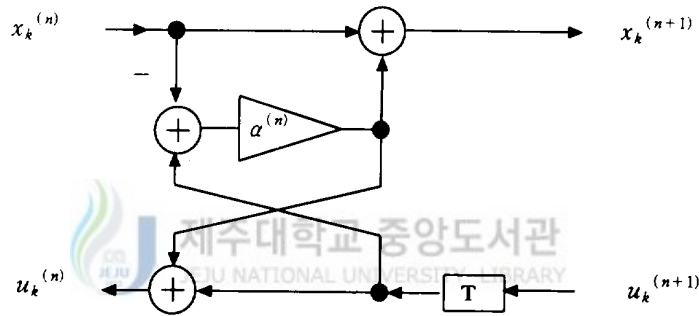


Fig. 12. Building block for time domain analysis.

Fig. 12의 기본 블록은 각 섹션마다 두 개의 입력과 출력이 있으므로 n 번째 섹션의 출력에 대한 새로운 값을 계산하려면 $(n-1)$ 번째 섹션으로부터의 출력 x 와 $(n+1)$ 번째 섹션으로부터 u 의 값이 필요하다. 따라서 필터의 출력이 전체 회로망을 한번에 통과하면서 계산할 수 있는지를 결정하게 되므로 지연기의 위치가 중요하다.

UE를 종속연결한 기준필터에서 유도한 WDF는 필터의 기본 구성요

소로 2 단자 어댑터를 가지고 있으며 지연기의 위치에 따라 필터의 주파수 응답에는 영향을 미치지 않으나 위상응답에 선형이동이 생긴다고 알려져 있다.(Lawson, 1981)

Fig. 11과 같이 지연기들이 모두 하부가지에 있는 UEWDF는 하나의 연산장치(AU)를 갖는 하드웨어로 실현할 수 있다. 하나의 어댑터에서 2개의 출력이 계산되므로 양쪽에 현재의 입력값이 필요하고 지연기가 모두 하부가지에 있으면 어댑터의 출력은 왼쪽에서 오른쪽으로 계산되어 현재 계산에 필요한 지연기의 값을 사용하지 못한다. 만일 지연기의 위치가 모두 상부가지에 있으면 오른쪽에서 왼쪽으로 계산이 되며 바로 직전의 입력값을 사용할 수 있다. 따라서 지연기의 위치에 따라 실현방법이 달라져야 한다.

한 개의 2 단자 어댑터에서 처리하는 시간을 T_a 라 하면 하나의 연산장치를 가진 N 차 UEWDF의 계산시간 T_f 는 $(N + 1) T_a$ 가 된다. 따라서 최대표본화율은 $N_f T_a$ 의 역수를 취하여 추정할 수 있다.



IV. 저역통과 유니트 엘레먼트형 WDF의 설계

1. 필터의 규격

저역통과 필터를 설계하기 위한 규격은 일반적으로 Fig. 13에 도시한 것을 주로 사용하며 기본 패러미터와 정의는 다음과 같다.(Gazsi, 1985)

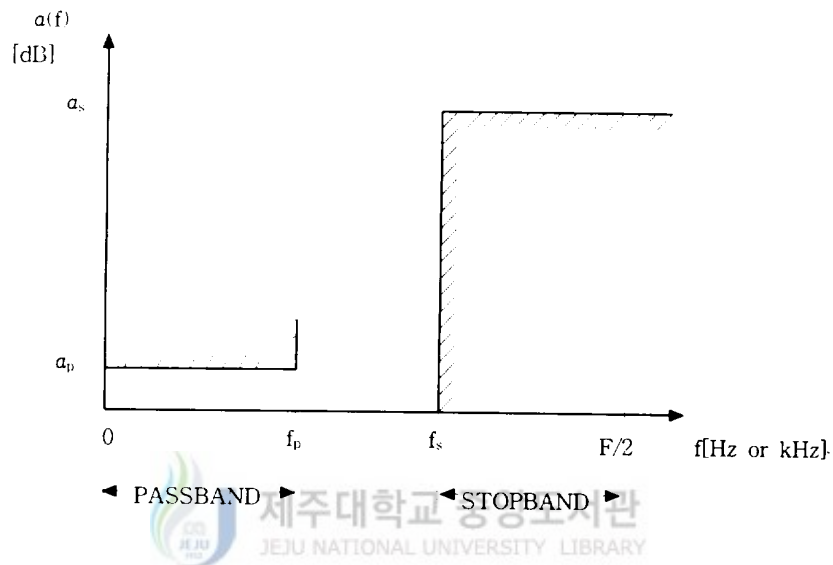


Fig. 13. Design specifications for low-pass filters.

