

# 낮은 삽입손실을 갖는 소형 이중모드 공진기와 스위치 기능을 가진 여파기로의 응용

## Compact and Low Insertion Loss Dual-Mode Resonator and Its Applications for Switchable Filters

성영제 · 김보연 · 이건준 · 김영식

Young-Je Sung · Boyun Kim · Gun-Jun Lee · Young-Sik Kim

### 요 약

본 논문에서는 마이크로스트립 공진기에 엇갈린 슬롯과 한 쌍의 spur-line을 삽입한 소형 이중모드(dual-mode) 여파기를 제안하였다. 제안한 여파기는 급전선과 공진기 사이에 존재하는 급전 갭(coupling gap)을 없앴으로써 삽입손실의 특성이 향상되었다. 엇갈린 슬롯만 가진 기존의 이중모드 여파기와 비교할 때, 엇갈린 슬롯과 spur-line을 동시에 갖는 이중모드 여파기는 이중모드 특성을 나타내는 섭동의 범위가 상당히 넓기 때문에 이중모드 여파기의 설계가 용이해졌다. 또한, 제안된 구조의 가장자리에 존재하는 spur-line에 2개의 PIN 다이오드를 삽입하여 개폐기 특성을 갖는 여파기로의 응용도 가능하였다. 또한 제안한 구조는 공진기에 삽입된 슬롯과 spur-line에 의해 전기적인 길이가 길어지므로 기존의 구조에 비해 34.7 %의 크기 감소 효과를 얻을 수 있었다.

### Abstract

In this paper, a compact dual-mode filter structure without coupling gaps is proposed. The novel design is achieved by embedding a pair of equal crossed slots and spur-lines. Without coupling gaps between feed lines and patch resonator, the new filter can provide low insertion loss. It is found that this design has wide coupling range for dual-mode operation. It means that these characteristics of the proposed filter can reduce uncertainty in fabrication. By using two PIN diodes mounted inside a pair of spur-lines, the proposed structure works as a switchable filter. Also, it has a size reduction of about 34.7 %, compared with conventional dual-mode filters.

Key words : Dual-Mode Filter, Low Insertion Loss, Wide Coupling Range, Spur-Line, Switchable Filter

### I. 서 론

평판 형태의 마이크로스트립 공진기는 작은 크기, 저렴한 가격, 그리고 손쉬운 제작과 같은 장점을 가지고 있기 때문에 마이크로웨이브 전반에 걸쳐 여파기, 발진기, 혼합기, 안테나 등 많은 분야에서 응용되어 오고 있다<sup>[1]~[3]</sup>. 특히, 이중모드를 이용한 평판 형태의 여파기는 1970년대 Wolff가 제안한 이래로 많은 연구가 활발히 진행되어 왔고, 최근에는 차세

대 위성이나 무선통신을 위한 새로운 소자로써 각광을 받고 있다<sup>[4]~[6]</sup>. 현재까지 이중모드 특성을 갖는 다양한 마이크로스트립 여파기가 제안되었으나, 높은 삽입손실로 인해 이중모드 여파기의 발전이 저해되고 있다<sup>[7]~[10]</sup>. 이러한 삽입손실의 요인으로는 컵터 손실, 유전체 손실, 방사 손실 그리고 결합 손실(coupling loss)을 들 수가 있는데, 결합 손실은 삽입손실에 가장 큰 영향을 미치는 요인으로 급전 부분의 갭에서 발생되는 손실을 말한다. 급전 부분에

고려대학교 전파공학과(Department of Radio Science & Engineering, Korea University)

· 논문 번호 : 20031205-171

· 수정완료일자 : 2004년 2월 9일

존재하는 결합 갭의 거리가 짧을수록 결합 효율성은 높아지므로 최소한의 삽입손실을 갖도록 하기 위해서는 0.1 mm 이하의 매우 작은 결합 갭을 갖도록 설계해야 한다. 그러나, 이는 제작이 쉽지 않을 뿐더러 제작시 오차의 확률이 크기 때문에 여파기의 특성에 영향을 미칠 가능성이 높다<sup>[8]</sup>. 뿐만 아니라 결합 갭을 가진 기존의 구조(그림 1(a) 참조)는 비록 0.1 mm 의 작은 결합 갭이라 할지라도 최소 삽입손실이 -3.4 dB 정도로 아직도 개선할 여지가 남아 있는 실정이다<sup>[11]</sup>. 삽입손실의 특성을 개선하기 위해 급전선과 공진기 사이의 결합을 강화시킨 구조<sup>[5]</sup>나 갭이 없는 급전 구조<sup>[7],[8]</sup>가 제안되기도 하였다. 본 논문에서는 기존의 엇갈린 슬롯을 가진 이중모드 여파기에 L-자형 spur-line을 추가하여 급전 부분의 갭을 없애고, 이에 따라 낮은 삽입손실을 갖는 새로운 이중모드 여파기를 얻을 수 있었다.

