

스텝 Perturbation의 영향에 따른 주기적 스텝 임피던스 링 공진기의 해석 및 이중 모드 대역 통과 필터의 적용

Analysis of Periodic Stepped Impedance Ring Resonator by the Effect of Step Perturbation and Application of Dual-Mode Bandpass Filter

이주갑 · 이우성 · 류재종 · 문연관 · 김하철* · 최현철

Ju-Gab Lee · Wu-Seong Lee · Jae-Jong Ryu · Yeon-Kwan Moon ·
Ha-Chul Kim* · Hyun-Chul Choi

요 약

스텝 임피던스 비를 조정한 스텝 perturbation을 가지는 주기적 스텝 임피던스 링 공진기를 이용하여 이중 모드 대역 통과 필터를 설계하였다. 주기적 스텝 임피던스 링 공진기는 특성 임피던스의 비를 변경함으로써 크기 감소와 2차 하모닉 억압 효과를 얻을 수 있다. 이중 모드의 발생을 위한 perturbation 또한 특성 임피던스의 비로 쉽게 조정하였으며, 그 영향에 따른 이중 모드 공진 주파수 및 감쇄 극 주파수의 변화를 분석하였다. 입출력 결합은 칩 커패시터를 사용하였으며, 결합 커패시턴스와 스텝 perturbation의 영향에 따른 중심 주파수의 변화 또한 고려되었다. 그 결과로부터 14×14 mm² 크기 내에서 서로 다른 감쇄 극과 대역폭을 가지는 두 종류의 2 GHz 이중 모드 대역 통과 필터들을 제작하였다. 제안된 대역 통과 필터들의 측정 결과는 계산된 예상과 매우 유사함을 보였으며 각각 2.52, 0.52 dB의 삽입 손실과 4.03, 15.02 %의 3 dB 대역폭을 가진다.

Abstract

Dual-mode bandpass filter was designed by using periodic stepped impedance ring resonator with step perturbation. The periodic stepped impedance ring resonator has the effects of size reduction and 2nd harmonic suppression by changing characteristic impedance ratio. The perturbation for dual-mode generation was also easily controlled by characteristic impedance ratio, and the variation of dual-mode resonant frequencies and attenuation pole frequencies were analyzed by the effect of step perturbation. Chip capacitors were used for input/output coupling, and the variation of center frequency by the coupling capacitance and step perturbation was also considered. From the results, two types of 2 GHz dual-mode bandpass filter were fabricated in size of 14×14 mm², those have different attenuation poles and bandwidths. The measured results of proposed bandpass filters showed a good agreement with the calculated estimations, and those have insertion loss of 2.52, 0.52 dB and 3 dB bandwidth of 4.03, 15.02 %, respectively.

Key words : Periodic Stepped Impedance Ring Resonator, Dual-Mode Bandpass Filter, Step Perturbation

I. 서 론

대역 통과 필터는 RF 및 마이크로파 통신 시스템에서 원하는 신호를 왜곡 없이 통과시키기 위한 매

우 중요한 회로로서 삽입 손실, 크기, 차단 특성, 하모닉 억압 특성 등을 향상시키기 위한 많은 연구가 수행되어지고 있다. 특히 링 공진기를 이용한 이중 모드 대역 통과 필터는 작은 손실 및 크기, 간단한

경북대학교 전자전기컴퓨터학부(School of Electronic and Electrical Engineering and Computer Science, Kyungpook National University)

*한국해군사관학교 정보통신공학과(Department of Information and Communication Engineering, Korea Naval Academy)

· 논문 번호 : 20070419-048

· 수정완료일자 : 2007년 6월 13일

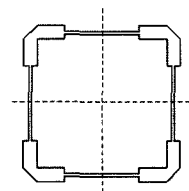
설계, 높은 선택성 등의 측면에서 장점을 가지므로 여러 가지 형태의 구조에 대한 특성이 발표되고 있다. 이러한 대역 통과 필터들은 일반적으로 하나의 링 공진기 내에서 입출력이 90°의 위상차를 가지는 직교급전(orthogonal feeding)과 perturbation을 추가하여 두 개의 축퇴 모드를 발생시키는 원리를 사용하고 있으며^[1], 최근 새로운 형태의 perturbation 방식을 사용하여 크기가 감소된 대역 통과 필터에 대한 연구도 진행되었다^[2]. Perturbation은 패치(patch), 노치(notch), 갭(gap), 칩 커패시턴스 등의 불연속을 이용하거나 임피던스의 비를 제어하여 구현할 수 있으나^{[3],[4]}, 불연속을 이용한 perturbation은 보다 정확한 해석이 요구된다^[5]. 입출력 결합(input/output coupling)은 일반적으로 평행한 결합 선로(parallel coupled line)를 사용하는데, 삽입 손실이 증가하므로 이의 효율을 높이기 위한 여러 방안들이 제시되었다^{[6],[7]}. 또한 칩 커패시터를 이용한 방법도 제안되고 있지만, 필터의 설계 파라미터로부터 정확한 소자 값의 구현이 어려운 단점이 있다^[8].

