

저지 대역에 2개의 감쇠극을 갖는 변형된 Generalized Chebyshev Filter

The Modified Generalized Chebyshev Filter with Two Attenuation Poles in Stopband

김 인 선

In-Seon Kim

요 약

본 논문에서 변형된 generalized Chebyshev 유리함수가 제시되었다. 이 함수를 이용한 회로망 합성으로 새로운 원형 저역 통과 필터의 소자값이 구해졌다. 이 제안된 필터는 기존의 generalized Chebyshev 필터와 마찬가지로 통과 대역에서 등리플을 갖지만 유한 주파수에서 오직 하나의 감쇠극을 갖는 기존의 필터와는 달리, 제안된 필터는 저지 대역에서 서로 다른 두 개의 감쇠극을 갖는다. 만약 고조파가 두 번째 감쇠극 주파수에 맞춰진다면, 고조파를 효과적으로 억제할 수 있다. 게다가, 두 번째 감쇠극의 위치는 임의로 조정될 수 있기 때문에 제안한 필터는 넓은 저지 대역 구현에 특히 유용하다.

Abstract

In this paper, the modified generalized Chebyshev rational function is presented. The new element values of prototype low pass filter are obtained by network synthesis using this rational function. This proposed filter has an equal ripple passband as same as conventional generalized Chebyshev filter, but unlike conventional filter which has only one attenuation pole at finite frequency, the proposed filter has two different from each other attenuation pole in stopband. If the harmonic frequency is set to the second attenuation pole frequency, this harmonic is suppressed efficiently. Furthermore, since the location of the second attenuation pole can be arbitrary adjusted, our filters are very available for the realization of wide stopband, particularly.

Key words : Generalized Chebyshev Rational Function, Attenuation Pole, Transmission Zero, Filter Synthesis

I. 서 론

세 가지 서로 다른 형태의 generalized Chebyshev 원형 필터는 이미 Rhodes와 Alseyab에 의해 발표되었다^{[1]-[3]}. 이 구조들은 타원함수와 유사한 응답 특성으로 인해 필터의 선택도가 매우 우수할 뿐 아니라, 임피던스 변화율이 타원함수 응답보다 훨씬 작아 인쇄 회로 기판 필터 구현이 유리하기 때문에 널리 사용되는 형태 중의 하나이다. 특히 이와 같은 형

태의 필터는 저 손실, 광대역 구현, 온도 변화에 대한 안전성 등의 장점을 갖는 suspended substrate stripline(SSS) 구조에 적합한 구조이다.

본 연구에는 이와 같은 SSS 구조의 적용에 적합한 필터를 구현하고, 분포 소자 구현 시 발생하는 고조파(또는 의사응답)를 일부 제거 또는 억제(suppression)하여 더 넓은 저지 대역 특성을 갖는 필터의 설계를 목적으로 하였다. 그것을 실현하기 위해 본 연구에서는 기본적인 필터 구조의 외형과, 통과 대역

국방과학연구소(Agency for Defense Development)

· 논문 번호 : 20050223-024

· 수정완료일자 : 2005년 4월 4일

응답은 기존의 generalized Chebyshev 필터와 같은 특성을 갖지만, 반면에 저지 대역에서 기존의 구조에는 없는 또 하나의 감쇠극을 갖도록 하는 소자값으로 구성된 새로운 원형 저역 통과 필터를 제안하였다. 본 논문의 II장에서 기존의 구조와 제시하는 새로운 구조간의 특성 차이를 비교하였다. 여기서, 변형된 generalized Chebyshev 유리함수와 그 유리함수를 적용한 원형 필터의 삽입 손실 응답 특성에 대해 제시하였으며, 제안하는 필터의 소자값을 구하기 위한 회로망 합성에 대해 기술하였다. III장에서, 이 과정의 타당성을 확인하기 위해 SSS 구조로 구성된 하나의 저역 통과 필터를 설계하였다. 시뮬레이션 결과와 측정 결과의 일치성을 보임으로서 본 연구의 타당성을 검증하였다.

II. Generalized Chebyshev 원형 저역 통과 필터

본 연구에서 제안하는 방법은 4개의 병렬 연결된 직렬 공진기를 갖는 경우에만 해당된다. 그러므로 세 개의 서로 다른 generalized Chebyshev 필터^{[11]·[13]}에서 4개의 병렬 연결된 직렬 공진기를 갖는 구조만을 찾으면, $N=9, 11, 13$ 단으로 구성된 필터로 정리된다. 이와 같은 전제 조건에 대한 이유는 2-2절에서 살펴볼 수 있다.

