

# 개선된 저지 대역을 갖는 변형된 일반화된 체비셰프 저역 통과 필터 설계

## A Modified Generalized Chebyshev LPF Design with Improved Stopband

김인선 · 김광수\* · 임종식\*\* · 안 달\*\*

In-Seon Kim · Kwang-Soo Kim\* · Jong-Sik Lim\*\* · Dal Ahn\*\*

### 요 약

본 논문에서는 필터의 손실이나 크기의 증가 없이 저지 대역을 현저히 확장시킬 수 있는 새로운 방법을 제안하였다. 제안한 저역 통과 필터는 기존에 발표된 변형된 일반화된 체비셰프(MGC: Modified Generalized Chebyshev) 저역 통과 필터<sup>[1]</sup>와 외형상 소자의 구성이 유사하지만 필터의 소자값이 서로 완전히 다르다. 기존의 MGC 필터는 두 번째 감쇠극만을 고조파 제거(또는 억제)에 사용했지만, 반면에 제안한 필터는 두 번째 감쇠극뿐만 아니라 첫 번째 감쇠극의 3차 고조파를 적절히 이용함으로써 저지 대역 특성이 기존의 MGC 필터보다 우수하다. 제안한 이론에 따라 저역 통과 필터를 제작하였고, 제작된 필터의 측정으로부터 제안된 필터는 저지 대역폭이 전형적인 GC(Generalized Chebyshev) 필터<sup>[2]</sup>에 비해 4배 이상, 기존의 MGC 필터보다 1.7배 이상의 넓은 범위에 이음을 확인할 수 있다.

### Abstract

In this paper, we suggest the new method to considerably enlarge stopband without increment of filter size and loss. The proposed low pass filter looks like outward configuration with the published Modified Generalized Chebyshev (MGC) low pass filter<sup>[1]</sup>, but the element values completely differ from each other. The published MGC filter had been considered only the second attenuation pole to reject(or suppress) the harmonic, whereas the stopband of the proposed filter is superior to the published MGC filter because not only the second attenuation pole but also the third harmonic of the first attenuation pole is made use of profitably. We fabricate a low pass filter according to the proposed theory. From the measurement of the fabricated filter, we can confirm that the stopband of the proposed filter is reached above 4 times wider than the conventional Generalized Chebyshev(GC) filter<sup>[2]</sup> and above 1.7 times wider than the published MGC filter.

Key words : Modified Generalized Chebyshev(MGC) Filter, Generalized Chebyshev(GC) Filter, The Harmonic of Attenuation Pole

### 1. 서 론

현재 고주파 분야는 이동 통신의 급격한 발전으

로 인해 더 넓고, 더 높은 주파수 대역을 사용하는 추세이다. 이에 따라 시스템이 복잡해지고 내부에 사용되는 혼합기, 증폭기, 발진기, 다이오드 스위치

국방과학연구소(Agency for Defense Development)

\*대구경북과학기술원(Daegu Gyeongbuk Institute of Science & Technology)

\*\*순천향대학교 정보기술공학부(Division of Information Technology Engineering, Soonchunhyang University)

· 논문 번호 : 20050930-107

· 수정완료일자 : 2005년 11월 17일

등 능동소자의 사용이 늘면서 그들이 발생하는 고조파, 상호 변조 왜곡 등 불요 신호(unwanted signal)의 제거는 과거로부터 지금까지 해결해야 할 근본적인 문제이고, 시스템의 광대역화로 이들 문제는 더욱 심각해지고 있다.

초고주파 시스템은 많은 요인들에 의해 영향을 받았지만, 전술한 바와 같이 능동 소자들의 비선형성에 의해 발생하는 신호들 중 원치 않는 신호를 얼마나 효과적으로 잘 처리하는가 하는 능력은 시스템 성능을 좌우하는 결정적인 요소들 중의 하나이다. 대부분의 경우, 능동 소자 설계 자체 시 이런 문제점을 고려하여 불요 신호가 최소화 되도록 설계하지만, 불요 신호는 완전히 제거되지 않고 시스템 내부에 사용된 증폭기에 의해 다시 증폭되어 신호 처리단에 전달될 수 있다. 그러므로 이런 불요 신호를 최대한 제거 또는 억제하기 위해 대부분의 고주파 시스템에 다중, 다수의 필터를 사용하게 된다. 한편 이런 불요 신호는 자기 신호 근처에 매우 인접하여 존재할 수 있고, 때로는 상당한 레벨을 갖고 넓은 대역에 걸쳐 분포할 수 있기 때문에 우수한 선택도(selectivity)와 강한 감쇠량, 넓은 저지 대역폭이 필터의 중요한 설계 사양으로 간주된다.

기존의 저역 통과 필터 설계에서는 우수한 선택도를 위해 일반적으로 필터의 형태(체비셰프 필터, 타원 필터 등)와 필터의 차수(order)를 고려하였으며, 저지 대역 확장 방법으로는 제거시키기를 원하는 주파수에서 감쇠극을 갖는 또 하나의 저역 통과 필터를 원래 사용하고자 하는 저역 통과 필터에 종속 접속하는 방법을 사용하거나, 또는 통과 대역 특성에 미치는 영향은 최소화하며 제거하려는 특정 주파수에서 강제적인 감쇠극을 갖도록 하는 부가적인 회로를 추가하는 필터의 유극화 방법이 가장 일반적으로 사용되었다. 그러나 저지 대역 확장 측면에서 전술한 방법들은 부분적으로 효과적일 수 있으나, 두 방법 모두 소자의 크기가 커지고, 부가적인 회로가 요구될 뿐 아니라 손실이 증가하는 단점을 갖는다. 또한 이런 방법으로 동시에 여러 개의 의도적인 감쇠극을 만들기 곤란하므로 넓은 저지 대역 구현 방법으로는 제한적이다.

