韓國電磁波學會論文誌 第12卷 第6號 2001年 10月 論文 2001-12-6-12

# 광대역 마이크로스트립 원형 슬롯 안테나를 위한 새로운 급전 구조

# A Novel Feed Structure for a Broadband Microstrip Circular Slot Antenna

서 영 훈 · 박 익 모 · 신 철 재

Young Hoon Suh · Ikmo Park · Chull-Chai Shin

## 요 약

본 논문에서는 마이크로스트립 원형 슬롯 안테나가 광대역 특성을 갖기에 적합한 급전 방식을 제안하였다. 제안된 안테나는 방사 소자로써 원형 슬롯을 가지며, 급전 구조는 일반적인 50 Ω 마이크로스트립 급전 선로 종단에 원형 패치가 있는 형태로 이루어져 있다. 제안된 안테나를 시간 영역 유한 차분법 (FDTD method)을 이용하여 최적화한 후, 제작 · 측정하였다. 논문에서 제안한 안테나는 VSWR < 2를 기준으로 최대 1.94 octave의 광대역 특성을 얻을 수 있었다. 이는 기존에 발표된 마이크로스트립 슬롯 안테나보다 더욱 넓은 대역폭을 갖는 것이다.

## Abstract

We proposed a novel feed structure for a broadband circular slot antenna. The proposed antenna has a circular slot, a radiating element, and a novel microstrip feed structure which is composed of a 50 Ω microstrip feedline and a circular-shaped microstrip patch. This antenna is analyzed and optimized by using the finite difference time domain (FDTD) method. The impedance bandwidth of optimized antenna is 1.94 octave that is much broader than the conventional microstrip slot antennas.

## Ⅰ. 서 론

최근 무선 통신 시스템은 음성뿐 아니라 화상까지 포함하는 대용량의 정보 교환이 요구되면서 광대역화 되고 있으며 시스템의 크기는 소형화되어지고 있다. 따라서, 광대역 특성을 갖고 초고주파 회로와 집적화를 이루어 전체적인 통신 시스템의 크기를 소형화할 수 있는 안테나의 개발이 요구된다. 초고주파 회로와의 집적화에는 마이크로스트립 안테나가 적합하지만, 협대역 특성을 갖는 단점이 있다. 1972년, Yashimura[1]에 의해 비교적 넓은 대역폭을 갖는 마이크로스트립 슬롯 안테나가 처음 제안되었고, 그 이후 마이크로스트립 슬롯 안테나의 광대역화를 위한 연구가 계속 진행되고 있다. 특히 마이크로스트립 직사각형 슬롯 안테나의 경우, 급전 구조의 변화를 통해 임피던스 정합을 이루어 안테나의 광대역화 연구가 많이 행해졌다[2],[3]. 또한 마이크로스트립 원형 링 슬롯 안테나의 경우도 급전 방식을 변화시켜 광대역화와 다중 광대역 안테나를 설계하는 방법이 제안되었다[4]. 이 방법은 다중 대역에서

「이 논문은 산업자원부가 주관하는 차세대신기술사업인 차세대 무선통신용 트랜시버시스템 개발의 연구비 지원에 의해 연구되었음.」
아주대학교 전자공학부 (School of Electronics Engineering, Ajou University)
· 논 문 번 호 : 20010620-08I
· 수정완료일자 : 2001년 9월 10일

임피던스 정합 특성을 얻어 동일 모드뿐 아니라 고차 모드에서도 좋은 정합 특성을 얻었다. 그리고 마이크로스트립 원형 링 슬롯 안테나에서 안테나 구조 자체를 바꾸어 1 octave 이상의 광대역 특성을 얻는 방법도 제안되었다[5].