이중모드 여파기의 설계에 있어서 섭동은 소자의 특성을 좌우하는 중요한 역할을 한다. 작은 크기의 섭

동(perturbation)으로는 두 축퇴 모드(degenerate mode)간의 결합을 일으키기 어렵기 때문에 적절한 크기의 섭동이 요구된다. 섭동의 크기가 커지면 이중모드를 얻기는 쉬우나 통과대역(passband)에서 반사계수가 -10 dB보다 커지는 문제점이 있다. 일반적으로 이중모드 여파기의 설계가 어려운 이유는 이중모드의 특성을 갖는 섭동의 범위가 매우 한정적이기 때문이다. 예를 들어 기존 구조인 그림 1(a)의 경우 각기 다른 길이를 갖는 두 개의 슬롯에 의해 축퇴 모드간의 결합이 이루어진다. 앞에서 언급한 대로 두 슬롯의 길이가 같거나 길이의 차이( $\Delta s$ )가 작을 때 이중모드의 특성을 얻기는 어렵다. 반대로, 두 슬롯의 길이의 차가 지나치게 크면 이중모드의 특성을 쉽게 얻을 수는 있으나, 통과대역에서 여파기로서의 적절한 특성을 얻기는 어려워진다. 슬롯의 길이 차이를 0 mm 부터 0.4 mm까지 0.1 mm 단위로 IE3D를 사용하여 시뮬레이션한 결과,  $\Delta s$ 가 0.1 mm 이하일 때는 두 슬롯의 길이의 차가 적어 두 축퇴 모드간의 결합이 나타나지 않았다.  $\Delta s$ 가 0.2 mm 이상일 때는 이중모드가 발생하나, 통과대역에서의 반사계수가 -10 dB 보다 커지게 된다. 따라서, 기존의 여파기 구조에서 이중모드를 얻기 위한 적절한  $\Delta s$ 의 값은 0.1 mm와 0.2 mm 사이여야 한다. 이처럼 이중모드를 얻을 수 있는 섭동의 범위가 매우 한정되어 있기 때문에 설계 및 제작시 많은 어려움이 따른다. 또한, 일반적으로 상용화된 에칭 기술의 정확도가 0.1 mm 단위임을 감안하면 [11]에서 이중모드를 얻기 위한 최적의 값으로 제시한  $\Delta s = 0.17$  mm는 제작시 구현이 매우 어려운 값이며, 제작하더라도 오차가 클 것으로 예상된다. 반면에 본 논문에서 제안한 구조는 이중모드 특성을 얻을 수 있는 섭동의 범위가 기존 구조에 비해 상당히 넓기 때문에 상대적으로 이중모드 특성을 갖는 여파기 설계가 수월하다는 장점이 있다. II 장에서는 spur-line의 변화에 따른 이중모드 여파기의 특성을 살펴보았다. 그리고, III 장에서는 본 논문에서 제안한 구조에 PIN 다이오드를 삽입하여 개폐기 특성을 갖는 이중모드 여파기로서의 응용도 가능성을 알아보았다. 개폐기 특성을 갖는 이중모드 여파기는 다이오드에 순바이어스가 가해질 경우  $S_{21}$ 이 -20 dB 미만으로 억제되었다.

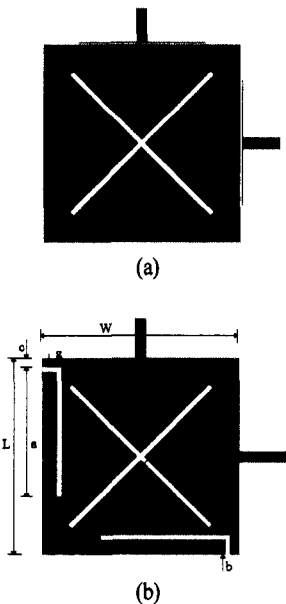


그림 1. (a) 수직으로 엇갈린 슬롯만 갖는 기존의 이중모드 여파기<sup>[11]</sup>, (b) 엇갈린 슬롯과 L-자형 spur-line을 동시에 갖는 새롭게 제안한 이중모드 여파기

Fig. 1. (a) Conventional dual-mode filter with the crossed slots<sup>[11]</sup>, (b) Proposed dual-mode filter with the crossed slots and spur-lines.

## II. 이중모드 여파기의 설계

그림 1(b)는 본 논문에서 제안하고 있는 이중모드 여파기의 기본 구조이다. 새롭게 제안한 평판 형태의 공진기는 서로 수직으로 놓인 50 Ω 급전선에 의해 급전된다. 이중모드 여파기는 유전율 10.2, 두께 50 mil 기판을 사용하여 설계하였고, 이중모드 여파기를 설계를 위해 IE3D와 HFSS를 사용하였다. 공진기는 가로  $W$ 와 세로  $L$ 의 길이가 동일한 정사각형으로 설정하였고, 엇갈린 슬롯의 길이는  $s$ 이고, 서로 수직으로 이루어져 있다. Spur-line의 변화에 따른 이중모드 여파기의 특성을 살펴보기 위해 엇갈린 두 슬롯의 길이는 동일하게 지정하였다. 두 개의 spur-line은 각각 급전선의 맞은편 변에 위치하며 길이는  $a$ , 폭은  $b$ 로 설정하였다. 공진기의 꼭지점과 spur-line까지의 거리는  $c$ 로 설정하였고, 슬롯과 spur-line의 갭은  $g$ 로 동일하게 설정하였다. 급전선은 입, 출력단 모두 1.2 mm 두께의 50 Ω 라인을 사용하였다. 급전 방식은 기존의 구조 그림 1(a)와는 달리 급전선과 공진기 사이에 갭이 없는 방식을 택함으로써 삽입손실을 줄일 수 있었다.

그림 2는 spur-line의 길이  $a$ 의 변화에 따른 삽입손실과 반사계수를 나타내고 있다. 길이  $a$ 의 변화에 따른 이중모드 여파기의 특성을 알아보기 위해 spur-line의 너비  $b$ 와 spur-line의 위치  $c$ 는 각각 2 mm, 슬롯의 길이  $s$ 는 20 mm로 설정하였다. 또한, 엇갈린 슬롯과 spur-line의 갭  $g$ 는 모두 0.4 mm으로 설정하였다. 그림 2(b)의 반사계수에서 보듯이 길이  $a=10$  mm일 때는 두 모드간의 결합이 발생하지 않았다. 길이  $a$ 를 증가시켜감에 따라 시뮬레이션해 본 결과  $a=10.7$  mm까지는 두 모드의 결합이 이루어지지 않음을 알 수 있었다. 이는 다른 변수들이 위와 같이 설정되어 있을 때 10.7 mm 이하의 길이  $a$ 를 갖는 spur-line은 이중모드를 일으키기에는 그 크기가 작다는 것을 의미한다. Spur-line의 길이  $a$ 가 길어짐에 따라 두 모드간의 결합은 강하게 이루어지는 반면에 스푸리어스(spurious)가 발생하는 주파수가 점점 낮아지는 현상을 볼 수 있다. 길이  $a$ 가 14 mm일 경우 1.91 GHz에서 스푸리어스가 발생하는 것으로 나타났다.

