

# 여파기와 안테나로 동시 적용이 가능한 마이크로스트립 공진기

## Microstrip Resonator for Simultaneous Application to Filter and Antenna

성 영 제 · 김 덕 환\* · 김 영 식\*

Youngje Sung · Duckhwan Kim\* · Young-Sik Kim\*

### 요 약

본 논문에서는 여파기와 안테나 기능을 동시에 수행할 수 있는 새로운 개념의 마이크로스트립 공진기를 제안하고자 한다. 제안한 구조는 바깥쪽 링, 안쪽 링, 원형 패치, 그리고 3개의 포트에 이루어져 있다. 제안하는 구조가 여파기와 안테나로 동작하는 주파수는 각각 주로 안쪽 링과 원형 패치의 반지름에 의해 결정된다. 측정 결과를 통해 마이크로스트립 공진기가 여파기로 동작할 경우 공진 주파수는 0.69 GHz에서 3 dB 대역폭 15.1%에 삽입 손실이 -1.4 dB의 특성을 보였다. 이 때, 통과 대역 아래 부분에 전달 영점은 0.52 GHz에, 윗부분의 전달 영점은 1.14 GHz와 2.22 GHz에 위치하였다. 위쪽 저지 대역에서 바깥쪽 링의 스텝에 의한 교차 결합(cross coupling)과 안쪽 링에 의해 각각 1개의 전달 영점이 형성된다. 원형 패치는 이중 모드(dual-mode) 특성을 형성하며, 또 다른 전달 영점을 유도한다. 제안한 구조가 안테나로 동작하는 주파수는 2.7 GHz이고, 이득은 3.8 dBi였다. 여파기와 안테나의 공진 주파수에서 격리도 특성(isolation)이 각각 -25 dB 이하의 좋은 특성을 나타내었다.

### Abstract

This paper proposes a novel concept for a microstrip resonator that can function as a filter and as an antenna at the same time. The proposed structure consists of an outer ring, an open loop-type inner ring, a circular patch, and three ports. The frequencies where the proposed structure works as a filter and as an antenna, respectively, are determined primarily by the radius of the inner ring and the circular patch. The measured results show that, when the microstrip resonator operates as a filtering device, this filter has about 15.1% bandwidth at the center frequency of 0.63 GHz and a minimum insertion loss of 1.5 dB within passband. There are three transmission zeros at 0.52 GHz, 1.14 GHz, and 2.22 GHz. In the upper stopband, cross coupling - taking place at the stub of the outer ring - and the open loop-type inner ring produce one transmission zero each. The circular patch generates the dual-mode property of the filter and another transmission zero, whose location can be easily adjusted by altering the size of the circular patch. The proposed structure works as an antenna at 2.7 GHz, showing a gain of 3.8 dBi. Compared to a conventional patch antenna, the proposed structure has a similar antenna gain. At the resonant frequencies of the filter and the antenna, high isolation (less than -25 dB) between the filter port and the antenna port can be obtained.

Key words : Microstrip Resonator, Multi-Function RF Device

### I. 서 론

마이크로스트립 공진기는 무게가 가볍고, 두께가

「본 과제는 Gyeonggi Regional Research Center(GRRC)의 지원을 받아 수행되었음.」

경기대학교 전자공학과(Department of Electronics Engineering, Kyonggi University)

\*고려대학교 전파통신공학과(Department of Radio Communication Engineering, Korea University)

· 논문 번호 : 20091229-153

· 교신저자 : 성영제(e-mail : yjsung@kgu.ac.kr)

· 수정완료일자 : 2010년 3월 30일

얇고, 쉽게 만들 수 있기 때문에 오랫동안 안테나를 비롯하여 여파기, 발진기, 증폭기 등 다양한 초고주파 부품을 구현하기 위해 사용되어 왔다<sup>[11][12]</sup>. 최근 들어 이동 통신 기술이 급속도로 발달함에 따라 이동 통신 단말기의 크기는 작아지는 반면에 서비스 대역은 계속 늘어나고 있는 추세이다. 이러한 상황에 부응하기 위한 한 가지 방법으로는 초고주파 부품의 소형화를 들 수 있다. 최근까지 기존 초고주파 부품의 크기를 소형화하기 위한 노력이 지속적으로 이루어져 왔으며, 그 중에서도 여파기와 안테나의 소형화 연구가 가장 활발하다고 할 수 있다<sup>[3]~[12]</sup>. 고유전체 기판을 사용하여 구현한 여파기<sup>[3]</sup>나 안테나<sup>[4]</sup>는 구조적인 변화 없이도 쉽게 크기를 줄일 수 있었다. 고유전체 기판 위에 구현된 안테나는 그 크기를 줄일 수는 있으나, 방사 효율이 감소하는 문제점이 있어서 참고문헌 [4]에서는 부분적으로 고유전을 재질을 사용하여 안테나를 설계하였다. 구조적으로는 루프(loop)<sup>[5]</sup>, 헤어핀(hairpin)<sup>[6]</sup>, 미앤더(meander)<sup>[7]</sup>, 또는 프랙탈(fractal)<sup>[8]</sup> 같은 형태를 사용하여 마이크로스트립 공진기를 소형화할 수 있었다. 최근 들어서는 slow-wave 특성을 가진 EBG 구조를 적용하여 여파기와 안테나를 비롯한 초고주파 공진기의 크기를 줄일 수 있는 방법도 제안되었다<sup>[9]~[12]</sup>.

두 번째 방법으로는 공진기의 소형화는 아니지만 이중 대역 공진기를 들 수 있다. 이중 대역 공진기는 하나의 공진기로 이중 대역에서 특성을 낼 수 있기 때문에 서비스 대역이 증가함에 따라 요구될 수 있는 추가적인 초고주파 부품의 수를 절감할 수 있는 효과가 있다. 참고문헌 [13]에서 대역 통과 여파기와 대역 저지 여파기를 연속적으로 연결하여 이중 대역 여파기를 제안하였다. 그러나, 이러한 구조는 크기가 커지는 단점이 있다. 참고문헌 [14]에서는 공진기 구조안에 또 다른 공진기 구조를 적용하여 이중 대역 특성을 갖는 여파기를 제안하였다. 이러한 구조는 참고문헌 [13]의 구조보다 크기를 줄일 수 있는 장점이 있다. 이렇듯 2개 이상의 공진기를 사용하여 이중 대역 여파기를 구현할 수 있는 구조와는 달리 stepped-impedance resonator(SIR)<sup>[15],[16]</sup>는 단일 공진기를 사용하여 쉽게 이중 대역 여파기를 구현할 수 있었다. 이중 대역 안테나는 두 개 이상의 서비스 대역을 요구하는 무선 이동 통신 시스템에 매우 유용하

다. 이미 많은 이중 대역 안테나들이 많은 논문을 통해 제안되어 왔다<sup>[17]~[19]</sup>.

