유전체 동축 공진기를 이용한 타원 함수 대역 통과 여파기의 설계

The Design of Elliptic Function Bandpass Filter using Ceramic Coaxial Resonators

김정제 · 윤상원

Jeong Je Kim · Sang Won Yun

요 약

본 논문에서는 소형의 동축 공진기를 이용하여 타원 함수 여파기를 설계, 제작하였다. 타원 함수 여파기는 Butterworth나 Chebyshev 여파기보다 주파수 선택도가 뛰어나므로 한정된 주파수 자원을 효율적으로 이용할 수 있다. 소형 경량의 세라믹 공진기를 이용하여 여파기의 크기, 무게, 비용을 줄이고 여파기의 제작성과 결합량 제어가 용이하도록 하였다. 유전체 동축 공진기의 등가 회로 모델링과 결합 계수값을 실측하여 타원 함수 여파기를 설계, 제작하였으며 소형 유전체 동축 공진기를 이용하여 제작된, 중심주파수가 959 MHz이고 통과 대역폭 28 MHz인 8단 타원 함수 여파기의 경우, 반사손실 17 dB 이상, 삽입손실 5 dB, f_c±5 MHz에서 20 dB이상의 감쇄특성을 얻었다.

Abstract

In this paper, elliptic function bandpass filters using ceramic coaxial resonators are designed. Since elliptic function filters have better performance of frequency selectivity than those based on Butterworth or Chebyshev, therefore it is possible to make better use of limited frequency resources. Elliptic function bandpass filters using ceramic coaxial resonators are designed for reducing it's size, weight, cost and for easy manufacturing and tuning. From measurements, an accurate resonator model is obtained and the coupling coefficient values are extracted. Based on these results, elliptic function bandpass filters are designed. The experimental results have shown that the 8th order elliptic function filter of 959 MHz center frequency with 28 MHz bandwidth using coaxial ceramic resonators have about more than 17 dB return loss, 5 dB insertion loss, more than 20 dB attenuation at fc±5 MHz.

Ⅰ. 서 론

현재 국내외적으로 이동통신 시스템의 증가에 따라 주파수 자원의 효율적 이용을 위해서 근접한 주파수 대역을 보다 확실하게 분리할 필요가 있으며 이를 위해서는 저지 대역 감쇄 특성이 우수한 타원 함수 여파기의 사용이 유리하다[1]. 본 논문에서는

서강대학교 전자공학과(Dept. of Electronics, Sogang Univ.)
·논 문 번 호 : 981106-114
·수정완료일자 : 1999년 4월 11일

기존의 타원 함수 여파기보다 구조가 단순하고 제작과 조정이 쉬운, 소형 유전체 동축 공진기를 사용한 타원 함수 여파기를 설계, 제작하였다. 이제까지 유전체를 사용한 여파기는 주로 대형의 원통형 유전체 공진기와 금속 enclosure를 사용하고 공진기간의 결합방법으로 space 결합, iris 결합을 사용하였으며 타원 함수 여파기 설계에 필요한 음의 교차 결합량을 주로 probe나 iris 결합 또는 conductor slot으로 구현하였는데 이는 여파기의 구조를 복잡하게 만들며 여파기의 제작과 조정을 어렵게 만들었다[2],[3]. 또한 원하지 않는 교차결합의 영향으로 통과대역 전후의 전송영점들이 약화되거나 소실되어 타원 함수 여파기의 장점인 주파수 선택도 성능이 약화되는 현상이 나타났다[4]. 타원 함수 여파기 설계에서는 일반적으로 원하는 여파기의 특성과 공진기로 이루어진 여파기 등가회로를 바로 연결시킬 수 있는 식이 없으므로 공진기의 등가회로에서 나타나는 결합계수들을 회로망 합성법에 의해 구해야 하므로 이분법이론을 이용하여 대칭적 교차 결합 회로를 합성하여 설계하였다.

Williams는 4단 타원형 전달 함수에 대해서 종단 저항과 결합 계수에 대한 닫힌 식(closed formula)을 유도하였으며[5], Atia는 보다 일반적으로 N단에 대한 결합계수 행렬(Coupling Coefficient Matrix)을 구하는 방법을 제시하였다[6],[7]. 타원 함수 여파기를 공진기로 등가시키면 등가 회로상에서 인접하지 않는 공진기간의 전자계 결합이 요구된다. 또한 이 결합들 중에서는 음의 결합량을 요구하는 것이 하나 이상 존재하게 되는데, 이를 구현하기 위해서는 인접한 공진기간의 결합을 전계성 결합(electric coupling)과 자계성 결합(magnetic coupling)의 둘 중 하나로 선택할 수 있어야 한다. 본 논문에서는 전계 결합과 자계 결합은 서로간에 180°의 위상차를 가지므로 이를 이용하여 음의 결합량을 구현하였으며 여파기의 구조는 그림 1과 같다.

Ⅱ. 해 석

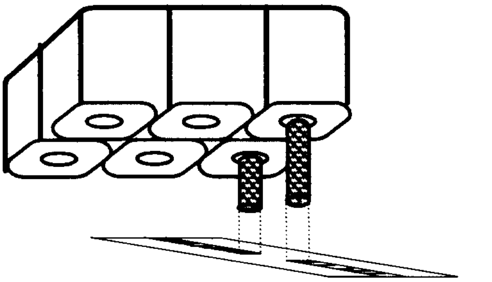


그림 1. 유전체 동축공진기를 이용한 타원 함수 여파기
Fig. 1. Ellipic function filter using ceramic coaxial resonators.