본 연구에서는 소자의 크기를 유발하지 않으며 선택도가 우수하고 넓은 저지 대역을 갖는 저손실의

SSS(Suspended Substrate Stripline) 저역 통과 필터를 구현하기 위해, 기본적인 필터 소자( $L, C$ ) 구성의 외형과 통과 대역 응답 특성, 선택도는 “저지 대역에 두 개의 감쇠극을 갖는 변형된 일반화된 체비셰프 필터<sup>[1]</sup>”와 거의 유사하지만 저지 대역 측면에서, 기존의 MGC 필터 합성방법으로 구현 불가능한 넓은 저지 대역을 구현할 수 있는 새로운 필터 합성 방법을 제안하고, 제안한 이론을 근거로 제작된 필터의 측정으로부터 부가적인 회로와 필터 크기나 손실의 증가 없이 우수한 필터의 선택도와 매우 넓은 저지 대역 구현이 동시에 가능함을 확인하고자 한다.

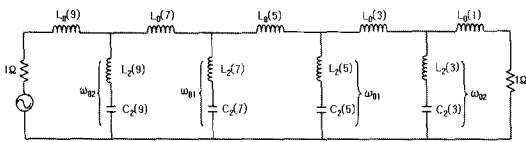
## II. 필터 합성

### 2-1 감쇠극의 고조파 고찰

저지 대역에 두 개의 감쇠극을 갖는 MGC 저역 통과 필터에 대한 연구가 이미 이루어졌다<sup>[1]</sup>. 그 연구에서는 기존의 일반화된 체비셰프(GC: Generalized Chebyshev) 필터<sup>[2]</sup>에서 갖지 않는 부가적인 감쇠극을 저지 대역에 형성시켜 그로 인해 기존의 GC 필터보다 넓은 저지 대역 구현이 가능함을 입증하였다.

그림 1(a)는 저지 대역에 두 개의 감쇠극을 갖는 기존 MGC 필터의 소자 구성이고, 그림 1(b)에서 실선 영역(A)은 참고문헌 [1]에서 고려한 관찰 대역이고 점선 영역(B)은 동일 시뮬레이션 결과를 넓은 주파수 범위에 대해 확장한 것이다. 그 결과 기존의 논문에서 볼 수 없었던 감쇠 극점이 7 GHz 근처에 하나 더 존재함을 확인할 수 있다. 이는 정확히 첫 번째 감쇠 극점( $f_{01}=2.36$  GHz)의 3차 고조파( $3f_{01}=7.08$  GHz)임을 알 수 있다. 즉, 이것은 공진기의 길이가  $3\lambda_{01}/4$ 가 되는 주파수에서 발생하는 현상이다.

기존의 MGC 필터 설계에선  $3f_{01}$ 에서 발생하는 감쇠극을 간과하고  $\omega_{02}/\omega_{01}$ 의 비(ratio)  $n$ 을 의사 응답 근처(그림 1(b)의  $p$ 점 이전 주파수)에서만 찾으려 노력하였고 그렇게 함으로서  $f_{02}$ 에 생긴 감쇠 극점은 고조파(또는 의사응답)의 일부만을 감쇠시킬 수 있었다. 그런데 동일 필터 구성 차수에서 조금이라도 더 넓은 저지 대역을 얻을 수 있는 방법을 모색하던 과정에서 그림 1(b)로부터 중요한 사실을 알게 되었다. 만약  $f_{02}$ 를  $p$ 점의 주변에(또는  $3f_{01}$  근처에) 적당히 위치시킬 수 있다면 두 번째 감쇠극과  $3f_{01}$ 의 감쇠 극점



(a) 두 개의 감쇠극을 갖는 기존의 MGC 원형 저역 통과 필터 구성  
(a) The published MGC prototype LPF structure with two attenuation poles

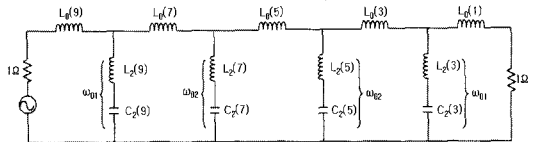
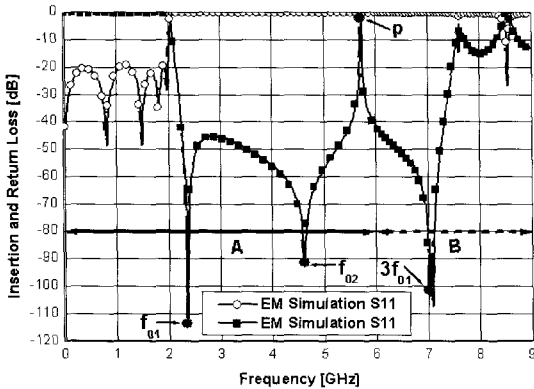


그림 2. 넓은 저지 대역을 갖는 새로운 MGC 원형 저역 통과 필터  
Fig. 2. The new MGC prototype LPF with wide stop-band.