본 논문에서는 주기적 스텝 임피던스 링 공진기에 스텝 perturbation 방식을 적용하여 대역 통과 필터를 구현하였다. 스텝 임피던스 공진기는 균일한 공진기에 비해 짧은 전기적 길이를 가지며, 하모닉 공진 주파수를 쉽게 제어할 수 있다는 장점이 있으므로 필터 분야에서 그 활용도가 높아지고 있다^{[4],[9],[10]}. 먼저 공진기의 공진 특성을 조사하기 위하여 전송선 이론과 even/odd 모드 해석 방법을 사용하여 특성 임피던스의 비에 따른 공진 주파수와 하모닉 주파수의 변화를 분석하였다. 이중 모드의 발생을 위한 perturbation 또한 특성 임피던스의 비를 변화시켜 조정하였으며, 이 방식은 참고문헌 [4]에도 제시된 바 있으나 perturbation의 영향에 따른 분석이 불충분하였다. 그러므로 특성 임피던스 비에 따른 이중 모드 공진 주파수와 감쇄 극(attenuation pole) 주파수의 변화를 분석하였다. 또한, 입출력 결합 커패시턴스에 의해 필터의 중심 주파수가 변화하므로, 필터의 공진 주파수와 중심 주파수의 비를 분석하여 정확한 필터 설계를 위한 파라미터로 활용하였다. 제안된 필터의 간단한 실험적 검증을 위해 입출력 결합은 칩 커패시터를 사용하였으며, 두 종류의 대역 통과 필터를 설계 및 제작하여 비교하였다.

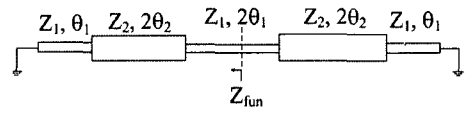
II. 주기적 스텝 임피던스 링 공진기

주기적 스텝을 가지는 링 공진기의 구조와 기본(fundamental) 공진 모드 및 2차 하모닉 공진 모드에서의 등가 모델을 그림 1에 나타내었다. $Z_{1,2}$ 는 각각 고(high) 임피던스와 저(low) 임피던스 선로의 특성 임피던스를 나타내며, $\theta_{1,2}$ 는 각 스텝 선로의 전기적 길이의 절반에 해당한다. 대칭 구조이므로 전송선 이론과 even/odd 모드 해석 방법을 사용하여 공진 조건을 구할 수 있다^[9]. 도체 및 유전체의 손실은 공진 조건에 영향을 주지 않으므로 본 논문에서는 이를 무시하였다. 또한, 스텝 접합(step junction)에 의한 기생 성분은 참고문헌 [11]로부터 모델링이 가능하지만, 설계 중심 주파수가 수 GHz 이하일 때는 그 영향이 매우 작기 때문에 해석상의 편의를 위해 이를 무시하였다.

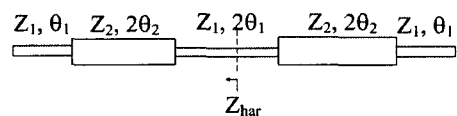
그림 1(b)와 (c)로부터 각 모드에서의 입력 임피던스를 구할 수 있으며, 이 결과로부터 기본 공진 모드와 2차 하모닉 공진 모드에서의 공진 조건은 각각 식 (1) 및 (2)와 같이 얻을 수 있다.



(a) 주기적 스텝 임피던스 링 공진기의 구조
(a) Structure of periodic stepped impedance ring resonator



(b) 기본 공진 모드
(b) Fundamental resonance mode



(c) 2차 하모닉 공진 모드
(c) 2nd harmonic resonance mode

그림 1. 주기적 스텝 임피던스 링 공진기 및 등가 모델

Fig. 1. Periodic stepped impedance ring resonator and its equivalent model.

스텝 Perturbation의 영향에 따른 주기적 스텝 임피던스 링 공진기의 해석 및 이중 모드 대역 통과 필터의 적용

$$K_1(1 - \tan^2 \theta_1)(1 - \tan^2 \theta_2) = 2(1 + K_1^2) \tan \theta_1 \tan \theta_2 \quad (1)$$

$$K_1 \tan \theta_1 \tan \theta_2 = 1 \quad (2)$$

여기서 $K_1 = Z_2/Z_1$ 은 특성 임피던스의 비를 나타내며, 링 절반의 길이는 $4(\theta_1 + \theta_2)$ 로 표현된다. 일반적인 스텝 임피던스 공진기에서 각 스텝의 전기적 길이가 같을 경우, 전체 링 공진기의 크기가 제일 감소하는 경향을 가진다^{[4],[9]}. 이러한 $\theta_1 = \theta_2 = \theta$ 의 조건에서, 기본 공진과 2차 하모닉 공진을 만족하는 전기적 길이는 각각 식 (3) 및 (4)와 같다.