- a_s : 저지대역에서 규정된 dB단위의 최소 감쇄율,
- a_p : 통과대역에서 허용하는 dB단위의 최대 감쇄율,
- f_s : 저지대역의 하한 경계 주파수
- f_p : 통과대역의 상한 경계 주파수
- F : 표본화 주파수

$$\epsilon_s: \text{저지대역의 리플팩터 } \epsilon_s = \sqrt{10^{a_s/10} - 1}$$

$$\epsilon_p: \text{통과대역의 리플팩터 } \epsilon_p = \sqrt{10^{a_p/10} - 1}$$

본 논문에서는 통과대역 경계주파수 $f_p = 0.1$, 저지대역 경계주파수 $f_s = 0.2$, 통과대역 감쇄 $a_p = 0.5$ dB, 저지대역 감쇄 $a_s = 60$ dB로 필터의 규격을 정하여 지역통과 UEWDF를 설계한다. 샘플링 주파수 $F = 1$ 로 정규화하였다.

2. 필터 계수의 계산

체비세프 근사식에 의한 홀수차 지역통과 양측 종단형 필터에 대한 특성 임피던스표를 사용하였으며 응답함수는 다음과 같다.

$$|G(\theta)|^2 = \frac{1}{1 + k^2 T_n^2 (\sin \theta / \sin \theta_p)} \quad (35)$$

T_n 은 n 차 체비세프 다항식이며 θ_p 는 차단 패러미터이다. θ 와 이산 시간 주파수변수 ω 사이의 관계식은 $\theta = \omega T/2$ 이므로 선형이다. 따라서 경계주파수들을 먼저 왜곡시킬 필요가 없다. 필터의 차수를 계산하기 위해서 다음 식을 사용하였다.

$$N = \frac{\log(2\epsilon_s) - \log(\epsilon_p)}{\log[2\sin(\theta_s)] - \log[\sin(\theta_p)]} \quad (36)$$

여기에서 $\theta_p = \pi f_p / F$ 는 통과대역 경계 패러미터이고 $\theta_s = \pi f_s / F$ 는 저지대역 경계 패러미터이다. 그리고 $a_p = 10 \log(\epsilon_p)$ 와 $a_s = 10 \log(\epsilon_s)$ 이며 F 는 표본화 주파수이다.

Levy의 계산표를 사용하려면 두 개의 패러미터가 더 필요하다. 첫 번째는 $BW = 4f_p/F$ 로 정의된 대역폭이며 두 번째는 $a_p = 10 \log(\epsilon_p)$ 일 때 $S = 2\epsilon - 1 + 2\sqrt{(\epsilon^2 - \epsilon)}$ 로 통과대역 리플과 관련이 있는 VSWR S 이다.

$$\text{대역폭 } BW = 4f_p/F \quad (37)$$

$$\text{리플 VSWR } S = 2\epsilon - 1 + 2\sqrt{(\epsilon^2 - \epsilon)} \quad (38)$$

특성임피던스는 다음과 같은 대칭성이 있다.

$$Z_k = Z_{N-k+1}, \quad k = 1, \dots, (N-1)/2 \quad (39)$$

$$Z_0 = R_s = 1, \quad Z_{N+1} = R_L = 1$$

특성임피던스가 결정되면 $k = 1, \dots, (N+1)$ 일 때 어댑터의 승산기 계수를 다음과 같은 공식으로 구할 수 있다.

$$\alpha_k = \frac{Z_{k-1} - Z_k}{Z_{k-1} + Z_k} \quad (40)$$

식(36)을 사용하면 필터의 최소차수가 7이며 $BW = 0.4$ 그리고 $S = 1.98$ 임을 알 수 있다. Levy의 계산표에서 가장 근접하는 값이 $S=2$ 이므로 특성임피던스는 다음과 같다. 괄호 안의 값은 $S = 1.98$ 일 때 특성임피던스 계산 프로그램에 의한 결과이다.

$$Z_0 = Z_8 = 1(1)$$

$$Z_1 = Z_7 = 5.622(5.5770)$$

$$Z_2 = Z_6 = 0.2557(0.2547)$$

$$Z_3 = Z_5 = 8.329(8.2820)$$

$$Z_4 = 0.2373(0.2362)$$

특성 임피던스 계산 프로그램에 의한 값을 식(40)에 대입하여 다음과 같이 승산기의 계수 α_k 를 구하였다.