타원 함수 여파기의 극점은 복소 평면에서 타원상의 유한한 주파수에 있고 영점은 $j\omega$축상의 유한한 주파수에 존재한다. 타원 함수 여파기의 전력 전송비는 다음과 같다[8]~[10].

$$G(-s^2) = \frac{H_n}{1+\varepsilon^2 F_n^2(-jy)},$$
$$y = s/\omega_c, \quad s = j\omega \tag{1}$$

전력 전송비의 극점은 $F_n(-jy) = \pm j/\varepsilon$로부터, 홀수일 경우는 식 (2)와 같고, 짝수 일 경우는 식 (3)과 같다.

$$\begin{aligned} y_{pm} &= s_{pm}/\omega_c = jsn(2mK/n + j2m_1K' \pm ja, k) \\ &= jsn(2mK/n \pm ja, k), \\ & m = 0, \pm 1, \pm 2, \cdots, \pm \frac{1}{2}(n-1) \end{aligned} \tag{2}$$

$$\begin{aligned} y_{pm} &= s_{pm}/\omega_c = jsn[(2m-1)K/n \pm ja, k], \\ & m = -\frac{1}{2}n+1, -\frac{1}{2}n+2, \cdots, \frac{1}{2}n \end{aligned} \tag{3}$$

여기서, $a = -j\frac{K}{nK_1}sn^{-1}(j/\varepsilon, k_1)$이다.

따라서 구현하고자 하는 여파기의 설계사양으로부터 전력 전송비 $G(-s^2)$의 극점을 구하고 전력 전송비의 분모를 Hurwitz polynomial로 표현할 수 있다.

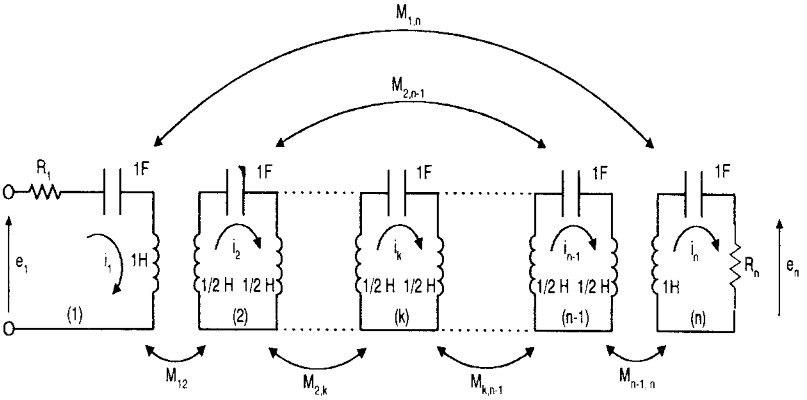


그림 2. n개의 결합 공진기 등가 회로

Fig. 2. Equivalent circuit of n coupled cavities.

$$r(y)\,r(-y)=\prod_{m=-(1/2)+1}^{n/2}(y^2-y_{pm}^2) \qquad (4)$$

Hurwitz polynomial $r(y)$로부터 구현하고자 하는 여파기의 회로망 합성을 수행한다

그림 2의 교차 결합 공진기 등가 회로로부터 KVL에 의해서 $[E]=[Z]\cdot[i]$가 성립한다.

$$\begin{bmatrix} e_1\\0\\0\\\vdots\\0\\0\end{bmatrix}=\begin{bmatrix} S+R_1 & jM_{12} & jM_{13} & & \cdots & jM_{1n}\\ jM_{12} & S & jM_{23} & & \cdots & jM_{2n}\\ jM_{13} & jM_{23} & S & & \cdots & jM_{3n}\\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & & \vdots\\ \vdots & \vdots & \vdots & & S & jM_{n-1,n}\\ jM_{1n} & jM_{2n} & jM_{3n} & \cdots & jM_{n-1,n} & S+R_n\end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_1\\i_2\\i_3\\\vdots\\i_{n-1}\\i_n\end{bmatrix} \qquad (5)$$

여기서, $S=j\left(\omega-\frac{1}{\omega}\right)$는 공진주파수 $\omega_0=1$로 정규화된 대역 통과 변수(bandpass variable)이고 $jM_{ij}\simeq j\omega M_{ij}\simeq j\omega_0 M_{ij}$는 협대역 근사(Narrow-band approximation)이다.

식 (5)의 임피던스 행렬을 주파수 변수 부분과 상수 부분으로 나누면 다음 식 (6)과 같다.

$$[Z]=(S[I]+[M_R])$$
$$[M_R]=[R]+j[M] \qquad (6)$$

설계 사양에 의해 결정되는 저역 통과 원형에서의 전력 전송비를 $t(s)|_{s=j\omega}$라 할 때, R_1, R_n과 $t(s)$는 다음과 같은 관계를 갖는다.

$$R_1+R_n=t(s)\text{의 정규화된 분모 다항식의 } s^{n-1}\text{항의 계수} \qquad (7)$$

따라서 원하는 여파기의 설계 문제는 설계사양에 의해 결정되는 전력 전송비의 식으로부터 그림 2의 결합 계수 행렬 $[M]$을 구하는 문제로 귀착된다. 이 결합계수 행렬은 인버터값으로 변환되어 여파기를 구현한다.