(b) 기존 MGC 저역 통과 필터의 주파수 확장  
(b) The frequency expansion of the published MGC low pass filter

그림 1. 두 개의 감쇠극을 갖는 기존의 MGC 저역 통과 필터<sup>[1]</sup>  
Fig. 1. The published MGC LPF with two attenuation poles<sup>[1]</sup>.

이 함께  $p$ 점 주파수 대역 근처의 높은 레벨을 강하게 억제시키는 기능을 함으로서 그림 1(b)의 특성보다 더 넓은 저지 대역의 구현이 가능할 것으로 판단되어 이 방법을 본 연구의 필터 설계에 적용해 보았다.

## 2-2 새로운 회로망 합성

그림 1(a)와 같이 구성된 기존의 MGC 필터( $f_c=2$  GHz,  $N=9$ ,  $RL=-20$  dB min.,  $IL_m=-30$  dB min.,  $n=1.96$ <sup>[1]</sup>)의 경우,  $n$ 이 조금씩 증가하여  $n$ 이 특정값( $n \approx 2$ )을 초과하면  $f_{01}$ 과  $f_{02}$  사이의 임의의 주파수에서 감쇠되었던 레벨이 특정 레벨 이상으로 떠오르기 시작하고,  $n$ 이 점점 증가함에 따라 이 레벨도 조금씩 증가하는 현상을 보인다. 또한  $n$ 값이 크면 구해진 집중 소자값을 분포 소자로 변환하여 필터를 구성할 때, 길이가 짧고, 높은 임피던스를 갖는 직렬 인덕터 선로에 비해 상대적으로 공진기는 임피던스가 매우

작은 값을 갖기 때문에 폭이 넓은 개방 선로 공진기로 변환된다. 그러므로 인접한 공진기 사이에 직렬 선로를 배치할 때, 심각한 구현상의 문제에 직면한다. 따라서 이 합성 방법으로는 일정 범위 이상의 저지 대역 구현이 어렵다.

한편 회로망 합성은 유일한 방법에 의해 결정되지 않고 다양한 방법으로 이루어질 수 있기 때문에, 앞서 기술한 문제를 피하기 위해 필터 합성에 있어 공진기의 공진 각 주파수(resonant angular frequency)가 그림 2와 같이 되도록 구성하고  $n$ 을 점점 증가시켜  $f_{02}$ 를  $p$ 점 근처로 접근시키며 필터를 합성해 보았다.

이 경우, 그림 1 구조와 달리  $n$ 을 증가시켜  $f_{02}$ 를  $p$ 점에 근접시켜도 특정 레벨 이상으로 떠오르는 의사 응답이 없고 또한 공진기의 선로 폭과 직렬 선로의 길이에 의한 문제도 구현 가능한 범위 내로 해결점을 확인하였다. 따라서 넓은 저지 대역을 구현하기 위한 최종적인 설계 구조는 그림 2와 같은 구조를 따르기로 하였다. 그림 2는 결과적으로 본 연구에서 제안하는 넓은 저지 대역을 갖는  $N=9$ 인 새로운 MGC 원형 저역 통과 필터이다. 그림 2에서 제시된 원형 필터의 개별 소자의 외형적 구성은 그림 1(a)의 기존 MGC 필터와 같지만, 소자값은 서로 완전히 다르다(그림 1과 그림 2에서  $L, C$  소자의 아래 첨자 및 괄호안의 숫자 표기 형식은 기존의 GC 필터 논문<sup>[2]</sup>에서 표현한 소자 표기 형식을 그대로 따랐다).

그림 2에서 공진 각 주파수  $\omega_{01}$ ,  $\omega_{02}$ 와 저지 대역 최소 삽입 손실의 각 주파수( $\omega_m$ ), 필터 유리함수(rational function)는 참고문헌 [1]과 같은 방법으로 구한다.

그림 3은 원형 저역 통과 필터의 소자값을 구하기 위해 그림 2의 대칭면에 전계벽을 설정한 회로이다. 구해진 필터의 유리함수를 이용해  $S_{11}(p)$ 의 극을

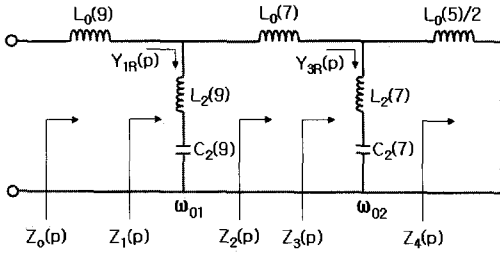


그림 3. 회로망 합성을 위한 회로(기 모드)  
Fig. 3. The circuit for network synthesis(odd mode).

찾고 난 후  $p$ -영역의 좌반면에 존재하는 일련의 극점을 가지고 허위쯔(Hurwitz) 다항식  $D(p)$ 를 구성한다. 이로부터 구해진 다항식  $D(p)$ 는 식 (1)과 같다.

$$D(p) = B(1) + A(1)p + B(2)p^2 + A(2)p^3 + B(3)p^4 + A(3)p^5 \quad (1)$$

이를 이용한 회로망의 개별 소자는 다음에 따르는 절차에 의해 단계적으로 구해진다<sup>[2]</sup>.