세 번째 방법으로는 재구성 개념(reconfiguration concept)을 통해 구현된 초고주파 부품이다. 최근 들어 기존의 공진기에 다이오드, MEMS와 같은 RF 스위치를 적용하여 재구성 특성을 갖는 여파기<sup>[20],[21]</sup>나 안테나<sup>[22],[23]</sup> 구현에 대한 연구가 활발해지고 있다. 이러한 기술은 외부에서 인가되는 전압에 따라 초고주파 부품의 공진 특성을 조절할 수 있는 장점이 있다. 가변 가능한 공진 특성이 공진 주파수일 경우 여파기나 안테나에 적용하여 광대역 또는 다중 대역 특성을 구현할 수 있었다<sup>[20],[22]</sup>. 또한, RF 스위치를 사용하여 구현한 편파 조절이 가능한 편파 변환 안테나는 주파수 재사용(frequency reuse)와 같은 장점이 있다<sup>[23]</sup>.

본 논문에서는 하나의 공진기로 두 가지 부품의 성능을 동시에 낼 수 있는 새로운 개념의 구조를 제안하고자 한다. 이러한 개념은 평판 형태의 마이크로스트립 공진기로는 처음 제안되는 구조로 재구성 개념을 통해 구현되는 다기능 공진기(multi-function resonator)와는 다른 개념의 구조라 할 수 있다. 본 논문에서 사용하는 필터나(filtenna)라는 용어는 filter와 antenna의 합성어로, 하나의 공진기로 여파기와 안테나로 동시에 사용이 가능한 구조를 의미한다. 필터나는 여파기로 사용되는 공진기가 안테나로도 사용이 가능하므로 실제 시스템에서 사용시 공간의 사용이 용이하여 PCB 보드상에 효율적으로 부품 배치를 할 수 있는 장점이 있다.

본 논문에서 제안한 필터나는 참고문헌 [24]에서 사용했던 구조에 기반으로 두고 있다. 하나의 공진기를 사용하여 여파기와 안테나 특성을 동시에 얻기 위해서 여파기의 2개의 포트 중에서 하나의 포트를 안테나 포트에 사용할 경우를 고려해 볼 수 있다. 이러한 경우, 여파기와 안테나 간의 격리도 특성을 확보하기 어렵고, 이로 인해 안테나의 효율적인 방사가 저해될 것으로 판단된다. 이러한 이유로 인해 본 논문에서는 여파기의 포트와 안테나의 포트를 분리하여 사용하였으며, 여파기와 안테나는 서로 다른 주파수에서 동작하였다. 필터나의 여러 변수들을 최적화하여 여파기와 안테나의 공진 주파수에서 측정된 격리도 특성을 각각 -25 dB와 -35 dB을 얻었

다. 4장의 변수 학습을 통해 격리도 특성은 여파기와 안테나의 특성과 trade-off 관계에 있음을 알 수 있었다.

## II. 제안하는 구조

그림 1(a)은 본 논문에서 제안하는 필테나 구조로 유전율이 4.4, 두께가 1.6 mm인 FR4 유전체 기판 위에 구현되었다. 필테나는 하나의 공진기를 사용하여 여파기와 안테나 특성을 동시에 구현할 수 있는 장점이 있다. 본 논문에서 제안한 필테나는 서로 다른 주파수에서 각각 여파기와 안테나로 동작하게 되고, 여파기와 안테나 특성간의 격리도 특성을 용이하게 확보하기 위해 여파기와 안테나의 포트를 분리하였다. 그림 1의 3개 포트 중에서 공진기의 좌우에 위치한 포트 1과 2는 여파기의 입, 출력단으로, 아래쪽에 위치한 포트 3은 안테나의 급전단으로 사용하였다. 3개의 포트들의 선 폭은 모두 3 mm였고, 이는 사용한 유전체 기판에서 50 W에 해당한다. 그림 1(b)는 본 논문에서 제안하는 구조의 개략도이다.

필테나로 사용된 공진기는 그림 1(b)에서 보듯이 크게 세 부분으로 나누어져 있다. 바깥쪽에는 안쪽 반지름이  $R_1$ 이고, 폭이  $w_1$ 인 1/4 링이 2개 존재한다. 그림 1(b)에서 1/4 바깥쪽 링은 등가적으로 임피던스  $Z_1$ , 전기적인 길이  $\theta_1$ 를 갖는 라인으로 표현하였다. 바깥쪽 링의 한쪽 끝이 각각 여파기의 입출력단인 포트 1과 2에 연결되어 있고, 반대쪽은 길이  $s$ 를 갖는 개방 스텐브(open stub)로 구현되어 있다. 스텐브의 길이  $s$ 와 이격 거리  $d$ 인 두 바깥쪽 링 사이에는 교차 결합으로 인한 캐패시턴스  $C_1$ 이 발생하게 되어 전달 영점 특성을 구현할 수 있었다. 바깥쪽 링의 안쪽으로는 안쪽 반지름이  $R_2$ 이고, 폭이  $w_2$ 인 안쪽 링이 위치하고 있다. 그림 1(b)에서 1/2 길이의 안쪽 링은 등가적으로 임피던스  $Z_2$ , 전기적인 길이  $2\theta_2$ 를 갖는 라인으로 표현하였다. 여파기의 공진 주파수는 안쪽 링에 의해 결정되고, 바깥쪽 링의 길이에 따라 조절이 가능하였다. 안쪽 링의 아래쪽 부분이 각도  $\beta$ 만큼 이격되어 있고, 이로 인해 여파기의 전달 영점 특성을 구현할 수 있었다. 공진기의 정중앙에는 반지름이  $R_3$ 인 원형 패치가 위치하고 있으며, 안쪽 링과 원형 패치는 폭  $w_2$ 인 짧은 마이크로스트립으로

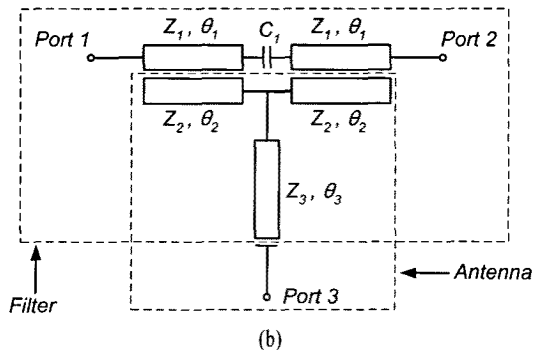
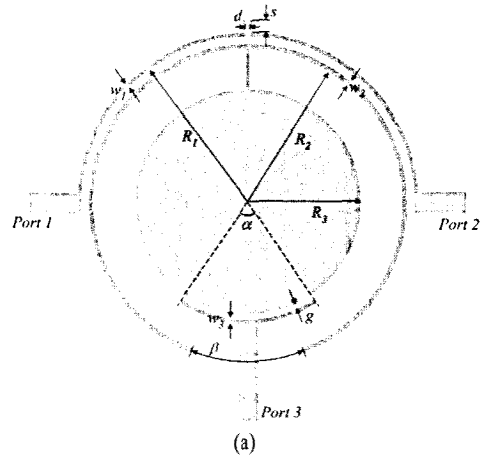


그림 1. (a) 제안하는 구조, (b) 개략도  
Fig. 1. (a) Proposed structure, (b) Schematics.

