

이중 공진기를 이용한 이중 대역 통과 필터

Dual-Band Filter Using Heterogeneous Resonators

김 경 근 · 임 영 석

Kyoungkeun Kim · Yeongseog Lim

요 약

본 논문에서는 서로 다른 공진점을 갖는 공진기들을 이용하여 이중 대역 통과 필터를 구현하였다. 서로 다른 공진점을 갖는 $\lambda_g/2$ 공진기들을 이용하여 각 공진기들의 동작 주파수가 서로의 동작 주파수에 영향을 미치지 않는 것을 이용하여 이중 대역 통과 필터를 설계하였다. 하측 통과 대역은 $\lambda_g/2$ 공진기와 $\lambda_g/4$ 공진기를 이용하였고, 상측 통과 대역은 이중 모드 공진기를 이용하여 설계하였으며, 하측 통과 대역의 공진기는 상측 통과 대역의 급전부로 동작한다. 제안된 구조는 WLAN 대역인 2.45/5.2 GHz와 2.45/5.8 GHz에서 동작하도록 설계 제작되었다.

Abstract

In this paper, the design and the fabrication of dual bandpass filter using heterogeneous resonators is presented. Each resonator would not have an effect on each resonant frequency. Two types of resonators are designed to have different fundamental resonant frequencies, one for the lower passband and the other for the upper passband. In the lower band, half and quarter wavelength resonators were used. In the upper band, a dual-mode resonator was used for adjusting bandwidth. In the upper pass band frequency, resonators of lower passband acts as the input and output. For WLAN, Proposed filters with different second passband frequencies at 2.45/5.2 GHz and 2.45/5.8 GHz are designed and fabricated.

Key words : Dual-Band, Dual-Mode, WLAN, Source/Load Coupling, Coupling Matrix, Bandpass Filter

I. 서 론

최근 무선 통신 기술에 있어서 이중 대역 통과 필터에 관한 연구가 진행되고 있다. SIR(Stepped Impedance Resonator)을 이용한 이중 대역 통과 필터의 경우, SIR의 특성을 이용하여 두 번째 통과 대역을 쉽게 결정할 수 있다는 장점이 있다^[1]. 이중 모드 사각 루프 공진기를 이용한 이중 대역 통과 필터의 경우 reference element와 perturbation element의 크기 차를 이용하여 이중 대역의 공진 주파수를 조절할 수 있다^[2]. 개방 루프 공진기에 스테브를 추가하여, 스테

브의 위치와 길이 조절을 통해 이중 대역 통과 필터를 설계하는 연구가 있다^[3]. 스테브가 추가된 개방 루프 공진기의 공진 특성과 품질 계수, 각 공진기 간의 전자기 결합을 통해 이중 대역 통과 필터를 구현한다. 하지만 공진기 간의 간격에 의해 통과 대역의 상측과 하측의 결합 계수가 결정되기 때문에 각 통과 대역의 대역폭을 독립적으로 조절하기 어렵다는 단점이 있다. 단락 또는 개방된 SIR을 이용한 이중 대역 통과 필터의 경우, 각 통과 대역의 중심 주파수에 해당하는 두 종류의 SIR을 설계하여 삽입하는 구조로 이중 대역 통과 필터의 구현이 간편하지만, 마

전남대학교 전자컴퓨터공학과(Department of Electronics and Computer Engineering, Chonnam National University)

· 논문 번호 : 20091102-127

· 교신저자 : 임영석(e-mail : limys@chonnam.ac.kr)

· 수정완료일자 : 2010년 1월 20일

참가지로 각 통과 대역의 대역폭을 조절하기 어렵다^{[4],[5]}.

본 논문에서는 서로 다른 공진점을 갖는 공진기들을 이용하여 이중 대역 통과 필터를 구현하였다. $\lambda_g/2$ 및 $\lambda_g/4$ 공진기를 이용하여 하측 통과 대역을 구현하고 이중 모드 공진기를 이용하여 상측 통과 대역을 구현하였다. 하측 대역은 Chebyshev 저역 통과 필터 프로토타입으로부터 결합 계수와 품질 계수를 이용하여 설계하였다. 상측 대역은 입출력 다중 결합 해석을 통해 이중 모드 공진기를 구현하여 설계하였으며, 하측 통과 대역의 공진기는 상측 통과 대역의 급전부로 동작한다. 각 설계 방식을 통해 상, 하측 통과 대역의 대역폭 조절이 용이하다. 논문에서 제안된 구조는 WLAN 대역인 2.45/5.2 GHz와 2.45/5.8 GHz에서 동작하도록 설계 및 제작되었다.

