

타원응답 개방 루프 공진기 필터의 소형화 및 설계 유연성에 관한 연구

A Study on Miniaturization and Design Flexibility of an Elliptic-Response Open-Loop Resonator Filter

안 창 수 · 김 영 식

Chang-Soo Ahn · Young-Sik Kim

요 약

본 논문에서는 개방 루프 공진기로 구현된 타원응답 필터의 소형화 및 결합행렬의 유사변환을 통한 설계의 유연성에 대해 연구하였다. 더불어 제안한 방법에 의하여 보다 큰 비대역폭을 갖는 필터를 제시하였다. 제안한 방법의 유효성을 확인하기 위해 개방 루프 공진기를 이용하여 중심 주파수(f_c) 2.0 GHz에서 0.04의 비대역폭(FBW)을 가지는 4차 타원응답 대역통과 필터를 설계하였다. 개방 루프 공진기의 혼합결합이 일어나는 부분의 선폭을 좁게 함으로써 구현된 두 개의 필터는 일정한 선폭을 가지는 공진기로 구현된 필터에 비해 각각 13 %와 25 %의 크기 감소 효과를 나타내었다. 또한, 요구되는 결합량을 만족시키기 위한 공진기 사이의 간격이 실현 불가능할 경우 결합행렬의 유사변환을 통하여 기존 구조와 동일한 특성을 나타내는 두 가지 다른 구조를 제시함으로써 필터 설계의 유연성을 보여주었으며 이로 인해 보다 큰 비대역폭(FBW=0.08)을 갖는 필터 설계가 가능함을 나타내었다.

Abstract

In this paper, miniaturization of an elliptic-response open-loop resonator filter and design flexibility using similarity transformation of the coupling matrix are proposed. Moreover, the filter with wider fractional bandwidth is designed by the proposed method. In order to verify the proposed method, three 4th-order elliptic-response open-loop resonator filters with a relative bandwidth of 4 % at the center frequency of 2.0 GHz are designed. One is realized with constant-width microstrip line resonator and the others are implemented with different-width microstrip line resonator. Compared with the former one, the latter have shown the size reduction of 13 % and 25 %, respectively. Since it may not be possible to implement the resonators with very narrow spacing for the required coupling coefficient, filters with two different configurations representing same response characteristic through similarity transformation of the coupling matrix are proposed. From this design flexibility, a filter with a relative bandwidth of 8 % at the center frequency of 2.0 GHz is designed with realizable design parameters.

Key words : Elliptic-Response, Open-Loop Resonator, Miniaturization, Similarity Transformation, Design Flexibility

I. 서 론

일반적인 마이크로파 필터는 하나의 통과대역과 통과대역 양 옆에 차단대역이 존재하는 특성을 갖는

다. 이러한 단일 통과대역 특성을 갖는 필터는 필터의 응답특성에 따라서 버터워스(Butterworth) 응답 필터, 체비셰프(Chebyshev) 응답 필터, 타원(Elliptic) 응답 필터 등으로 분류되며, 이러한 필터를 설계하

고려대학교 전파공학과(Department of Radio Sciences and Engineering, Korea University)

· 논문 번호 : 20040823-109

· 수정완료일자 : 2004년 11월 1일

는 방법은 여러 마이크로파 이론 및 필터 관련 문헌에 제시되어 있다^{[1],[2]}.

최근 CDMA, PCS, Bluetooth와 같은 많은 통신 서비스가 이루어짐으로써 보다 높은 선택도를 가지는 소형화된 고성능 대역통과 필터의 필요성이 대두되었다. 선택도는 전달 영점을 대역 외의 유한한 주파수 지점에 두는 그림 1과 같은 타원 응답을 가지게 함으로써 향상시킬 수 있으며, 이러한 타원응답 대역통과 필터는 마이크로스트립 이중모드 필터 또는 개방 루프 공진기를 이용하여 구현할 수 있다. 특히 동일한 타원 응답 특성을 구현하기 위해서 개방 루프 공진기를 이용함으로써 구현되는 필터 회로의 크기는 $\lambda_{g0}/4 \times \lambda_{g0}/4$ 인 반면, 이중모드 링 필터의 경우 $2\lambda_{g0}/\pi \times \lambda_{g0}/\pi$ (λ_{g0} : 중심 주파수에서의 관내 파장)의 크기로 구현되므로 개방 루프 공진기를 이용함으로써 50%의 크기 감소 효과를 얻을 수 있다^{[3],[4]}.