$$\theta_{fun} = \tan^{-1} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \left(\sqrt{\frac{1}{K_1} + K_1 + 2} - \sqrt{\frac{1}{K_1} + K_1} \right) \right) \quad (3)$$

$$\theta_{har} = \tan^{-1}(\sqrt{1/K_1}) \quad (4)$$

식 (3)과 (4)로부터 특성 임피던스 비 K_1 의 변화에 따른 기본 공진 주파수의 변화 및 2차 하모닉 주파수와와의 비의 변화를 그림 2에 나타내었다. $K_1=1$ 은 균일한 링 공진기를 나타내며, 이 때 일반적인 한 파장 링 공진기와 동일한 $\theta_{fun}=22.5^\circ$ 와 $\theta_{har}/\theta_{fun}=2$ 의 특성을 가진다. 특성 임피던스의 스텝이 증가할수록 공진 조건을 만족하는 전기적 길이가 감소하므로 링 공진기의 크기를 감소시킬 수 있음을 알 수 있다. 두 공진 주파수의 비 또한 특성 임피던스의 비를 조정하여 제어할 수 있으며, 이러한 결과는 저역 통과 필터의 모델로도 설명된 바 있

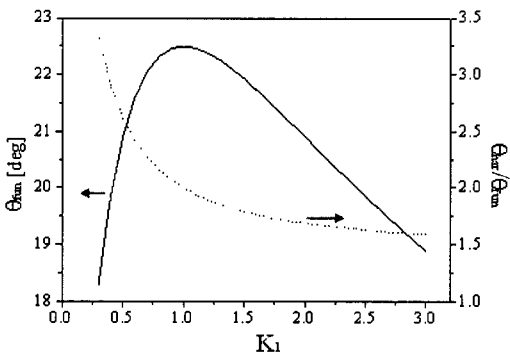


그림 2. 특성 임피던스 비 K_1 에 따른 기본 및 2차 하모닉 공진 주파수의 변화

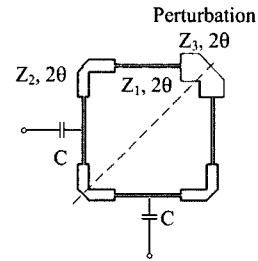
Fig. 2. Variation of fundamental and 2nd harmonic resonant frequencies against the characteristic impedance ratio K_1 .

다^[12].

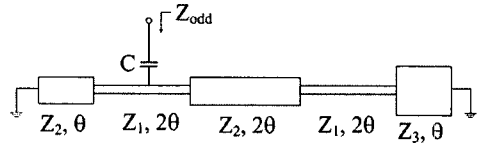
본 논문에서는 필터의 설계 중심 주파수에서 보다 짧은 전기적 길이와 2차 하모닉 공진 주파수를 2배 이상에서 가지도록 하고, 고 특성 임피던스 선로 Z_1 의 최소 구현 가능한 선폭을 고려하여 특성 임피던스의 비 K_1 을 0.5로 설정하였으며, 이때 $\theta_{fun} = 20.8^\circ$, $\theta_{har}/\theta_{fun} = 2.6$ 이다.

III. 주기적 스텝 임피던스 링 공진기에서 스텝 Perturbation에 따른 이중 모드 해석

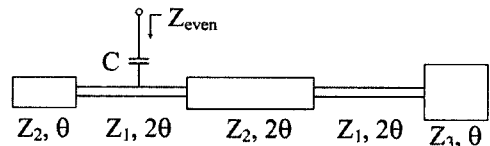
주기적으로 스텝 임피던스를 가지는 링 공진기에서 스텝 perturbation의 영향에 따른 이중 모드를 분석하였다. 그림 3(a)와 같이 입출력 간 90° 의 위상차를



(a) 이중 모드 대역 통과 필터
(a) Dual mode bandpass filter



(b) Odd 모드 모델
(b) Odd mode model



(c) Even 모드 모델
(c) Even mode model

그림 3. 스텝 perturbation을 가지는 주기적 스텝 임피던스 링 공진기를 이용한 이중 모드 대역 통과 필터의 구조 및 등가모델

Fig. 3. Dual-mode bandpass filter using periodic stepped impedance ring resonator with step perturbation and its equivalent model.

가지는 직교급전에 대해 대칭면에 스텝 perturbation 역할을 하는 스텝 임피던스 선로를 추가하였으며, C 는 입출력 결합 커패시턴스를 나타낸다. 입출력 단이 90° 의 위상차를 가지므로 만약 perturbation이 없다면, 전달 특성이 일어나지 않을 것이다. 그러나 대칭 평면 상에 위치한 perturbation 소자에 의해 두 개의 분리된 공진 주파수를 얻을 수 있다^{[1]-[5]}. II 절의 결과로부터 각 스텝 임피던스 선로의 전기적 길이는 모두 동일하다고 가정하고 $K_1 = Z_2/Z_1 = 0.5$ 로 설정하였으며, perturbation의 정도는 특성 임피던스의 비 $K_2 = Z_3/Z_1$ 로 제어하였다.