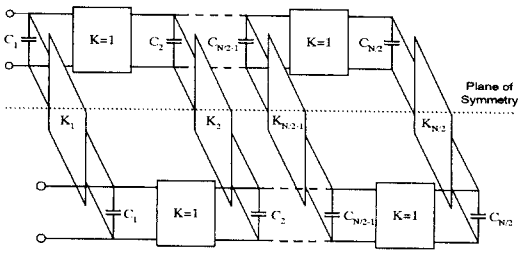


그림 3. 대칭적 교차 결합 회로

Fig. 3. Symmetrical cross-coupled network.

타원 함수 저역 통과 여파기의 전달 함수 $t(s)$는 여파기 특성함수의 영점과 극점을 이용하여 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$|t(s)|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2 \frac{\prod_{k=1}^{m}(s^2+z_k^2)^2}{\prod_{k=1}^{l}(s^2+p_k^2)^2}} \tag{8}$$

여기서, ε은 리플 상수이고 z_k, p_k는 여파기 특성함수의 영점과 극점이다.

여파기의 전력 전송비를 Hurwitz 다항식 $D_n(s)$를 이용하여 다음과 같이 표현할 수 있다[11].

$$t(s) = \frac{Im[D_n(s) \cdot D_n(-s)]}{[D_n(s) \cdot D_n^*(s)]} \tag{9}$$

따라서 이분법 이론에 의해 대칭적 교차 결합 배열을 이용하여 회로망 합성을 수행하여 실제 여파기를 구현한다[12].

Ⅲ. 공진기 모델링과 결합구조 해석

주어진 설계사양대로 여파기를 설계하기 위해서는 공진기에 대한 모델링과 인버터의 구조 및 인버터 값의 추출이 선행되어야 한다. 따라서 그림 4와 같이 공진주파수와 $|S_{210}|$, 그리고 임의의 손실값에 따른 대역폭을 측정한 후 이에 따른 여파기의 파라미터 g_1값을 알면 인버터의 값을 알 수 있다[13].

또한 공진기간의 결합계수의 측정은 보다 간단하게 초단을 loose coupling시켜 놓고 측정할 수도 있다. 실험에서는 결합창을 낸 상태에서 Qu가 350정도이고 크기가 6×6 mm인 그림 5와 같은 동축 공진기를 사용하여 여파기를 설계하였다. 초단 결합으로는 유전상수가 1.65인 PTFE solid 봉을 사용하였다. 더 넓은 범위의 초단결합이 필요한 경우 FR4 양면기판을 사용하면 결합용 C값이 0.1 pF에서 10 pF이상까지 충분히 구현이 가능하다. 타원 함수 여파기

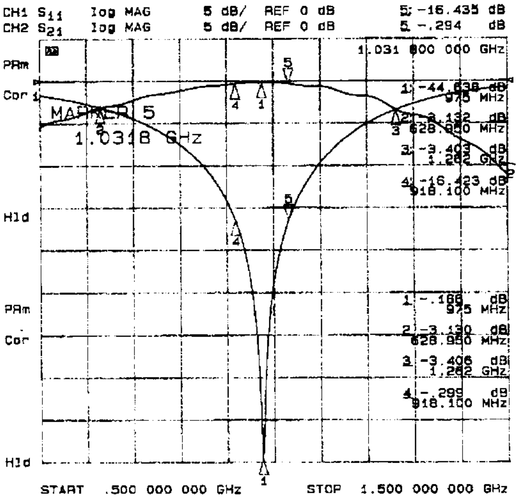


그림 4. 공진기의 측정된 특성

Fig. 4. Measured resonator characteristics.

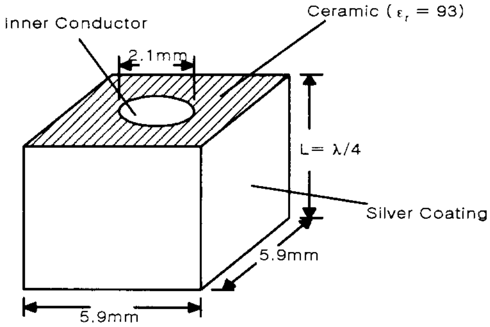


그림 5. 세라믹 동축 공진기

Fig. 5. Ceramic coaxial resonator.

를 설계하기 위해서는 공진기 사이의 교차결합을 이용하는 것이 중요한데 지금까지의 유전체 동축 공진기를 이용한 여파기는 공진기를 일렬로 나열하여 순방향 결합을 통해 체비세프의 특성을 갖도록 제작되어 왔다. 이러한 일렬로 나열된 공진기 결합에서는 교차결합을 실현하기가 매우 힘들다. 따라서 본 논문에서는 그림 6과 같이 교차결합을 실현할 수 있도록 유전체 공진기 배열을 사용하였다.