$$\alpha_1 = -\alpha_8 = -0.695\ 909\ 989\ 357$$

$$\alpha_2 = -\alpha_7 = 0.912\ 649\ 827\ 666$$

$$\alpha_3 = -\alpha_6 = -0.940\ 328\ 229\ 878$$

$$\alpha_4 = -\alpha_5 = 0.944\ 542\ 274\ 189$$

계산된 승산기 계수를 식(30)에 대입하여 각각의 값을 구한 다음 모두 곱하여 최종 전달함수를 계산하였고 계산에 사용한 값과 전달함수 그리고 극점의 위치를 부록에 실었다.

3. 구조의 실현 제주대학교 중앙도서관 JEJU NATIONAL UNIVERSITY LIBRARY

계산한 필터의 전달함수 $H(z)$ 는 다음과 같다.

$$H(z) = \frac{1}{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + b_3 z^{-3} + b_4 z^{-4} + b_5 z^{-5} + b_6 z^{-6} + b_7 z^{-7}}$$

$$b_0 = 929.548913071491$$

$$b_1 = -5256.733604321222$$

$$b_2 = 13267.87770665084$$

$$b_3 = -19307.11883134167$$

$$b_4 = 17455.95118709024$$

$$b_5 = 9793.06662500188$$

$$b_6 = 3154.713159998412$$

$$b_7 = -450.171906146223$$

이 전달함수는 계수 양자화와 같은 유한어장에 의한 영향에 민감하므로 다음과 같이 1차 또는 2차 구조로 나누어 실현한다.

$$H(z) = KH_1(z)H_2(z)H_3(z)H_4(z)$$

여기에서 $K = 0.001\ 062\ 584\ 955\ 58$ 이며

$$H_1(z) = \frac{1}{1 - 0.854598225944 z^{-1}}$$

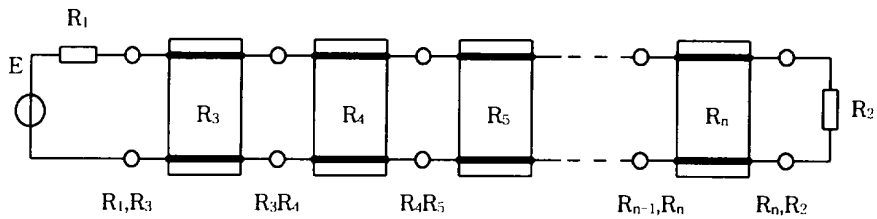
$$H_2(z) = \frac{1}{1 - 1.66758096389 z^{-1} + 0.751350183247 z^{-2}}$$

$$H_3(z) = \frac{1}{1 - 1.58331996865 z^{-1} + 0.816734039001 z^{-2}}$$

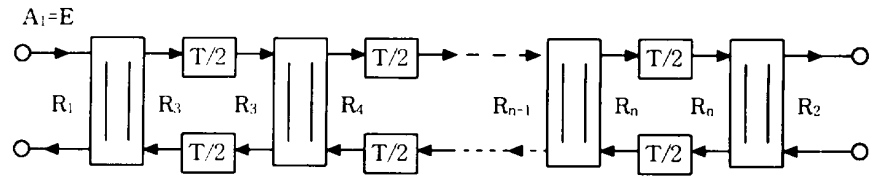
$$H_4(z) = \frac{1}{1 - 1.55520779783 z^{-1} - 0.928958878431 z^{-2}}$$

으로 나누어 쓸 수 있다.

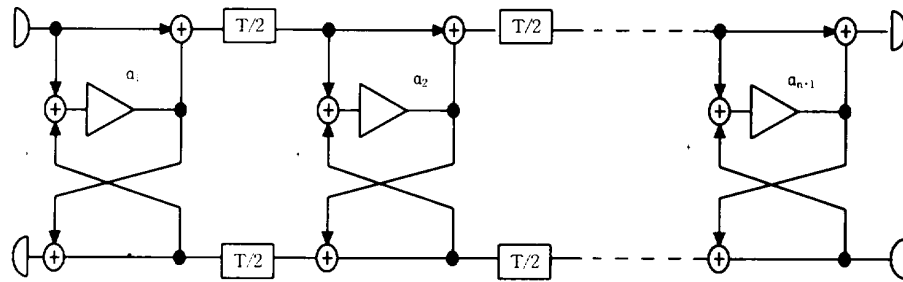
특성 임피던스와 승산기의 계수를 구하면 유니트 엘레먼트를 종속 연결하여 필터를 구성할 수 있으므로 실현가능한 WDF 구조를 Fig. 14 와 Fig. 15 그리고 Fig. 16에 나타내었다.