II. 공진 특성

그림 1은 제안된 공진기의 기본 구조이다. 반파장 공진기 3개로 구성되어 있고, 공진기 A와 공진기 B는 각각 서로 다른 공진 주파수에서 동작한다. 공진기 A는 하측 통과 대역의 중심 주파수에 해당하는 전기적 길이를 갖는 공진기이고, 공진기 B는 상측 통과 대역의 중심 주파수에 해당하는 전기적 길이를 갖는 공진기이다. T-T에서 대칭인 구조이므로 even-odd 분석을 이용하여 각 전송 선로를 ABCD 파라미터

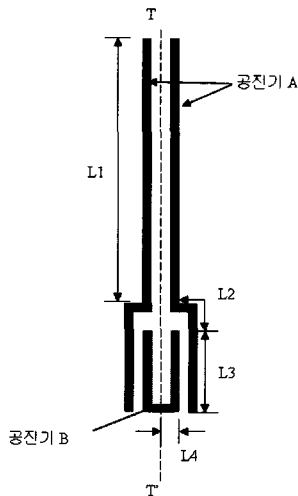
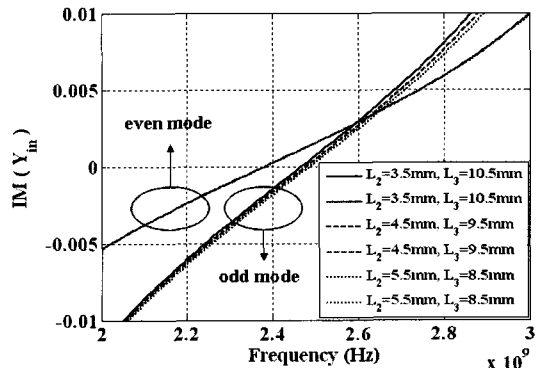
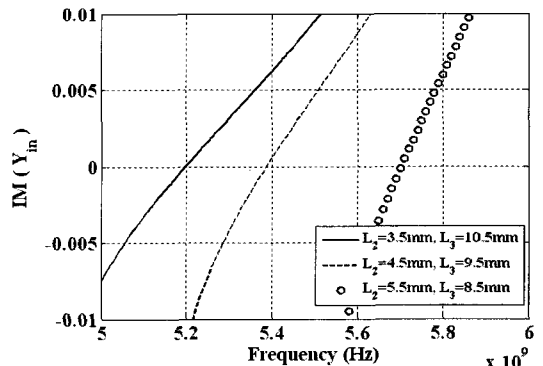


그림 1. 제안된 공진기의 기본 구조
Fig. 1. Basic structure of proposed resonators.

로 나타낼 수 있다^{[6],[7]}. 따라서 전체 회로의 ABCD 매트릭스를 통해, 입력 어드미턴스가 0이 되는 공진 조건을 구할 수 있다. 반파장 공진기 A의 길이를 고정시키고 여러 변수에 따른 공진점의 변화를 그림 2~3에 나타내었다. 그림 2는 길이 변수 L_3 를 증가시키고 상대적으로 L_2 길이를 감소시키면서 각 공진기의 공진 특성을 나타낸 것이다. 공진기 A의 공진 주파수는 변하지 않지만 공진기 B의 공진 주파수만 변함을 알 수 있다. 그림 3은 L_4 의 길이를 변화시켰을 때 공진 특성을 나타냈으며, 공진기 B의 공진 주파수만 변화됨을 알 수 있다. 따라서 공진기 A와 공진기 B는 서로의 공진 주파수에 영향을 주지 않음을 알 수 있다. 이를 이용하여 공진기 A는 하측 통과 대역

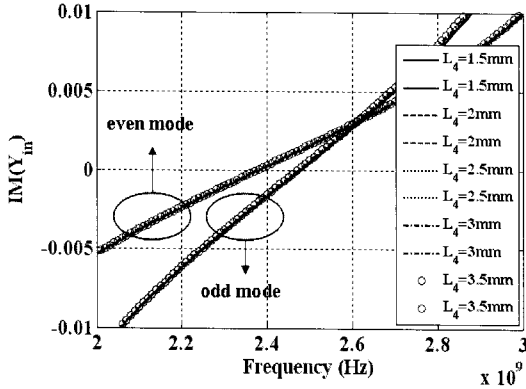


(a) L_2, L_3 길이 변화에 따른 하측 통과 대역의 공진 주파수
(a) Resonant frequencies in the lower passband with various L_2, L_3

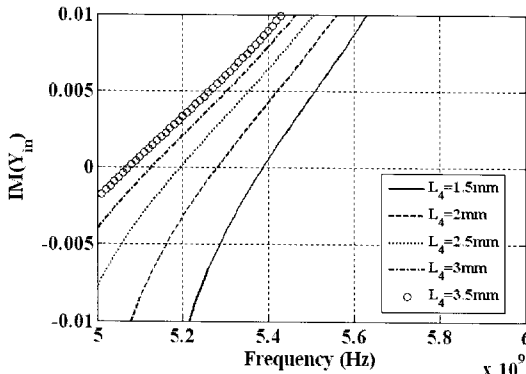


(b) L_2, L_3 길이 변화에 따른 상측 통과 대역의 공진 주파수
(b) Resonant frequencies in the upper passband with various L_2, L_3

그림 2. L_2, L_3 길이 변화에 따른 공진 주파수
Fig. 2. Resonant frequencies with various L_2, L_3 .



(a) L_4 길이 변화에 따른 하측 통과 대역의 공진 주파수
(a) Resonant frequencies in the lower passband with various L_4



(b) L_4 길이 변화에 따른 상측 통과 대역의 공진 주파수
(b) Resonant frequencies in the upper passband with various L_4

그림 3. L_4 길이 변화에 따른 공진 주파수
Fig. 3. Resonant frequencies with various L_4 .