우선 입력 임피던스  $Z_o(p)$ 는 LC 구동점 함수로서 유리 기함수이므로 식 (2)와 같이 구성된다.

$$Z_o(p) = \frac{Odd(p)}{Even(p)} = \frac{A(1)p + A(2)p^3 + A(3)p^5}{B(1) + B(2)p^2 + B(3)p^4} \quad (2)$$

식 (2)로부터 그림 3을 구성하는 소자값을 외부로부터 하나씩 구해 소자의 수를 줄이면서 내부로 구해 들어가는 방법을 취한다.

영점 추이(zero shifting)<sup>[3]</sup> 단계로부터 직렬 인덕터  $L_0(9)$ 는 식 (3)으로 구해진다.

$$L_0(9) = \frac{Z(j\omega_{01})}{j\omega_{01}} \quad (3)$$

$$Z_1(p) = Z_o(p) - L_0(9)p = \frac{A_{11}p + A_{13}p^3 + A_{15}p^5}{B(1) + B(2)p^2 + B(3)p^4} \quad (4)$$

$$A_{11} = A(1) - L_0(9)B(1)$$

$$A_{13} = A(2) - L_0(9)B(2)$$

$$A_{15} = A(3) - L_0(9)B(3)$$

$Z_1(p)$ 를  $Y_1(p)$ 로 변환하고, 첫 번째 공진기의 입력 어드미턴스를 구하면 다음과 같다.

$$Y_1(p) = \frac{B(1) + B(2)p^2 + B(3)p^4}{A_{11}p + A_{13}p^3 + A_{15}p^5}$$

$$Y_{1R}(p) = \frac{p/L_2(9)}{p^2 + \omega_{01}^2} \quad (5)$$

$Y_1(p)$ 는  $Y_2(p)$ 와 첫 번째 공진기  $Y_{1R}(p)$ 의 합으로 식 (6)과 같이 된다.

$$Y_1(p) = Y_2(p) + \frac{p/L_2(9)}{p^2 + \omega_{01}^2}$$

$$= \frac{Y_2(p)(p^2 + \omega_{01}^2) + p/L_2(9)}{p^2 + \omega_{01}^2} \quad (6)$$

$Y_1(p)$ 의  $\pm j\omega_{01}$ 에서 유수 정리(residue theorem)를<sup>[4]</sup> 적용하면 식 (7)과 같다.

$$Res(Y_1(p), \pm j\omega_{01}) = K_1$$

$$= \frac{Y_2(p)(p^2 + \omega_{01}^2) + p/L_2(9)}{\frac{d}{dp}(p^2 + \omega_{01}^2)} \Bigg|_{p = \pm j\omega_{01}} \quad (7)$$

한편, 공진기 자체의 입력 어드미턴스  $Y_{1R}(p)$ 의  $\pm j\omega_{01}$ 에서 유수 정리를 적용하면 식 (8)과 같다.

$$Res(Y_{1R}(p), \pm j\omega_{01}) = \frac{p/L_2(9)}{\frac{d}{dp}(p^2 + \omega_{01}^2)} \Bigg|_{p = \pm j\omega_{01}}$$

$$= \frac{1}{2L_2(9)} \quad (8)$$

이때 식 (7)의 분모를  $p$ 에 대해 편미분하고  $\pm j\omega_{01}$ 을 대입하면 분자의  $Y_2(p)(p^2 + \omega_{01}^2) = 0$ 이므로, 식 (7) = 식 (8)이다. 그러므로

$$K_1 = \frac{1}{2L_2(9)} \quad (9)$$

이다. 식 (9)로부터  $L_2(9)$ 를 구할 수 있고, 공진 각 주파수  $(\omega_{01}^2) = 1/(L_2(9) \cdot C_2(9))$ 와 구해진  $L_2(9)$ 의 관계로부터  $C_2(9)$ 를 구할 수 있다. 결과적으로 공진기 전단의 입력 어드미턴스( $Y_1(p)$ )의 공진 각 주파수( $\pm j\omega_{01}$ )에서 유수  $K_1$ 만을 구하고, 이것과 공진 각 주파수의 관계식으로부터 병렬 연결된 직렬 공진기의 소자값을 직접 구할 수 있다. 다시 정리하면 다음과 같다.

$$K_1 = \frac{B(1) + B(2)p^2 + B(3)p^4}{\frac{d}{dp}(A_{11}p + A_{13}p^3 + A_{15}p^5)} \Bigg|_{p = \pm j\omega_{01}} \quad (10)$$

$$L_2(9) = 1/(2K_1)$$

$$C_2(9) = 1/(L_2(9)\omega_{01}^2) \quad (11)$$

$Y_2(p)$ 는 입력 어드미턴스에서 첫 번째 공진기의 어드미턴스를 제거함으로써 다음과 같이 구한다.

$$Y_2(p) = Y_1(p) - Y_{1R}(p) \quad (12)$$

식 (12)의 계산 결과로부터  $Z_2(p)$ 는 식 (13)으로 구해진다.

$$Z_2(p) = \frac{A_{21}p + A_{23}p^3}{B_{20} + B_{22}p^2} \quad (13)$$

$$A_{23} = A_{15}$$

$$A_{21} = A_{11}/\omega_{01}^2$$

$$B_{22} = B(3) - A_{23}/L_2(9)$$

$$B_{20} = B(1)/\omega_{01}^2$$

식 (13)을 이용하여 다시 영점 추이 단계로부터 직렬 인덕터  $L_0(7)$ 를 구한다.