앞의 이분법 이론의 회로망 합성에 의해 결합 계수를 구할 경우, 교차 결합 계수들 중에서는 음수가

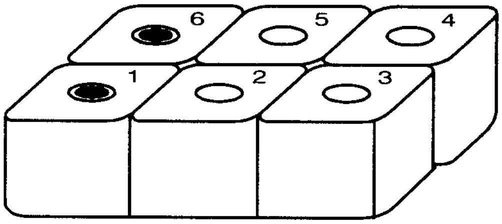


그림 6. 공진기 배열을 이용한 여파기의 예

Fig. 6. Example of a filter using coaxial resonator array.

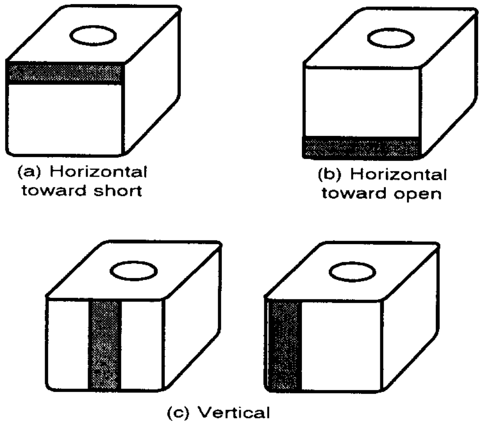


그림 7. 전자계 결합창의 예

Fig. 7. Example of electric and magnetic coupling window.

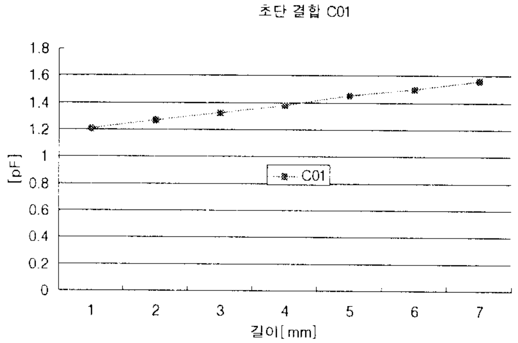


그림 8. 결합 캐퍼시턴스 값

Fig. 8. Coupling capacitance values.

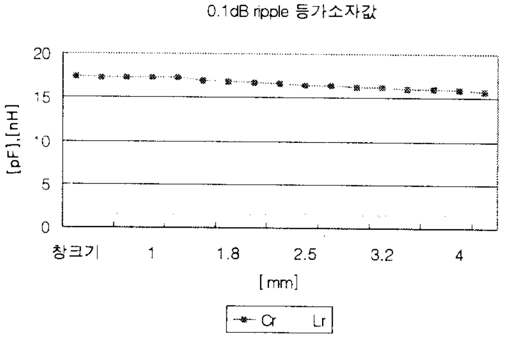


그림 9. 공진기의 등가소자값(0.1 dB ripple)

Fig. 9. Equivalent lumped element values of resonator (0.1 dB ripple).

되는 것이 있을 수 있다. 실제로 음의 결합량은 존재하지 않으나, 전계 결합은 자계 결합에 대해 180°의 위상차를 가지므로, 여파기를 위한 공진기 배열 구조에서 동시에 두 가지 결합을 줄 수 있다면 이를 이용하여 음의 결합량을 구현할 수 있다. 그리고 교차결합을 위하여 유전체 동축 공진기가 다른 공진기와 인접한 모든 면에 결합 창을 만들어 줄 수 있다. 그림 7의 예처럼 임의의 형태, 위치, 크기로 결합 창을 만들어 줌으로써 크기가 다른 용량성 결합(capacitive coupling)과 유도성 결합(inductive coupling)을 만들어 줄 수 있다. 즉, 결합 창의 형태, 위치, 크기를 조절함으로써 원하는 크기의 양의 결합과 이에 대응되는 음의 결합을 만들 수 있다. 그림 8에서는 초단 결합 유전체의 길이에 따른 등가 캐퍼시턴스의 변화를 나타내었다.

그림 9는 0.1 dB ripple로 측정한 경우 결합 창의 크기에 따른 공진기 등가소자값의 변화를 나타내고 있다.

그림 10과 그림 11에서는 결합계수를 실측하기 위해서 2단 여파기를 구성하여 공진기의 수직 결합창과 수평 결합창의 크기에 따른 결합계수를 실측값과 3차원 구조해석 소프트웨어인 HFSS 시뮬레이션 결과값을 비교하였다. HFSS에서는 원형을 다각형으로 근사하여 구하였으며 adaptive procedure에서 ΔS는 0.05를 적용하였다. 결합창은 수직과 수평 모

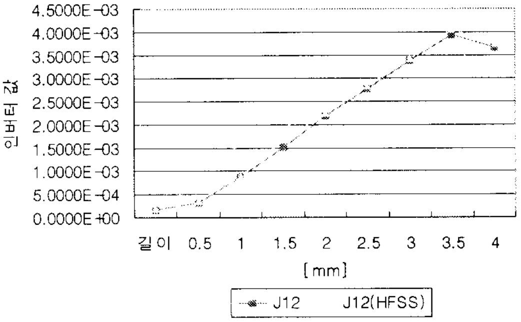


그림 10. 인버터 값(수직결합창)

Fig. 10. Inverter values(vertical window).