2-1 기존의 Generalized Chebyshev 원형 저역 통과 필터

그림 1은 통과 대역 등리플 특성을 갖는 generalized Chebyshev 응답을 만족하는 서로 다른 세 가지 형태의 기수 차($N=9, 11, 13$) 원형 저역 통과 필터를 보여준다. 이들은 앞서의 전제 조건과 같이 모두 4개의 병렬 연결된 직렬 공진기를 갖는 구조이다. 그림 1(a)는 무한대에서 하나, $\omega=\pm\omega_0$ 에서 8개의 전송 영점을 갖는 형태이다^[11]. (b)는 무한대에서 3개, $\omega=\pm\omega_0$ 에서 8개의 전송 영점을 갖는 형태이다^[2]. (c)는 무한대에서 5개, $\omega=\pm\omega_0$ 에서 8개의 전송 영점을 갖는 형태이다^[3]. 각각의 구조에서 병렬 연결된 직렬 공진 회로의 공진 주파수는 모두 ω_0 로 같다.

그림 1은 다음과 같이 나타낸 generalized Chebyshev 삽입 손실 응답을 만족한다.

$$IL = 1 + \epsilon^2 F_N^2(\omega) \quad (1)$$

여기서, ω 는 각 주파수이고,

$$\epsilon = [10^{(RL/10)} - 1]^{1/2} \quad (2)$$

이다. RL 은 통과 대역 내에서의 최소 삽입 손실을 나타낸다. 식 (1)에서 $F_N(\omega)$ 는 그림 1 (a), (b), (c)에 상응하는 기수 차수의 generalized Chebyshev 유리함수로서 다음과 같이 세 구조에 대해 한꺼번에 표현할 수 있다.

$$F_N(\omega) = \cosh \left\{ 8 \cosh^{-1} \left[\omega \left[\frac{\omega_0^2 - 1}{\omega_0^2 - \omega^2} \right]^{1/2} + (N-8) \cosh^{-1}(\omega) \right\} \quad (3)$$

식 (3)에서 그림 1 (a), (b), (c)는 각각 $N=9, 11, 13$ 인 경우에 해당된다.

저지 대역에서 최소 삽입 손실(IL_m)의 각 주파수 (ω_m)는 식 (4)로부터 구해진다. 즉 식 (3)을 각 주파수에 대해 미분하였을 때 영(0)이 되는 각 주파수가 바로 ω_m 이다.

$$\left. \frac{dF_N(\omega)}{d(\omega)} \right|_{\omega=\omega_m} = 0 \quad (4)$$

이것을 풀어 계산하면

$$\omega_m^2 = \omega_0^2 + \frac{8}{(N-8)} \omega_0 (\omega_0^2 - 1)^{1/2} \quad (5)$$

이다.

그림 2는 각 주파수 대 삽입 손실 응답에 대한 특성을 보여준다. 이 응답 곡선은 $\omega=1$ 까지 등리플 특성을 갖는다. ω_1 은 저지 대역의 대역 가장자리를 나타낸다. ω_0 는 병렬 연결된 직렬 공진기의 공진 주파수로서 이것은 유한 주파수에서 전송 영점에 해당한다.

앞서 기술한 바와 같이, generalized Chebyshev 저역 통과 필터는 SSS 구조를 이용한 필터 구현에 널리 이용된다. 다른 분포 소자 필터와 마찬가지로 이 구조(SSS)의 필터에서도 고주파가 존재하게 된다. 이것은 결과적으로 넓은 저지 대역 특성 구현을 제한한다. 그러므로 일반적으로 넓은 저지 대역 특성을 요구하는 저역 통과 필터 응용에서는 원하는 저지 대역 성능을 얻기 위해 고주파가 발생하는 주파수에서 감쇠극을 갖는 또 다른 저역 통과 필터를 추가적으로 종속 접속하거나, 부가적인 회로를 이용하여 강제적인 감쇠극을 만드는 방법을 이용한다. 만약