에서 공진 특성을 나타내도록 설계하고, 공진기 B는 상측 통과 대역에서 공진 특성을 갖도록 하여 이중 대역 통과 필터를 구현할 수 있다. 상측 통과 대역에서 공진기 A는 공진기 B의 급전 선로로 이용된다.

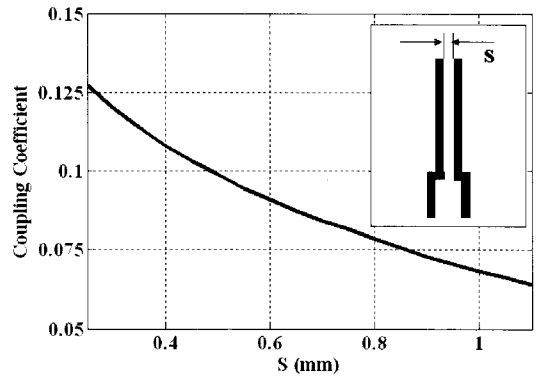
III. 하측 통과 대역 설계

공진기 A의 결합 계수와 품질 계수 Q 값을 이용하여 이중 대역 필터의 하측 통과 대역을 설계할 수 있다. 리플이 0.5 dB인 Chebyshev 저역 통과 필터 프로토타입의 상수 값은 $g_0=1, g_1=1.4029, g_2=0.7071, g_3=1.9841$ 이고, 중심 주파수 2.45 GHz에서 FBW가 0.1인 커플링 계수 M_{12} 값과 External Q 값은 다음과 같다.

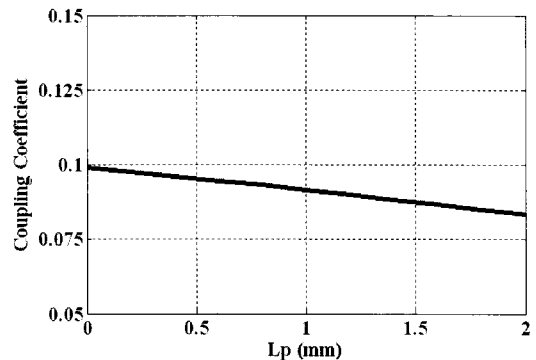
$$Q_e = \frac{g_0 g_1}{FBW} = 14.029 \quad (1)$$

$$M_{12} = \frac{FBW}{g_1 g_2} = 0.1004 \quad (2)$$

그림 4의 (a)는 공진기 A의 간격 S 에 의한 결합 계수를 보이고 있고, (b)는 공진기 A의 길이를 고정시켜 놓은 상태에서 L_1 의 길이가 줄어들고 늘어난 L_2 의 길이 L_p 의 변화에 따른 결합 계수를 나타내었다. L_p 의 길이가 길어질수록 L_1 길이가 줄어들기 때문에 결합 계수가 작아지게 된다. 따라서 간격 S 의 결합 계수가 L_p 의 결합 계수보다 크음을 알 수 있다. External Q 값을 추출하기 위해 l 는 공진기 A의 전체 길이의 중간에서부터 급전 위치 변화를 나타낸 것이다. 그림 4와 5를 통해 원하는 결합 계수 값을 가지는 간격 S 와 External Q 값을 갖는 급전점 l 를 구하여 2차



(a) 간격 S 에 따른 결합 계수
(a) Coupling coefficient with separation S between the resonators



(b) L_p 에 따른 결합 계수
(b) Coupling coefficient with L_p length

그림 4. 결합 계수
Fig. 4. Coupling coefficients.

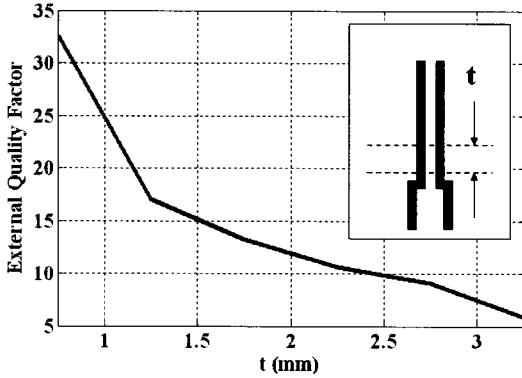


그림 5. 품질 계수
Fig. 5. External quality factor.

대역 통과 필터를 설계할 수 있다.

IV. 상측 통과 대역 설계

상측 통과 대역의 대역폭 조절과 향상된 저지대역 특성을 위하여 공진기 B를 그림 6(a)와 같은 이중 모드 공진기로 대체하였다. 이중 모드 공진기는 일반적인 반파장 공진기에 개방 스테브를 추가하여 설계할 수 있다^{[8],[9]}. 그림 6(b)는 입출력과 공진기 간의 다중 결합 구조를 나타낸 것이다. 공진기 1은 대칭면 T-T'에 전기벽이 있는 odd 모드 공진을, 공진기 2는 대칭면 T-T'에 자기벽이 있는 even 모드 공진을 나타낸다. 입출력 다중 결합 회로망의 특성 방정식은 다음과 같은 행렬 방정식으로 나타낼 수 있다^{[10],[11]}.