$$L_0(7) = \frac{Z_2(j\omega_{02})}{j\omega_{02}} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} Z_3(p) &= Z_2(p) - L_0(7)p \\ &= \frac{A_{31}p + A_{33}p^3}{B_{20} + B_{22}p^2} \end{aligned} \quad (15)$$

$$A_{31} = A_{21} - L_0(7)B_{20}$$

$$A_{33} = A_{23} - L_0(7)B_{22}$$

$Z_3(p)$ 를  $Y_3(p)$ 로 변환하고, 두 번째 공진기의 입력 어드미턴스를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} Y_3(p) &= \frac{B_{20} + B_{22}p^2}{A_{31}p + A_{33}p^3} \\ Y_{3R}(p) &= \frac{p/L_2(7)}{p^2 + \omega_{02}^2} \end{aligned} \quad (16)$$

식 (10)과 같은 방법으로  $Y_3(p)$ 의  $\pm j\omega_{02}$ 에서 유수  $K_2$ 를 찾음으로서 두 번째 병렬 연결된 직렬 공진기의 소자값을 구할 수 있다.

$$K_1 = \left. \frac{B_{20} + B_{22}p^2}{\frac{d}{dp}(A_{31}p + A_{33}p^3)} \right|_{p = \pm j\omega_{02}} \quad (17)$$

$$L_2(7) = 1/(2K_2)$$

$$C_2(7) = 1/(L_2(7)\omega_{02}^2) \quad (18)$$

$Y_4(p)$ 는 두 번째 공진기와  $Y_3(p)$ 의 관계로 식 (19)로 구해진다.

$$Y_{4(p)} = Y_3(p) - Y_{3R}(p) \quad (19)$$

한편, 식 (19)로부터

$$Z_4(p) = A_{41}p = \frac{L_0(5)}{2}p \quad (20)$$

$$A_{41} = \frac{A_{33}}{B_{20}}\omega_{02}^2$$

이다. 식 (20)으로부터  $L_0(5)$ 를 구할 수 있다.

$$L_0(5) = 2A_{41} \quad (21)$$

이상의 수식으로 그림 3의 모든 소자값이 구해진다. 이 필터는 그림 2와 같이 좌·우 대칭 구조이므로 나머지 소자값은 대칭적으로 동일하다.

### III. 시뮬레이션 및 제작

#### 3-1 설계 및 제작

본 연구에서 제안하는 방법의 타당성을 입증하기 위해 차단 주파수( $f_c$ )는 2 GHz, 필터 구성 차수( $N$ )는 9, 통과 대역 반사 손실( $RL$ )은 -20 dB min., 저지 대역 삽입 손실( $IL_m$ )은 -50 dB min.,  $\omega_{02}$ 와  $\omega_{01}$ 의 비( $n$ )는 2.65의 설계 파라미터를 갖는 SSS 저역 통과 필터를 설계, 제작하였다.

시뮬레이션과 제작에는 비유전율( $\epsilon_r$ )은 2.5, 기판 두께( $H$ )는 0.254 mm(10 mil)인 기판을 사용하였으며, SSS 구성에서 기판과 위·아래 하우징 접지면과의 높이는 1.1 mm로 하였다.

전술한 바와 같이 그림 1(b)에서  $f_{02}$ 와  $3f_{01}$ 의 간격이 적당히 조정되어야지  $p$ 점 근처의 첨두값이 최대한 억제된다. 그러므로 상기한  $n$ 은 설계 프로그램을 반복적으로 수행하여 이상적인 전송 선로(전기적 길이, 임피던스) 모델로 구성된 필터에 대한 다수의 시뮬레이션을 통해 주어진 규격에서 최적의 저지 대역 구현이 가능한  $n$ 의 값을 미리 결정한다. 이렇게 구해진  $n$ 이 2.65이다.

표 1은 전형적인 GC<sup>[2]</sup> 필터와 기존의 MGC 필터<sup>[1]</sup>(그림 1(a))의 원형 소자값과 상기 설계 규격을 입력값으로 하여 계산된 제안한 MGC 필터(그림 2)의

표 1. 원형 저역 통과 필터 소자값(단위: 인덕터[H], 캐패시터[F])

Table 1. The element values of the prototype low pass filters(unit: inductor[H], capacitor[F]).

파라미터	$L_0(9)$	$L_2(9)$	$C_2(9)$	$L_0(7)$	$L_2(7)$	$C_2(7)$	$L_0(5)$
	$L_0(1)$	$L_2(3)$	$C_2(3)$	$L_0(3)$	$L_2(3)$	$C_2(3)$	
기존의 GC 필터 <sup>[2]</sup>	0.5443	0.6914	0.8085	1.3170	0.5065	1.1037	1.3644
기존의 MGC 필터 <sup>[1]</sup>	0.9000	0.1477	1.2855	1.3404	0.8666	0.9086	0.8002
제안한 MGC 필터	0.3195	1.2731	0.5566	1.5630	0.0613	1.6473	2.0218

원형 소자값을 동시에 비교하여 보여준다. 외형상 같은 소자 구성(L, C)을 갖지만 값 자체는 현저히 다름을 여기서 확인할 수 있다.

표 1에서 구해진 원형 소자값을 주파수 스케일링을 통해 실제 주파수의 소자값으로 환산하고 분포 소자로 변환한<sup>[5],[6]</sup> 후, SSS<sup>[7]</sup> 저역 통과 필터를 구성하였다.