본 논문에서는 기존의 개방 루프 공진기의 혼합 결합이 일어나는 부분의 선폭을 좁게 함으로써 보다 작은 크기로 구현된 필터를 제안하였다. 또한 요구되는 결합량을 만족시키기 위한 공진기 사이의 간격이 실현 불가능할 경우 결합행렬의 유사변환을 이용할 수 있음을 나타내었다. 기존의 결합행렬의 유사변환^{[5]-[7]}이 필터의 결합구조를 전환하는 것에 반해, 본 논문에서는 이러한 구조의 전환없이 특정한 결합행렬의 부호만을 전환하는 유사변환을 제시하였다. 이러한 결합행렬의 유사변환을 통하여 기존 구조와 동일한 특성을 나타내는 두 가지 다른 구조를 제시함으로써 필터 설계의 유연성을 보여주었으며 이로 인해 보다 큰 비대역폭을 갖는 필터 설계가 가능함

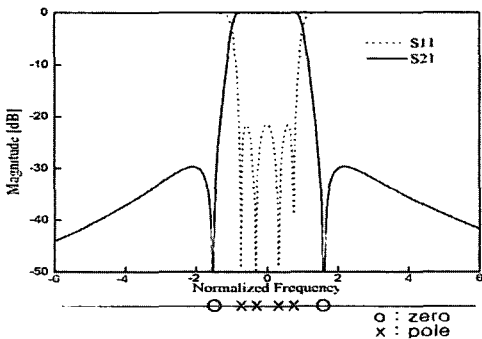


그림 1. 4차 타원응답 필터 특성
Fig. 1. 4th-order elliptic-response filter characteristic.

을 나타내었다.

II. 타원응답 개방 루프 공진기 필터의 설계 및 소형화

마이크로파 필터의 전달특성을 갖는 전달함수 $t(s)$ 는 일반적으로 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$t^2(s) = \frac{1}{1 + \epsilon^2 R^2(s)}, \quad s = j\omega \quad (1)$$

여기서, ϵ 은 통과대역의 리플(ripple) 특성을 결정하는 리플 상수이고, $R(s)$ 은 필터의 응답 특성을 결정하는 특성함수(characteristic function)이다. 특성함수에 따라서 버티워스 응답, 체비셰프 응답, 타원 응답과 같은 필터의 응답 특성이 결정된다. 본 논문에서는 그림 1과 같이 차단대역에 전달영점이 존재하여 주파수 선택도가 우수한 타원응답 특성을 갖는 필터의 설계에 대하여 다루기로 한다. 일반적으로 타원응답 필터의 경우 특성함수는 식 (2)와 같이 유리함수로 표현할 수 있다.

$$R(s) = \frac{\prod_i (s - s_{pi})}{\prod_k (s - s_{zk})} \quad (2)$$

여기서, 그림 1과 같은 응답 특성을 나타내는 필터의 폴점과 영점은 각각 다음과 같다.

$$\begin{aligned} s_{p1} &= -j0.9333, & s_{p2} &= -j0.4080, \\ s_{p3} &= +j0.4080, & s_{p4} &= +j0.9333, \\ s_{z1} &= -j1.9600, & s_{z2} &= +j1.9600 \end{aligned} \quad (3)$$

따라서 Hurwitz 다항식 조건을 만족하는 필터의 전달함수를 구하면 다음과 같다.

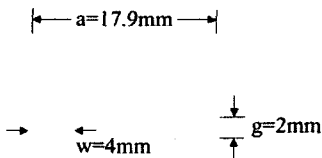
$$t(s) = \frac{1}{\epsilon} \frac{s^2 + 3.8416}{s^4 + 2.2187s^3 + 3.4987s^2 + 3.1684s + 1.6881} \quad (4)$$

전달함수로부터 필터의 회로망 파라미터인 결합행렬과 입출력 결합계수를 구하는 방법은 여러 가지가 제시되어 있으나, 참고문헌 [8]에서 제시된 방법이 비교적 용이하다. [8]에서 제시된 방법을 이용하여 식 (4)의 전달함수로부터 결합행렬 $M_{(1)}$ 과 입출력 결합계수 R 을 구하면 다음과 같다.

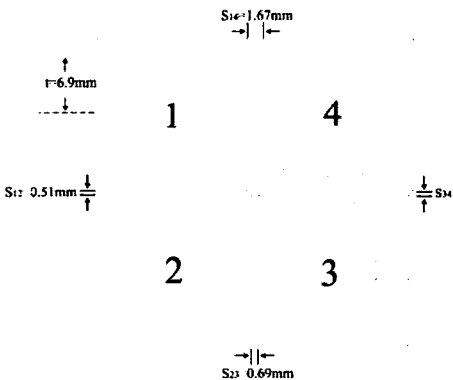
$$M_{(0)} = \begin{bmatrix} 0 & 0.8950 & 0 & -0.1973 \\ 0.8950 & 0 & 0.7918 & 0 \\ 0 & 0.7918 & 0 & 0.8950 \\ -0.1973 & 0 & 0.8950 & 0 \end{bmatrix}$$