$$[-jR + w'[W] + M] = [A][I] = -j[e] \quad (3)$$

여기서 $M(N+2, N+2)$ 은 상호 결합 계수 행렬이고, 구현하고자 하는 이중 모드 공진기의 필터 구조에 따른 형태는 식 (4)와 같다. 상호 결합 계수 행렬 M 의 주대각성분의 M_{11} 과 M_{22} 는 영이 아닌 값을 갖게 되는데, 이는 그림 6(b)에서 보인 것처럼 서로 다른 공진 주파수를 갖는 공진기들에 의한 것이다. 또한 각 공진기 간의 커플링이 없기 때문에 M_{12} 와 M_{21} 값은 0이 된다.

$$M = \begin{bmatrix} 0 & M_{S1} & M_{S2} & 0 \\ M_{S1} & M_{11} & 0 & M_{1L} \\ M_{S2} & 0 & M_{22} & M_{2L} \\ 0 & M_{1L} & M_{2L} & 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

행렬 $R(N+2, N+2)$ 과 $W(N+2, N+2)$ 는 다음과 같다.

$$R = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$W = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

ω' 은 저역 통과 프로토타입 주파수이며, 실제 주파수 ω 와는 다음과 같은 관계가 있다.

$$\omega' = \omega_0 / \Delta\omega (w/w_0 - w_0/w) \quad (7)$$

여기서 ω_0 는 필터의 중심 주파수이고, $\Delta\omega$ 는 대역폭이다. 입출력 종단 저항이 1인 전체 회로망으로부터 S_{11} 과 S_{21} 은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$S_{11} = 1 + 2j[A^{-1}]_{1,1} \quad (8)$$

$$S_{21} = -2j[A^{-1}]_{N+2,1} \quad (9)$$

그림 6과 같은 구조에서 식 (4)의 상호 결합 계수 행렬 M 에 따른 저역 통과 프로토타입의 전송 영점 Ω 와 주파수 스케일링된 even, odd 모드 공진 주파수는 다음과 같다.

$$\Omega = \frac{(M_{11}M_{S2}^2 - M_{22}M_{S1}^2)}{(M_{S1}^2 - M_{S2}^2)} \quad (10)$$

$$f_{odd} = f_0 \left(1 - \frac{M_{11} \times \Delta f}{4f_0} \right) \quad (11)$$

$$f_{even} = f_0 \left(1 - \frac{M_{22} \times \Delta f}{4f_0} \right) \quad (12)$$

여기서 f_0 는 중심 주파수이고, Δf 는 대역폭이다. 그림 6(b)에서처럼 이중 모드 공진기의 $M_{S1} = -M_{1L}$ 이고, $M_{S2} = M_{2L}$ 이며, odd 모드와 급전 선로와의 결합 세기가 even 모드와 급전 선로와의 결합보다 항상 크기 때문에 $M_{S1} > M_{S2}$ 이다. 상호 결합 계수 행렬의 M_{11}

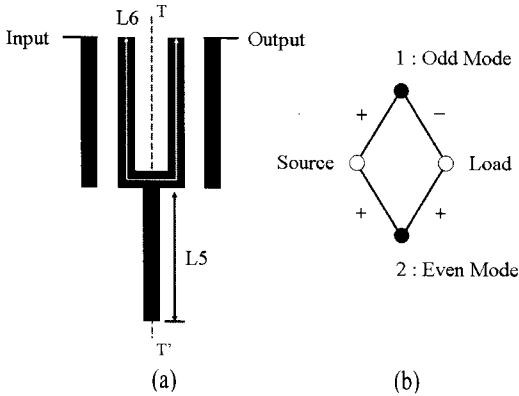


그림 6. (a)이중 모드 필터 구조, (b) 결합 구조
 Fig. 6. (a) Structure of dual-mode filter, (b) coupling scheme.

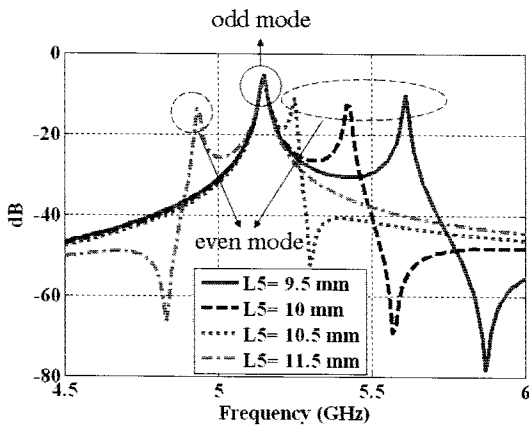


그림 7. 개방 스텐브 L_5 길이에 따른 동작 주파수
 Fig. 7. Operating frequencies with open stub length L_5 .

>0 , $M_{22}<0$ 이면, 전송 영점 Ω 는 0보다 크며 전송 영점은 통과 대역의 상측부에 위치하게 된다. $M_{11}<0$, $M_{22}>0$ 이면, 전송 영점 Ω 는 0보다 작고 전송 영점은 통과 대역의 하측부에 위치하게 된다.