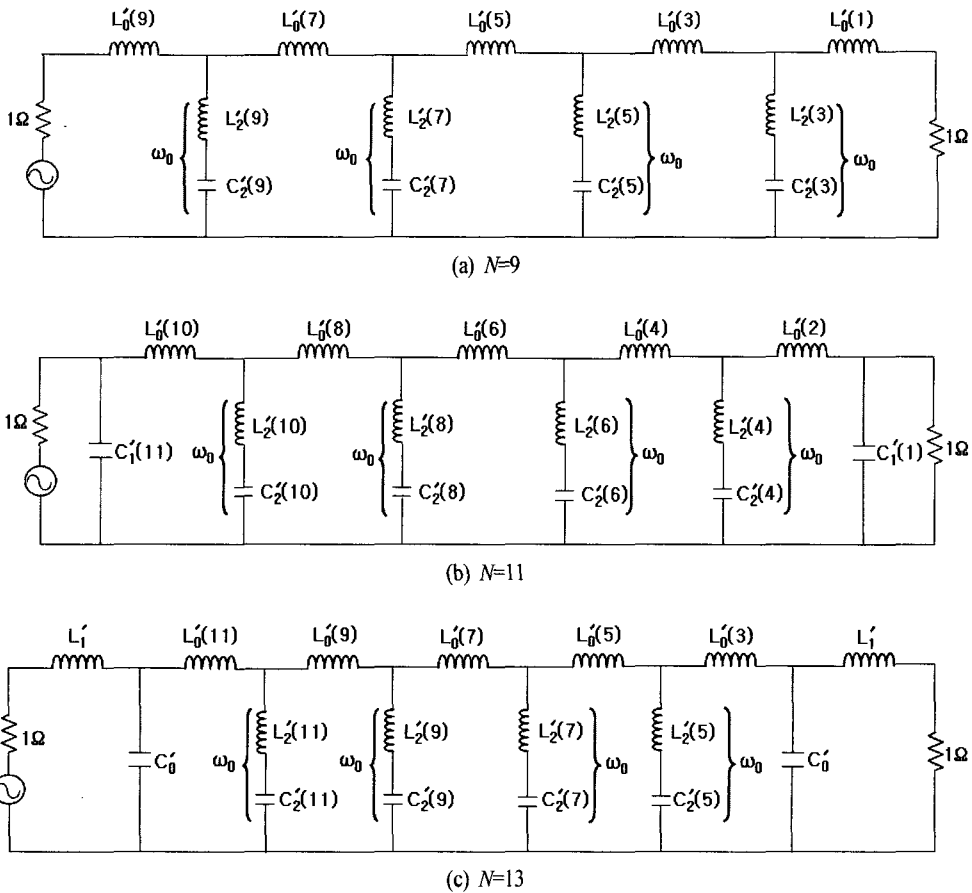


그림 1. Generalized Chebyshev 원형 저역 통과 필터
Fig. 1. The generalized Chebyshev prototype LPF.

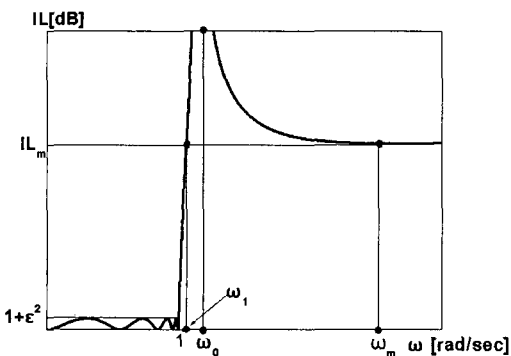


그림 2. Generalized Chebyshev 원형 저역 통과 필터의 삽입 손실 특성
Fig. 2. The insertion loss response of a generalized Chebyshev prototype LPF.

소자의 크기나 공간적인 제약이 없다면 이와 같은 방법도 저역 대역을 확장하는데 무난하겠지만, 그렇

지 않은 경우 이와 같은 방법은 소자 크기나 손실이 증가하기 때문에 비효율적이다. 본 논문에서는 저역 대역을 확장하기 위해 다음의 방법을 제안하였다.

2-2 변형된 Generalized Chebyshev 원형 저역 통과 필터

그림 3은 기수차($N=9, 11, 13$)의 변형된 generalized Chebyshev 원형 저역 통과 필터를 보여준다. 그림 1의 모든 병렬 연결된 직렬 공진기의 공진 주파수가 모두 ω_0 로 동일한데 반해, 그림 3에서 공진기는 각각 서로 다른 두 개의 공진 주파수(ω_{01}, ω_{02})를 갖는다. 다시 말해 제시된 원형 필터의 개별 소자(L, C)의 외형적 구조는 그림 1과 같지만, 기존의 필터와 제안된 필터의 전송 영점의 수와 위치는 다르다. 앞서 기술한 바와 같이 Rhode와 Alseyab의 필터^{[1]-[3]}는 오직 한 개의 유한 주파수와 무한 주파수에서 전송

영점을 갖지만, 제안된 필터는 두 개의 분리된 유한 주파수와 무한대에서 전송 영점을 갖는다. 그림 3 각각은 무한대에서 1, 3, 5개, 그리고 $\omega = \pm \omega_{01}$ 에서 4개, $\omega = \pm \omega_{02}$ 에서 4개의 전송 영점을 갖는 구조이다.

그림 3에서 개별 소자값을 유도하기 위해, $N=9, 11, 13$ 에 해당되는 변형된 generalized Chebyshev 유리 함수를 다음과 같이 제안한다^[4].

$$G_N(\omega) = \cosh \left\{ 4 \cosh^{-1} \left[\omega \left[\frac{\omega_{01}^2 - 1}{\omega_{01}^2 - \omega^2} \right]^{1/2} \right] \right. \\ \left. + 4 \cosh^{-1} \left[\omega \left[\frac{\omega_{02}^2 - 1}{\omega_{02}^2 - \omega^2} \right]^{1/2} \right] \right. \\ \left. + (N-8) \cosh^{-1}(\omega) \right\} \quad (6)$$

여기서, ω_{01} 은 통과 대역 가장자리 근처의 공진 각 주파수이고, ω_{02} 는 통과 대역 가장자리에서 떨어진

저지 대역 내의 임의의 공진 각 주파수이다.

변형된 generalized Chebyshev 삽입 손실은 다음 식 (7)과 같은 일반적인 형태로 표현된다.