$R = 1.1093$ (5)

이를 이용하여 중심 주파수(f_c) 2.0 GHz, 비대역폭 (FBW) 0.04를 갖는 4차 타원응답 필터를 유전율 2.5, 두께 0.635 mm의 기판 위에 그림 2(a)와 같이 선폭이 일정한 개방 루프 공진기를 이용하여 그림 2(b)의 형태로 구현하였다. 양의 결합을 갖는 $M_{(1)12} = M_{(1)21} = M_{(1)34} = M_{(1)43}$ 와 $M_{(1)23} = M_{(1)32}$ 는 각각 혼합결합(mixed coupling)과 자기결합(magnetic coupling)에 의해 구현되며, 음의 결합을 갖는 $M_{(1)14} = M_{(1)41}$ 은 전기결합(electric coupling)에 의해, 그리고 입출력 부하는 탭 급전 선로를 통하여 구현하였다^[9]. 요구되는 결합계수를 만족하기 위한 각 공진기 사이의 거리 및 탭의 위치를 알아내기 위해서 공진 기간 결합계수와 외부 양호도를 추출하는 방법^[10]을 이용하였으며, 이를 위해 상용 시뮬레이터인 IE3D를 사용하였다. 그림 3은

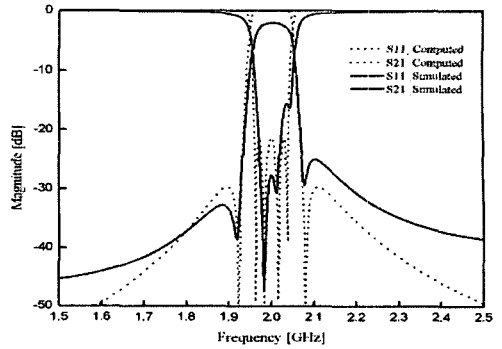


(a) 선폭이 일정한 공진기
(a) Resonator with constant-width line

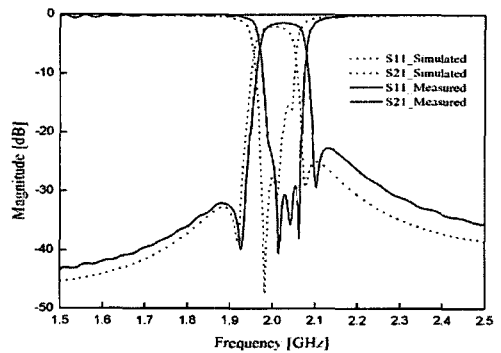


(b) 필터 구조
(b) Configuration of realized filter

그림 2. 선폭이 일정한 공진기와 필터
Fig. 2. Resonator with constant-width line and filter.



(a) 이론적인 특성과 모의실험을 통한 특성 결과
(a) Computed and simulated results



(b) 모의실험과 측정 결과
(b) Simulated and measured results

그림 3. 선폭이 일정한 필터(그림 2)의 응답 특성
(중심 주파수: 2 GHz, 비대역폭: 0.04)

Fig. 3. Response characteristic of the filter in Fig. 2.

구현한 필터의 응답 특성을 나타내고 있다. 이때 이론적인 응답 특성은 참고문헌 [11]에 제시된 식을 이용하여 계산할 수 있다. 유전체 손실, 도체 손실 및 방사 손실 등에 따른 삽입 손실(1.5 dB)의 차이를 제외하고는 이론적인 응답 특성과 측정 결과가 거의 일치하는 것을 알 수 있다.

그림 2와 같은 필터의 공진기에 있어서 혼합결합이 일어나는 부분의 선폭을 줄이면 필터 특성을 유지하면서 필터의 크기를 줄일 수 있다. 그림 4는 IE3D를 이용하여 모의실험한 공진기의 선폭(w_s) 변화에 따른 공진기의 공진 주파수의 변화를 나타낸다. 선폭 w_s 가 작아질수록 공진 주파수는 낮아짐으로 선폭이 일정한 공진기를 이용하여 구현한 필터의 크기보다 w_s 가 좁은 공진기를 이용하여 구현된 필터의 크기가 보다 작아짐을 알 수 있다. 또한 전체의

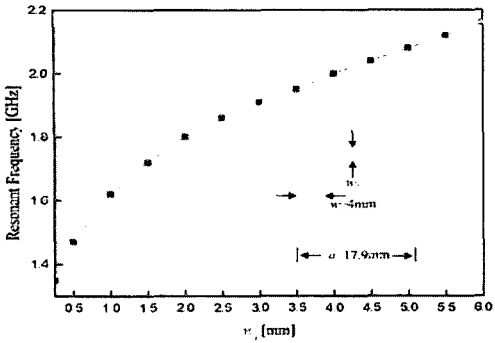


그림 4. 선폭(w_s) 변화에 따른 공진기의 공진 주파수 변화

Fig. 4. Resonant frequency for the change of w_s .