그림 2(a)에서 보듯이 spur-line의 길이  $a$ 는 통과대역 아래 부분에 위치한 감쇠극(attenuation pole)에 영

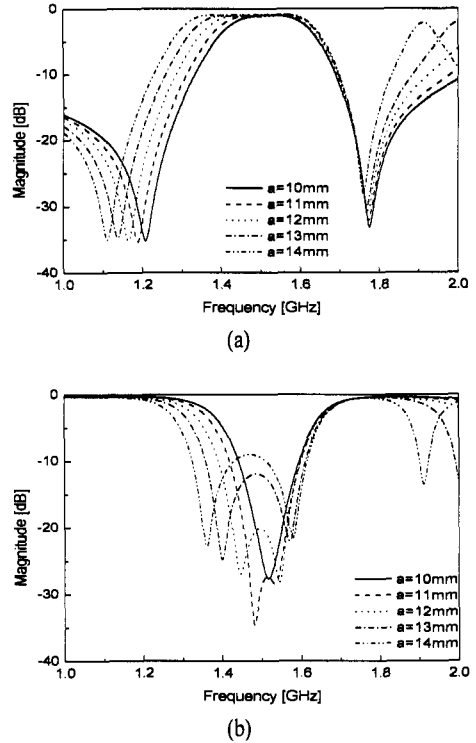
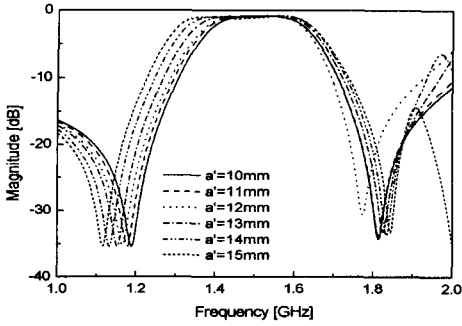


그림 2. Spur-line의 길이  $a$ 의 변화에 따른 (a) 삽입손실과 (b) 반사계수의 특성

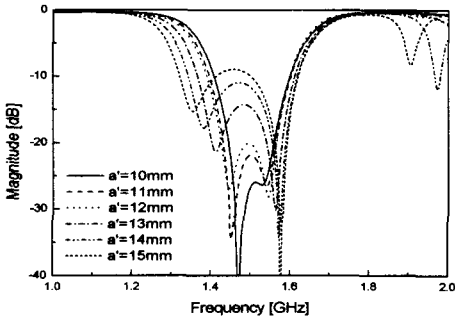
Fig. 2. Simulated results of dual-mode filter with the different lengths  $a$  (a) Insertion loss, (b) Returned loss.

향을 준다. 길이  $a$ 가 길어짐에 따라 아래 부분의 감쇠극은 점점 내려가고, 위 부분의 감쇠극은 거의 영향을 받지 않는다. 이에 따라 spur-line의 길이  $a$ 가 10.8 mm일 때 17.22 %였던 3-dB 대역폭이 13.6 mm일 때 23.65 %까지 증가하였다. 이때, 삽입손실은 -0.9 dB 정도로 기존의 구조에 비해 낮은 값을 나타내고 있으며, 길이  $a$ 의 변화에 따른 삽입손실은 거의 변화가 없었다. IE3D를 사용하여 시뮬레이션한 결과, 이중모드를 얻을 수 있는 길이  $a$ 의 적정 영역은 10.8 mm와 13.6 mm 사이임을 알 수 있었다. 이러한 수치는 두 구조가 같은 주파수 대역에서 같은 기판을 사용하여 설계되었다는 사실을 고려해 보면, 이중모드의 특성을 얻을 수 있는 섭동의 크기가 기존 구조보다는 제안한 구조에서 더 넓은 범위에 있다는 것을 보여준다.

그림 3은 한 쪽의 spur-line의 길이  $a'$ 를 12 mm로 고정시키고, 다른 한 쪽의 spur-line의 길이를 10 mm



(a)



(b)

그림 3. Spur-line의 길이  $a'$ 의 변화에 따른 (a) 삽입손실과 (b) 반사계수의 특성

Fig. 3. Simulated results of dual-mode filter with the different lengths  $a'$  (a) Insertion loss, (b) Returned loss.

에서 15 mm까지 1 mm 단위로 변화시켰을 때 반사계수와 삽입손실을 나타내고 있다. 이때, 나머지 변수들은 앞에서 언급한 대로 동일하게 설정하였다. 시뮬레이션 결과 비대칭 spur-line을 갖는 경우도 대칭 spur-line을 갖는 구조처럼 이중모드의 특성을 나타내었다. 서로 다른 길이의 spur-line을 갖는 경우도 동일한 spur-line을 갖는 경우처럼 한 쪽의 길이  $a'$ 가 증가함에 따라 두 모드간의 결합은 강화되고 있다. 하지만, 다른 크기의 spur-line을 이용한 경우 여파기에서 이중모드를 얻을 수 있는  $a'$ 의 범위가 더욱 더 넓어짐을 그림 3을 통해서 알 수 있다. 시뮬레이션을 통해 이중모드 특성이 나타나는 영역은 10 mm부터 14.8 mm였다. 따라서, 이중모드를 얻을 수 있는 범위가 2 mm가 증가했음을 알 수 있다.