Perturbation 방식에는 유도성(inductive)과 용량성(capacitive) 방식이 있으며, 용량성 방식은 통과 대역 근처에 두 개의 감쇄 극을 가지므로 보다 우수한 차단 특성을 가진다^[13]. 그러므로 Z_3 선로는 낮은 특성 임피던스를 가지는 선로로 결정하였다($K_2 < K_1$). 그림 3(b)와 3(c)는 각각 odd와 even 모드일 때 등가 모델을 나타내며, 전송선 이론으로부터 입력 임피던스 Z_{odd} 와 Z_{even} 을 구할 수 있다. 이 결과로부터 이중 모드 대역 통과 필터의 전달 및 반사 계수는 각각 다음 식과 같이 나타낼 수 있다^[1].

$$S_{21} = (\Gamma_{even} - \Gamma_{odd})/2 \quad (5)$$

$$S_{11} = (\Gamma_{even} + \Gamma_{odd})/2 \quad (6)$$

where, $\Gamma_{even, odd} = \frac{Z_{even, odd} - Z_0}{Z_{even, odd} + Z_0}$

식 (5)와 (6)으로부터 감쇄 극 주파수와 even/odd 모드 공진 주파수는 각각 다음 식 (7)과 (8)로 구할 수 있다.

$$Z_{even} = Z_{odd} \quad (7)$$

$$Z_{even}Z_{odd} = Z_0^2 \quad (8)$$

입출력 결합 커패시턴스 C 가 동일할 때, 감쇄 극 주파수는 식 (7)과 그림 3에서 보는 바와 같이 C 의 영향을 받지 않고 링의 입력 임피던스 즉, 링의 공진 구조에 따라 결정된다. 이에 반해 even/odd 모드 공진 주파수는 식 (8)과 그림 3에서 보는 바와 같이 C 에 의해 변화한다. 그림 4는 입출력 결합 커패시턴스 C 의 영향에 따른 대역 통과 필터의 일반적인 전달 특성을 보여준다. f_e 와 f_o 는 각각 even과

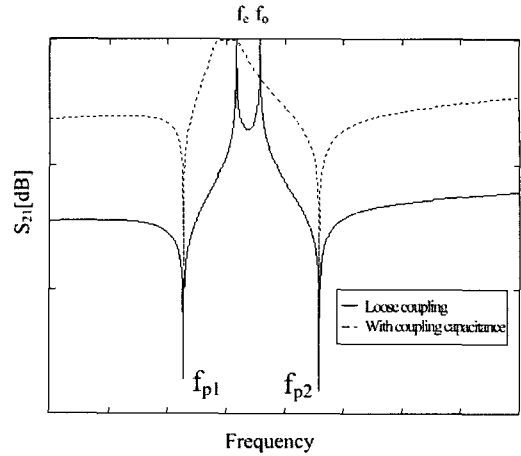


그림 4. 입출력 결합 커패시턴스에 따른 이중 모드 대역 통과 필터의 일반적인 전달 특성
Fig. 4. General transmission characteristic of dual-mode bandpass filter against the input/output coupling capacitance.

odd 모드 공진 주파수를, f_{p1} 과 f_{p2} 는 감쇄 극 주파수를 나타낸다. C 의 영향이 커질수록 감쇄 극 주파수는 변화가 없으나 even/odd 모드의 공진 주파수가 변화하므로, 필터의 중심 주파수가 하향 이동하며 통과 대역의 전달 특성이 비대칭적임을 알 수 있다.

본 논문에서는 스텝 perturbation 즉, 특성 임피던스의 비 K_2 의 변화에 따른 감쇄 극 주파수의 변화를 먼저 분석하고, 입출력 결합 커패시턴스 C 의 영향에 따른 중심 주파수의 변동에 대해 조사하였다. 이를 위하여 공진 주파수(f_r), 감쇄 극간의 결합 계수(k_{p1p2}), 중심 주파수(f_c), even/odd 공진 모드간의 결합 계수(k_{eo})를 다음과 같이 각각 정의하였다.

$$f_r = (f_{p1} + f_{p2})/2 \quad (9)$$

$$k_{p1p2} = \frac{|f_{p1} - f_{p2}|}{f_r} \quad (10)$$

$$f_c = (f_e + f_o)/2 \quad (11)$$

$$k_{eo} = \frac{|f_e - f_o|}{f_c} \quad (12)$$

감쇄 극 주파수 f_{p1} 과 f_{p2} 는 링의 공진 조건에 의해 결정되므로 이들의 평균주파수를 식 (9)와 같이 링의 공진 주파수 f_r 로 나타내었으며, 감쇄 극 주파수간의 차이를 공진 주파수로 정규화 하여, 식

(10)과 같이 결합 계수 k_{p1p2} 로 정의하였다. 또한, f_e 와 f_o 는 입출력 결합 커패시턴스 C 에 따라 변화하므로 이들의 평균을 식 (11)과 같이 필터의 중심 주파수 f_c 로 정의하였으며, 그 차이를 식 (12)와 같이 정규화 하여 결합 계수 k_{eo} 로 나타내었다^[8].