구성된 필터에 대해 HFSS를 이용하여 시뮬레이션을 수행하였고, 시뮬레이션 결과를 근거로 SSS로 구성된 저역 통과 필터를 그림 4와 같이 제작하였다. 그림 4는 각각 SSS 구조의 하우징, 조립 형상, 장착된 기판 형상이다. 제작된 필터는 커넥터를 제외하고 8.2 cm(L)×6.5 cm(W)×1.9 cm(H)의 크기를 갖는다.

그림 5는 시뮬레이션 결과와 실험 결과를 동시에 보여준다.  $f_{01}$ ,  $f_{02}$ ,  $f_{03}$ 에서 세 개의 감쇠극을 명확히 볼 수 있다. 이 감쇠극들 중 첫 번째와 두 번째 감쇠극점( $f_{01}$ ,  $f_{02}$ )은 그림 4의 제작 패턴에서 긴 외부 공진기 개방 선로와 짧은 내부 공진기 개방 선로가 각각  $\lambda_{01}/4$ ,  $\lambda_{02}/4$  길이가 되는 주파수에서 발생한다. 세 번째 감쇠극점( $f_{03}$ )은 첫 번째 감쇠극의 3차 고조파이

다. 즉  $3f_{01}$ 이다. 이것은 그림 4에서 외부 긴 공진기 개방 선로의 주기성에 의해 발생하는 결과이다.

제작 필터의 저지 대역 폭이 이렇게 넓게 구현될 수 있었던 이유는 두 번째 감쇠극( $f_{02}$ )뿐만 아니라 세 번째 감쇠극( $f_{03}=3f_{01}$ )을 필터 설계에 적용하고 그들 간의 간격을 적절히 조정하였기 때문이다. 만약 필터 설계에서 기존의 MGC 필터와 같이 두 번째 감쇠극만을 이용하였다면 이와 같은 결과를 절대로 얻을 수 없다.

그림 5에서  $f_{02}$ 와  $f_{03}$  사이에서 시뮬레이션과 실측 결과는 약간 다른 결과를 보여준다. 그렇지만 감쇠극을 결정하는 기준 레벨 이하에서 발생하는 현상으로 저지 대역폭을 평가하는데 있어 무시할 만한 수준으로 판단된다.

그림 5로부터 제작된 필터는 필터의 구성 차수에 비해 매우 가파른 차단 특성과 넓은 저지 대역을 갖는 우수한 필터 성능을 제공함을 확인할 수 있다. 표 2는 그림 5의 결과를 근거로 이룬, 시뮬레이션과 측정 결과를 종합한 것이다.

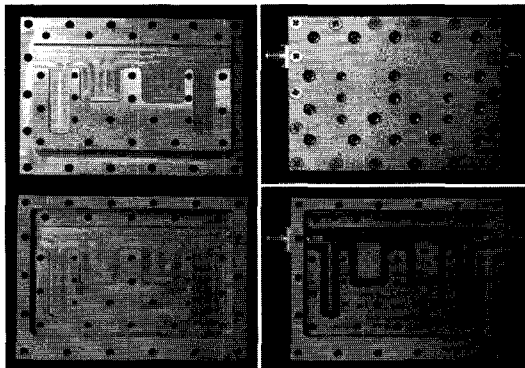


그림 4. 제작된 SSS 저역 통과 필터  
Fig. 4. The fabricated SSS LPF.

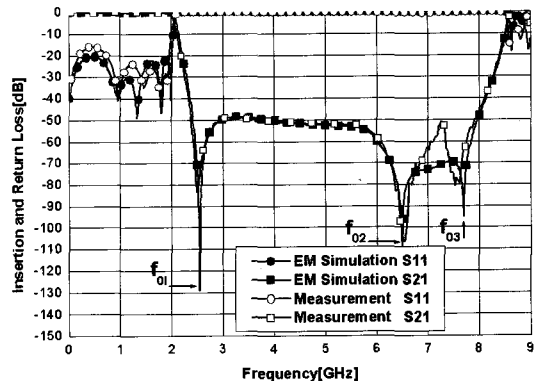


그림 5. 시뮬레이션과 측정 결과 비교  
Fig. 5. The comparison between simulated and measured result.

표 2. 이론, 시뮬레이션 및 측정 결과

Table 2. Theoretical, simulated and measured results.

파라미터	이론	시뮬레이션	측정
$RL$ [dB]	-20	-20.4 max.	-15.9 max.
$IL_m$ [dB]	-50	-48.69	-48.74
$f_{01}$ [GHz]	2.376	2.55	2.53
$f_{02}$ [GHz]	6.297	6.5	6.51
$f_{03}$ [GHz]	7.128	7.7	7.62

상기의 결과에서, 제작된 필터의 측정 결과는 넓은 주파수 대역에 걸쳐 제안한 이론과 매우 잘 일치함을 보여준다. 이로부터 제안한 이론의 타당성을 검증할 수 있다.

### 3-2 저지 대역 비교

그림 6은 표 1로부터 설계된 세 가지 SSS 저역 통과 필터에 대한 EM 시뮬레이션 수행 결과를 보여준다. 그림에서 저지 대역폭을 결정하는 기준 레벨은 기존의 MGC 필터가 저지 대역에서 최소 삽입 손실을 갖는 -43 dB로 설정하였다.