(a)



(b)



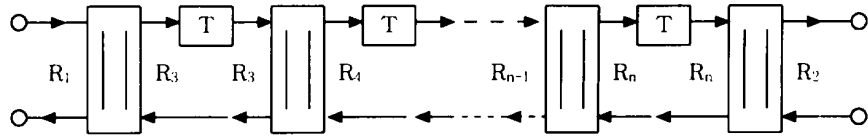
(c)

Fig. 14. (a) Filter consisting of a cascade of unit elements.

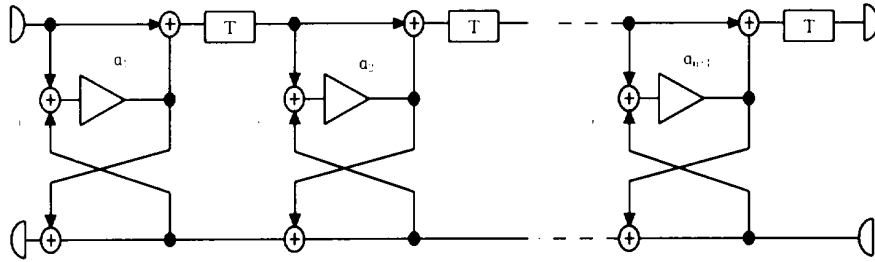
(b) Corresponding WDF structure.

(c) UEWDF structure for hardware implementation

Fig. 14에서 (a)는 유니트 엘리먼트를 종속 연결한 아날로그 필터이며 (b)는 (a)를 기준필터로 하는 웨이브 디지털 필터이다. (b)와 같은 구조는 종단이 단락되는 경우에도 지연기 없는 루프가 절대로 생기지 않는 구조로 포트의 저항이 어댑터의 저항과 같다면 임의의 어댑터 포트에 접속이 가능하다. 이 구조는 실현시 기억장소를 가장 많이 차지하게 되므로 비효율적인 구조로 보이나 전체 지연 시간이 Fig. 15 또는 Fig. 16의 구조와 같이 nT 가 된다. 따라서 한쪽방향에서 사용한 지연기를 다시 사용하는 방법으로 지연기의 수를 줄일 수 있다.



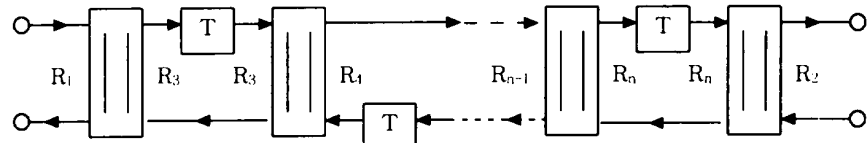
(a)



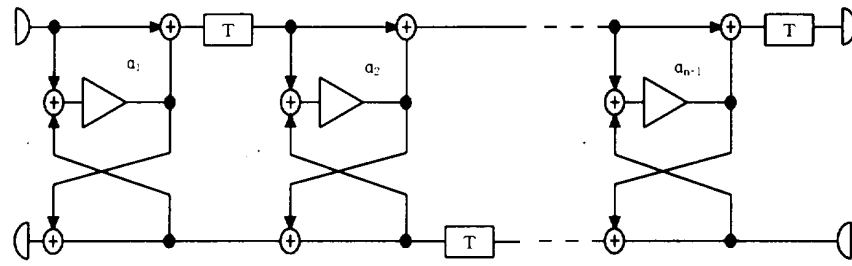
(b)

Fig. 15. Structure essentially equivalent to Fig. 14(b) and (c).

Fig. 15의 구조는 지연기 없는 루프가 생기지 않도록 Fig. 14에 있는 두 개의 반주기 지연기들을 합쳐서 하나의 지연기로 만들고 한쪽 방향으로 배치한 구조이다. 지연기의 위치를 상부가지 또는 하부 가지로 배치할 수 있다. 이 경우에 지연기의 수는 외형상 Fig. 14보다 절반으로 줄어들게 된다.