연결되어 있다. 이 부분은 등가적으로 임피던스  $Z_3$ , 전기적인 길이  $\theta_3$ 를 갖는 라인으로 표현하였다. 반지름의 길이가  $R_3$ 인 원형 패치는 안쪽 링의 1/4 개방 스텐브 역할을 하게 되어 여파기의 전달 영점을 형성한다<sup>[24]</sup>. 또한, 원형 패치의 반지름의 길이를 변화 시킴에 따라 odd-mode에 해당하는 공진 주파수의 변화 없이 even-mode에 해당하는 주파수는 변화시킬 수 있었다. 제안한 공진기가 안테나로써 동작을 할 경우는 원형 패치는 일반적인 원형 마이크로스트립 안테나처럼 방사 소자로 사용되고 있다. 이 때, 공진 주파수는 원형 패치에 의해 되고 안쪽 링의 길이에 따라 조절이 가능하였다.

## III. 격리도 특성

그림 2는 안테나의 급전부의 구현 방법에 따른 필테나의 특성을 비교한 시뮬레이션 결과이다. 그림

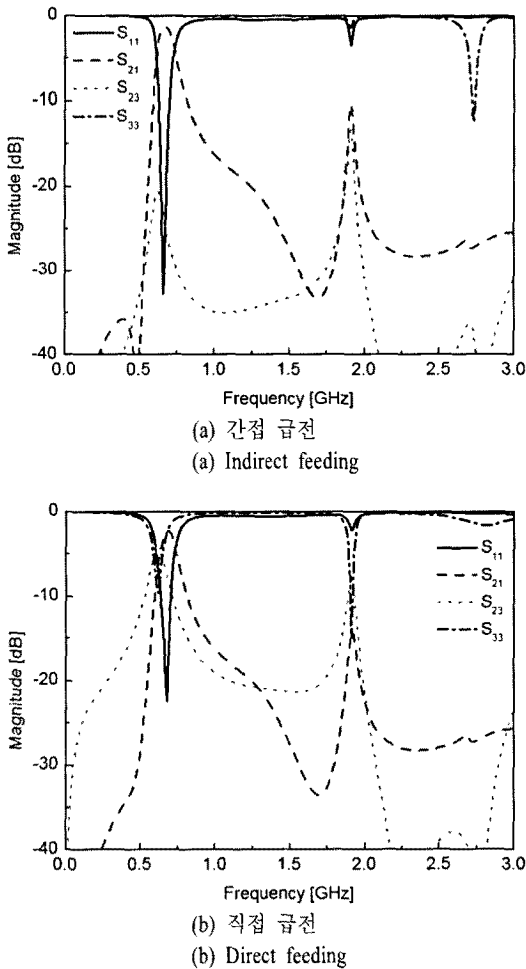


그림 2. 안테나 급전 방법에 따른 시뮬레이션 결과  
 Fig. 2. Simulated results of the filtenna.

2(a)는 그림 1의 구조를 시뮬레이션하여 얻은 결과로 간접 급전을 사용하여 안테나의 매칭 특성을 쉽게 확보할 수 있었다. 안테나의 매칭을 최적화시키기 위해 시뮬레이션 툴인 IE3D를 사용하여 갭  $g$ ,  $w_3$ , 그리고 각도  $\alpha$ 를 조정하였다. 그림 3은 그림 1의 구조를 시뮬레이션하여 얻은 공진기 표면에서의 전류 분포이다. 시뮬레이션 주파수는 각각 여파기와 안테나의 공진 주파수이다. 그림에서 파란색으로 갈수록 전류의 분포가 적으며, 빨간색으로 갈수록 전류의 분포가 강해짐을 의미한다. 그림 3(a)에서 보듯이 공진기가 여파기로 동작하는 동안 안테나 포트에는 전류가 거의 존재하지 않았다. 이는 여파기의 공진 주파수에서 안테나와 여파기간의 격리도 특성이 높음

을 의미한다.

안테나의 급전 방법이 간접이 아닌 직접급전일 경우 필테나의 특성은 그림 2(b)와 같았다. 직접 급전은 50 W 마이크로스트립 라인이 반지름이  $R_3$ 인 원형 패치에 바로 연결되는 구조를 의미한다. 아랫 부분이 open 특성을 갖는 원형 패치에 50 W 부하가 연결되게 되어, 많은 양의 전류가 원형 패치로 흐르게 되고, 원형 패치로 흘러든 전류가 안테나 포트에 넘어가게 된다. 이에 따라 그림 2에서 보듯이 여파기의 공진 주파수에서 여파기와 안테나 간의 격리도 특성이  $-24.41$  dB에서  $-8.5$  dB까지 나빠지게 되었다. 이러한 현상으로 인해 여파기의  $S_{21}$ 이  $-1.27$  dB에서  $-2.3$  dB로 1 dB 정도 증가하게 되었다. 간접 급전에서 직접 급전으로 바뀌에 따라 안테나의 공진 주파수가 2.7 GHz에서 2 GHz로 내려가게 되고, 안테나의 공진 주파수에서 여파기와 안테나간의 격리도 특성이  $-35$  dB에서  $-10$  dB로 나빠지게 된다. 이에 따라, 안테나의 공진 주파수에서 이득은 3.8 dBi에서  $-5.5$  dBi로 감소하였다.

그림 1의 공진기에서 실질적으로 안테나로써 동작하는 부분은 원형 패치 부분이다. 그러므로, 안테나의 공진 주파수는 원형 패치의 반지름  $R_3$ 에 의해 조절된다. 이러한 개념을 확실히 하기 위하여 그림 4에서 보이는 3가지 구조에 대하여 시뮬레이션을 통해 안테나 이득을 비교해 보았다. 그림 4(a)처럼 원형 패치만 있는 경우 2.8 GHz에서 안테나 이득은 4.4 dBi였고, 그림 4(b)와 (c)는 모두 공진 주파수 2.7 GHz에서 안테나 이득은 3.8 dBi였다. 따라서, 안쪽 링만이 안테나 특성에 약간 영향을 미친다고 할 수 있다. 그림 3(b)에서 여파기의 포트쪽에 존재하는 전류가 거의 없는 것으로 보이며, 이는 제안한 공진기가 안테나로 동작할 때 안테나와 여파기 간의 격리도 특성이 좋음을 의미한다.