그림 6(a)의 이중 모드 공진기의 경우 L_6 의 길이에 의해 odd 모드 공진점이 결정되고, L_5 의 길이에 의해 even 모드의 공진점이 결정되게 된다. 그림 7에 개방 스텐브 L_5 에 의한 이중 모드 공진기의 동작 주파수를 나타내었다. odd 모드 공진 주파수의 $\lambda_g/2$ 에 해당하는 L_6 의 길이를 결정하여 고정시키고, L_5 의 길이의 변화에 따른 특성 변화를 보인 것이다. 그림 7에서 볼 수 있듯이 개방 스텐브 L_5 의 길이의 변화에 따라 even 모드 공진 주파수는 변하지만 odd 모드 공진 주파수는 변하지 않음을 알 수 있다. 또한 L_5 의 길이

가 길어질수록 even 모드 공진 주파수는 낮아지고 하나의 전송 영점이 발생하는 것을 알 수 있다. 따라서 이중 모드 공진기를 이용한 필터 설계 시 중심 주파수와 대역폭을 결정한 후, odd 모드 공진 주파수의 $\lambda_g/2$ 에 해당하는 길이를 추출한다. 다음으로 결합 선로 급전 방식을 통한 결합 선로의 길이와 폭, 간격과 even 모드 공진 주파수에 해당하는 개방 스텐브의 길이를 추출하여 원하는 대역폭을 갖는 필터를 설계할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 상측 대역의 중심 주파수 5.2 GHz에서 대역폭 5 %를 갖는 필터 I과 5.8 GHz에서 대역폭 2.5 %를 갖는 필터 II를 설계 및 제작하였다.

V. 이중 대역 통과 필터의 설계 및 제작

상측 통과 대역의 주파수가 다른 두 개의 이중 대역 통과 필터를 제안하였다. 필터 I은 2.45/5.2 GHz를 통과 대역으로 설계하였으며, 상측 통과 대역은 상호 결합 계수 행렬 M_1 을 통해 설계하였고 대역폭은 5 %이다. 필터 II는 2.45/5.8 GHz를 통과 대역으로 하고, 필터 I의 반파장 공진기를 via를 이용하여 단락시킨 $\lambda_g/4$ 공진기로 대체하여 구현하였다. 또한 상호 결합 계수 행렬 M_2 를 통해 상측 통과 대역을 설계하였고 대역폭은 2.5 %이다. HFSS를 이용하여 모의실험을 하였으며, 유전율 2.4, 두께 0.79 mm의 테프론 기판을 사용하였다.

5-1 필터 I

그림 8에 필터 I의 구조와 구조 변수를 나타내었고, 구조 변수 값은 표 1에 정리하였다. 상측 통과 대역의 이중 모드 공진기는 통과 대역의 하측에 전송 영점이 위치하도록 설계하였다. 이에 따른 상호 결합 계수 행렬 M_1 은 다음과 같다. 통과 대역 내 반사 손실은 20 dB이며, 정규화된 전송 영점 Ω 는 -3.5이다.

$$M_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1.0743 & 0.6544 & 0 \\ 1.0743 & -1.4991 & 0 & -1.0743 \\ 0.6544 & 0 & 1.6450 & 0.6544 \\ 0 & -1.0743 & 0.6544 & 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

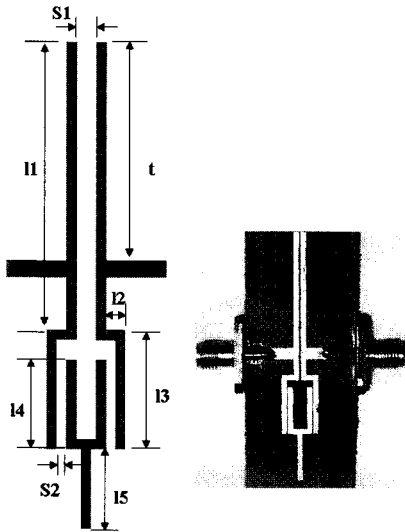


그림 8. 필터 I의 구조
Fig. 8. Structure of filter I.

표 1. 필터 I의 구조 변수와 값
Table 1. Geometry values of the proposed filter I.

구조 변수	값	구조 변수	값
l_1	29 mm	t	24 mm
l_2	2.5 mm	S_1	0.5 mm
l_3	11 mm	S_2	0.25 mm
l_4	9.5 mm	선 폭	1 mm
l_5	11 mm	급전 선 폭	2.2 mm

상호 결합 계수 행렬 M_1 은 $M_{11} < 0, M_{22} > 0$ 이므로 전송 영점은 통과 대역의 하측부에 위치하고 odd 모드의 공진 주파수가 even 모드의 공진 주파수보다 높다. 그림 9(a)는 상호 결합 계수 행렬 M_1 에 따른 정규화된 주파수 응답을 나타낸 것이다. 주파수 스케일링을 통해 실제 구현하고자 하는 중심 주파수 5.2 GHz와 대역폭 5%를 갖는 주파수 응답을 그림 9(b)에 나타내었고, 이는 그림 7에서 보인 것처럼 이중 모드 공진기의 odd 모드 공진 주파수를 결정한 후 even 모드 공진 주파수를 결정함으로써 구현할 수 있다. 식 (11)~(13)에 의한 odd 모드 공진 주파수와 even 모드 공진 주파수가 일치함을 알 수 있다. 따라서 필터 설계시 먼저 상측 대역의 이중 모드 공진기를 먼저 설계한 후 이중 모드 공진기의 급전을 위한 S_2, l_4 를 결정한다. 다음으로 하측 대역 공진기의 중심 주파수에 따른 l_1, l_2, l_3 를 결정하는데 공진기 A