그림 4는 동일한 spur-line을 사용하였을 경우 길이  $a$ 에 따른 이중모드에 해당하는 두 공진 주파수의

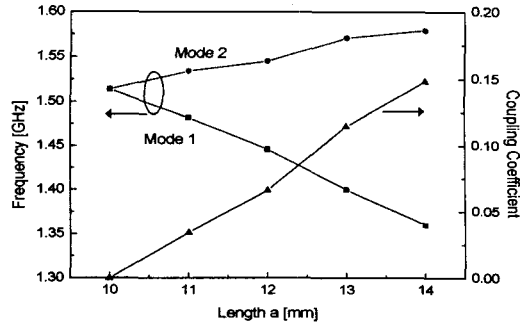


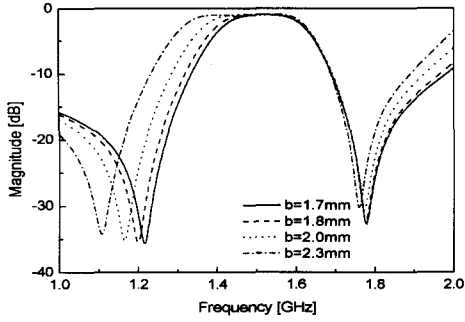
그림 4. Spur-line의 길이  $a$ 의 변화에 따른 이중공진 주파수와 결합 계수 특성

Fig. 4. Coupling coefficient and characteristics of the two resonant frequencies of the dual-mode filter as a function of the different lengths  $a$ .

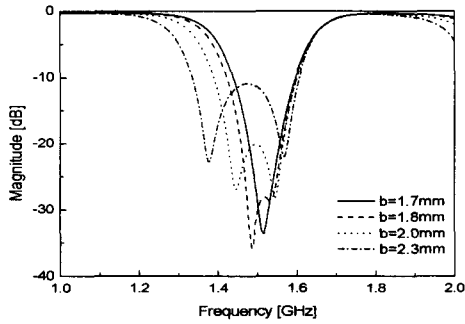
변화와 결합 계수를 나타내고 있다. 낮은 공진 주파수에 해당하는 모드를 모드 1이라고 하고, 또 다른 모드를 모드 2라고 하자. 길이  $a$ 가 증가함에 따라 모드 1의 공진 주파수는 감소하나, 모드 2의 공진 주파수는 증가한다. 이는 앞에서 언급했던 것처럼 spur-line의 길이  $a$ 가 증가함에 따라 결합 계수가 증가함을 의미한다.

그림 5는 spur-line의 너비  $b$ 의 변화에 따른 삽입손실과 반사계수 특성을 나타내고 있다. 길이  $a$ 는 12 mm로 설정하였고, 그밖에 나머지 변수들은 앞에서와 동일하게 설정하였다. 시뮬레이션 결과를 보면, spur-line의 너비  $b$ 가 증가함에 따라 아래 부분의 감쇠극의 주파수는 내려감을 알 수 있다. 시뮬레이션은 1.7 mm부터 2.4 mm까지 0.1 mm 단위로 하였으나, 그림 5에서는 중요한 값만 도시하였다. 시뮬레이션 결과를 통한 적절한 이중모드의 특성이 나타나는 너비  $b$ 의 적정 범위는 1.8 mm와 2.3 mm 사이임을 알 수 있으며, 이 때 3-dB 대역폭은  $b$ 가 1.8 mm일 때 14.47%에서  $b$ 가 2.3 mm일 때 26%까지 증가하였다. 또한 너비  $b$ 에 따른 이중모드의 공진 주파수의 변화나 결합 계수는 길이  $a$ 에 따른 변화와 유사하였다.

그림 6은 spur-line의 위치  $c$ 에 따른 결과이다. 이때 변수  $c$ 는 spur-line과 공진기의 꼭지점 사이의 거리를 나타내는 변수이다. 위치 변수  $c$ 는 길이  $a$ 와 너비  $b$ 와는 달리 윗 부분의 감쇠극에 영향을 준다. 변수  $c$ 를 1 mm에서 5 mm까지 1 mm 단위로 변화시켜 시뮬레이션해 본 결과  $c$ 가 감소함에 따라 여파기의



(a)



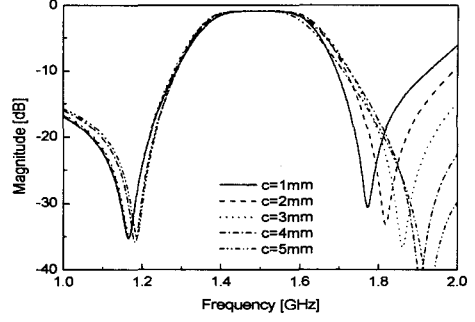
(b)

그림 5. Spur-line의 너비  $b$ 의 변화에 따른 (a) 삽입손실과 (b) 반사계수의 특성  
Fig. 5. Simulated results of dual-mode filter with the different widths  $b$  (a) Insertion loss, (b) Returned loss.

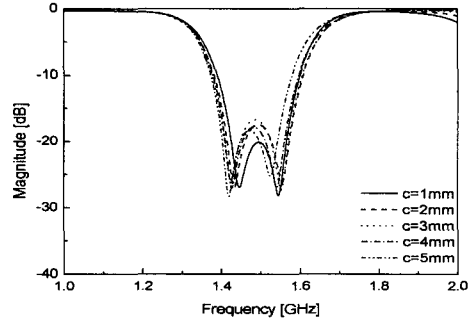
윗 부분의 스킨(skirt) 특성은 좋아지는 반면에 스푸리어스(spurious) 특성은 나빠진다. 변수  $c$ 의 변화에 따른 두 공진 주파수의 변화는 거의 없었다.