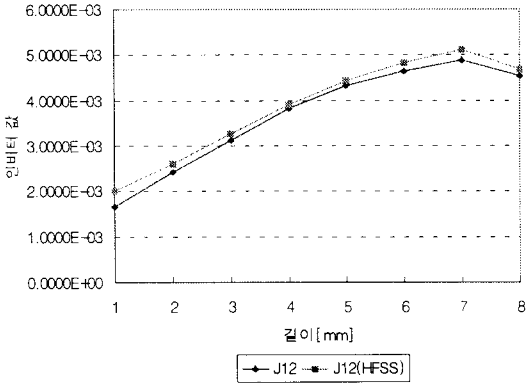


그림 11. 인버터 값(수평결합창)

Fig. 11. Inverter values(horizontal window).

두 공진기 중심에서부터 일자로 공진기 전체에 일정하게 내서 점차 그 크기를 키워나갔는데 실제로는 수직 결합창을 여파기 구현에 사용하였다. 그 이유는 수평 결합창의 경우 실제로 공진기 배열을 구성하면, 결합창을 통해서 새어 나가는 결합량이 수직 결합창보다 더 많아서 원하지 않는 교차결합이 더 강하게 되기 때문이다.

Ⅳ. 실험결과

본 논문에서는 유전체 동축 공진기를 이용하여 중심주파수, 대역폭, 리플과 여파기의 선택도를 변화시켜 타원 함수 여파기를 설계하였다. 설계사양에

표 1. 4단 타원 함수 여파기 설계사양(Qu=350)

Table 1. Design specifications of 4th order elliptic Band-pass filter.

항목	사양
단수 n	4
중심주파수 f_0	1024 MHz
대역폭	11 MHz
리플	0.05 dB
저지대역감쇄(fc±10 MHz)	30 dB 이상

서 주어진 통과 대역 리플 α에 의해 ε이 결정되며 저지 대역의 감쇄 주파수 ω_s 또는 modulus k (selectivity factor)와 단수 n에 의해 저지 대역에서의 감쇄량 α_s를 결정하는 저지 대역 감쇄 인자 k_1 (stopband attenuation factor)이 결정된다.

$$\alpha = 10\log(1+\varepsilon^2)\ [\text{dB}] \tag{10}$$

$$k = \frac{\omega_c}{\omega_s} \tag{11}$$

여기서, ω_c는 차단 주파수이다.

$$\alpha_s = 10\log(1+\varepsilon^2/\ k_1{}^2) \tag{12}$$

동축 공진기를 사용한 4단 타원 함수 여파기의 설계 사양은 표 1과 같다.

앞 절의 회로망 합성법에 의하여 최종적으로 구해지는 결합 계수 행렬은 다음과 같다.

$$M = \begin{bmatrix} 0 & 0.882627 & 0 & -0.0718684 \\ 0.882627 & 0 & 0.720856 & 0 \\ 0 & 0.720856 & 0 & 0.882627 \\ -0.0718684 & 0 & 0.882627 & 0 \end{bmatrix} \tag{13}$$

그림 12에는 공진기의 모델링을 통해 추출된 집중정수 등가소자값으로 구성한 4단 타원 함수 여파기의 집중정수 등가 회로도이며 그림 13은 이

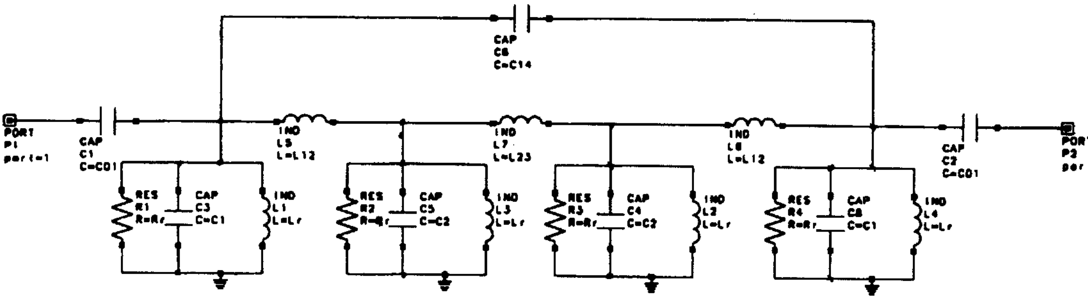


그림 12. 4단 타원 함수 여파기 집중 정수 소자 등가회로도

Fig. 12. Equivalent circuit of 4th order elliptic funtion bandpass filter.

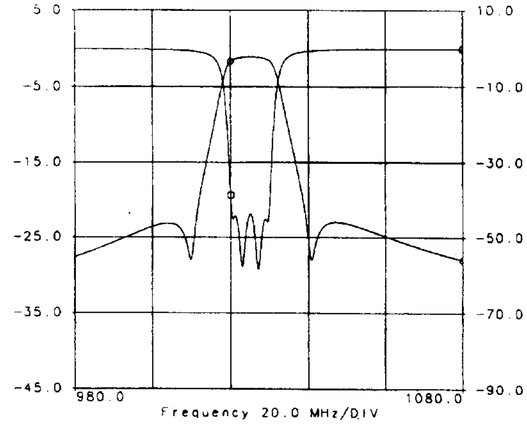


그림 13. 4단 타원 함수 여파기 시뮬레이션 특성

Fig. 13. Simulated response of 4th order elliptic function filter.