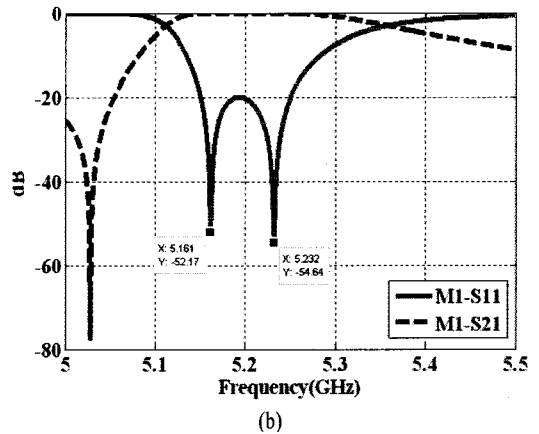
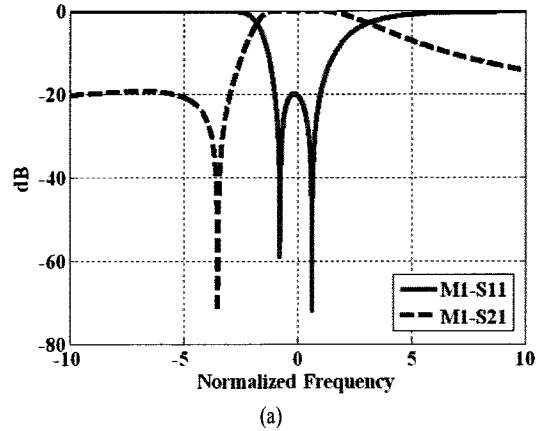


그림 9. 상호 결합 계수 행렬 M_1 에 대한 (a) 정규화된 주파수 응답과 (b) 스케일링된 주파수 응답
Fig. 9. (a) Normalized frequency responses and (b) scaling frequency responses according to coupling matrix M_1 .

의 간격 S_1 을 중심으로 l_1, l_2, l_3 를 조절하여 요구하는 결합 계수에 해당하는 구조 변수들을 결정한다. 그림 10에 모의실험 결과와 측정 결과를 비교하여 나타내었다. 측정 결과, 삽입 손실은 2.45 GHz에서 1.87 dB이고, 5.2 GHz에서는 1.36 dB이다. 하측 통과 대역폭은 2.3~2.6 GHz이고, 상측 통과 대역폭은 5.02~5.46 GHz이다.

5-2 필터 II

그림 11에 필터 II의 구조와 구조 변수를 나타내었고, 구조 변수 값은 표 2에 정리하였다. 필터 II는 상측 통과 대역의 중심 주파수를 5.8 GHz로 설정하였고, 이중 모드 공진기는 통과 대역의 상측에 전송

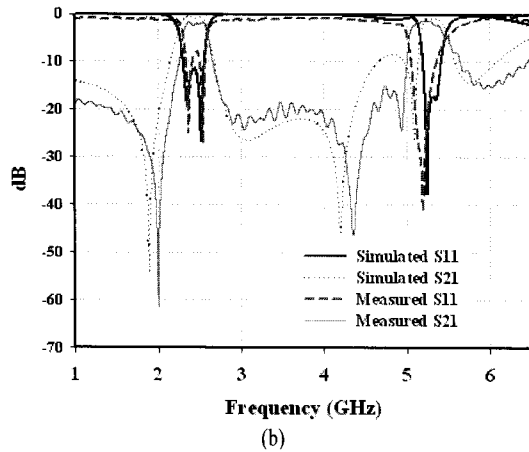
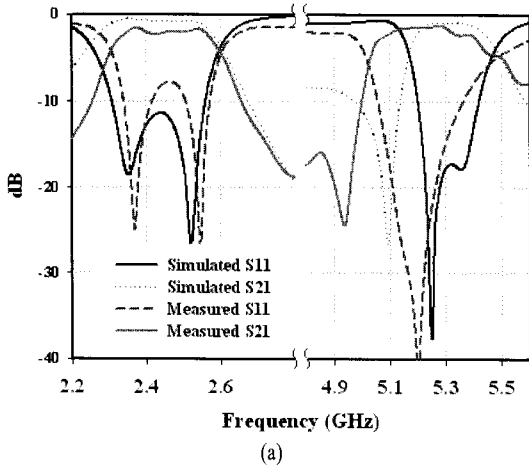


그림 10. 필터 I의 (a) 통과 대역과 (b) 차단 대역 주파수 응답

Fig. 10. (a) Passband and (b) out-of-band frequency responses of the filter I.

표 2. 필터 II의 구조 변수와 값

Table 2. Geometry values of the proposed filter II.

구조 변수	값	구조 변수	값
l_1	7 mm	t	1.2 mm
l_2	2.5 mm	S_1	0.6 mm
l_3	11 mm	S_2	0.2 mm
l_4	7.8 mm	선 폭	1 mm
l_5	8.2 mm	급전 선 폭	2.2 mm

영점이 발생하도록 설계 및 제작하였다. 이에 따른 상호 결합 계수 행렬 M_2 는 다음과 같다. 통과 대역 내 반사 손실은 20 dB이며, 정규화된 전송 영점 Ω 는 3.35이다.