앞의 시뮬레이션 결과로부터 얻을 수 있는 결론은 이중모드 여파기의 낮은 부분의 감쇠극은 spur-line의 크기( $a \times b$ )에 의해, 윗 부분의 감쇠극은 spur-line의 위치  $c$ 에 의해 조절됨을 알 수 있다. 제안한 구조에서는<sup>[11]</sup>의 구조와는 달리 엇갈린 슬롯의 길이가 동일할 때도 spur-line에 의해 이중모드가 형성됨을 알 수 있었고, 삽입손실이 적고, 이중모드를 얻을 수 있는 섹동 범위가 매우 넓어 설계시 유용하다.

본 논문에서 제안한 여파기 구조의 이중모드 특성은 그림 8의 전기장 분포를 통해서 더욱 명확히 표현된다. 여파기의 전기장은 HFSS를 사용하여 얻었으며, 시뮬레이션은 여파기의 공진 주파수인 1.5 GHz에서 행해졌다. 여파기의 입력단은 그림의 아래 부분에, 출력단은 오른쪽에 위치하며, 그림에서 어



(a)



(b)

그림 6. Spur-line의 위치 변수  $c$ 의 변화에 따른 (a) 삽입손실과 (b) 반사계수의 특성  
Fig. 6. Simulated results of dual-mode filter with the different positions  $c$  (a) Insertion loss, (b) Returned loss.

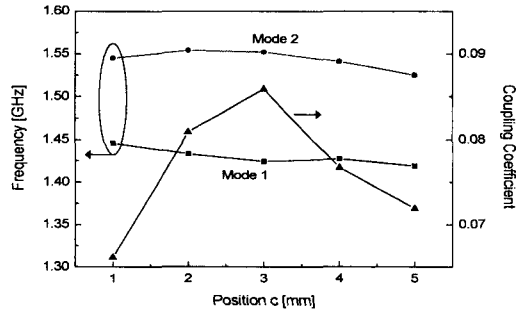


그림 7. Spur-line의 위치  $c$ 의 변화에 따른 이중 공진 주파수와 결합 계수 특성  
Fig. 7. Coupling coefficient and characteristics of the two resonant frequencies of the dual-mode filter as a function of the different lengths  $c$ .

두운 부분쪽은 전기장의 세기가 큰 부분이다. 그림 8(a)는 입력단을 기준으로 위상이  $0^\circ$  일 때 여파기에 형성된 전기장의 분포를 나타내고 있다. 입사된 전기장은 아래쪽에서 위쪽으로 진행하고, 공진기에 형

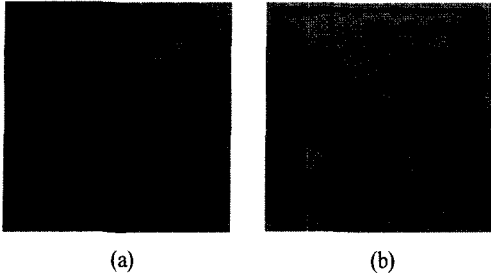


그림 8. 공진 주파수(1.5 GHz)에서 공진기에 형성된 전기장 분포

(a) 위상 = 0°, (b) 위상 = 90°

Fig. 8. Simulated electric field at the resonant frequency. (a) Phase = 0°, (b) Phase = 90°

성된 전기장은 엇갈린 슬롯이나 spur-line에 의해 변형된다. 위상이 90° 일 경우 입력단을 따라 수직 방향으로 진행하던 전기장이 출력단을 따라 왼쪽에서 오른쪽으로 진행된다. 두 그림을 통해 엇갈린 슬롯이나 spur-line에 의해 전기장이 흐름이 새롭게 변형됨을 알 수 있다. 또한, 전기적으로는 신호의 길이가 길어져 보여 공진 주파수는 낮아지게 된다.

본 논문에서 제안한 구조의 타당성 입증을 위해 대역폭이 19.4 %이고 중심 주파수가 1.495 GHz인 이중모드 여파기를 설계, 제작 및 실험을 하였다. 이중모드 여파기의 spur-line은  $a=12$  mm,  $b=2$  mm,  $g=0.4$  mm로 설정하였고, 슬롯의 길이는 20 mm,  $g=0.4$  mm로 설정하였다. 그림 9는 제안한 이중모드 여파기의 시뮬레이션 및 실험 결과를 비교한 것이다. 이중모드 여파기의 삽입손실은 -0.9 dB로 시뮬레이션과

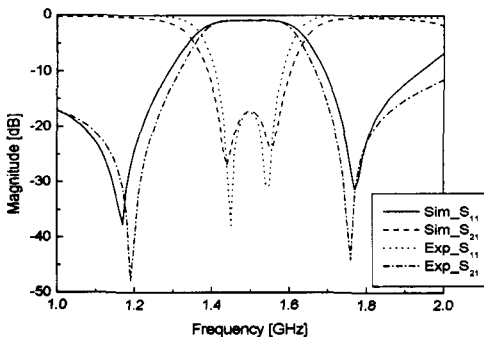


그림 9. 이중모드 여파기의 시뮬레이션과 실험을 비교한 결과

Fig. 9. Simulated and measured results for the proposed dual-mode filter.

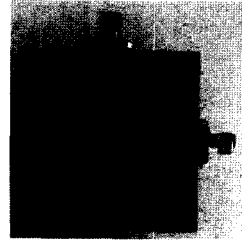


그림 10. 실제 제작된 이중모드 여파기

Fig. 10. Photograph of fabricated dual-mode filter.