#### IV. 변수 학습

이번 장에서는 그림 1에서 주어진 여러 변수를 분석하고, 설계 변수들이 제안한 필테나 특성에 어떤 영향을 미치는지 알아보기로 한다. 여러 변수들 중에서 원형 패치의 반지름  $R_3$ 와 각도  $\beta$ 는 여파기와 안테나 특성에 동시에 영향을 미치는 중요한 변수라

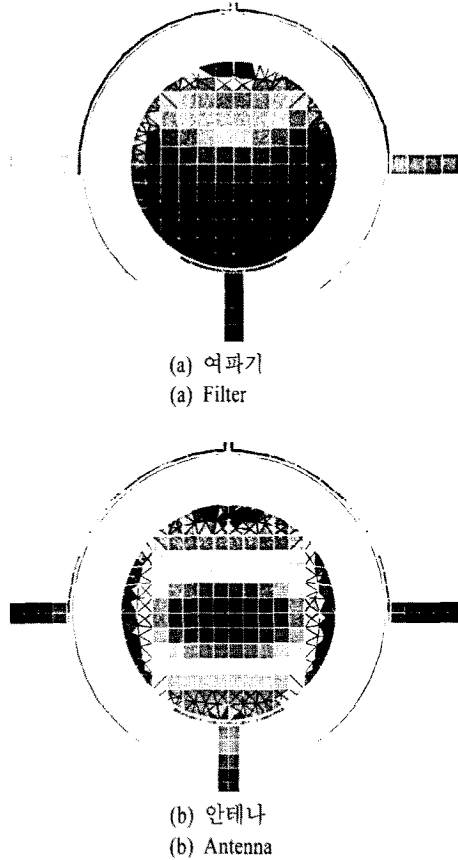


그림 3. 시뮬레이션 결과  
Fig. 3. Simulated current distributions at the operating frequencies.

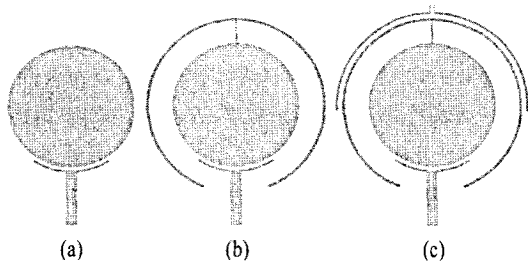


그림 4. 여러 가지 원형 패치 구조  
Fig. 4. Various circular patch structure.

할 수 있다. 스테르브의 길이  $s$ 와  $d$ 는 여파기의 전달 영점 특성에 영향을 주고, 바깥쪽 링의 반지름  $R_1$ 과 폭  $w_1$ , 그리고 안쪽 링의 반지름  $R_2$ 와 폭  $w_2$ 는 여파기의 공진 주파수를 결정하게 된다. 여기서 반지름  $R_2$ 는 안테나에 약간의 영향을 미치기도 하나, 공진 주파수와 이득에 큰 변화를 주지는 못한다. 끝으로

안테나의 급전부( $a, w_3, g$ )는 여파기에 영향을 주지 않는다. 따라서, 이번 장에서는 우선 ‘Y’자 형태의 안테나 급전부분을 제외한 구조를 고려한다. 이 구조의 여파기 특성에 대하여 변수 학습을 시행한다. 이를 바탕으로 최종적으로는 안테나의 포트부까지 고려한 구조를 사용하여 변수 학습을 한다. 이때는 여파기와 안테나의 특성뿐만 아니라 여파기와 안테나의 격리도 특성까지 고려하였다.

#### 4-1 여파기

그림 5는 원형 패치의 반지름  $R_3$ 의 변화에 따른 여파기의  $S_{21}$  특성 변화를 보여주고 있다.  $R_3$ 는 0 mm에서 15 mm까지 1 mm씩 증가시켜가면서 시뮬레이션을 하였으며, 그림 5에서는 시뮬레이션 한 16가지 경우 중에서 대표적인 6가지 경우만 보여주고 있다. 바깥쪽 링의 반지름  $R_1$ 과 폭  $w_1$ 은 각각 22.2 mm와 0.5 mm로 설정하였으며, 스테르브의 길이  $s$ 는 1 mm, 이격거리  $d$ 는 0.5 mm로 설정하였다. 안쪽 링의 반지름  $R_2$ 와 폭  $w_2$  각각 21.8 mm와 0.2 mm로 설정하였으며, 각도  $\beta$ 는  $70^\circ$ 로 설정하였다. 안테나의 급전부는 여파기 특성에 거의 영향을 미치지 않으므로 시뮬레이션시 제외하였다.

원형 패치가 없는 경우( $R_3=0$  mm), 그림 5에서 보여지는 것처럼 0.7 GHz 대역에서 기본 모드인 odd-mode가 발생하고, 1.5 GHz 대역에서 하모닉 성분인 even-mode가 발생하게 된다. 반지름  $R_3$ 를 갖는 원형

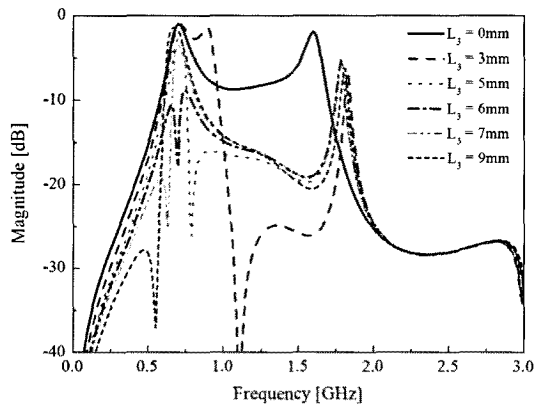


그림 5. Circular patch의 반지름  $R_3$ 의 변화에 따른 filter의  $S_{21}$   
Fig. 5. Simulated frequency response( $S_{21}$ ) of the filter with different radius  $R_3$ .

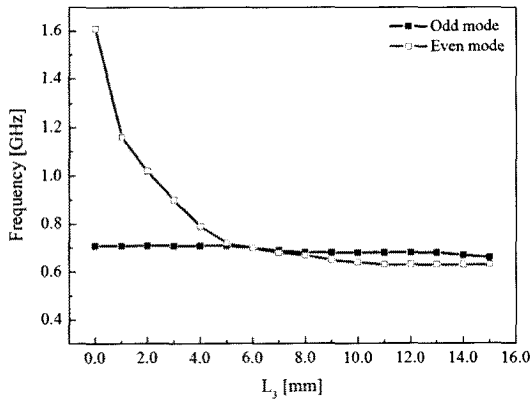


그림 6. 원형 패치의 반지름  $R_3$ 의 변화에 따른 odd/even mode의 공진 주파수  
 Fig. 6. Two resonant frequencies of degenerate modes versus different  $R_3$ .

패치를 안쪽에 적용하여  $R_3$ 를 변화시킴에 따라 even-mode의 공진 주파수를 조절할 수 있다. 그림 6은  $R_3$ 에 변화에 따른 odd-mode와 even-mode의 공진 주파수를 나타내고 있다. 원형 패치의 반지름  $R_3$ 를 증가시킴에 따라 even-mode의 공진 주파수가 내려가게 되나, odd-mode의 공진 주파수는 거의 변화가 없다.  $R_3$ 가 점점 증가하여 6 mm일 때, even-mode의 공진 주파수가 odd-mode의 공진 주파수와 동일해지게 되고,  $R_3$ 가 7 mm 이상이 될 경우 even-mode는 공진 주파수는 odd-mode의 공진 주파수보다 낮아지게 된다. 이 때, 1.9 GHz 대역에 존재하는 하모닉 성분의 주파수와  $S_{21}$ 값은 길이  $R_3$ 에 상관없이 거의 일정하였다.