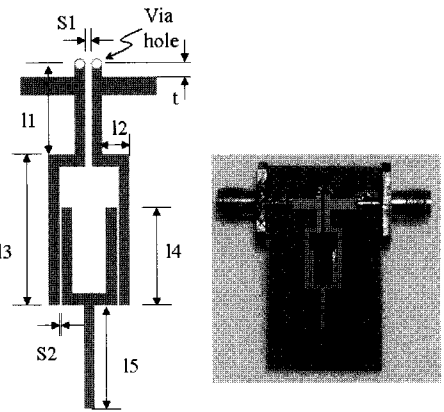


그림 11. 필터 II의 구조

Fig. 11. Structure of filter II.

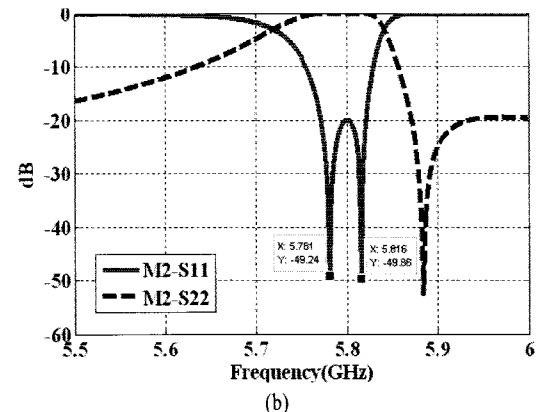
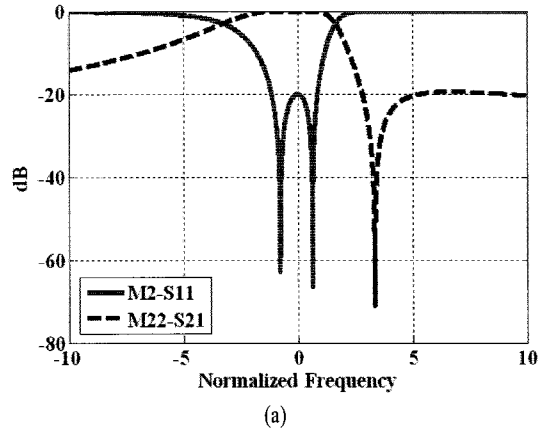
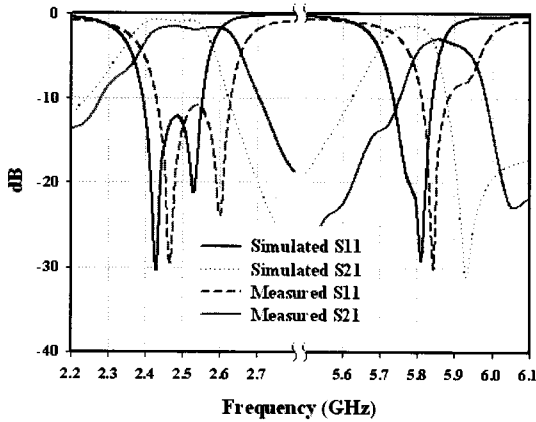
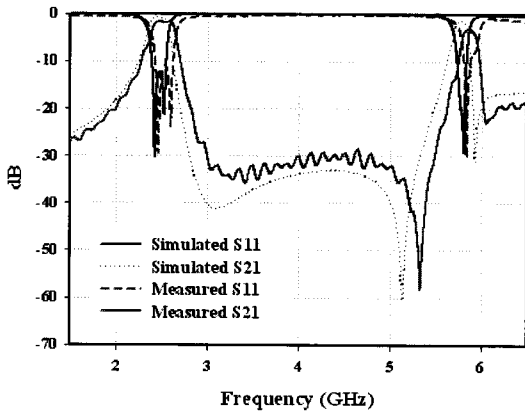


그림 12. 상호 결합 계수 행렬 M_2 에 대한 (a) 정규화된 주파수 응답과 (b) 스케일링된 주파수 응답

Fig. 12. (a) Normalized frequency responses and (b) scaling frequency responses according to coupling matrix M_2 .



(a)



(b)

그림 13. 필터 II의 (a) 통과 대역과 (b) 차단 대역 주파수 응답

Fig. 13. (a) Passband and (b) out-of-band frequency responses of the filter II.

$$M_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1.0743 & 0.6544 & 0 \\ 1.0743 & 1.6450 & 0 & -1.0743 \\ 0.6544 & 0 & -1.4991 & 0.6544 \\ 0 & -1.0743 & 0.6544 & 0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

상호 결합 계수 행렬 M_2 는 $M_{11} > 0$, $M_{22} < 0$ 이기 때문에 전송 영점은 통과 대역의 상측부에 위치하며, even 모드 공진 주파수가 odd 모드 공진 주파수보다 높다. 그림 12(a)에 상호 결합 계수 행렬 M_2 에 따른 정규화된 주파수 응답을 나타내었다. 주파수 스케일링을 통해 실제 구현하고자 하는 중심 주파수 5.8 GHz와 대역폭 2.5 %를 갖는 주파수 응답을 그림 12 (b)에 나타내었다. $\lambda_g/4$ 공진기에 사용된 via의 직경

은 0.8 mm이다. 그림 13에 모의실험 결과와 측정 결과를 비교하여 나타내었다. 측정 결과 삽입 손실은 2.45 GHz에서 1.57 dB이고, 5.825 GHz에서 3 dB이다. 하측 통과 대역폭은 2.4~2.65 GHz이고, 상측 통과 대역폭은 5.78~5.95 GHz이다. 하측 통과 대역에 비해 상측 통과 대역에서 측정 결과가 모의실험 결과보다 상향 이동되었다. 이는 제작 시 발생하는 작은 오차가 하측 통과 대역 주파수보다 상대적으로 높은 상측 통과 대역에서 주파수 특성에 크게 영향을 미치기 때문이다.