실험이 거의 일치하였다. 실험 결과에서 얻은 위쪽 감쇠극의 위치는 시뮬레이션에서 얻은 위치보다 감소하였고, 반대로 아래쪽의 감쇠극의 위치는 시뮬레이션보다 증가하였다. 이에 따라 이중모드 여파기의 대역폭은 19.4 %에서 18.5 %로 약간 감소하였다. 두 결과간의 이러한 차이는 제작상의 정밀도에서 기인하는 오차로 사료된다. 그림 10은 실제 제작한 이중모드 여파기의 사진이다.

### III. 개폐기 특성을 갖는 이중모드 여파기

1980년대 말에 Kai Chang은 마이크로스트립 형태의 링 공진기를 이용하여 개폐기 특성을 갖는 대역 통과 여파기를 제안한 바 있다<sup>[12],[13]</sup>. 앞에서 언급한 것처럼 기존의 링 공진기에서는 급전 부분의 갭이 삽입손실의 특성을 저해하는 요인이 된다. [12]에서 마이크로스트립 링 대역 통과 여파기의 급전 부분에 존재하는 갭이 0.25 mm일 때, -20 dB 정도의 낮은 삽입손실을 나타내었고, 이를 보상하기 위해서 갭을 3  $\mu$ m로 변경하였다. 하지만 3  $\mu$ m는 제작이 쉽지 않은 크기이고, 실제 제작시 오차도 커서 여파기 특성이 갭에 의해 크게 좌우되는 단점이 있다. II장에서 제안한 구조는 엇갈린 슬롯이 있는 이중모드 여파기에 spur-line을 첨가함으로써 급전 부분의 갭을 없앴고, 최소 삽입손실을 -0.9 dB까지 줄일 수 있었다. 따라서 본 논문에서 제안한 구조가 [12]에서 사용된 마이크로스트립 형태의 링보다 개폐기 특성을 갖는 여파기로 사용하기에 적절하다. 이번 장에서는 II장에서 제안한 이중모드 여파기 구조에 PIN 다이오드를 첨가하여 개폐기 특성을 가진 이중모드 여파기를 제안하고자 한다. 개폐기 특성의 이중모드 여파기를 설계 및 실험하기 위해 유전율 10.2, 두께 50

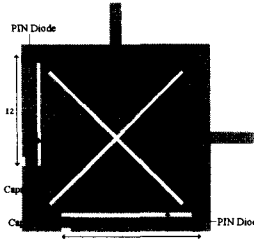
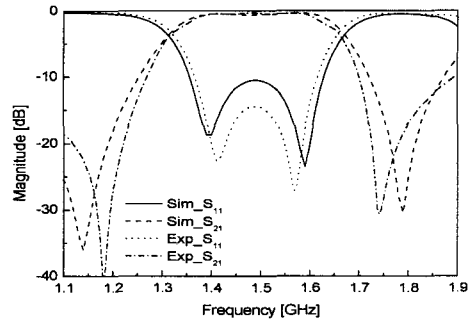


그림 11. 개폐기 특성을 가진 이중모드 여파기, 위의 그림에서 DC 바이어스 라인은 생략됨

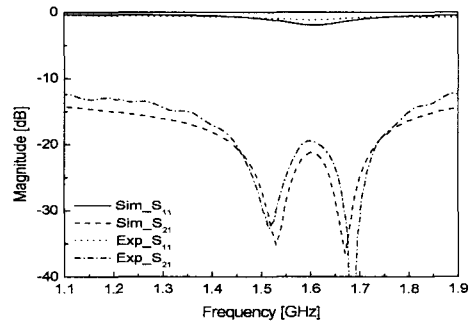
Fig. 11. Dual-mode resonator with switchable characteristics.

mil 기판이 사용되었다. 공진기의 가로  $L$ 과 세로  $W$ 는 각각 20 mm로, 패치의 대각선으로 위치한 두 개의 슬롯의 길이는 20 mm, 갭은 0.4 mm로 설정하였다. 한 쪽 spur-line의 크기( $a \times b$ )는 12 mm와 2.5 mm로 다른 한 쪽은 14 mm와 2.5 mm로 각각 설정하였다. spur-line의 갭은 0.4 mm로 설정하였다. Spur-line의 갭은 PIN 다이오드를 삽입하기에 적절하고, spur-line은 패치의 가장자리에 위치하고 있으며, DC 바이어스 회로를 구성하기가 좋다. PIN 다이오드의 ON/OFF 상태에 따라 spur-line의 특성은 변하고, 이에 따라 이중모드 여파기는 개폐기의 특성을 띠게 된다. PIN 다이오드의 크기가 2.5 mm × 1.4 mm이므로 PIN diode가 삽입될 부분을 고려하여 그림 11에서 처럼 입구 부분만 0.4 mm에서 1.4 mm로 늘렸다. Spur-line에서 적절한 다이오드의 위치는 IE3D 시뮬레이션 결과를 바탕으로 얻은 것이다.

역방향 바이어스가 가해졌을 경우 PIN 다이오드는 개방 임피던스의 특성을 나타내기 때문에 spur-line 특성에는 영향을 주지 못한다. 따라서, 그림 11의 구조는 이중모드를 가지는 대역통과 여파기의 특성을 나타내고, 이를 이중모드 여파기의 ON 상태라 말할 수 있다. 반대로 다이오드에 순 바이어스가 가해졌을 경우 다이오드는 단락 임피던스의 특성을 갖기 때문에 spur-line 앞 부분의 갭이 연결되어 전류가 다이오드를 따라 흐르게 된다. 이때, 이중모드를 형성하는 L자형 spur-line이 I자형으로 보이게 되고, spur-line은 더 이상 이중모드를 형성하는 역할을 하지 못하게 된다. 또한 엇갈린 두 슬롯의 길이는 동일하므로 '슬롯에 의한 이중모드도 발생하지 않는다'<sup>[11]</sup>. 결국 그림 11의 구조는 공진 주파수에서 저지대역의



(a)



(b)

그림 12. 개폐기 특성을 가진 이중모드 여파기의 ON/OFF 상태를 구리 테이프를 이용하여 구현하였을 때의 결과

(a) ON 상태, (b) OFF 상태

Fig. 12. Simulated and measured results for the switchable dual-mode filter. Diodes are represented by conductive metal tabs.