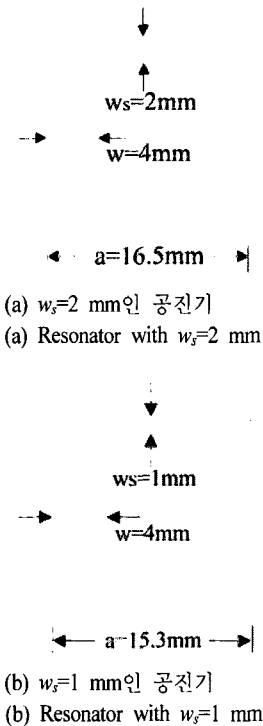
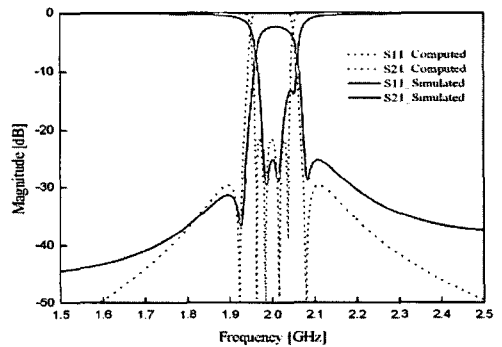


그림 5. 선폭이 다른 공진기
Fig. 5. Resonators with different-width line.

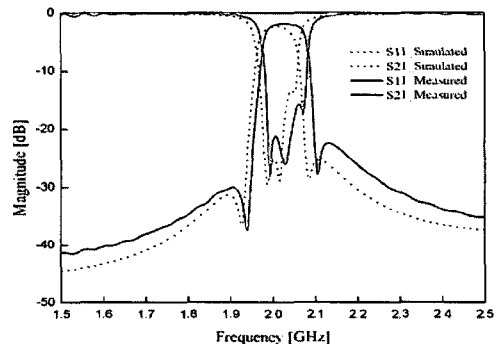
선폭을 좁게 하여 크기를 감소시킬 때 발생하게 되는 삽입손실의 증가에 비하여 w_s 만을 좁게 함으로써 그 영향을 줄일 수 있다.

삽입손실의 큰 변화 없이 크기 감소 효과를 확인하기 위하여 그림 5와 같은 서로 다른 선폭을 갖는 공진기를 이용하여 그림 2(b)의 구조와 같은 필터를 설계 및 제작하였다. 선폭이 일정한 필터의 설계에

서와 같이 식 (5)에서 주어진 결합행렬과 입력력 결합계수에 부합하는 각 공진기간의 간격과 탭의 위치를 결정할 수 있다. 그림 5(a)의 공진기로 구현한 필터는 $t=8.95$ mm, $s_{12}=s_{34}=0.86$ mm, $s_{23}=0.38$ mm, $s_{14}=1.82$ mm의 설계 파라미터를, 그림 5(b)의 공진기로 구현한 필터는 $t=9.73$ mm, $s_{12}=s_{34}=1.07$ mm, $s_{23}=0.12$ mm, $s_{14}=1.87$ mm의 설계 파라미터를 각각 가지며, 이러한 필터의 특성을 그림 6과 7에 나타내었다. 1361 mm²의 표면면적을 갖는 선폭이 일정한 필터와 비교하여 응답 특성이 거의 동일하며, 삽입손실은 각각 1.8 dB, 1.9 dB로써 약간 증가함을 알 수 있다. 그림 5(a)와 5(b)의 공진기를 이용한 필터의 경우 표면면적은 각각 $1,179$ mm²와 $1,025$ mm²로써, 선폭이 일정한 그림 2(a)의 공진기를 이용한 필터와 비



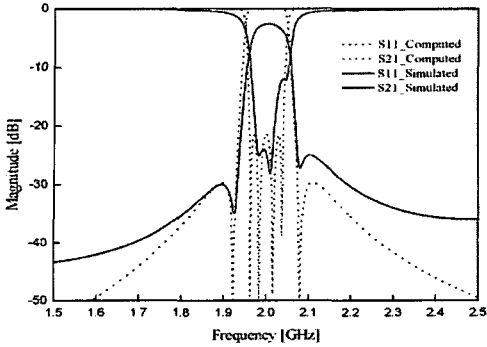
(a) 이론적인 특성과 모의실험을 통한 특성 결과
(a) Computed and simulated results