VI. 결 론

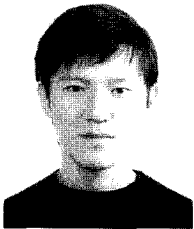
본 논문에서는 서로 다른 공진점을 갖는 공진기들을 이용하여 이중 대역 통과 필터를 제안하였다. 기존의 이중 대역 통과 필터의 경우, SIR 구조를 이용하여 두 번째 통과 대역을 쉽게 결정할 수 있으나, 각 통과 대역의 대역폭을 독립적으로 조절하기는 어렵다. 따라서 본 논문에서는 $\lambda_g/2$ 및 $\lambda_g/4$ 공진기를 이용하여 하측 통과 대역을 구현하고 이중 모드 공진기를 사용하여 상측 통과 대역의 중심 주파수 결정과 차단 특성, 대역폭 조절이 용이하도록 하였다. Even-odd 분석을 통해서 각 공진기들이 서로의 동작 주파수에 영향을 끼치지 않음을 확인하였고, 하측 통과 대역의 공진기는 상측 통과 대역에서 급전 선로로 동작한다. 또한 입출력 다중 결합 분석으로부터 이중 모드 공진기의 특성을 이용하여 상측 통과 대역의 상, 하측부에 자유롭게 전송 영점이 위치하여 필터의 차단 특성을 향상시키고 대역폭 조절을 가능하게 하였다.

참 고 문 헌

- [1] S. F. Chang, Y. H. Jeng, and J. L. Chen, "Dual-band step-impedance bandpass filter for multimode wireless LANs", *Electronics Letters*, vol. 40, no. 1, pp. 38-39, Jan. 2004.
- [2] 전미화, 김은미, 김동일, 전중성, 김민정, "무선 LAN용 이중 대역 통과 필터의 설계에 관한 연구", *한국항해항만학회지*, 32(6), pp. 481-487, 2008년 6월.
- [3] P. Mondal, M. K. Mandal, "Design of dual-band ba-

- ndpass filters using stub-loaded open loop resonators", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 56, no. 1, pp. 150-155, Jan. 2008.
- [4] P. K. Singh, S. Basu, and Y. H. Wang, "Miniature dual-Band filter using quarter wavelength stepped impedance resonators", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, no. 2, pp. 88-90, Feb. 2008.
- [5] Y. M. Chen, S. F. Chang, C. C. Chang, and C. Y. Chou, "A dual-band bandpass filter by interleaving heterogeneous stepped-impedance resonators", *Proceedings of the 37th European Microwave Conference*, Munich, Germany, pp. 854-857, Oct. 2007.
- [6] M. Makimoto, S. Yamashita, *Microwave Resonators and Filters for Wireless Communications*, in *Springer Series in Advanced Micro-Electronics*, New York, Springer, 2001.
- [7] J. S. Hong, M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, New York, Wiley, 2001.
- [8] X. Y. Zhang, J. X. Chen, Q. Xue, and S. M. Li, "Dual-band bandpass filter using stub-loaded resonators", *IEEE Microwave and Wireless Components Letter*, vol. 17, no. 8, pp. 583-585, Aug. 2007.
- [9] C. K. Liao, P. L. Chi, and C. Y. Chang, "Microstrip realization of generalized Chebyshev filters with box-like coupling schemes", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 55, no. 1, pp. 147-153, Jan. 2007.
- [10] S. Amari, U. Rosenberg, and J. Bornemann, "Adaptive synthesis and design of resonator filters with source/load-multiresonator coupling", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, no. 8, pp. 1969-1978, Aug. 2002.
- [11] U. Rosenberg, S. Amari, "Novel coupling schemes for microwave resonator filters", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, no. 12, pp. 2896-2902, Dec. 2002.

김 경 근



RF 소자 설계

2005년 2월: 전남대학교 정보통신
공학부 전자공학전공 (공학사)
2007년 8월: 전남대학교 전자정보통신
공학과 (공학석사)
2007년 9월~현재: 전남대학교 전자
컴퓨터공학과 박사과정
[주 관심분야] 전자파 수치 해석,

임 영 석



1980년 2월: 서울대학교 전자공학
과 (공학사)
1982년 2월: 서울대학교 전자공학
과 (공학석사)
1989년 2월: 전북대학교 전자공학
과 (공학박사)
1984년 9월~현재: 전남대학교 전자
컴퓨터공학부 교수
[주 관심분야] 전자파 수치 해석, 초고주파 회로 설계 및
해석, RF 소자 설계, 안테나