(a) ON-state, (b) OFF-state

특성을 가지며, 이 때를 이중모드 여파기의 OFF 상태라 말할 수 있다.

앞에서 언급한 개념의 타당성을 입증하기 위하여 그림 12에서 PIN다이오드 대신에 구리 테이프를 사용하여 이중모드 여파기의 ON/OFF 특성을 구현하여 보았다. 모든 설계 변수는 그림 11에서 주어진 것과 동일하게 설정, 제작하였다. 실험 결과를 통해 OFF 상태에서의 이중모드 여파기는 중심 주파수 1.5 GHz에서 삽입손실이 -0.9 dB였다. 시뮬레이션을 통해서 얻은 감쇠극의 위치와 실험을 통해 얻은 감쇠극의 위치는 3~4%의 오차를 나타내었다. 실험에서의 아래쪽 감쇠극의 위치는 시뮬레이션에서의 위치보다 증가하였으며, 반대로 윗쪽에 존재하는 감쇠극의 위치는 시뮬레이션에서 얻은 위치보다 감소하였

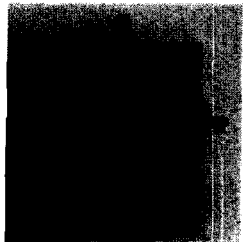


그림 13. 실제 제작된 개폐기 특성을 갖는 이중모드 여파기

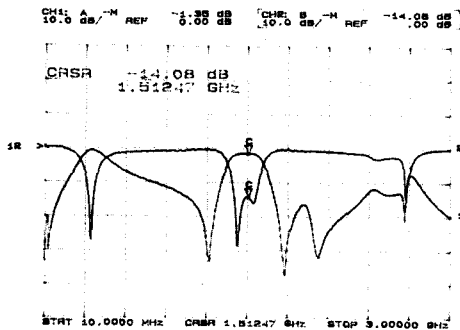
Fig. 13. Photograph of fabricated dual-mode filter.

다. 이에 따라, 여파기의 3-dB 대역폭은 시뮬레이션 보다 5 % 줄어든 특성을 나타내었다.

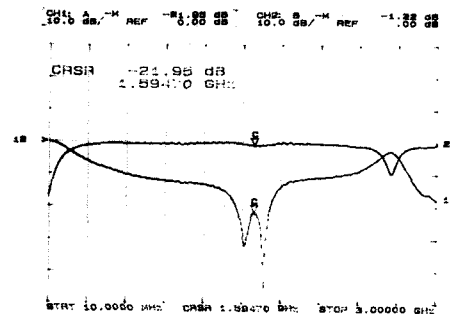
순 바이어스 전압을 걸어줄 경우 다이오드는 ON 상태이므로 전류가 다이오드를 따라 흐르게 되어 이중모드 여파기는 OFF 상태가 된다. 이를 입증하기 위해 spur-line의 앞부분에 PIN 다이오드 대신하여 구리 테이프를 붙였다. 실험 결과 이중모드 여파기의 중심 주파수인 1.5 GHz에서  $S_{21}$ 는 -30 dB 이하로 억제되었다. 일반적으로 L자형 슬릿인 spur-line은 구조적으로 전기적인 경로가 길어지므로 공진 주파수가 낮아지는 효과를 갖는다. 다이오드가 ON 상태일 경우 L자형 슬릿은 I자형 슬롯으로 변하게 된다. 이때, I자형 슬롯은 여파기의 변과 평행하게 이루어져 있으므로 여파기의 가장자리 변을 따라 형성되는 전기장의 경로를 크게 바꾸지 못하게 되어 중심 주파수가 1.5 GHz에서 1.6 GHz로 상승하였다. 주파수가 1.6 GHz일 때  $S_{21}$ 는 -17 dB로 1.5 GHz일 때보다 다소 높아지게 되었다. 실험 결과는 시뮬레이션 결과와 비슷한 특성을 나타내었다.

그림 13은 실제 제작된 개폐기 특성을 갖는 이중모드 여파기다. 실제 회로에서는 다이오드의 ON/OFF 상태를 조절하기 위해 DC 바이어스 회로가 고려되었다. 패치의 중앙에 위치한 엇갈린 슬롯보다는 가장자리에 위치한 spur-line이 DC 바이어스 회로와 결합하기에 수월하다. 끝부분이 단락된  $\lambda/4$ 인 마이크로스트립 라인이 패치의 접지면과 연결된다. DC 바이어스 회로를 RF 신호와 격리시키기 위해서 그림 11처럼 두 개의 캐패시터가 사용되었다.

그림 14는 실제 제작한 개폐기 특성을 갖는 이중모드 여파기를 3 GHz까지 측정된 결과이다. 그림



(a)



(b)

그림 14. 실제 제작된 개폐기 특성을 갖는 이중모드 여파기

(a) ON 상태, (b) OFF 상태

Fig. 14. Measured results for the switchable dual-mode filter.

(a) ON-state, (b) OFF-state

14(a)는 이중모드 여파기가 ON 상태일 경우로 삽입 손실이 -1.35 dB로 구리 테이프를 구현한 경우보다는 다소 높아졌다. 이는 다이오드나 캐패시터에 의한 감소로 사료되며, MEMS 스위치를 사용하면 이 부분의 삽입손실을 줄일 수 있을 것이다. 중심 주파수는 1.5 GHz로 앞에서 구리 테이프를 예측했던 주파수와 일치하였다. 그림 14(b)는 이중모드 여파기의 OFF 상태로 1.5 GHz에서  $S_{21}$ 가 -30 dB까지 억제되었으며 이 때, 다이오드에 걸린 바이어스의 전압은 0.7 V였다. 앞에서 예측했듯이 중심 주파수는 1.59 GHz로 상승하였고,  $S_{21}$ 가 -21.95 dB까지 억제하였다.