(a)



(b)

Fig. 16. Structure essentially equivalent to Fig. 15(a) and (b).

Fig. 16의 구조는 지연기들이 상부 가지와 하부 가지에 교대로 나타나는 구조이다. Fig. 15와는 달리 지연기의 특성이 반드시 일치하지 않더라도 연산에 큰 영향을 미치지 않는다.

V. 계산 결과 및 고찰

1. 주파수 응답특성

설계한 필터의 주파수 응답특성을 Fig. 17에 보였으며 통과대역의 주파수 특성은 Fig. 18에 나타내었다.

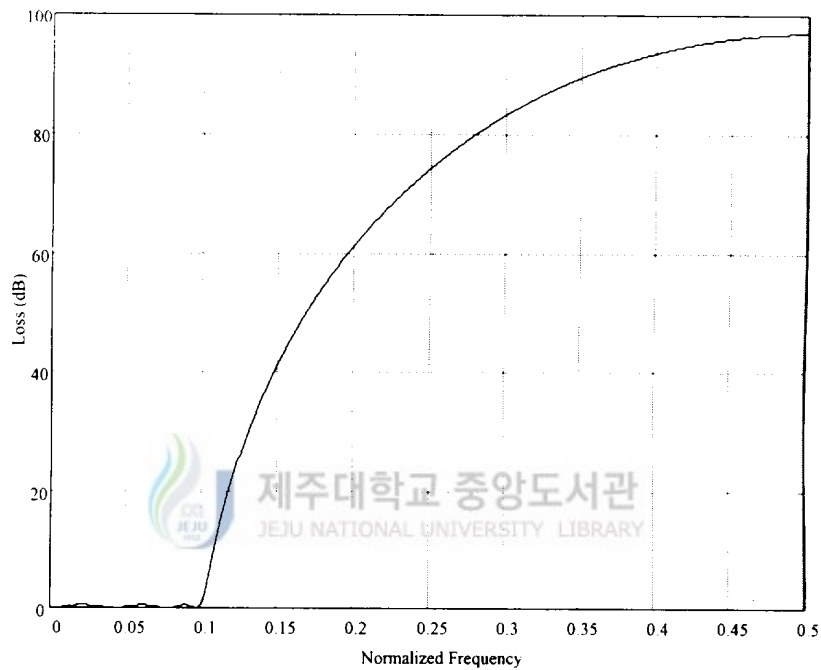


Fig. 17 Frequency response of the designed 7th order UEWDF.

Fig. 17에서 보인 것처럼 통과대역의 경계 주파수 0.1까지는 낮은 감쇄 특성을 보였으며 저지대역의 경계 주파수 0.2이상에서는 60dB 이상의 감쇄 특성을 나타내었다. 따라서 설계시 정한 규격을 만족하고 있음을 알 수 있다.

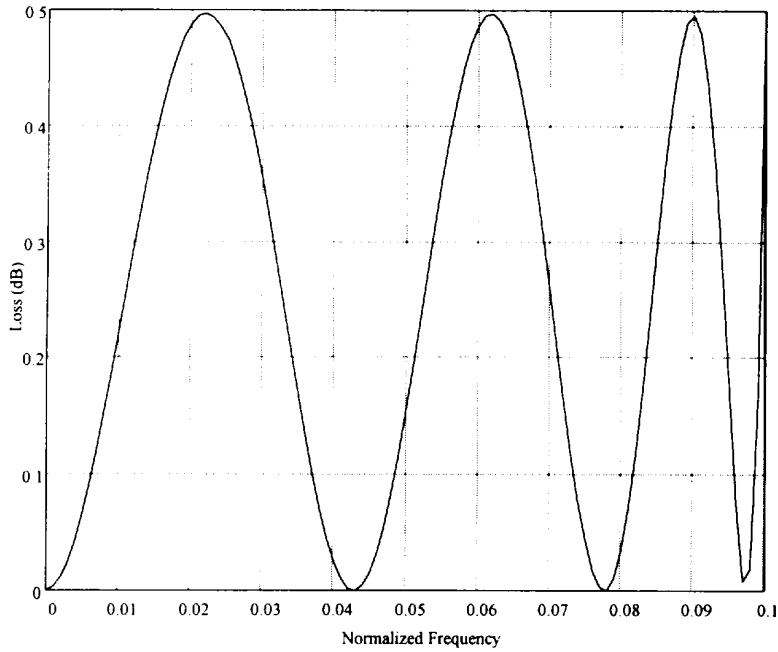


Fig. 18. Frequency reponse of the designed 7th order UEWDF showing passband in detail.