마이크로스트립 슬롯 안테나의 광대역화를 위한 연구 중, [5]와 [6]에서는 마이크로스트립 슬롯 안테나의 슬롯 면적을 넓힐 경우 대역폭을 확장시킬 가능성을 보고한 바 있다. 따라서, 본 논문에서는 동일 크기에서 마이크로스트립 원형 링 슬롯 안테나보다 더욱 넓은 슬롯 면적을 갖는 마이크로스트립 원형 슬롯 안테나에 광대역 특성을 얻기에 적합한 급전 방식을 제안하였다. 본 논문에서 제안한 마이크로스트립 원형 슬롯 안테나는 넓은 슬롯 면적과 원형 슬롯에 적합한 급전 방식을 택함으로써, 넓은 주파수 영역에서 여러 모드에서 임피던스 정합을 이룰 수 있었다. 논문에서 제안한 구조의 안테나를 해석하는데 있어서, 시간 영역에서 한 번의 계산으로 넓은 주파수 영역의 특성을 알 수 있는 full wave 해석 방법인 시간 영역 유한 차분법(Finite Difference Time Domain method: FDTD method)[7]을 이용한 XFDTD simulator를 사용하였다. 제안된 구조의 안테나를 FDTD 방법으로 최적화 하여 VSWR < 2를 기준으로 1.8 octave의 광대역 특성을 얻었다. 주파수에 따른 전·자계 분포를 보였으며, 계산된 주파수 별 방사 패턴을 나타내었고 실제 제작된 안테나의 측정치와 비교 검증하였다. 제작된 안테나는 1.94 octave의 광대역 특성을 보였다.

## Ⅱ. 설계 변수 및 설계 방법

### 2-1 마이크로스트립 원형 슬롯 안테나 구조

기존의 원형 링 마이크로스트립 슬롯 안테나에서 슬롯의 면적을 넓힘으로써 대역폭을 확장시킬 수 있었다. 그러나 이 같은 방법은 낮은 주파수 대역에서는 안테나의 크기를 크게 해야한다는 단점이 있었고 변형된 원형 링 마이크로스트립 슬롯 안테나의 경우도 슬롯의 넓이를 넓히는데는 한계가 있었다[5]. 슬롯의 면적을 넓혀 대역폭을 확장시킬 수 있다는 점을 착안해 제안한 구조인 마이크로스트립

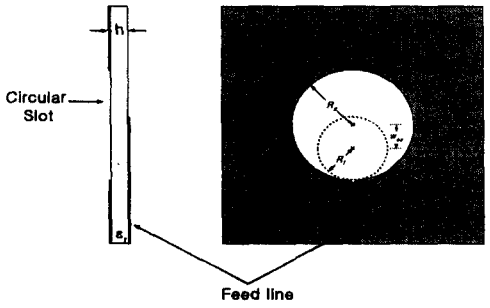



그림 1. 마이크로스트립 원형 슬롯 안테나의 구조도
Fig. 1. The geometry of a microstrip circular slot antenna.

원형 슬롯 안테나의 구조를 그림 1에 나타내었다.

그림 1에서 보는 바와 같이, 접지면에는 원형 슬롯만 있게 함으로써 방사 소자인 슬롯의 면적을 넓혔다. 급전 구조는 50 Ω 급전선 끝단에 (원형 슬롯의 아래에) 원형 패치를 놓은 방식이다. 이 방법은 변형된 원형 링 마이크로스트립 슬롯 안테나[5]에서 슬롯 내에 있던 원형 패치를 급전선으로 내린 것과 같다. 이런 구조를 갖음으로써 마이크로스트립 급전선의 종단에 있는 마이크로스트립 원형 패치가 실질적인 방사 소자인 원형 슬롯과의 전이(transition)를 통해 여러 모드에서 임피던스 정합을 이루는 동작 원리를 갖는다. 안테나의 설계 변수로는 원형 슬롯의 반지름($R_s$)과 급전선 종단의 원형 패치의 반지름($R_f$), 그리고 offset position($w_{os}$)이 있다. 여기서 offset position이란 원형 슬롯의 정중앙과 급전선 종단의 원형 패치의 정중앙 사이의 거리를 말한다. 이런 구조를 선택함으로써 안테나의 특성에 큰 영향을 주는 설계 변수인 offset position($w_{os}$)의 자유도를 높일 수 있다.