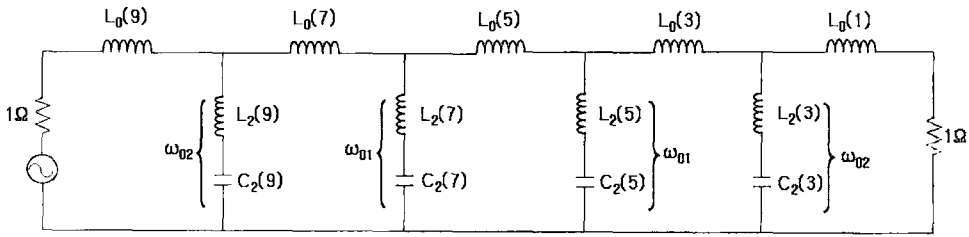
$$IL = 1 + \epsilon^2 G_N^2(\omega) \quad (7)$$

식 (4)에서와 같은 방법으로 저지 대역에서 최소 삽입손실(IL_m)의 각 주파수(ω_{mi})는 다음으로부터 구해진다. 즉

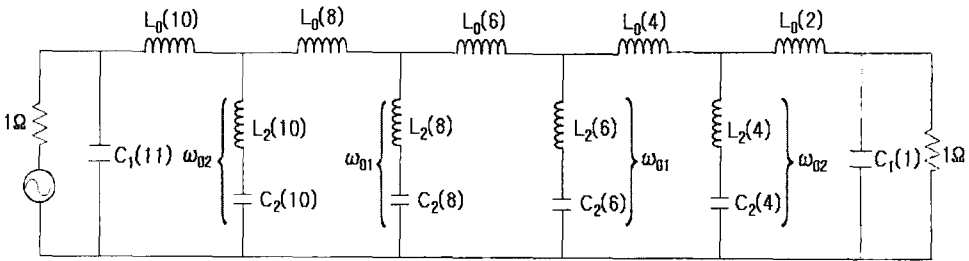
$$\left. \frac{dG_N(\omega)}{d(\omega)} \right|_{\omega = \omega_{mi}} = 0 \quad (8)$$

이다. 이것을 풀어 계산하면

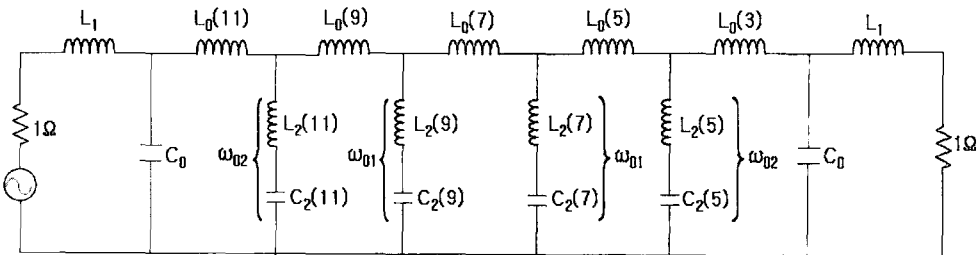
$$\omega_{m1}^5 - (\omega_{01}^2 + \omega_{02}^2)\omega_{m1}^3 - \frac{4}{(N-8)} [\sqrt{\omega_{01}^2 - 1}\omega_{01}^2 + \sqrt{\omega_{02}^2 - 1}\omega_{02}^2]\omega_{m1}^2 \\ + (\omega_{01}^2\omega_{02}^2)\omega_{m1} + \frac{4}{(N-8)} (\omega_{01}^2\omega_{02}^2)[\sqrt{\omega_{01}^2 - 1} + \sqrt{\omega_{02}^2 - 1}] = 0 \quad (9)$$



(a) $N=9$



(b) $N=11$



(c) $N=13$

그림 3. 변형된 generalized Chebyshev 원형 저역 통과 필터
Fig. 3. The modified generalized Chebyshev prototype LPF.

이다.

식 (9)에서 $\omega_{02}=n \cdot \omega_{01}$ (여기서, n 은 양의 실수이다.)이라 하면 식 (9)는 ω_{01} 의 계수로만 구성된 ω_{m1} 의 5차 다항식이 된다. ω_{m1} 은 다음과 같은 절차에 의해 N, RL, IL_m 의 주어진 값에 대해 수학적 반복 방법으로 구해질 수 있다.

첫째로, $\omega_{02}=n \cdot \omega_{01}$ 을 식 (9)에 대입하여 식 (9)를 ω_{01} 만의 함수로 구성한다. 그리고 공진 각 주파수 ω_{01} 을 어떤 범위 내에서 미세 구간으로 나누고 난 후, 각각의 ω_{01} 을 식 (9)에 순차적으로 대입하면 매번 5개의 근을 얻는다. 이때 그 근 중에서 네 개의 근(복소수, 음의 실수, $\omega_{m1} \gg 1$)은 배제하고 나머지 하나만을 취한다. 이것은 "1" 근방에 있어야 한다. 이것이 우리가 찾기 원하는 ω_{m1k} 이다. 여기서 첨자 k 는 k 번째 반복을 의미한다. 둘째로, 매 계산에서 얻어진 $\omega_{m1k}, \omega_{01k}, \omega_{02k}$ 를 식 (6)에 대입하고 설계 시 얻기 원하는 IL_m 과 식 (7)에서 계산된 IL 을 비교한다. 만약 IL_m 과 IL 이 같다면 반복을 중지하고 이때의 ω_{01k} 를 우리가 찾는 감쇠극점으로 채택한다. 그러나 만약 IL_m 과 IL 이 같지 않다면 다음의 반복을 연속적으로 수행한다.