$R_3=6$  mm에서 원형 패치가 형성하는 전달 영점의 주파수가 여파기의 공진 주파수와 동일해져 그림 5에서 보는 바와 같이 여파기의 공진 주파수 0.67 GHz에서  $S_{21}$ 이 -18 dB 아래로 떨어지게 된다. 시뮬레이션 결과를 통해  $R_3$ 가 6mm보다 작으면 전달 영점이 여파기의 윗쪽에 위치하게 되고,  $R_3$ 가 6 mm보다 크면 아래쪽 전달 영점의 역할을 하게 됨을 알 수 있었다. 또한, 여파기의  $S_{21}$ 은  $R_3$ 가 6 mm에서 멀어질수록 좋아지는 경향을 나타내었다.  $R_3=0$  mm일 때는 시뮬레이션을 통해 얻은  $S_{21}=-0.99$  dB이고,  $R_3=14$  mm일 경우  $S_{21}=-1.4$  dB였다. 원형 패치가 없는 경우( $R_3=0$ mm)와 비교하여  $R_3=14$  mm일 경우  $S_{21}$ 의 손실이 약간 큰 이유는 원형 패치가 존재할 경우 이를 통해 방사되거나 안테나 포트에 넘어가는 일부의 전

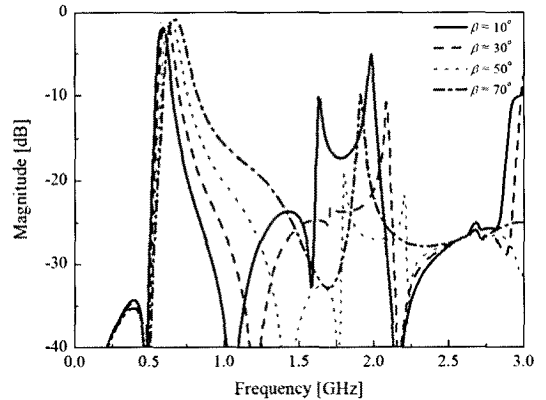


그림 7. 각도  $\beta$ 의 변화에 따른 여파기의  $S_{21}$   
 Fig. 7. Simulated frequency response( $S_{21}$ ) of the filter with different angles  $\beta$ .

력이 있기 때문이다.

그림 7은 안쪽 링에 형성된 각도  $\beta$ 의 변화에 따른 여파기의  $S_{21}$  특성을 보여주는 시뮬레이션 결과이다. 이 때, 각도  $\beta$ 는 10°, 30°, 50°, 70°인 4가지 경우를 고려하였다.  $R_3$ 는 15 mm로 설정하고, 나머지 변수들은 앞에서와 동일하게 설정하였다. 그림 1(b)에서  $Z_2$ 는 안쪽 링의 폭  $w_2$ 에 해당하는 임피던스,  $\theta_2$ 는  $180-\beta/2$ 에 해당한다. 각도  $\beta$ 는 여파기의 윗쪽 전달 영점의 위치를 결정하는 역할을 한다.  $\beta$ 가 커짐에 따라  $\theta_2$ 가 짧아지게 여파기의 윗쪽 전달 영점의 주파수가 증가하게 된다. 이는 여파기의 오른쪽 스커트(skirt) 특성이 나빠지게 됨을 의미한다. 2 GHz 대역에서 발생하는 하모닉 성분은  $\beta$ 가 10°일 때 매우 높았으며,  $\beta$ 가 50°일 경우 가장 좋은 특성을 보였다. 여파기의 삽입 손실  $S_{21}$ 은  $\beta$ 가 증가함에 따라 좋아지는 현상을 보였다,  $\beta$ 가 10°일 경우 삽입 손실이 -2.3 dB임에 반해  $\beta$ 가 70°일 경우 -1.37 dB로 1 dB 정도의 차이가 있었다.

바깥쪽 링에 존재하는 스테르브  $s$ 와 간격  $d$ 는 그림 1(b)에서 캐패시턴스  $C_1$ 을 형성하는 변수이다.  $C_1$ 에 의해 위쪽에 추가적인 전달 영점을 형성할 수 있다. 그림 8은 바깥쪽 링의 한 쪽 끝에 위치하는 매칭 스테르브의 길이  $s$ 의 변화에 따라 나타나는  $S_{21}$ 의 시뮬레이션 결과를 보여주고 있다. 매칭 스테르브가 존재하지 않을 경우( $s=0$  mm), 여파기는 0.5 GHz에서 강한 전달 영점과 1.7 GHz 대역에서 약한 전달 영점의 특성을 갖게 된다. 스테르브의 길이가 짧은 경우( $s=1$

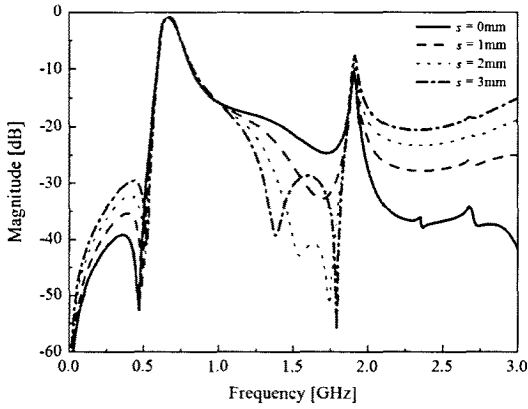


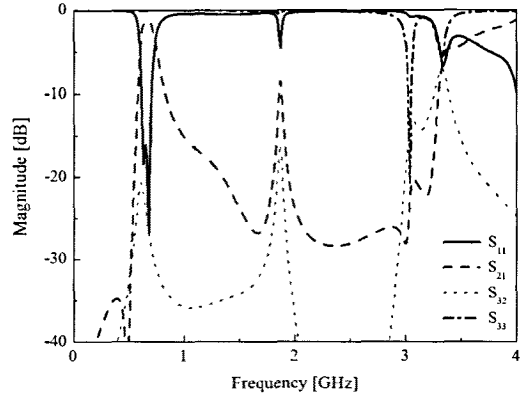
그림 8. Stub의 길이  $s$ 의 변화에 따른 filter의  $S_{21}$   
 Fig. 8. Simulated frequency response( $S_{21}$ ) of the filter with different lengths  $s$ .

mm), 스텐브에 위한 길이 변화가 작으므로 이로 인한 추가적인 전달 영점이 나타나지 않지만 전달 영점의 크기가 낮아지게 된다. 스텐브  $s$ 가 길어짐에 따라 교차 결합이 강해지고 추가적인 위쪽 전달 영점이 나타나게 되어 위쪽 전달 영점은 2개가 된다. 이때,  $s$ 의 길이가 늘어남에 따라 추가된 전달 영점의 위치도 내려가게 된다.  $s$ 가 0 mm에서 3 mm로 증가함에 따라  $S_{21}$ 의 삽입 손실은  $-1.37$  dB에서  $-1.52$  dB로 약간 감소하였다. 또한, 스텐브  $s$ 의 길이가 증가함에 따라 1.7 GHz 대역에서 발생하는 2차 공진의 크기가 약간 커지게 된다. 두 바깥쪽 링 사이의 간격  $d$ 는 작아질수록 교차 결합이 강해져서 전달 영점의 크기가 낮아짐을 알 수 있었다.