그림 2는 $R_s$가 15 mm이고 $R_f$는 8 mm, $w_{os}$는 7 mm일 때, 제안된 마이크로스트립 원형 슬롯 안테나를 FDTD 방법으로 해석하기 위해 안테나를 Yee의 격자로 분할한 그림이다. 전 해석 영역을 $\Delta x \times \Delta y \times \Delta z$인 직육각면체로 분할하는데, 이때 $\Delta x$, $\Delta y$, $\Delta z$의 크기와 시간 간격은 안정 조건[8]과 안테나 설계 변수를 고려하여 결정하였다. 또한 이렇게 결정된 격자 크기를 바탕으로 계산 영역내의 전계와 자계 성분은 중앙 차분 근사식을 이용해 Maxwell의

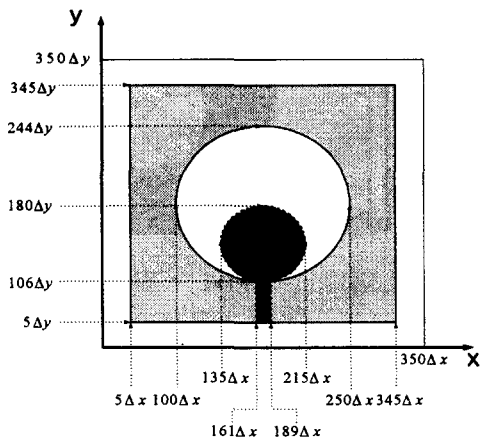



그림 2. 마이크로스트립 원형 슬롯 안테나의 FDTD 계산 영역

Fig. 2. The computational region of FDTD for a microstrip circular slot antenna.

미분 방정식을 이산화한 유한 차분법 형태[9]로 표현된다. 유전체의 두께는 z방향으로 6개의 단위 격자($6\Delta z$)로 분할하였고, 급전선로의 50Ω 선 부분의 폭과 길이는 각각 x, y 방향으로 격자의 정수 배가 되도록 분할하였다. 방사 소자인 원형 슬롯과 급전선 종단의 원형 패치를 구현하기 위해 곡면을 사각형 격자를 사용해 계단형(stair-case)으로 근사화 시켰다. 사용한 공간 분할 격자의 크기는 $\Delta x$ = 0.2 mm, $\Delta y$ = 0.217 mm, $\Delta z$ = 0.254 mm이고 총 격자는 x, y, z 방향으로 각각 350×350×280 이다. 여기서 사용된 기판의 유전체의 두께는 1.524 mm이고, 유전체의 유전 상수 $\epsilon_r$은 3.38이다. 또한 실제 제작하는 안테나와 유사한 결과를 얻기 위해 FDTD의 해석 영역에서 안테나의 외부에 자유 공간 영역을 x와 y방향으로 각각 5개의 격자를 삽입하였다. 그리고 각 경계면에는 흡수 경계 조건(Absorbing Boundary Condition)중에서 낮은 차수로도 효과적인 흡수 조건을 만족시키는 Liao의 흡수 경계 조건[10]을 이용하였다. 입력 신호는 넓은 주파수 대역의 응답 특성을 얻기 위해 50 Ω 마이크로스트립 급전선로 입력 단에 광대역 주파수 스펙트럼을 포함하는 Gaussian 펄스를 여기(excitation)시켰다. 시간 간격 $\Delta t$는 안정 조건을 만족하도록 0.42 ps로 하여 4000 time step까지 계산을 수행하였다. 시간 영역에서 계산 후 Fourier 변환을 통해 응답 특성의 해상도를 8.99 MHz로 하였다.