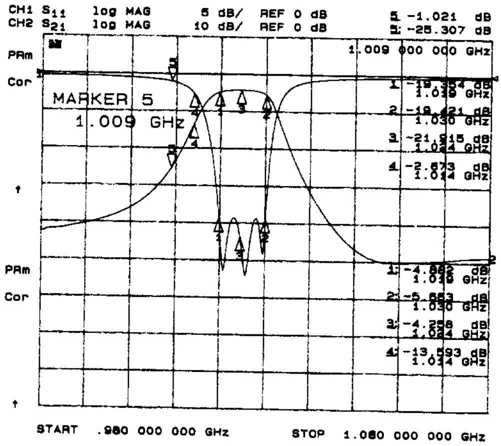


그림 14. 4단 체비세프 여파기 실측 특성

Fig. 14. Measured response of 4th order chebysheff filter.

등가회로로 시뮬레이션한 타원 함수 여파기의 특성을 나타내었다. Chebyshev 여파기 구성에 필요한 공진기간의 순차 결합은 공진기간에 구현한 수직결합창의 특성상 자계 결합(인덕터)으로 모델링하였고 타원 함수 여파기에 필요한 음의 교차 결합은 이와 위상이 180° 차이가 있는 전계 결합(캐퍼시터)으로 모델링하였다. 전계/자계 결합의 특성은 실험적으로 2단 여파기 구성시 나타나는 전송영점의 상대적인 위치로서 결정할 수 있다. 그림 14는 교차결합이 없는 Chebyshev 여파기의 측정결과이며 그림 15는 공진기간의 교차결합을 주어 구현한 타원 함수 여파기의 측정결과이다. 실측된 특성을 시뮬레이션과 비교하면 결합창 등을 통한 원하지 않는 교차 결합의 영향으로 통과 대역전의 전송영점이 약화된 것을 볼 수 있다.

그림 16은 4단 타원 함수 여파기의 의사응답특성을 나타낸다.

동축 공진기를 사용한 8단 타원 함수 여파기의 설계 사양은 다음 표 2와 같다.

앞 절의 회로망 합성법에 의하여 최종적으로 구해지는 결합 계수 행렬은 다음 식 (14)와 같다.

$$
\begin{bmatrix}
0 & 0.806768 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.00492293 \\
0.806768 & 0 & 0.584365 & 0 & & 0 & 0.0613627 & 0 \\
0 & 0.584365 & 0 & 0.510956 & 0 & -0.26013 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0.510956 & 0 & 0.728726 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0.728726 & 0 & 0.510956 & 0 & 0 \\
0 & 0 & -0.26013 & 0 & 0.510956 & 0 & 0.584365 & 0 \\
0 & 0.0613627 & 0 & 0 & 0 & 0.584365 & 0 & 0.806768 \\
0.00492293 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.806768 & 0
\end{bmatrix} \tag{14}
$$

지금까지 제작, 실측한 유전체 동축 공진기를 이용한 타원 함수 여파기의 특성을 분석해보면 타원 함수 여파기가 우수한 선택도 특성(또는 저지 대역 감쇄 특성)을 보여준다. Chebyshev 여파기는 통과 대역의 리플만을 조절함으로써 선택도를 조절할 수 있는데 비해 타원 함수 여파기는 통과 대역의 리플과 저지 대역의 리플을 조절함으로써 선택도 특성을 조절할 수 있다. 일반적으로 여파기의 파기에서 선택도 특성을 더 넓은 범위에서 리플이 커지면 선택도가 올라가는 경향이 있는데, 타원 함수 여파기는 두가지 요인을 조절할 수 있으므로 같은 차수의 여조절할 수 있다. 타원 함수 여파기의 설계시, 저단의 여파기로 너무 큰 선택도를 얻고자 설계할 경우, 저지 대역 감쇄극들을 통과 대역에 너무 가깝게 두면 통과 대역의 flatness가 손상되는 문제가 생길 수 있으며 저지 대역의 감쇄 특성이 열화되는 단점을 감수해야 하는데, 이는 저단 여파기 설계시 선택도를 높이기 위해 저지 대역의 리플을 크게 해야 하는 점에서도 알 수 있다. 8단 같은 높은 단수의 타원 함수 여파기의 경우

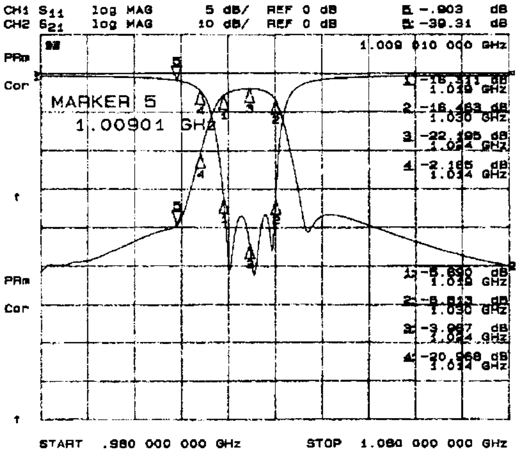


그림 15. 4단 타원함수 여파기 실측 특성

Fig. 15. Measured response of 4th order elliptic function filter.