그림 4는 변형된 generalized Chebyshev의 삽입손실 응답을 보여준다.

이 원형 필터는 두 개의 분리된 감쇠극 즉, ω_{01}, ω_{02} 를 갖는다. ω_{01} 은 차단 주파수 근처에 위치하며 ω_{02} 는 의도한대로 $n \cdot \omega_{01}$ (즉, $1.5\omega_{01}, 1.6\omega_{01}, \dots$)에 위치한다. ω_{02} 는 실수 "n"에 의해 결정되기 때문에

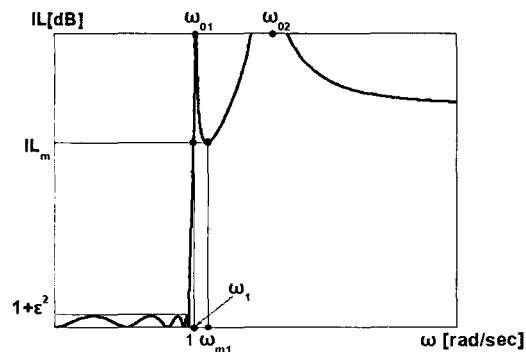


그림 4. 변형된 generalized Chebyshev 원형 저역 통과 필터의 삽입 손실 응답

Fig. 4. The insertion loss response of the modified generalized Chebyshev prototype LPF.

우리는 ω_{02} 를 제거 또는 억제하기 원하는 고주파에 놓일 수 있도록 하는 적당한 n 을 선택해야만 한다. 다시 말해 이 n 의 선택이 원하지 않는 신호를 제거 하는데 결정적인 영향을 미친다. 이때 ω_{01}, ω_{02} 각각의 주파수에 각각 두 개의 공진기가 할당될 때 충분한 감쇠 특성을 얻을 수 있기 때문에 4개의 공진기를 갖는 구조를 전제로 하였다. 그러나 그림 3에 제시한 구조와 달리 그 이상의 공진기를 갖는 구조, 예를 들어 만약 6개의 공진기를 갖는 구조라면 각각 좌·우 대칭되는 위치의 두 개 공진기마다 원하는 감쇠극 주파수를 할당하여 세 개의 감쇠극점을 얻을 수 있다. 이런 경우 식 (6)은 ω_{03} 이 추가된 수식의 형태로 되고, 식 (9)는 7차 다항식의 형태로 된다. 그러므로 본 연구의 접근 방법은 4개의 공진기로 제한되는 것은 아니며, 단지 제안한 구조(그림 3)에서 수식적인 유도를 4개의 공진기를 갖는 구조에 대해서 수행하였을 뿐이다.

그림 5는 N, RL, IL_m 이 동일한 입력 조건에서 두 필터의 차이를 보이기 위한 것이다. 사각형 표시는 그림 1(a)의 삽입 손실 응답을, 원형 표시는 $\omega_{02}=1.5\omega_{01}$ 조건에서 그림 3(a)의 응답을 나타낸 것이다. 여기서 우리는 두 필터간의 공통점 및 차이점을 명확히 찾아볼 수 있다. 우선 두 필터는 동시에 통과 대역의 등리플 특성과 저지 대역의 최소 삽입 손실이 일치함을 확인할 수 있다. 반면에 저지 대역의 감쇠극은 큰 차이를 갖는다. 제안한 필터는 기존의 필터보다 한 개 더 많은 감쇠극을 갖는다. 그러므로 우리가 분포 소자 필터를 구현하고자 할 때, 기존의

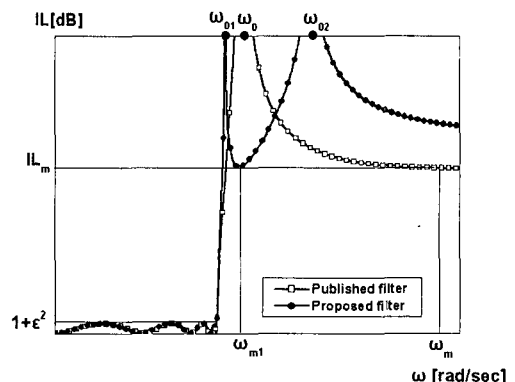


그림 5. 두 종류 필터의 삽입 손실 응답

Fig. 5. Two kinds of filters insertion loss response.