식 (7)로부터 스텝 perturbation K_2 의 변화에 따라 공진 조건을 만족하는 전기적 길이 θ_c 과 결합 계수 k_{p1p2} 의 변화를 그림 5에 나타내었다. 스텝 perturbation이 증가할수록, 즉 K_2 가 감소할수록 공진 조건을 만족하는 전기적 길이는 감소하며, 결합 계수는 증가함을 알 수 있다. 이 결과로부터 입출력 결합 커패시턴스에 상관없이 K_2 를 조정하여 원하는 감쇄 극 간의 결합 계수를 설정할 수 있음을 알 수 있으며, 이때 링 공진기를 구성하는 각 스텝 선로의 길이를 예상할 수 있다.

대역 통과 필터의 even/odd 모드 공진 주파수는 K_2 뿐만 아니라 입출력 결합 커패시턴스 C 에 의해 결정된다. C 가 매우 작다면 링의 공진 주파수와 필터의 중심 주파수는 거의 동일할 것이나($f_c \approx f_o$), C 가 증가할수록 중심 주파수는 하향 이동할 것이다. 식 (8)로부터 f_e 와 f_o 를 구할 수 있으며, 2 GHz에서 C 와 K_2 의 변화에 따른 필터의 중심 주파수 f_c 의 변화 정도를 링의 공진 주파수 f_o 로 정규화 하여 그림 6에 나타내었다. C 와 스텝 perturbation이 증가할수록 중심 주파수의 하향 이동이 커지므로 대역 통과 필터의 설계 시 고려되어야 할 것이다.

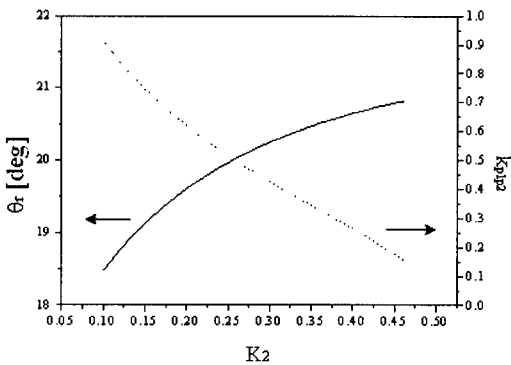


그림 5. 스텝 perturbation에 따른 공진 주파수 및 감쇄 극간 결합계수의 변화

Fig. 5. Variation of resonant frequency and coupling coefficient between attenuation poles, against the step perturbation.

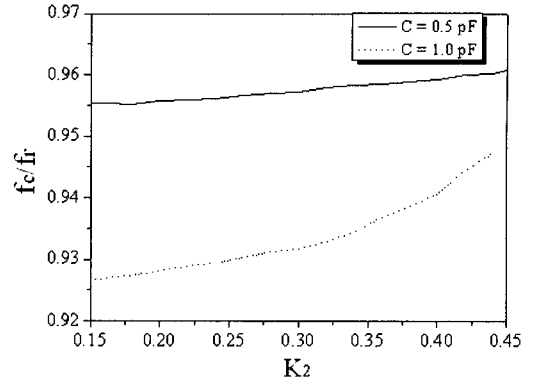


그림 6. 스텝 perturbation과 입출력 결합 커패시턴스에 따른 중심 주파수의 변화

Fig. 6. Variation of center frequency against the step perturbation and input/output coupling capacitances.

C 와 K_2 에 대한 even/odd 모드간의 결합계수 k_{eo} 는 그림 7에 나타내었다. C 와 K_2 가 증가할수록 결합 계수 k_{eo} 가 감소함을 알 수 있으며, 이 결과로부터 대역 통과 필터의 대역폭을 예상할 수 있다. 일반적인 이단(two-stage) 버터워스(butterworth) 필터를 고려할 때, 대역폭과 결합계수 k_{eo} 의 관계는 저역 통과 프로토타입(prototype)으로부터 다음과 같이 표현된다^[13].

$$k_{eo} = \frac{w}{\sqrt{g_1 g_2}} \quad (13)$$

$$Q_e = \frac{g_0 g_1}{w} \quad (14)$$

이때 w 와 Q_e 는 각각 대역폭과 외부(external) Q 인자(factor)를 나타내며, Q_e 는 입출력 결합 커패시턴스에 반비례한다. 그러므로 협대역 통과 필터의 구현을 위해서는 작은 결합계수와 결합 커패시턴스가 요구되며, 광대역 통과 필터는 그 반대이다. 그림 7의 결과를 이용하여 대역 통과 필터의 대역폭을 결정하고, 다음 IV절에서 서로 다른 두 종류의 대역 통과 필터를 설계하여 비교하였다.