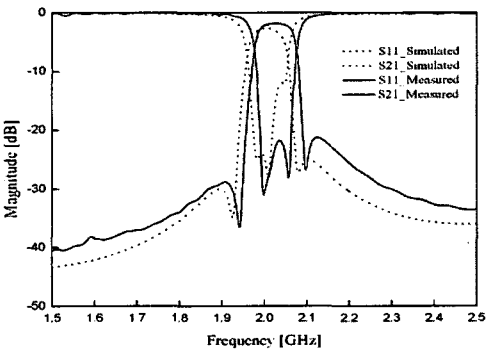
(b) 모의실험과 측정 결과
(b) Simulated and measured results

그림 6. 그림 5(a)의 공진기를 이용한 필터의 응답 특성 (중심 주파수: 2 GHz, 비대역폭: 0.04)

Fig. 6. Response characteristic of the filter with resonator in Fig. 5(a).



(a) 이론적인 특성과 모의실험을 통한 특성 결과
(a) Computed and simulated results



(b) 모의실험과 측정 결과
(b) Simulated and measured results

그림 7. 그림 5(b)의 공진기를 이용한 필터의 응답 특성 (중심 주파수: 2 GHz, 비대역폭: 0.04)

Fig. 7. Response characteristic of the filter with resonator in Fig. 5(b).

교하여 각각 13 %, 25 %의 크기 감소 효과를 나타내었다.

III. 필터 설계의 유연성

3-1 결합행렬의 유사변환을 통한 설계의 유연성

2장에서 선폭을 좁게 한 공진기를 이용함으로써 전체 필터 크기의 소형화에 관해서 논하였다. 그러나 공진기의 크기가 작아짐으로 인한 자기결합량의 감소로 인해 공진기 2와 3 사이의 거리가 실제로 구현이 어려워지는 한계를 가질 수 있음을 알 수 있다. 즉, 보다 큰 결합량을 요구하는, 다시 말해 보다 큰 비대역폭의 필터는 그림 2(b)와 같은 구조로 구현하기가 불가능하다. 이러한 문제는 결합행렬의

유사변환(similarity transformation)을 이용하여 결합량이 적어지는 공진기 부분의 결합을 이용하지 않거나, 상대적으로 적은 결합량을 요구하는 결합부분에 적은 결합량이 구현되는 부분을 이용하도록 전체 필터의 구조를 바꾸면 해결할 수 있다. 즉, 이러한 설계의 유연성은 결합행렬의 유사변환을 이용함으로써 가능하다.

기존의 행렬의 유사변환은 대칭형 정규 구조 필터의 결합행렬을 인-라인 구조 필터의 결합행렬로 전환하는 유사변환^[5], 대칭형 정규 구조 필터의 결합행렬을 비대칭형 정규 구조 필터의 결합행렬로 전환하는 유사변환^{[6],[7]}이 제시되어 있다. 본 논문에서는 이러한 구조의 전환없이 특정한 결합행렬의 부호만을 전환하는 유사변환을 제시한다.

결합행렬의 유사변환은 일반적으로 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$M_{(p+1)} = R_{(p)} \cdot M_{(p)} \cdot R_{(p)}^{-1} \quad (p = 1, 2, 3, \dots) \quad (6)$$

식 (6)의 유사변환의 $R_{(p)}$ 에 있어서 (i, i) 인자가 -1이고 나머지 인자는 단위 대각행렬(unit diagonal matrix)과 동일한 행렬로 설정하면 $M_{(p+1)}$ 의 i 번째 행과 i 번째 열의 인자는 $M_{(p)}$ 의 i 번째 행과 i 번째 열의 인자와 다른 부호를 갖게 된다. 따라서 식 (5)의 결합행렬에 식 (7)의 행렬을 이용하여 식 (6)의 유사변환을 적용하면 식 (8)과 같은 결합행렬을 얻을 수 있다.

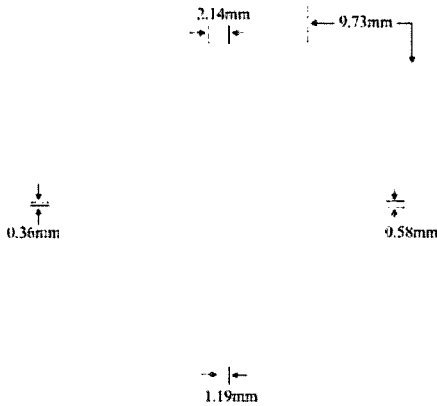
$$R_{(1)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (7a)$$