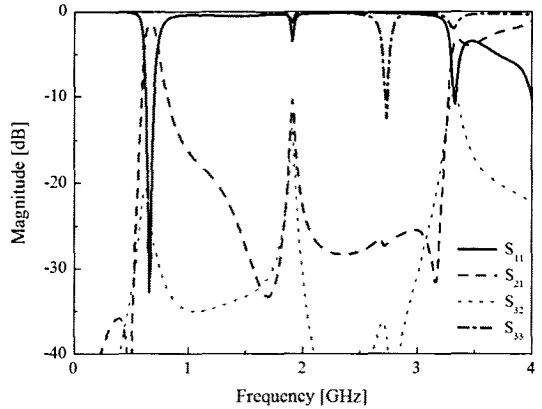
#### 4.2 안테나

제안한 필테나가 안테나로 동작하는 주파수는 일반적인 원형 패치 안테나와 같이 주로 반지름  $R_3$ 에 의해 좌우되고, 미세한 정도가 안쪽 링의  $\beta$ 에 의해 조절될 수 있다. 그림 9는 원형 패치의 반지름  $R_3$ 를 13 mm부터 17 mm까지 2 mm씩 증가시켜감에 나타나는 필테나의 특성을 시뮬레이션한 결과이다. 안테나의 급전부 설계 변수인  $a$ 와  $g$ 는 시뮬레이션을 통해 최적화하여 각각  $60^\circ$ 와 0.5 mm로 설정하였다. 나머지 변수들은 앞에서와 동일하였다.

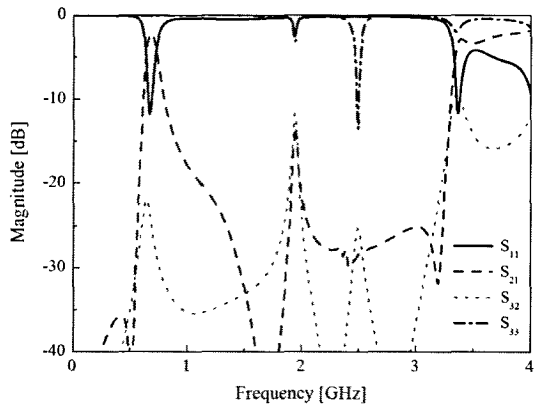
안테나 관점에서 보면 원형 패치의 반지름  $R_3$ 가 증가함에 따라 안테나의 공진 주파수가 감소하게



(a)  $R_3=13$  mm



(b)  $R_3=15$  mm



(c)  $R_3=17$  mm

그림 9. 원형 패치의 반지름  $R_3$ 의 변화에 따른 여파기와 안테나의 특성

Fig. 9. Simulated frequency responses( $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{23}$ ,  $S_{33}$ ) of the filtenna with different radius  $R_3$ .

된다.  $R_3$ 를 설정할 때 주의해야 할 점은 안테나의 공진 주파수가 여파기의 하모닉 성분이 발생하는 주파

수 근처에 위치하는 경우, 안테나와 여파기간의 격리도 특성이 나빠지게 된다. 여파기의 하모닉은 대략 1.8 GHz 대역 근처와 3.1 GHz 근처에서 발생하므로 이를 고려하여 원형 패치의 반지름  $R_3$ 를 결정할 수 있다. 그림 9에서  $R_3=13$  mm일 때, 안테나의 공진 주파수가 여파기의 하모닉이 발생하는 3.1 GHz에서 발생하므로 안테나의 공진 주파수에서 여파기와 안테나의 격리도 특성이  $-8$  dB로 매우 높았다.  $R_3$ 가 증가함에 따라 안테나의 공진 주파수가 내려가게 되어 안테나의 공진 주파수가 여파기의 3.1 GHz 대역 하모닉 성분과 멀어짐에 따라 격리도 특성이 점점 개선되어  $R_3=15$  mm일 때는 격리도 특성이  $-32.2$  dB까지 내려가는 특성을 나타내었다.

그림 10는 각도  $\beta$ 를  $10^\circ$ 부터  $20^\circ$ 씩 증가시켜감에 나타나는 필테나의 특성을 시뮬레이션한 결과이다.  $\beta$ 가 증가함에 따라 안쪽 링의 길이가 짧아지게 되는

데, 안테나의 공진 주파수는 안쪽 링의 영향을 받게 된다. 각도  $\beta$ 가  $20^\circ$ 씩 증가함에 따라 안테나의 공진 주파수는 대략  $40\sim 50$  MHz씩 감소하며, 매칭 특성은 거의 변화가 없었다. 각도  $\beta$ 가 증가함에 따라 안테나의 공진 주파수에서 여파기와 안테나간의 격리도 특성을 좋아지게 된다. 각도  $\beta$ 가  $10^\circ$ 에서 여파기가 공진 주파수 0.59 GHz에서  $-2.326$  dB의 삽입 손실과  $-30$  dB의 격리도를 보이던 특성을 각도  $\beta$ 가  $70^\circ$ 로 늘어남에 따라 0.67 GHz에서  $-1.379$  dB의 삽입 손실과  $-24.64$  dB의 격리도 특성을 보였다.

### V. 시뮬레이션 및 측정 결과

제안한 아이디어를 검증하기 위하여 아래와 같은 변수들을 갖는 필테나를 설계 및 제작하였다. 바깥쪽 링의 반지름  $R_1$ 과 라인 폭  $w_1$ 은 각각 22.2 mm와 0.5 mm로 설정하였으며, 안쪽 링의 반지름과 라인