IV. 대역 통과 필터의 설계 및 제작

스텝 perturbation과 감쇄 극 주파수의 관계, 입출력 결합 커패시턴스와 스텝 perturbation의 변화에 따른

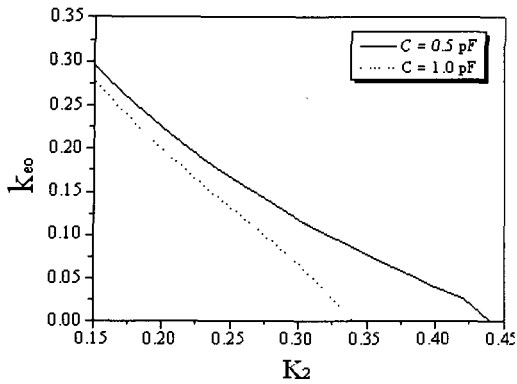


그림 7. 스텝 perturbation과 입출력 커패시턴스에 따른 even/odd 모드간의 결합계수
 Fig. 7. Coupling coefficient between even and odd modes, against the step perturbation and input/output coupling capacitances.

중심 주파수 및 even/odd 모드의 결합계수의 변화 등을 고려하여 이중 모드 대역 통과 필터의 설계 파라미터로 활용하였다. 필터의 중심 주파수는 2 GHz로 결정하고, 협대역과 광대역 통과 필터를 각각 설계하여 실험적으로 비교하였다. 이를 위해 입출력 결합은 간단한 칩 커패시터를 사용하였다. 이 방법은 원하는 입출력 결합 커패시턴스를 선택할 수 없는 단점이 있으므로, 결합 커패시터를 먼저 선정한 후 필터의 성능을 분석하였다^[8]. 표 1에서는 제안된 필터의 제작을 위한 설계 파라미터를 보여준다. 협대역과 광대역 필터의 even/odd 모드의 결합계수 k_{eo} 는 각각 0.025와 0.100으로 하였으며, 이에 요구되는 결합 커패시턴스는 참고문헌 [1], [8]을 참조하여 집중 소자 중 가용한 0.5와 1.0 pF로 각각 결정하였다. 위 조건을 만족하는 스텝 perturbation K_2 는 그림 7로부터 각각 0.425와 0.275로 결정하였으며, 필터의 중심 주파수 f_c 가 2 GHz이기 위한 링의 공진 주파수 f_r 은 그림 6으로부터 구할 수 있다. 이 때 링의 공진 주파수 f_r 을 만족하기 위한 전기적인 길이 θ_r 과 감쇄 극 간의 결합 계수 $k_{\rho 1 \rho 2}$ 는 그림 5로부터 결정할 수 있다. 또한, 주어진 실험 환경 조건으로부터 계산 프로그래밍을 이용하여 제안된 대역 통과 필터의 전달 특성을 확인할 수 있었으며, 예상되는 대역폭을 표 1에 함께 나타내었다.

제안된 두 종류의 대역 통과 필터들은 비유전율

표 1. 2 GHz 이중 모드 대역 통과 필터들의 설계 파라미터 및 계산 결과

Table 1. Design parameters and calculated results of 2 GHz dual-mode bandpass filters.

	Narrow BPF	Wide BPF
k_{eo}	0.025	0.100
C [pF]	0.5	1.0
K_2	0.425	0.275
f_r [MHz]	2,083.33	2,147.65
θ_r [deg]	20.72	20.13
$k_{\rho 1 \rho 2}$	0.22	0.47
BW_{3dB} [%]	4.59	18.14
BW_{10dB} [%]	7.2	26.95

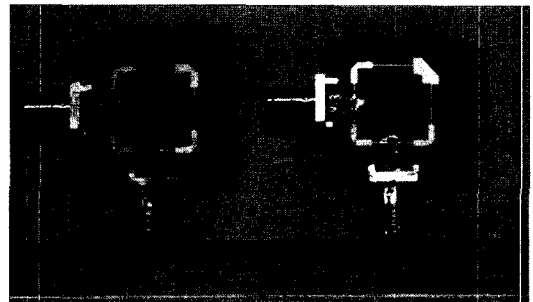


그림 8. 제작된 이중 모드 대역 통과 필터들
 Fig. 8. Fabricated dual-mode bandpass filters.