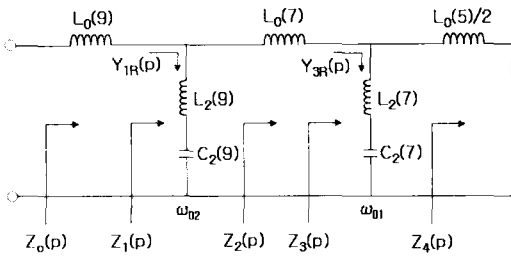


그림 6. 기 모드 경우의 9-단 회로망
Fig. 6. The ninth-degree network in odd mode case.

generalized Chebyshev 필터에 비해 제안하는 이론에 근거한 필터는 더 넓은 저지 대역을 구현할 수 있는 구조임을 짐작할 수 있다.

2-3 필터 합성

그림 6은 그림 3(a)에서 대칭면을 전계벽으로 대체한 9-단 회로망을 보여준다. 이 그림은 회로망 합성법을 이용하여 소자값을 찾는 방법을 설명하기 위한 것이다. 이 회로망의 개별 소자는 p -평면의 좌반면에 있는 일련의 $S_{11}(p)$ 의 극들로부터 우모드 리액턴스 $Z_c(p)$ 또는 기 모드 리액턴스 $Z_o(p)$ 함수 중의 하나를 구성하고 난 후, 이를 이용해 구해질 수 있다.

회로망의 개별 소자를 찾기 위한 방법과 절차는 참고문헌 [1]~[3]에 따랐다.

우선 $S_{11}(p)$ 의 극을 찾고 난 후 좌반면에 존재하는 일련의 극들을 가지고 허위쯔(Hurwitz) 다항식 $H(p)$ 를 구성한다.

$$H(p) = B(1) + A(1)p + B(2)p^2 + A(2)p^3 + B(3)p^4 + A(3)p^5 = E(p) + O(p) \quad (10)$$

다항식 $E(p)$ 는 $H(p)$ 의 우수 승으로 구성된 다항식이고, $O(p)$ 는 $H(p)$ 의 기수 승으로 구성된 다항식을 나타낸다. 리액턴스 함수 $Z_o(p)$ 는 LC 구동점 함수(driving point function)로서 유리 기함수(odd rational function)의 형태를 가져야 하므로 $E(p)$ 와 $O(p)$ 를 이용하여 다음과 같이 구성할 수 있다.

$$Z_o(p) = \frac{O(p)}{E(p)} = \frac{A(1)p + A(2)p^3 + A(3)p^5}{B(1) + B(2)p^2 + B(3)p^4} \quad (11)$$

그림 3(a)는 식 (11)의 구동점 함수로부터 영점 추이(zero shifting)와 각 공진기의 공진 주파수에서 유

수정리(residue theorem)를 이용해 회로망의 외부로부터 소자값을 하나씩 구해 다항식의 차수를 줄이면서 내부의 소자값을 순차적으로 구한다. 또한 그림 3(b), (c)는 무한대에서 완전한 극점 제거(completely pole removal)와 영점 추이, 공진 주파수에서 유수정리에 의해 소자값을 구할 수 있다^{[5],[6]}. 이때 각 구조에 영점 추이 및 공진기의 유수 정리를 적용하는데 있어 외부의 공진기는 ω_{02} 에, 그리고 내부의 공진기는 ω_{01} 에 맞춘다.

III. 시뮬레이션과 측정 결과

제안한 설계 방법의 타당성을 보이기 위해, 유도된 필터 합성법을 이용해 다음의 설계 파라미터를 갖는 저역 통과 필터를 설계, 제작하였다.

차단 주파수	$f_c=2$ GHz
단수	$N=9$
통과 대역 최소 반사 손실	$RL=20$ dB
저지 대역 최소 삽입 손실	$IL_m=50$ dB
$\omega_{02} / \omega_{01}$	$n=1.96$

여기서, n 은 반복 시도를 통해 가장 효과적으로 고조파를 억제할 수 있는 비로 결정하였다. 만약 이때 n 을 작게 설정하면 저지 대역 범위가 좁고, n 을 과도하게 크게 설정하면 첫 번째 감쇠극과 두 번째 감쇠극 사이에서 고조파를 원하는 만큼 충분히 억제시킬 수 없다.

이 필터의 설계 및 제작은 유전율 $\epsilon_r=2.5$, 두께 $H=0.254$ mm, $t=1/2$ oz의 기판을 사용하였고, 그림 3의 세 가지 구조 중 (a)의 구조에 대하여 수행하였으며, SSS 구조로 구성하였다. 이때 기판과 위, 아래 하우징의 간격은 각각 1 mm가 되도록 하였다. 기판은 한 면에 회로를 구성하고 다른 면은 전부 식각시켰다.

프로그램을 작성하여 반복적인 방법을 통해 $S_{11}(p)$ 의 극들을 구하고, 그 구해진 극들 중에서 좌반면에 존재하는 극들을 이용하여 허위쯔 다항식 $H(p)$ 를 구하였다. $H(p)$ 의 계수로부터 식 (11)과 같이 구동점 함수 $Z_o(p)$ 를 얻고, 이로부터 회로망 합성을 수행하였다. 표 1은 상기 설계 파라미터를 적용하여 제안한 방법에 의해 구해진 원형 소자값과 기존의 방법에 의해 구해진 소자값을 비교한 것이다. 두 방법으로

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

Table 1. Low pass prototype element values(unit: inductor[H], capacitor[F]).