그림 6에서 저지 대역폭을 관찰하면 전형적인 GC 저역 통과 필터에 비해 기존의 MGC 저역 통과 필터가, 기존의 MGC 저역 통과 필터보다는 여기서 제안하는 MGC 필터가 확연히 넓은 저지 대역을 가짐을 확인할 수 있다.

그림 6에서 제시한 시뮬레이션 결과를 검증하기 위해 실제 제작한 세 가지 SSS 저역 통과 필터의 제작 사진을 그림 7에서 보여준다. 그림 7(a)는 전형적

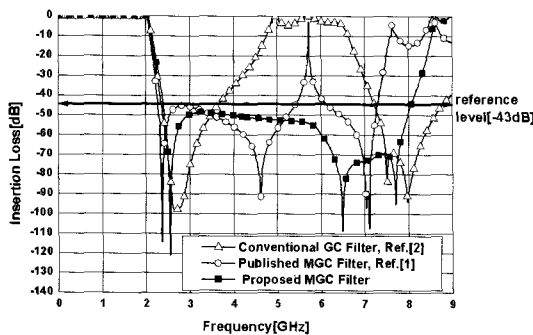
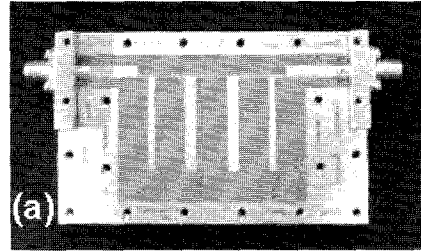
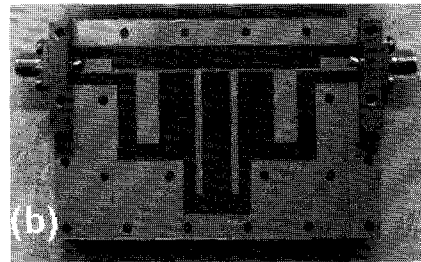


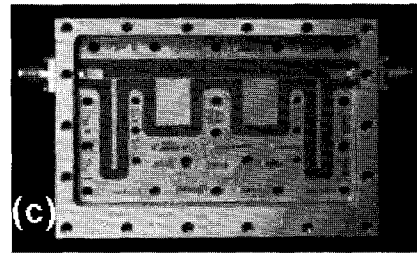
그림 6. 세 필터 사이의  $S_{21}$  비교(EM 시뮬레이션)  
Fig. 6. The comparison of  $S_{21}$  among the three filters (EM simulation).



(a) 전형적인 GC 필터<sup>[2]</sup>  
(a) Conventional GC filter<sup>[2]</sup>



(b) 기존의 MGC 필터<sup>[1]</sup>  
(b) Published MGC filter<sup>[1]</sup>



(c) 제안한 MGC 필터  
(c) Proposed MGC filter

그림 7. 제작된 필터의 세 가지 형태  
Fig. 7. The three types of fabricated filters.

인 GC 필터<sup>[2]</sup>이고, 그림 7(b)는 기존의 MGC 필터<sup>[1]</sup>, 7(c)는 본 연구에서 제안하는 필터로 그림 4와 같다.

그림 8은 제작된 세 필터 즉 그림 7 각각에 대한  $S_{21}$ 의 측정 결과이다.

세 필터 모두에서 전체적인 응답 특성의 경향, 저지 대역에서의 감쇠 극점 등 대부분의 특성에 있어 시뮬레이션 결과와 측정 결과가 매우 잘 일치함을 확인할 수 있다. 따라서 앞서 주장한 바와 같이 제안한 MGC 필터가 전형적인 GC 필터나 기존의 MGC 필터보다 훨씬 넓은 저지 대역 구현에 유리함을 증명할 수 있고, 제안한 MGC 필터를 이용함으로써 기존 GC 필터 및 기존 MGC 필터의 의사 응답 특성을

표 3. 세 필터 사이의 저지 대역 비교

Table 3. The comparison of stopband among the three filters.

필터 형태	구분	-43 dB 기준 레벨 주파수							
		시뮬레이션				측정			
		Low [GHz]	High [GHz]	저지 대역폭 [GHz]	저지 대역폭 비교	Low [GHz]	High [GHz]	저지 대역폭 [GHz]	저지 대역폭 비교
전형적인 GC 필터	(a)	2.34	3.72	1.38	-	2.33	3.73	1.4	-
기존 MGC 필터	(b)	2.27	5.46	3.19	(b)>2.3(a)	2.23	5.43	3.2	(b)>2.2(a)
제안 MGC 필터	(c)	2.39	8.09	5.7	(c)>4.1(a) (c)>1.7(b)	2.35	8.05	5.7	(c)>4(a) (c)>1.7(b)

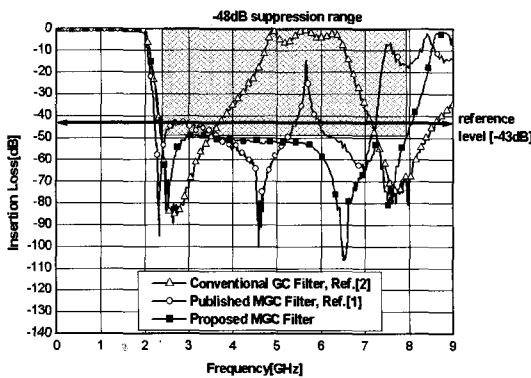


그림 8. 세 필터 사이의  $S_{21}$  비교(측정)

Fig. 8. The comparison of  $S_{21}$  among the three filters (measurement).