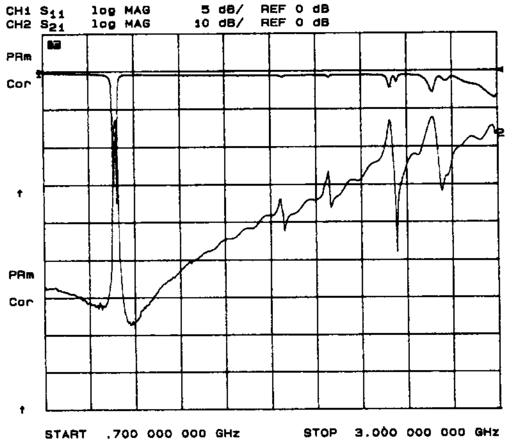


그림 16. 4단 타원 함수 여파기의 의사응답 특성

Fig. 16. Spurious response of 4th order elliptic function filter.

표 2. 8단 타원함수 여파기 설계사양(Qu=350)

Table 2. Design specifications of 8th order elliptic Bandpass filter.

항목	사양
단수 n	8
중심주파수 f_0	959 MHz
대역폭	28 MHz
리플	0.05 dB
저지대역감쇄(fc ± 5 MHz)	20 dB 이상

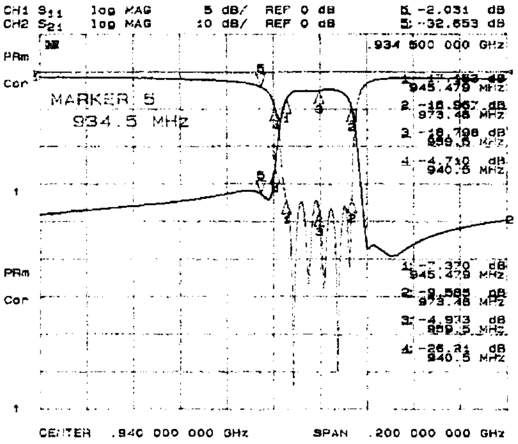


그림 17. 8단 타원 함수 여파기 실측 특성

Fig. 17. Measured response of 8th order elliptic function filter.

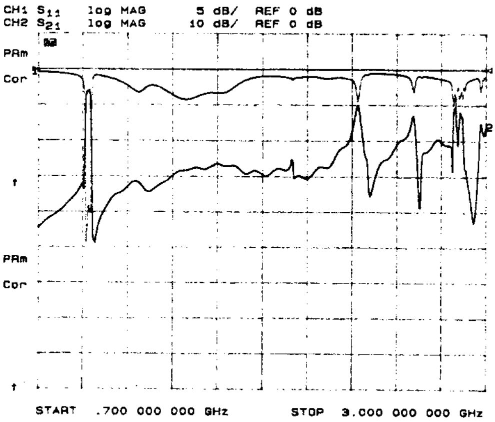


그림 18. 8단 타원 함수 여파기 의사응답특성

Fig. 18. Spurious response of 8th order elliptic function filter.

저지 대역 리플이 작아지므로 저지 대역의 감쇄 특성이 열화되지 않는 장점이 있으나 동일한 Q값을 갖는 공진기를 사용할 경우, 일반적으로 여파기의 단수가 올라갈수록 불가피하게 삽입손실 또한 올라간다는 단점이 있다. 8단 타원 함수 여파기의 실측 결과를 보면 저지 대역의 전송 영점들이 공진기의 낮은 Q값(약 350정도)의 영향으로 날카롭게 분리되지 못한 현상을 보여주는데 이는 Q값이

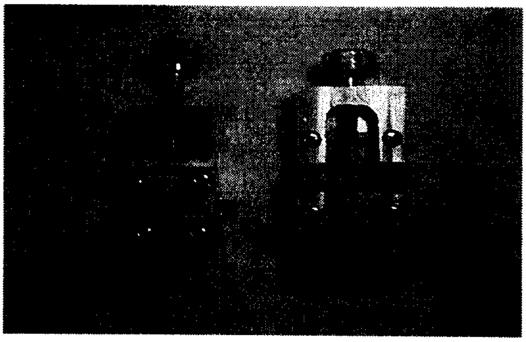


그림 19. 실험용 지그

Fig. 19. Test Jig.

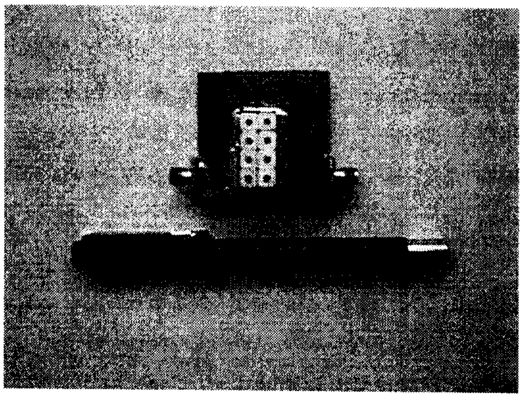


그림 20.제작된 8단 타원 함수 여파기

Fig. 20. 8th order elliptic bandpass filter.

다소 높은 동축 공진기를 사용하고 결합창을 가공할 때 공진기의 Q값이 떨어지지 않도록 정밀하게 가공하면 개선될 수 있다. 그림 20은 실험을 위해 사용된 지그를 나타내었고, 그림 21은 구현된 8단 타원 함수 여파기를 나타내었다.