$$R_{(2)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (7b)$$

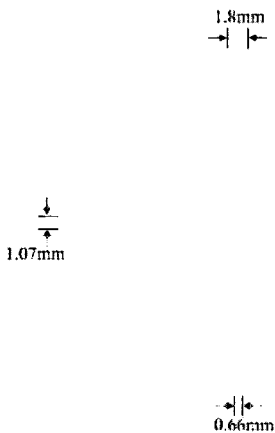
$$M_{(2)} = \begin{bmatrix} 0 & 0.8950 & 0 & 0.1973 \\ 0.8950 & 0 & 0.7918 & 0 \\ 0 & 0.7918 & 0 & -0.8950 \\ 0.1973 & 0 & -0.8950 & 0 \end{bmatrix} \quad (8a)$$

$$M_{(3)} = \begin{bmatrix} 0 & 0.8950 & 0 & 0.1973 \\ 0.8950 & 0 & -0.7918 & 0 \\ 0 & -0.7918 & 0 & 0.8950 \\ 0.1973 & 0 & 0.8950 & 0 \end{bmatrix} \quad (8b)$$

즉, 처음에 주어진 결합행렬 $M_{(1)}$ 과 유사변환을 통해 구해진 두 결합행렬 $M_{(2)}$ 와 $M_{(3)}$ 은 모두 동일한 타원응답 특성을 갖게 되며, 결합행렬 $M_{(2)}$ 와 $M_{(3)}$ 를 이용하여 구현된 필터의 구조는 그림 8과 같다. 그림 8(a)의 경우는 상대적으로 결합량이 적은 자기결합이 이루어지는 결합구조를 이용하지 않도록 구조를 변경한 것이며, 그림 8(b)의 경우는 자기결합을 상대적으로 적은 결합량을 요구하는 결합부분에 이용되도록 구조를 변경한 것이다. 다시 말해, 결합행렬 $M_{(2)}$ 에서는 음의 결합인 전기결합이 공진기 3과 4사이에서 일어나며, 나머지 양의 결합은 혼합결합이

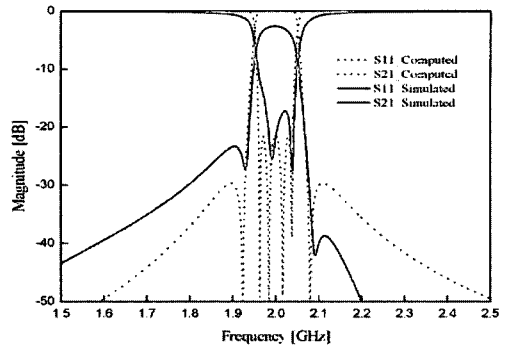


(a) 결합행렬 $M_{(2)}$ 를 이용한 구조
(a) Realized filter with the coupling matrix $M_{(2)}$

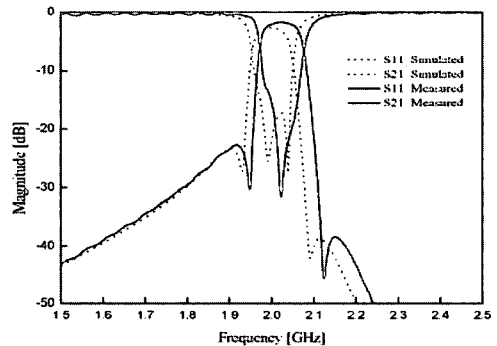


(b) 결합행렬 $M_{(3)}$ 를 이용한 구조
(b) Realized filter with the coupling matrix $M_{(3)}$

그림 8. 서로 다른 결합행렬을 이용한 동일응답 필터
Fig. 8. Configurations of filter with different coupling matrix representing same response characteristic.



(a) 이론적인 특성과 모의실험을 통한 특성 결과
(a) Computed and simulated results



(b) 모의실험과 측정 결과
(b) Simulated and measured results

그림 9. 그림 8(a) 구조를 갖는 필터의 응답 특성
(중심 주파수: 2 GHz, 비대역폭: 0.04)

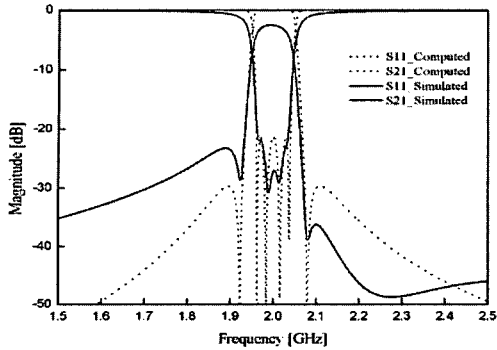
Fig. 9. Response characteristic of the filter in Fig. 8(a).

일어나는 구조로 변경한 것이다. 반면, 결합행렬 $M_{(3)}$ 에서는 음의 결합인 전기결합이 공진기 2와 3 사이에서 일어나며, 나머지 양의 결합은 혼합결합 및 자기결합에 의해 이루어지는 구조로 변경한 것이다.