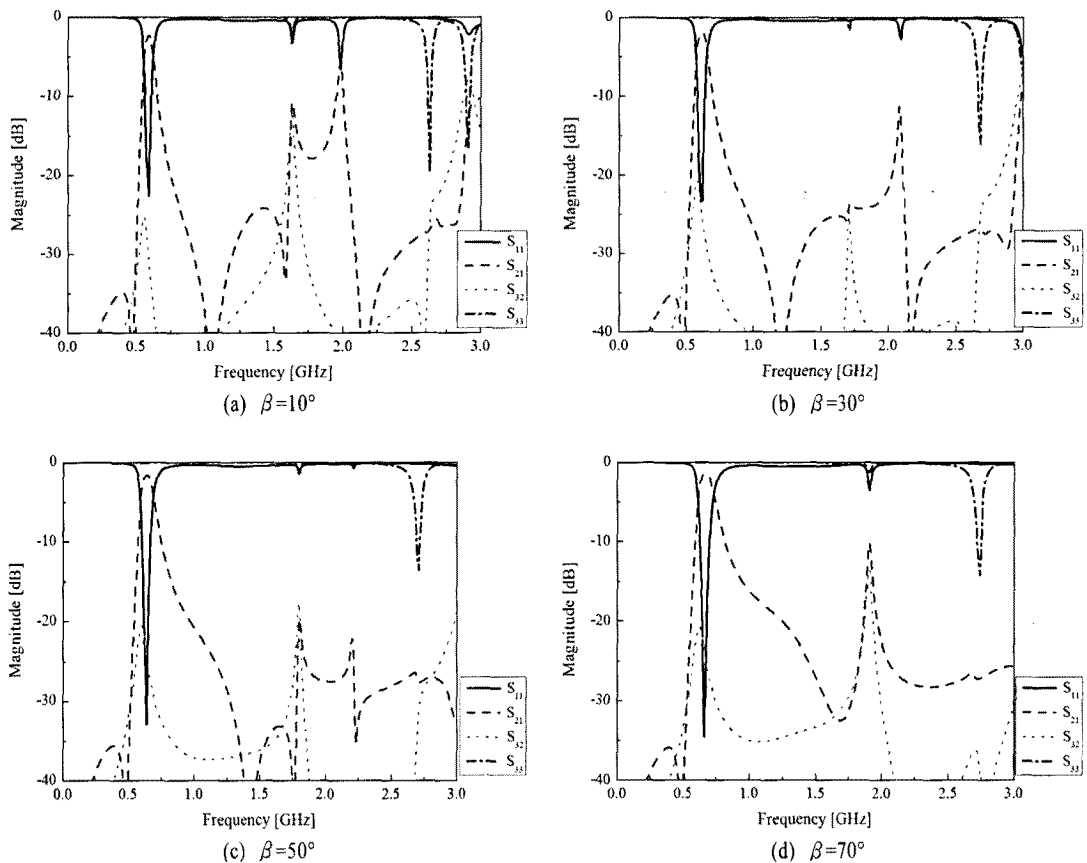


그림 10.  $\beta$  변화에 따른 여파기와 안테나의 특성  
 Fig. 10. Simulated frequency responses( $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{23}$ ,  $S_{33}$ ) of the filtenna with different  $\beta$ .



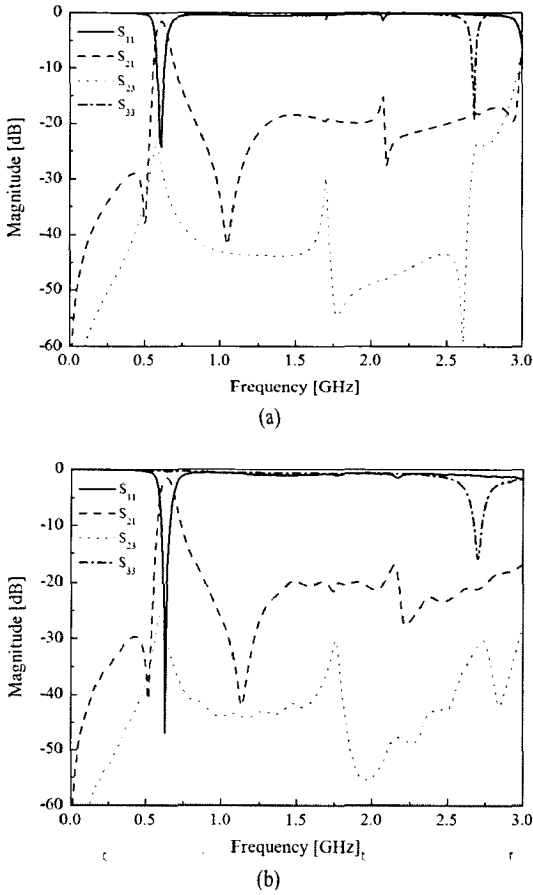


그림 11. 제안한 필테나 구조의 (a) 시뮬레이션과 (b) 측정 결과  
 Fig. 11. (a) Simulated and (b) measured results for the proposed filtenna.

폭은 각각 21.8 mm와 0.2 mm로 설정하였다. 바깥쪽 링의 스텐브 길이  $s$ 와 간격  $d$ 는 3 mm와 0.5 mm로 설정하였다. 각  $\beta$ 는  $30^\circ$ 로 설정하였다. 제작한 필테나의 시뮬레이션 및 측정 결과는 그림 11에 나타나 있다. 제안한 여파기의 공진 주파수는 0.69 GHz이고, 통과 대역 위쪽에 1.14 GHz와 2.22 GHz에 두 개의 전달 영점을 가진다. 아래쪽에는 0.52 GHz에 전달 영점을 갖는다. 여파기는 1.5 dB의 삽입 손실을 가지며, 대역폭은 15.1 %이다. 안테나 관점에서 보면 -10 dB를 기준으로 한 대역폭이 1.7 %이다. 제안한 구조의 그라운드 크기는 80 mm×80 mm이다. 그림 12는 제안한 구조의 방사 패턴을 측정된 결과이다. 측정된 안테나 이득의 결과는 2.7 GHz의 공진 주파수에서 3.8 dBi를 갖는다.

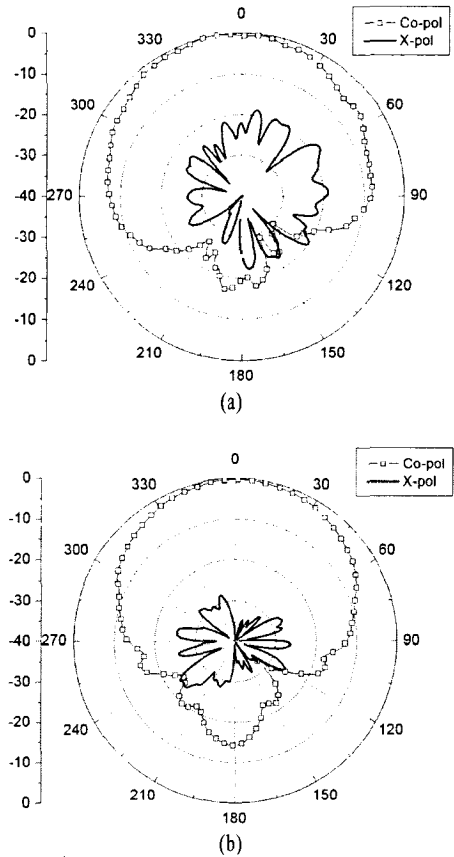


그림 12. 제안한 필테나 구조의 방사 패턴 (a) E-면, (b) H-면  
 Fig. 12. Measured radiation patterns, (a) E-plane, (b) H-plane.