V. 결 론

본 논문에서는 일반적으로 널리 사용되고 있는 저가의 소형 유전체 동축 공진기를 이용하여 타원 함수 대역통과 여파기를 구현하였다. 이로써 대형의 원통형 유전체를 사용한 타원 함수 여파기보다 여파기의 크기와 무게를 줄이고 구조를 단순하게 하여

제작과 조정을 보다 용이하게 하며 저비용 제작을 가능하게 할 수 있었다.

동축 공진기의 결합창에 의한 결합은 기본적으로 전자계 결합이나 결합창의 위치와 형태에 따라서 주로 전계 결합, 자계 결합으로 근사시킬 수 있다. 타원 함수 여파기 설계에 필요한 음의 결합량은 전자계 결합의 특성을 이용하여 결합창의 위치와 형태를 달리하거나 stripline을 이용하여 구현할 수 있는데 이 음의 결합량은 Chebyshev 여파기 구현에 필요한 양의 결합량에 비하여 그 결합량의 크기가 매우 작으므로 정밀하게 구현하여야 한다. 실제 유전체 공진기를 이용한 타원 함수 여파기 제작시 유의할 점은 안정된 ground를 확보하는 것과 정확한 교차 결합량을 조절하는 것이며 가장 중요한 것은 설계식에 의해서 계산된 교차 결합 행렬에 따른 결합량을 구현할 때, 인접 또는 비인접 공진기간에 발생하는 원하지 않는 교차 결합량을 줄이는 것이다. 이러한 유전체 동축 공진기를 이용한 타원 함수 여파기는 여파기의 소형, 경량, 저가화와 주파수 자원의 효율적 활용을 위해서 더 나은 주파수 선택도를 요구하는 다양한 이동통신기기에 유용하게 활용될 수 있으리라고 생각된다.

참 고 문 헌

[1] 김정제, 윤상원, 장익수, "세라믹 동축공진기를 이용한 타원 함수 대역 통과 여파기의 설계", 1998년도 춘계 마이크로파 및 전파 학술대회 논문집, pp. 171-174, 1998. 5. 23.

[2] Valerie Madrangeas, M.Aubourn, P.Guillon, "Analysis and Realization of L-band Dielectric Resonator Microwave Filters" *IEEE*, vol. MTT-40, no. 1, January, 1992.

[3] Hui-Wen Yao, K.A.Zaki, "Quarter Wave length Ceramic Comline Filters", *IEEE*, vol. MTT-44, no. 12, December, 1996.

[4] Chi Wang, Hui-Wen Yao, Kawthar A. Zaki and Raafat R. Mansour, "Mixed Modes Cylindrical Planar Dielectric Resonator Filters with Rectangular Enclosure", *IEEE*, vol. MTT-43, no. 12, Dec., 1995.

[5] Albert E. Williams, "A Four-Cavity Elliptic Waveguide Filter", *IEEE*, vol. MTT-18. no. 12, Dec., 1970.

[6] Ali E. Atia and Albert E. Williams, "Narrow-Bandpass Waveguide Filters," *IEEE*, vol. MTT-20, no. 4, April, 1972.

[7] Ali E. Atia and Albert E. Willams and R. W. Newcomb, "Narrow-Band Multiple-Coupled Cavity Synthesis", *IEEE*, vol. MTT-21, no. 5, September, 1974.

[8] Joseph Helszajn, *Synthesis of Lumped Element, Distributed and Planar Filters*, pp. 102-123, McGraw-Hill, 1990.

[9] Anatol. I. Zverev, *Handbook of Filter Synthesis*, pp. 107-136, John Wiley & Sons, 1967.

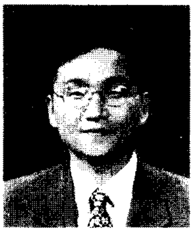
[10] Wai-Kai Chen, *Broadband Matching Network*, 2nd Ed., pp. 152-195, World Scientific, 1988.

[11] J. D. Rhodes, "A Low-Pass Prototype Network For Microwave Linear Phase Filters", *IEEE*, vol. MTT-18, June, 1970.

[12] J. D. Rhodes, *Theory of Electrical Filters*, pp 127-133, John Wiley & Sons, 1976.

[13] 장익수, 윤영철, 안달, "마이크로스트립 평행선로 파라미터의 새로운 측정방법에 관한 연구", 제25권, 2호, pp. 21-25, 1988년 2월.

김 정 제



1987년 2월: 서강대학교 전자공학과(공학사)
1990년 8월: 연세대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
1999년 2월: 서강대학교 대학원 전자공학과(공학박사)
1990년 11월~1996년 8월: 한국통신 전임연구원
[주 관심분야] 마이크로파, 밀리미터파 대역의 수동, 능동소자 및 회로

윤 상 원

1954년 11월 9일 생
1977년 2월: 서울대학교 전자공학과(공학사)
1979년 2월: 서울대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
1984년 5월: 미국 University of Texas at Austin 전기공학과(공학박사)
1984년 9월~현재: 서강대학교 전자공학과 교수
[주 관심분야] 마이크로파 및 밀리미터파 소자 및 회로 설계