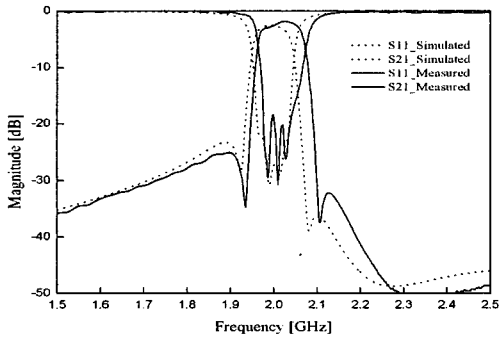
그림 9와 10은 그림 8의 구조를 갖는 필터의 응답 특성을 나타내며 그림에서 보는 바와 같이 두 구조 모두 원하는 타원응답 특성을 나타낼 수 있음을 알 수 있다.

3-2 보다 큰 비대역폭을 갖는 필터의 구현

앞 절에서 결합행렬의 유사변환을 통하여 동일 응답특성을 나타내는 필터 구조가 실제 구현이 가능한 여러 구조로 다양하게 나타날 수 있음을 보여주었다. 이러한 설계 유연성은 필터의 실제 구현이 가능한 비대역폭의 범위 확장에도 이용될 수 있다. 예



(a) 이론적인 특성과 모의실험을 통한 특성 결과
(a) Computed and simulated results



(b) 모의실험과 측정 결과
(b) Simulated and measured results

그림 10. 그림 8(b) 구조를 갖는 필터의 응답 특성 (중심 주파수: 2 GHz, 비대역폭: 0.04)

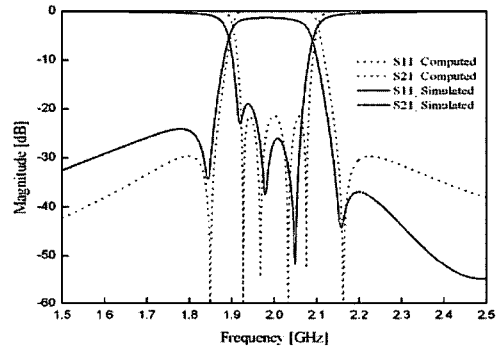
Fig. 10. Response characteristic of the filter in Fig. 8(b).

를 들면, 2장에서 그림 5(b)의 공진기를 이용하여 중심주파수 2.0 GHz, 비대역폭 0.04의 필터를 구현할 때, 공진기 2와 3사이의 거리는 0.12 mm이다. 비대역폭과 결합량의 비례관계에 따라 보다 큰 비대역폭을 갖는 필터의 구현시 공진기 사이의 보다 큰 결합이 요구되며, 이는 공진기 사이의 거리가 더 가까워져야 함을 의미한다. 따라서 원래의 구조로 보다 큰 비대역폭을 갖는 필터를 구현할 경우에는 공진기 사이의 거리가 실제로 구현 불가능하게 되는 문제가 발생한다. 그러나 결합행렬의 유사변환을 통하여 구현한 그림 8(b)와 같은 구조로 필터를 구현할 경우에는 공진기 사이의 거리가 보다 큰 비대역폭을 갖는 필터를 실제 구현할 수 있게 된다. 이를 보여주기 위하여 결합행렬 $M_{(3)}$ 를 이용하여 중심 주파수 2.0

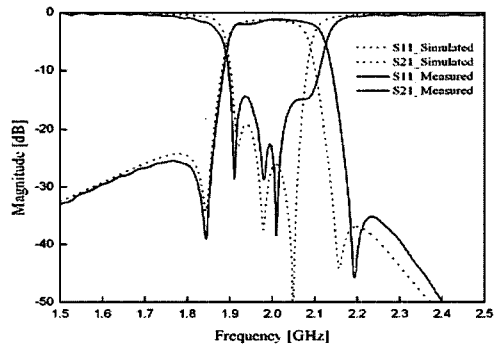
GHz, 비대역폭 0.08의 필터를 설계 및 제작하였다. 구현된 필터는 $t=11.78$ mm, $s_{12}=s_{34}=0.48$ mm, $s_{23}=0.25$ mm, $s_{14}=0.8$ mm의 구현 가능한 설계 파라미터를 가지며, 이러한 필터의 특성을 그림 11에 나타내었다. 비대역폭이 큰 필터의 경우에도 이론값과 측정값이 잘 일치하는 것을 알 수 있다.