#### IV. 결 론

본 논문에서는 엇갈린 슬롯만 존재하는 구조에 L자 형태의 spur-line을 첨가하여 특성을 개선시킨 다

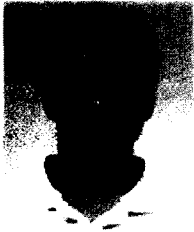


이크로스트립 이중모드 여파기를 제안하였다. 제안한 구조는 급전 부분의 갭을 없앴으로써 기존의 구조에 비해 삽입손실이  $-2.5$  dB 정도로 개선되었다. 이중모드를 얻을 수 있는 섭동의 범위는 기존 구조에 비해 상당히 넓어져 이중모드 특성을 갖는 여파기의 설계가 훨씬 쉬어지는 장점이 있다. 이로 인해 제작시 나타나는 오차를 줄일 수 있을 것으로 기대한다. 또한 본 논문에서는 제안한 구조에 PIN 다이오드를 삽입하고, 이를 개폐기 특성을 지닌 이중모드 여파기로도 활용할 수 있었다. 이 때, 통과대역에서  $20$  dB가 넘는 격리의 특성도 나타내었다. 제안한 구조에 삽입된 엇갈린 슬롯이나 spur-line에 의해 여파기의 공진 주파수는  $34.7\%$  감소하였으므로 여파기의 소형화가 가능했다. 본 논문에서 제안한 구조가 무선 이동통신에서 유용하게 쓰일 수 있으리라 기대한다.

### 참 고 문 헌

- [1] P. Troughton, "High Q-factor resonator in microstrip", *Electron. Lett.*, vol. 4, pp. 520-522, 1968.
- [2] V. Gungerich, M. Schwab and P. Russer, "Nonlinear design and experimental results of a low-noise varactor tunable oscillator using a coupled microstrip resonator", in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 549-552, 1992.
- [3] K. D. Stephan, S. -L. Young and S. -C. Wong, "Microstrip circuit applications of high-Q open microwave resonators", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 36, no. 9, pp. 1319-1327, Sep. 1988.
- [4] J. A. Curtis, S. J. Fiedziuszko, "Miniature dual-mode microstrip filters", in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 443-446, Jun. 1991.
- [5] J. S. Hong, M. J. Lancaster, "Realisation of quasi-elliptic function filter using dual-mode microstrip square loop resonators", *Electron. Lett.*, vol. 31, no. 24, pp. 2085-2086, Nov. 1995.
- [6] J. S. Hong, M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. New York: Wiley, 2001.
- [7] L. H. Hsieh, K. Chang, "Compact dual-mode elliptic-function band-pass filter using a single ring resonator with one coupling gap", *Electron. Lett.*, vol. 36, no. 19, pp. 1626-1627, Sep. 2000.
- [8] L. H. Hsieh, K. Chang, "Dual-mode elliptic-function bandpass filter using one single patch resonator without coupling gaps", *Electron. Lett.*, vol. 36, no. 24, pp. 1626-1627, Nov. 2000.
- [9] Z. M. Hejazi, P. S. Excell and Z. Jiang, "Compact dual-mode filters for HTS satellite communication systems", *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 8, no. 8, pp. 275-277, Aug. 1998.
- [10] Adnan Görür, "A Novel dual-mode bandpass filter with wide stopband using the properties of microstrip open-loop resonator", *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol. 12, no. 10, pp. 386-388, Oct. 2002.
- [11] L. Zhu, L. P. M. Wecowski and K. Wu, "New planar dual-mode filter using cross-slotted patch resonator for simultaneous size and loss reduction", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, no. 5, pp. 650-654, May 1999.
- [12] T. S. Martin, F. Wang and K. Chang, "Electronically tunable and switchable filters using microstrip ring resonator circuits", in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 803-806, 1988.
- [13] K. Chang, S. Martin, Fuchen Wang and J. L. Klein, "On the Study of Microstrip Ring and Varactor-Tuned Ring Circuits", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 35, no. 12, pp. 1288- 1295, Dec. 1987.

성 영 제



2000년 2월: 고려대학교 전기전자  
전파공학부 (공학사)  
2000년 3월~2002년 2월: 고려대학  
교 전파공학과 (공학석사)  
2002년 3월~현재: 고려대학교 박  
사과정

[주 관심분야] 넓은 저지대역을 갖  
는 DGS 구조, DGS 구조를 이용한 RF 소자의 성능 개선,  
Reconfigurable patch antenna, 밀리미터파 대역 배열 안  
테나 설계

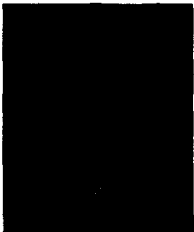
이 건 준



1997년 2월: 원광대학교 반도체학  
과 (공학사)  
1997년 3월~1999년 2월: 광운대학  
교 전파공학과 (공학석사)  
2002년 3월~현재: 고려대학교 전  
파공학과 박사과정

[주 관심분야] 초고주파 회로 설계  
(Oscillator, Power Amplifier, Antenna)

김 보 연



2003년 8월 :고려대학교 전자 및 정  
보공학부 (공학사)  
2003년 9월~현재: 고려대학교 대학  
원 전파공학과 석사과정  
[주 관심분야] DGS, 능동 소자를  
이용한 Antenna 설계

김 영 식



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

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

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