구 분	$L_0(9)$	$L_2(9)$	$C_2(9)$	$L_0(7)$	$L_2(7)$	$C_2(7)$	$L_0(5)$
	$L_0(1)$	$L_2(3)$	$C_2(3)$	$L_0(3)$	$L_2(5)$	$C_2(5)$	
기존방법 ^[1]	0.544275	0.691391	0.808492	1.31699	0.506465	1.1037	1.3644
제안한 방법	0.9000	0.1477	1.2855	1.3404	0.9086	0.8002	1.0230

구해진 소자값은 서로 상당한 차이를 보인다.

원형 집중 소자값을 분포 소자로 변형하기 위해 다음의 두 가지 사항이 고려되어야 한다.

첫째, 직렬 집중 인덕터를 전송 선로로 변환하는 것이다. 일반적으로 전송 선로의 길이는 다음과 같이 계산된다^[7].

$$l = \frac{L_0(x)v}{Z_s} \tag{12}$$

여기서, $L_0(x)$ 는 변환시킬 직렬 인덕터 값이고, v 는 전파속도이다. $L_0(x)$ 와 v 는 고정된 값이므로 선로의 길이(l)가 짧을수록, 즉 구현 선로의 임피던스(Z_s)가 클수록 좀 더 정확한 근사화가 이루어질 수 있다.

둘째, 병렬 연결된 집중소자 직렬 공진기를 $\lambda_g/4$ 길이를 갖는 분포 소자 개방 회로 공진기로 변환하는 것이다. 병렬 연결된 개방 회로 공진기의 임피던스 Z_p 는 식 (13), (14)의 리액턴스 슬롭 파라미터로부터 구해진다.

$$x_{lumped} = \omega_0 L_2(x) \tag{13}$$

$$x_{distributed} = \frac{\pi}{4} Z_p \tag{14}$$

여기서, 아래 첨자 $j=1, 2$ 이다. 동일한 공진 주파수에서 식 (13)=식 (14)이므로 다음과 같이 개방 선로의 임피던스(Z_p)를 구할 수 있다.

$$Z_p = \frac{4}{\pi} \omega_0 L_2(x)$$

이때 그림 3에서 볼 수 있는 바와 같이 외각 두 공진기의 길이는 f_{02} 에서, 내부 두 공진기의 길이는 f_{01} 에서 각각 $\lambda_0/4$ 가 되도록 한다.

이와 같은 방법으로 표 1의 집중소자를 임피던스(폭) 및 길이를 갖는 분포소자로 변환하여 SSS 구조의 저역 통과 필터를 설계하였다. 또한 기존 구조인 그림 1(a)에 대해서도 같은 조건 하에서 설계하였

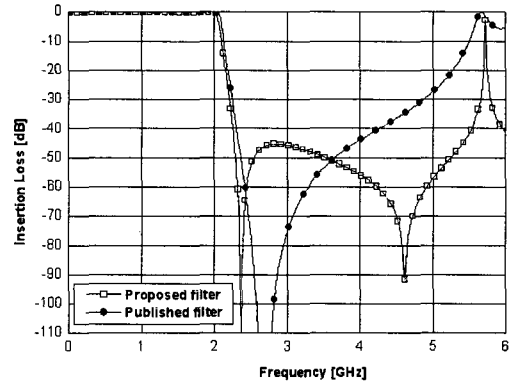


그림 7. 기존의 방법과 제시한 방법 간의 삽입 손실 비교

Fig. 7. The insertion loss comparison between proposed method and conventional method.

다. 두 필터에 대해 HFSS를 이용하여 EM 시뮬레이션을 수행하였고, 그림 7에 그 결과를 보여준다. 그림 7에서 두 필터간에 통과 대역 특성은 매우 유사하지만 저지 대역 특성은 상당히 다를 수 있다. 예를 들어 두 필터간에 -40 dB 이하 수준이 되는 저지 대역 주파수 범위를 살펴보면 부가적인 감쇠극을 갖는 필터가 기존의 필터에 비해 약 1.7배 이상 더 넓은 저지 대역을 갖는다. 이 결과로부터 우리는 제시한 방법에 의한 필터 구현이 더 넓은 저지 대역 구현에 유리함을 간접적으로 입증할 수 있다.

시뮬레이션 결과에 근거하여 SSS 구조의 저역 통과 필터를 그림 8과 같이 제작하였다. 그림 8의 좌측 그림은 하부 하우징과 그 위에 장착된 기판 그리고 덮개 하우징으로 구성된 분해도를 보여주고, 우측 그림은 조립상태를 보여준다. 제작된 필터의 크기는 $8 \text{ cm}(L) \times 5 \text{ cm}(W) \times 1.5 \text{ cm}(H)$ 이다.