Fig. 18은 통과대역내의 리플특성이다. 통과대역의 주파수 응답특성이 설계규격에서 요구하는 0.5dB 이내의 감쇄특성을 나타내며 체비세프 특성도 유지함을 알 수 있다.

Fig. 19의 통과대역 특성은 승산기의 계수를 소수점이하 최대 12자리까지 유효숫자로 계산한 값을 기준으로 6자리, 7자리까지 각각 계산하였을 경우의 특성이다. 승산기의 계수들을 이진수로 양자화 시키지 않은 경우이므로 소수점이하 6자리까지만 계산한 경우를 제외하고 주파수 특성이 거의 변하지 않음을 알 수 있다. 따라서 특성임피던스를 구한다음 식(40)를 이용하여 승산기의 계수를 구할 경우에는 소수점이하 유효숫자를 최소한 7자리 이상을 계산해야 필터의 전달함수를 구할 때 특성에 변화가 일어나지 않음을 확인할 수 있다.

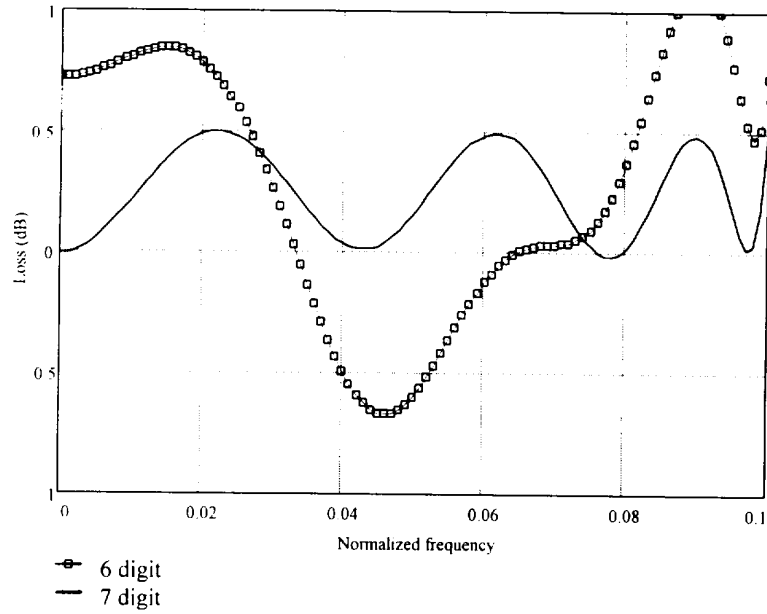


Fig. 19. Passband Response for Multiplier Coefficient Truncation(in Decimal)



Fig. 20에 승산기의 계수를 구한 다음 무한어장으로 양자화한 것으로 볼 수 있는 이론값과 양자화 비트를 각각 5비트, 6비트, 7비트, 10비트로 하였을 때 전달함수의 특성을 보였다. 5비트인 경우 통과대역 기준 감쇄율 0.5dB를 0.06과 0.07 사이의 주파수에서 훨씬 초과하여 설계 조건을 벗어났으며 6비트인 경우는 0.08과 0.09 사이의 주파수에서 설계 기준을 넘었으며 7비트인 경우는 0.09와 0.1 사이의 주파수에서 기준을 초과하였으나 이론값과 큰 차이가 없다고 볼 수 있다. 양자화 계수는 n 이 양자화 비트수일 때 부호(\pm)·정수화[(계수의 절대값) $\times 2^{n-1} + 0.50001$] / 2^{n-1} 로 계산하였다. 따라서 승산기 계수를 구할 때의 유효숫자는 최소한 7자리로 유지하여 계산하여야 전달함수의 특성에 영향을 미치지 않음을 알 수 있었고 최소한 7비트 이상으로 승산기 계수를