$\epsilon_r=9.8$, 유전체 높이 $h=25\text{ mil}$ 인 유전체 기판상에 그림 8과 같이 약 $14 \times 14\text{ mm}^2$ 의 크기로 제작하였다. 고(high) 특성 임피던스 Z_1 선로는 기판의 비유전율과 선폭의 구현 가능성을 고려하여 70 Ω 로 하였으며, 저(low) 특성 임피던스 Z_2 선로는 $K_1=0.5$ 이므로 35 Ω 로 결정하였다. 스텝 perturbation인 Z_3 선로는 K_2 로부터 각각 29.75와 19.25 Ω 로 하였다. θ_r 로부터 각 스텝 선로 절반의 전기적 길이를 알 수 있으며, 실제 길이는 회로 시뮬레이터인 ADS(Advanced Design System)의 LineCalc 툴을 사용하여 구하였다.

제안된 필터들의 예상되는 전달 특성은 식 (5)로부터 계산할 수 있으며, 이를 측정 결과와 함께 비교하여 그림 9와 10에 각각 나타내었다. 전반적인 전달 특성은 계산 결과와 거의 유사하고 중심 주파수가

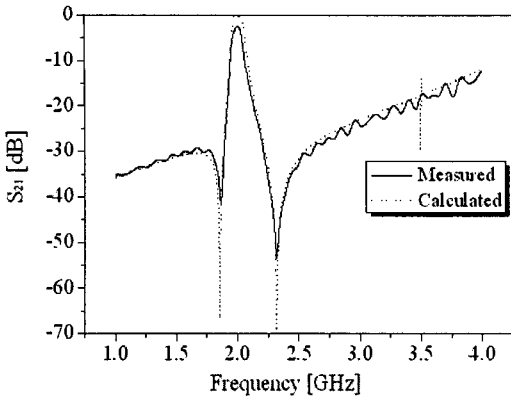


그림 9. 협대역 통과 필터의 측정 및 계산 결과
Fig. 9. Measured and calculated results of narrow bandpass filter.

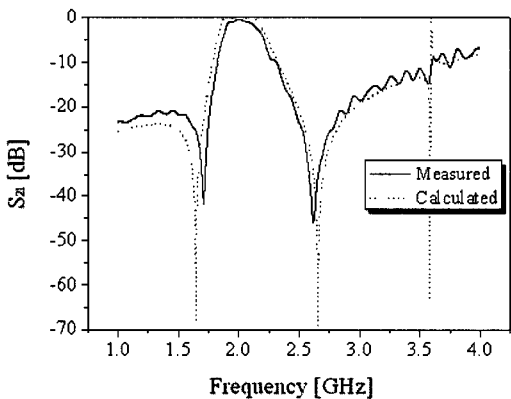


그림 10. 광대역 통과 필터의 측정 및 계산 결과
Fig. 10. Measured and calculated results of wide bandpass filter.

일치하며, 2차 하모닉 통과 대역이 2배 이상임을 알 수 있다. 통과 대역에서의 삽입 손실은 각각 2.52와 0.52 dB, 3 dB 대역폭은 4.03과 15.02 %이며, 감쇄 극간의 결합 계수 $k_{p1/p2}$ 는 0.217과 0.419이다. 측정된 삽입 손실의 계산 결과와의 차이는 입출력 커넥터와 기관의 도체 손실에 기인한 것이며, 필터의 중심 주파수는 차이가 없으므로 본 논문의 해석 결과가 정확함을 알 수 있다. 제안된 대역 통과 필터의 측정 결과로 볼 때 스텝 perturbation 방식을 사용하면, 그 영향에 따른 필터의 전달 특성 분석과 설계가 용이하고 정확함을 알 수 있었다.

V. 결 론

주기적 스텝 임피던스 링 공진기에 스텝 perturbation 방식을 적용하여 이중 모드 대역 통과 필터를 설계 및 제작하였다. 스텝의 특성 임피던스 비에 따른 영향을 해석한 결과, 링의 전기적 길이를 줄이고 2차 하모닉 통과 대역을 조정할 수 있었다. 이중 모드 발생을 위한 perturbation 또한 특성 임피던스의 비로 쉽게 변경할 수 있었으며, 그에 따른 감쇄 극 주파수의 변화를 분석하여 필터 설계에 활용하였다. 간단한 실험적 검증을 위해 칩 커패시터를 사용하여 입출력을 결합하였으며, 이에 따른 중심 주파수의 변화를 분석함으로써 보다 정확한 필터의 설계를 가능케 하였다. 스텝 perturbation과 입출력 결합 커패시턴스가 서로 다른 협대역과 광대역 통과 필터를 약 $14 \times 14 \text{ mm}^2$ 내에 제작하여 측정하였으며, 필터의 전달 특성이 계산상의 예상 결과와 유사함을 확인하였다. 그러므로 스텝 perturbation을 이용한 이중 모드 대역 통과 필터는 보다 쉽고 간단히 설계할 수 있음을 알 수 있었으며, 본 논문에서 사용된 방법 및 결과는 임의의 스텝을 가지는 링 공진기에도 확장되어 적용될 수 있을 것으로 판단된다.