그림 9는 EM 시뮬레이션 결과와 측정 결과를 비교한 것이다. 측정 결과는 시뮬레이션 결과와 매우 유사한 특성을 보여준다. 여기서 보이는 작은 차이

표 2. 이론, 시뮬레이션 및 실측 결과

Table 2. Theory, simulation and experimental results.

파라미터	이론	시뮬레이션	실측
RL [dB]	20	-19.2 max. at 1.92 GHz	-17.0737 max. at 1.89 GHz
IL_m [dB]	50	-45.344	-43.155
IL_m 의 주파수, f_m [GHz]	2.696	2.88	2.84
1st 감쇠극점, f_{01} [GHz]	2.345	2.36	2.33
2nd 감쇠극점, f_{02} [GHz]	4.596	4.62	4.578

IV. 결 론

본 연구에서는 변형된 generalized Chebyshev 유리 함수를 제시하였고, 이 함수를 적용한 원형 저역 통과 필터를 합성하였다. 이 원형 저역 통과 필터는 통과 대역에서 generalized Chebyshev의 등리플 특성을 만족시키고 저지 대역에서 기존의 필터보다 하나 더 많은 부가적인 감쇠극을 갖는다. 이 부가적인 감쇠극은 원치 않는 고조파를 효과적으로 제거 또는 억제하는데 이용될 수 있기 때문에 제시한 필터가 기존의 필터보다 더 넓은 저지 대역 특성의 구현에 유리함을 시뮬레이션 및 측정 결과로부터 확인하였다. 제안한 이론에 따라 2 GHz 차단 주파수를 갖는 SSS 구조의 저역 통과 필터를 설계하였다. 이 필터의 이론, 시뮬레이션, 측정 결과의 비교로부터 제안된 이론의 타당성을 검증하였다.

참 고 문 헌

- [1] J. D. Rhodes, S. A. Alseyab, "The generalized Chebyshev low-pass prototype filter", *Circuit Theory and Applications*, vol. 8, pp. 113-125, 1980.
- [2] S. A. Alseyab, "A novel class of generalized Chebyshev low-pass prototype for suspended substrate stripline filter", *IEEE Trans. MTT-30*, no. 9, Sep. 1982.
- [3] S. A. Alseyab, N. Ashoor, "Element values of a generalized Chebyshev prototype filter for suspended substrate stripline", *J. Electronics*, vol. 60, no. 4, pp. 439-449, 1986.
- [4] J. D. Rhodes, *Theory of Electrical Filters*, John Wiley & Sons, pp. 212-214, 1976.

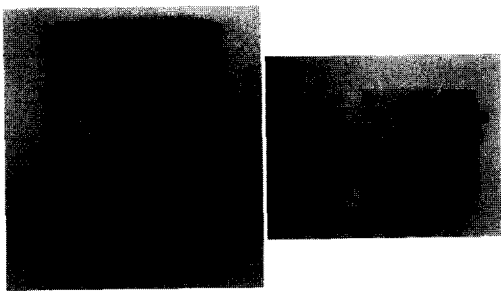


그림 8. 제작된 저역 통과 필터
Fig. 8. The fabricated low pass filter.

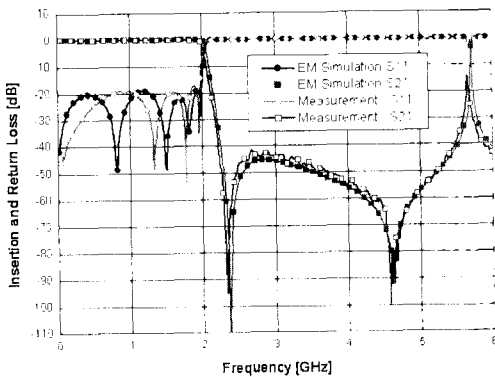


그림 9. EM 시뮬레이션과 측정 결과의 비교
Fig. 9. The comparison between EM simulation and experimental result.

는 정밀하지 못한 기관 식각 과정에서 발생하는 여러 요소에 기인된 것으로 판단된다. 표 2는 이론, 시뮬레이션, 실측 결과를 정리한 것이다.

상기 결과에서 보는 바와 같이 측정 결과의 일부는 목표 설계 규격과 어느 정도의 차이를 보이지만 대체로 제시한 이론과 매우 유사하고, 우수한 전기적 성능을 제공한다.

- [5] L. P. Huelsman, *Active and Passive Analog Filter Design*, McGraw-Hill, pp. 192-197, 1993.
[6] Wai-Kai Chen, *Active and Passive Filters Theory and Implementations*, John Wiley & Sons, pp.

121-130, 1988.

- [7] G. L. Matthaei et al., *Microwave Filters, Impedance Matching Network, and Coupling Structure*, Artech House, pp. 360-361, 1986.

김 인 선



1995년 2월: 순천향대학교 전자공학
학과 (공학사)
1997년 2월: 순천향대학교 전자공학
학과 (공학석사)
1997년 2월~현재: 국방과학연구소
선임연구원
[주 관심분야] 고주파 수동 소자 및

시스템 설계