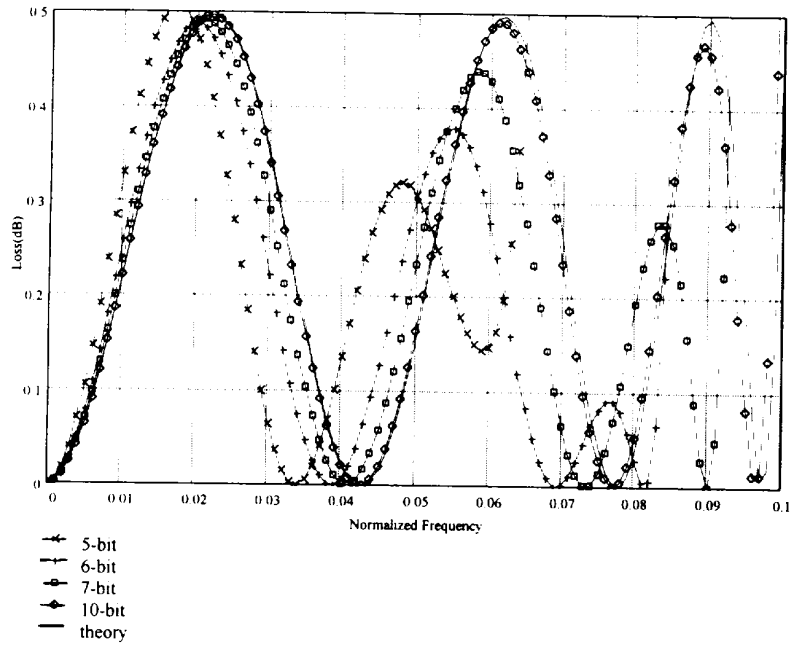


Fig. 20. The quantization effect on multiplier coefficient of WDF

양자화 시켜야 설계 기준을 만족시킬 수 있음을 알 수 있었다. 그리고 잘 설계된 유니트 엘레먼트형 웨이브 디지털 필터는 이산 최적화에 의하여 원형필터로부터 비트단위로 최적화된 필터를 유도할 수 있으며 필터의 계수를 광범위하게 변화시킨 후에도 주파수 응답특성이 잘 유지됨을 알 수 있다. 유니트 엘레먼트형 웨이브 디지털 필터는 전달함수가 극점만을 갖는 함수이므로 주파수 응답도 주기성을 지니고 있다. 또한 필터의 설계시 특성임피던스와 승산기 계수를 구할 때 전달함수의 특성이 제대로 유지되는 적절한 유효숫자를 택하여 계산하는 과정이 반드시 필요하며 그런 다음 이산 최적화에 사용되는 양자화 비트의 크기를 정하는 것이 바람직하다.

VI. 결 론

본 논문에서는 Richard 회로망을 상호연결하는 유니트 엘레먼트를 모델로 한 웨이브 디지털 필터를 유도하였으며 타당성을 입증하기 위하여 체비세프 특성을 갖는 7차 저역통과필터를 기준필터로 WDF를 설계하였다. 그 결과 Richard 회로망을 웨이브 변환하여 설계한 필터는 통과대역 0~0.1 에서는 0.5dB의 감쇄특성을 보였으며, 0.2 이상의 저지대역에서는 60dB 이상의 감쇄특성을 나타내었다. 특히 0~0.1 사이의 통과대역에서는 체비세프 특성을 잘 유지하였다. 특히 유효숫자를 소수점 이하 7자리까지 계산해야 전달함수의 특성이 유지되며 승산기의 계수를 7 비트 이상으로 양자화시켜야 양호한 특성을 얻을 수 있었다. 따라서 유니트 엘레먼트를 모델로 한 WDF로 변환하여도 아날로그 필터의 주기성과 통과대역 특성을 잘 유지함을 확인하였다.



참 고 문 헌

- Akio Matsumoto, 1970, Microwave filters and circuits, Academic Press, pp. 1-59.
- Alfred Fettweis, 1972, "Pseudopassivity, Sensitivity, and Stability of Wave Digital Filters," IEEE Trans. on Circuit Theory, Vol. CT-19, NO. 6, November. pp. 668-673.
- Alfred Fettweis and Klaus Meerkötter, 1975, "On Adaptors for Wave Digital Filters," IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. ASSP-23, No. 6, December. pp. 516-525.
- Alfred Fettweis, 1996, "Wave Digital Filters: Theory and Practice," Proceedings of the IEEE, Vol. 74, NO. 2, February. pp. 270-327.
- Andreas Antoniou, 1993, Digital Filters - Analysis, Design and Applications, McGraw-Hill, pp. 388-438.
- Axel Sedlmeyer and Alfred Fettweis, 1973, "Digital filters with True Ladder Configuration," Int. J. Circuit Theory and Appl., vol. 1, no. 1, pp. 5-10, Mar.
- Douglas F. Elliott, 1997, Handbook of Digital Signal Processing, Academic press, pp. 359-479.
- Emmanuel C. Ifeachor, Barrie W. Jervis, 1993, Digital Signal Processing, Addison-Wesley, pp. 614-755.
- Franklin F. Kuo, 1962, Network Analysis and Synthesis, John Wiley & Sons, pp. 365-410.
- John O. Scanlan, 1980, "Theory of Microwave Coupled-Line Networks," Proceedings of the IEEE, Vol. 68, No. 2, Feb. pp. 209-231.