참 고 문 헌

- [1] K. Keung, M. Cheng, "Design of dual-mode ring resonators with transmission zeros", *Electronics Lett.*, vol. 33, no. 16, pp. 1392-1393, Jul. 1997.
- [2] B. T. Tan, J. J. Yu, S. T. Chew, M. S. Leong, and B. L. Ooi, "A miniaturized dual-mode ring bandpass filter with a new perturbation", *IEEE Trans. MTT*, vol. 53, no. 1, pp. 343-348, Jan. 2005.
- [3] K. Chang, L. H. Hsieh, *Microwave Ring Circuits and Related Structures*, John Wiley & Sons Inc., pp. 55-96, 2004.
- [4] J. T. Kuo, C. Y. Tsai, "Periodic stepped impedance ring resonator(PSIRR) bandpass filter with a miniaturized area and desirable upper stopband characteristics", *IEEE Trans. MTT*, vol. 54, no. 3, pp. 1107-1112, Mar. 2006.
- [5] A. Görür, "Description of coupling between degenerate modes of a dual-mode microstrip loop resonator using a novel perturbation arrangement and

- its dual-mode bandpass filter applications", *IEEE Trans. MTT*, vol. 52, no. 2, pp. 671-677, Feb. 2004.
- [6] G. K. Gopalakishnan, K. Chang, "Novel excitation schemes for the microstrip ring resonator with lower insertion loss", *Electronics Lett.*, vol. 30, no. 2, pp. 148-149, Jan. 1994.
- [7] L. Zhu, K. Wu, "A joint field/circuit model of line-to-ring coupling structures and its application to the design of microstrip dual-mode filters and ring resonator circuits", *IEEE Trans. MTT*, vol. 47, no. 10, pp. 1938-1948, Oct. 1999.
- [8] M. F. Lei, H. Wang, "An analysis of miniaturized dual-mode bandpass filter structure using shunt-capacitance perturbation", *IEEE Trans. MTT*, vol. 53, no. 3, pp. 861-867, Mar. 2005.
- [9] M. Makimoto, S. Yamashita, "Bandpass filters using parallel coupled stripline stepped impedance resonators", *IEEE Trans. MTT*, vol. 28, no. 12, pp. 1413-1417, Dec. 1980.
- [10] T. H. Huang, H. J. Chen, C. S. Chang, L. S. Chen, Y. H. Wang, and M. P. Houg, "A novel compact ring dual-mode filter with adjustable second-pass-band for dual-band applications", *IEEE Microwave Wireless Component Lett.*, vol. 16, no. 6, pp. 360-362, Jun. 2006.
- [11] K. C. Gupta, R. Garg, I. Bahl, and P. Bharlia, *Microstrip Lines and Slotlines*, Artech House, pp. 189-194, 1996.
- [12] J. M. Carroll, K. Chang, "Microstrip mode suppression ring resonator", *Electronics Lett.*, vol. 30, no. 22, pp. 1861-1862, Oct. 1994.
- [13] B. T. Tan, S. T. Chew, M. S. Leong, and B. L. Ooi, "A dual-mode bandpass filter with enhanced capacitive perturbation", *IEEE Trans. MTT*, vol. 51, no. 8, pp. 1906-1910, Aug. 2003.

이 주 갑



2000년 2월: 경북대학교 전자전기공학부 (공학사)
 2002년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학석사)
 2003년 3월~현재: 경북대학교 전자공학과 박사과정
 [주 관심분야] RF/Microwave 회로 및 시스템, 무선 및 이동통신 시스템 등

류 재 중



2002년 2월: 경북대학교 전자전기공학부 (공학사)
 2004년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학석사)
 2004년 3월~현재: 경북대학교 전자공학과 박사과정
 [주 관심분야] 전자파 수치해석, RF/Microwave 회로 및 시스템 등

이 우 성



2003년 2월: 경북대학교 전자전기공학부 (공학사)
 2005년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학석사)
 2005년 3월~현재: 경북대학교 전자공학과 박사과정
 [주 관심분야] RF/Microwave 회로 및 시스템, 무선 및 이동통신 시스템 등

문 연 관



1996년 2월: 경북대학교 전자전기공학부 (공학사)
 2003년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학석사)
 2003년 3월~현재: 경북대학교 대학원 전자공학과 박사과정
 [주 관심분야] Bio-Telemetry 시스템, RF/Microwave 회로 및 시스템 등

김 하 철



1985년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학사)
1990년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학석사)
1999년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학박사)
1993년 1월~현재: 한국 해군사관

학교 정보통신공학과 부교수

[주 관심분야] 전자파 수치해석, 레이더 공학 등

최 현 철



1982년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학사)
1984년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)
1989년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)
1989년 3월~1990년 2월: 대현정밀

(주) 연구소장

1990년 3월~현재: 경북대학교 전자전기컴퓨터학부 교수
[주 관심분야] 전파전파 및 역산란 해석, RF/Microwave 회로 및 시스템, EMI/EMC 등