IV. 결 론

본 논문에서는 개방 루프 공진기로 구현된 타원 응답 필터의 소형화 및 결합행렬의 유사변환을 통한 설계의 유연성에 관하여 연구하였다. 개방 루프 공진기의 혼합결합이 이루어지는 부분의 선폭을 좁게 함으로써 구현된 중심 주파수 2 GHz, 비대역폭 0.04를 갖는 4차 타원응답 필터 크기가 삽입손실의 큰



(a) 이론적인 특성과 모의실험을 통한 특성 결과
(a) Computed and simulated results



(b) 모의실험과 측정 결과
(b) Simulated and measured results

그림 11. $f_c=2$ GHz, FBW=0.08을 갖는 필터의 응답 특성

Fig. 11. Response characteristic of the filter with $f_c=2$ GHz and FBW=0.08.

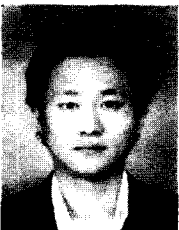
증가 없이 각각 13%와 25%로 감소됨을 알 수 있었다. 더불어 필터의 실제 구현에 있어서 결합행렬에 의해서 주어진 결합량이 문제가 될 때, 결합행렬의 유사변환을 통한 설계 방법의 유연성을 보여줌으로써 보다 다양한 구조로의 설계 방법을 제시하였다. 나아가 변환된 결합행렬을 통해 구현된 구조를 이용하여 공진기의 변경 없이 비대역폭 0.08의 필터를 구현함으로써, 제시한 결합행렬의 유사변환을 이용한 설계의 유연성을 통하여 비대역폭의 향상을 이룰 수 있음을 알 수 있다. 실제 제작된 필터의 응답 특성들은 유전체와 도체 손실 및 방사 손실 등에 따른 최대 1.9 dB의 삽입손실을 가지며, 실제 공진기 사이 결합의 주원인인 fringe field의 미세한 차이와 제작상의 오차에 의한 1% 내외의 대역폭 차이를 나타냄으로써 이론 값과 측정 값이 잘 일치함을 알 수 있다.

참 고 문 헌

[1] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd Ed. New York: Wiley, 1998.
 [2] J. A. G. Malherbe, *Microwave Transmission Line Filter*, Artech House, 1979.
 [3] J. A. Curits, S. J. Fiedziuszko, "Miniature dual mode microstrip filters", in *IEEE MTT-S, Dig.*, pp. 1203-1206, 1992.
 [4] J. S. Hong, M. J. Lancaster, "Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters", *IEEE Trans. Microwave*

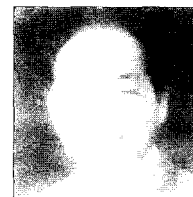
Theory Tech., vol. 44, pp. 2099-2108, Dec. 1996.
 [5] R. J. Cameron, J. D. Rhodes, "Asymmetric realizations for dual-mode bandpass filters", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 29, no. 1, pp. 51-58, Jan. 1981.
 [6] J. Lee, M. S. Uhm, I. -B. Yom and S. -P. Lee, "Coupling matrix of a 10th-order dual-mode asymmetric canonical filter", *Microwave and Optical Tech. Letter*, vol. 38, no. 2, pp. 123-125, Jul. 2003.
 [7] 엄만석, 이주섭, 염인복, 이성팔, "이중모드 비대칭 canonical 구조 필터의 합성에 관한 연구", 한국전자과학회 논문지, 14(6), pp. 599-605, 2003년 6월.
 [8] 이주섭, 엄만석, 염인복, 이성팔, "Ku 대역 위성 중계기용 입력 멀티플렉서에 관한 연구", 한국전자과학회 논문지, 14(4), pp. 393-400, 2003년 4월.
 [9] J. S. Hong, M. J. Lancaster, "Canonical microstrip filter using square open-loop resonators", *Elec. Lett.*, vol. 31, pp. 2020-2022, 1995.
 [10] J. S. Hong, M. J. Lancaster, *Microstrip Filters For RF/Microwave Applications*, New York: John Wiley & Sons, 2001.
 [11] S. Amari, "Synthesis of cross-coupled resonator filters using an analytical gradient-based optimization technique", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 48, no. 9, pp. 1559-1564, Sep. 2000.

안 창 수



2002년 8월: 고려대학교 전기전자전파공학부 (공학사)
 2003년 3월~현재: 고려대학교 전파공학과 석사과정
 [주 관심분야] 초고주파 필터 합성 및 설계, 초고주파 수동소자 설계 및 해석

김 영 식



1988년 5월: University of Massachusetts at Amherst (공학박사)
 1988년 5월~1989년 2월: University of Massachusetts at Amherst (Post Doc.)
 1978년 3월~1982년 1월: 홍익공업 대학 전자과 조교수

1989년 3월~1993년 2월: ETRI 이동통신연구단 무선기술 연구실 실장

1993년 3월~현재: 고려대학교 전파통신공학과 교수
 [주 관심분야] RF front-end system