- Lawrence P. Huelsman, 1993, Active and Passive Analog Filter Design, McGraw-Hill, pp. 29-104.
- 이용학, 유수현, 김재공, 1990, "Wave Digital Filters의 성능에 관한 연구", 한국통신학회논문지, 제15권, 제6호, pp. 530-533. June.
- Masatoshi Suzuki, Nobuhiro Miki, 1985, "New wave Digital Filters for Basic Reactance Sections", IEEE Trans. on Circuit and Systems, Vol. CAS-32, No. 4, April.
- P.I. Richards, 1948, "Resistor-transmission-line circuits", Proc. IRE, vol. 36, pp. 217-220, Feb.
- Ralph Levy, 1965, "Tables of element Values for the Distruted Low-Pass Prototype Filter", IEEE Trans., Vol. MTT-13, No. 5, September. pp. 514-536.
- Stuart S. Lawson, 1981, "Wave digital filter hardware structure," IEE Proc., Vol. 128, Pt. G, No. 6, December.



부 록

1. UEWDF의 계수 계산표

Table. 1. WDF Multiplier Coefficients

Index k	Characteristic impedance(Z_k)		Multiplier Coefficients(α_k)	
	Levy's Table	Synthesis	Levy's Table	Synthesis
0	1	1		
1	5.622	5.5770	-0.697 976 442	-0.695 909 989
2	0.2557	0.2547	0.912 993 177	0.912 649 827
3	8.329	8.2820	-0.940 428 902	-0.940 328 229
4	0.2373	0.2547	0.944 619 551	0.944 542 274
5	8.329	8.2820	-0.944 619 551	-0.944 542 274
6	0.2557	0.2547	0.940 428 902	0.940 328 229
7	5.622	5.5770	-0.912 993 177	0.912 649 827
8	1	1	0.697 976 442	-0.695 909 989

Table. 2. Pole locations of transfer function

Index	Pole locations
$p_{1,2}$	$0.777\ 603\ 898\ 917 \pm j0.569\ 465\ 587\ 037$
$p_{3,4}$	$0.791\ 659\ 984\ 325 \pm j0.435\ 899\ 653\ 843$
$p_{5,6}$	$0.833\ 790\ 481\ 944 \pm j0.236\ 946\ 440\ 081$
p_7	$0.854\ 598\ 225\ 945$

Table. 2. Coefficients of transfer function

Index	Computed value	
	Using the Levy table	Using the synthesis program
b_1	941.101 221 835 214	929.548 913 071 491
b_2	-5327.298 233 039 975	-5256.733 604 321 222
b_3	13458.195 262 399 13	13267.877 706 650 84
b_4	19600.844 123 649 55	-19307.118 831 341 67
b_5	17736.063 391 210 31	17455.951 187 090 24
b_6	9958.147 960 390 27	9793.066 625 001 88
b_7	3210.407 772 087 483	3154.713 159 998 412
b_8	458.477 330 452 352 7	-450.171 906 146 223

感 謝 의 글

本 論文이 完成되기까지 物心兩面으로 指導하여주신 李 鎔鶴 教授님께 眞心으로 感謝를 드리며 未備한 論文을 審査하여 주신 金 興洙 教授님, 林 載允 教授님께 感謝드립니다. 또한 激勵을 아끼지 않으신 文 建 교수님, 梁 斗榮 教授님, 康 鎭植 教授님께 感謝를 드립니다. 漢拏專門大學 電算情報處理科 김 형수 教授님께도 感謝를 드립니다.

通信시스템 研究室의 尹庸哲 선배와 동성 형에게도 고마운 마음을 전합니다.

그리고 오늘이 있기까지 사랑과 獻身으로 보살펴 주신 父母님, 丈人 丈母님과 어려운 與件에도 묵묵히 뒷바라지를 해준 아내 英姬와 아들 振碩에게 이 論文을 바칩니다.



제주대학교 중앙도서관
JEJU NATIONAL UNIVERSITY LIBRARY