-48 dB 이하(그림 8의 음영 부분)로 완전히 억제시킬 수 있음을 확인할 수 있다. 표 3은 그림 6과 그림 8에서 -43 dB를 기준 레벨로 설정하였을 경우, 시뮬레이션과 측정 결과에 대한 저지 대역 특성을 정리, 비교한 것이다.

표 3에서 (a)~(c)는 편의상 필터를 구분하기 위해 붙인 표시이고 표의 저지 대역폭 비교 항목에서, 예를 들어 (c)>4(a)는 제안 MGC 필터가 전형적인 GC 필터에 비해 저지 대역폭이 4배 이상 넓은 의미를 의미한다.

#### IV. 결 론

본 연구에서는 기존의 MGC 필터를 변형한 새로운 MGC 필터를 제안하였다. 제안한 필터는 넓은 저지 대역 특성을 갖는 분포 소자 필터의 물리적 구현이 가능한 치수를 갖도록 하는 소자값을 제공한다. 또한 두 번째 감쇠극과 첫 번째 감쇠극의 3차 고조파

의 위치를 적정화함으로써 기존의 MGC 필터에서는 얻을 수 없는 매우 넓은 저지 대역의 구현이 가능하도록 하는 방법을 제안하였다. 제안한 이론을 근거로 제작된 저역 통과 필터는 기존의 MGC 필터에 비해 크기와 손실, 차단 특성은 거의 유사하고, 약 1.7 배 이상 확장된 저지 대역폭을 얻을 수 있었고, 기존의 GC 필터보다는 약 4배 이상 넓은 저지 대역폭을 구현할 수 있었다.

#### 참 고 문 헌

- [1] 김인선, "저지 대역에 2개의 감쇠극을 갖는 변형된 Generalized Chebyshev Filter", 한국전자과학회 논문지, 16(4), pp. 438-446, 2005년 4월.
- [2] J. D. Rhodes, S. A. Alseyab, "The generalized chebyshev low-pass prototype filter", *Circuit Theory and Applications*, vol. 8, pp. 113-125, 1980.
- [3] L. P. Huelsman, *Active and Passive Analog Filter Design*, McGraw-Hill, pp. 192-197, 1993.
- [4] Dennis G. Zill, Michael R. Cullen, *Advanced Engineering Mathematics*, PWS Publishing Company, pp. 208-269, 1992.
- [5] G. L. Matthaei, et al., *Microwave Filters, Impedance Matching Network, and Coupling Structure*, Artech House, pp. 214-217, 1986.
- [6] G. L. Matthaei, et al., *Microwave Filters, Impedance Matching Network, and Coupling Structure*, Artech House, pp. 360-361, 1986.
- [7] Yong-hui Shu, Xiao-Xia Qi, and Yun-Yi Wang, "Analysis equation for shield suspended microstrip



line and broadside-coupled stripline", *IEEE MTT-S*

*Digest*, pp. 693-696, 1987.

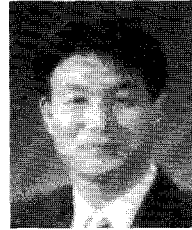
김 인 선



1995년 2월: 순천향대학교 전자공학과 (공학사)  
1997년 2월: 순천향대학교 전자공학과 (공학석사)  
2005년 8월: 순천향대학교 전자공학과 (공학박사)  
1997년 2월~현재: 국방과학연구소

선임연구원  
[주 관심분야] 고주파 수동 소자 및 시스템 설계

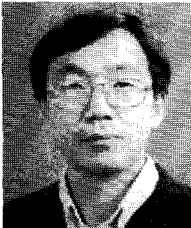
임 중 식



1991년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학사)  
1993년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학석사)  
2003년 2월: 서울대학교 전기컴퓨터공학부 (공학박사)  
1993년 2월~1999년 3월: 한국전자

통신연구원 선임연구원  
2003년 3월~2003년 7월: 서울대학교 박사후 연구원  
2003년 7월~2004년 9월: 특허청 특허심사관  
2004년 9월~2005년 2월: 한국전자통신연구원 선임연구원  
2005년 3월~현재: 순천향대학교 정보기술공학부 교수  
[주 관심분야] 초고주파 무선 회로/부품 설계, 능동/수동 소자 모델링 및 회로 응용, 주기 구조의 모델링 및 회로 응용

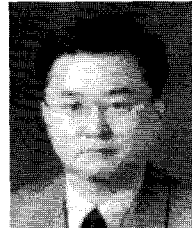
김 광 수



1981년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학사)  
1983년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학석사)  
1993년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학박사)  
1983년 2월~1998년 12월: 한국전

자통신연구원 책임연구원  
1999년 1월~2005년 4월: 정보통신연구진흥원 책임연구원  
2005년 4월~현재: 대구경북과학기술연구원 책임연구원  
[주 관심분야] 반도체 소자의 초고주파 회로 응용

안 달



1984년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학사)  
1986년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학석사)  
1990년 8월: 서강대학교 전자공학과 (공학박사)  
1990년 8월~1992년 2월: 한국전자

통신연구원 선임연구원  
1992년 3월~현재: 순천향대학교 정보기술공학부 교수  
[주 관심분야] RF, 마이크로파 수동소자 해석 및 설계