## VI. 결 론

본 논문 제안한 마이크로스트립 공진기는 여파기와 안테나로 동시 적용이 가능하였다. 제안한 구조에서 여파기와 안테나의 공진 주파수는 각기 달랐고, 변수 조절을 통해 여파기와 안테나의 독립적인 설계가 가능하였다. 제안한 필테나는 저지 대역에 3개의 전달 영점을 가지며, 이에 따라 여파기는 넓은 저지 대역 특성을 갖는다. 측정된 격리도 특성은 -25 dB 이하로 매우 낮았다. 이중 기능을 갖는 제안한 구조는 소형화에 가격도 저렴하여 무선 이동 통신 시스템에 활용될 것으로 판단된다.

## 참 고 문 헌

[1] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd Ed., New

- York: John Wiley & Sons Inc., 1998.
- [2] J. S. Hong, M. J. Lancaster, *Microstrip Filter for RF/Microwave Application*, New York: John Wiley & Sons Inc., 2001.
- [3] Cheng-Hsing Hsu, Hong Tie Soong, Cheng-Liang Huang, and Ming-Ta Kao, "Microstrip rectangular ring bandpass filter design using high permittivity substrate", in *Asia-Pacific Microwave Conf.*, New Delhi, India, Dec. 2005.
- [4] Byungje Lee, F. J. Harackiewicz, "Miniature microstrip antenna with a partially filled high-permittivity substrate", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 50, no. 8, pp. 1160-1162, Aug. 2002.
- [5] J. S. Hong, M. J. Lancaster, "Coupling of microstrip square open loop resonators for cross-coupled planar microwave filters", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 44, no. 12, pp. 2099-2109, Dec. 1996.
- [6] L-H Hsieh, K. Chang, "Compact elliptic-function low-pass filters using microstrip stepped-impedance hairpin resonators", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 51, no. 1, pp. 193-199, Jan. 2003.
- [7] H. -K. Ryu, J. -M. Woo, "Miniaturisation of rectangular loop antenna using meander line for RFID tags", *Electron. Lett.*, vol. 43, no. 7, pp. 372-374, Mar. 2007.
- [8] H. Ghali, T. A. Moselhy, "Miniaturized fractal rat-race, branch-line, and coupled-line hybrids", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, no. 11, pp. 2513-2520, Nov. 2004.
- [9] J. S. Lim, J. S. Park, Y. T. Lee, D. Ahn, and S. Nam, "Application of defected ground structure in reducing the size of amplifiers", *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 12, no. 7, pp. 261-263, Jul. 2002.
- [10] B. Lin, Q. Zheng, and N. Yuan, "A novel planar PBG structure for size reduction", *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 16, no. 5, pp. 269-271, May 2006.
- [11] S. Ting, K. Tam, and R. P. Martins, "Miniaturized microstrip lowpass filter with wide stopband using double equilateral U-shaped defected ground structure", *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 16, no. 5, pp. 240-242, May 2006.
- [12] Y. J. Sung, C. S. Ahn, and Y.-S. Kim, "Size reduction and harmonic suppression of rat-race hybrid coupler using defected ground structure", *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, no. 1, pp. 7-9, Jan. 2004.
- [13] L. -C. Tsai, C. -W. Huse, "Dual-band bandpass filters using equal length coupled-serial-shunted lines and Z-transform techniques", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, no. 4, pp. 1111-1117, Apr. 2004.
- [14] C. Y. Chen, C. Y. Hsu, and H. R. Chuang, "Design of miniature planar dual-band filter using dual-feeding structures and embedded resonators", *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 16, no. 12, pp. 669-671, Dec. 2006.
- [15] S. -F. Chang, Y. -H. Jeng, and J. -L. Chen, "Dual-band step-impedance bandpass filter for multimode wireless LANs", *Electron. Lett.*, vol. 40, no. 1, pp. 38-39, Jan. 2004.
- [16] J. Wang, Y. -X. Guo, B. -Z. Wang, L. C. Ong, and S. Xiao, "High-selectivity dual-band stepped-impedance bandpass filter", *Electron. Lett.*, vol. 42, no. 7, pp. 538-539, Apr. 2006.
- [17] Y. L. Kuo, Y. T. Cheng, and K. L. Wong, "Printed inverted-F antennas for applications in wireless communication", in *Proc. IEEE AP-S Int. Symp.*, vol. 3, pp. 454-457, Jun. 2002.
- [18] I. Chen, C. M. Peng, "Microstrip-fed dual-U-shaped printed monopole antenna for dual-band wireless communication applications", *Electron. Lett.*, vol. 39, no. 13, pp. 955-956, Jun. 2003.
- [19] C. M. Su, K. L. Wong, W. S. Chen, and Y. T. Cheng, "Microstrip coupled printed inverted-F monopole antenna", *Microwave Opt. Tech. Lett.*, vol. 43, no. 6, pp. 470-472, Dec. 2004.
- [20] M. Karim, A. Liu, A. Alphones, and A. Yu, "A reconfigurable micromachined switching filter using periodic structures", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 55, no. 6, pp. 1154-1162, Jun.

2007.

[21] M. Sanchez-Renedo, R. Gomez-Garcia, J. I. Alonso, and C. Briso-Rodriguez, "A switchable microstrip patch antenna for dual frequency operation", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, no. 1, pp. 191-199, Jan. 2005.

[22] Y. J. Sung, "A switchable microstrip patch antenna for dual frequency operation", *ETRI Journal*, vol.

30, no. 4, pp. 603-605, Aug. 2008.

[23] Y. J. Sung, "Reconfigurable patch antenna for polarization diversity", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 56, no. 9, pp. 3053-3054, Sep. 2008.

[24] X. -C. Zhang, Z. -Y. Yu, and J. Xu, "Design of microstrip dual-mode filters based on source-loaded coupling", *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 18, no. 10, pp. 677-679, Oct. 2008.

성 영 제



2000년 2월: 고려대학교 전기전자  
전파공학부 (공학사)  
2002년 2월: 고려대학교 전파공학과 (공학석사)  
2005년 2월: 고려대학교 전파공학과 (공학박사)  
2005년 3월~2007년 2월: 삼성전자

무선사업부 안테나개발팀 선임연구원  
2007년 3월~2008년 2월: 삼성전자 무선사업부 안테나개발팀 책임연구원  
2008년 3월~2010년 2월: 경기대학교 전자공학과 전임강사  
2010년 3월~현재: 경기대학교 전자공학과 조교수  
[주 관심분야] Reconfigurable Antenna, Circular Polarization Antenna, Dual-Mode Filter, Cell-Phone Antenna

김 영 식



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

1989년 3월~1993년 2월: 한국전자통신연구원 이동통신연구  
구단 무선기술연구실 실장  
1993년 3월~현재: 고려대학교 전파통신공학과 교수  
[주 관심분야] RF Front-End System

김 덕 환

1997년 2월: 울산대학교 전자공학과 (공학사)  
2003년 8월: 고려대학교 전파통신공학과 (공학석사)  
2004년~현재: 고려대학교 전파통신공학과 전파기술연구  
실 (공학박사)  
[주 관심분야] Dual-Mode Filter, 전자파 이론, RF Front-End System, 전자기 수치 해석, 레이더 시스템 설계, 비행체 적용 안테나