## 2-2 마이크로스트립 원형 슬롯 안테나의 설계 변수에 따른 특성

본 논문에서는 안테나 설계 변수 중 offset position($w_{os}$)과 급전선 종단의 원형 패치의 반지름($R_f$)에 관한 영향만을 살펴보기 위해 원형 슬롯의 반지름($R_s$)은 15 mm로 고정시켰다.

### 2-2-1 $w_{os}$에 따른 설계 특성

우선 안테나의 중요한 설계 변수 중 $w_{os}$에 따른 안테나 특성 변화를 살펴보기 위해 Rf의 크기를 8 mm로 고정시킨 후, $w_{os}$만을 변화시키면서 안테나 특성을 살펴보았다. 그림 3은 $w_{os}$를 변화시켰을 때, 안테나의 반사 손실(return loss)의 변화를 나타낸 그래프이다. 그림에서 알 수 있듯이 $w_{os}$가 어느 정도 값을 가질 때까지 증가할수록 안테나의 특성이 좋아진다. 그러나, $w_{os}$가 특정 값을 넘어서면 안테나의 특성이 급격히 안 좋아지는 경향을 보인다. $w_{os}$에 대한 안테나 특성 변화를 표 1에 정리하여 나타내었다. 표 1을 분석해 보면 제안된 안테나가 최적화 되는 $w_{os}$값은 급전선 종단의 원형 패치가 접지면의 원형 슬롯 안에서 벗어나지 않는 범위 내에서의 최대 값이다. 이와 같은 $w_{os}$에 관한 설계 방법은 $w_{os}$와 $R_f$

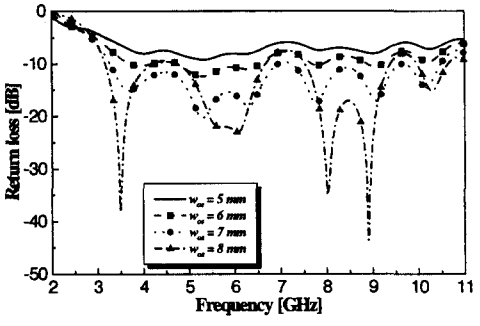


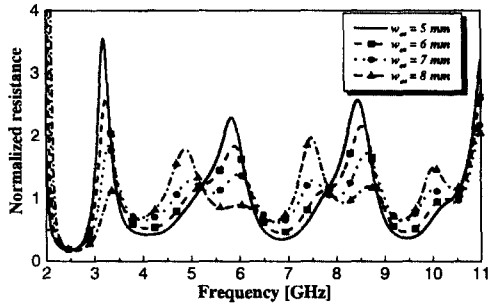

그림 3. $w_{os}$에 따른 $S_{11}$비교

Fig. 3. The return loss of the antenna with respect to $w_{os}$.

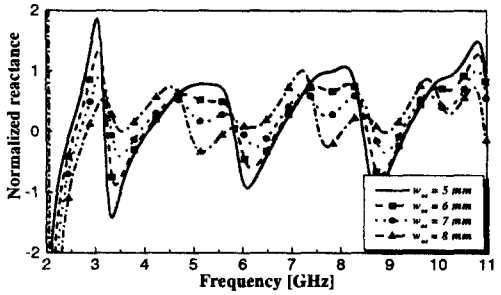
표 1. 마이크로스트립 원형 슬롯 안테나의 $w_{os}$에 따른 대역폭 변화

Table 1. The bandwidth of a microstrip circular slot antenna with respect to $w_{os}$ (in mm).

| $R_s$ (mm) | $R_f$ (mm) | $w_{os}$ (mm) | $B_W$ (GHz) | $B_W$ (octave) |
|---|---|---|---|---|
| 15 | 8 | 5 | — | — |
| 15 | 8 | 6 | 4.6 ~ 6.6 | 0.521 |
| 15 | 8 | 7 | 3.3 ~ 10.5 | 1.670 |
| 15 | 8 | 8 | 3.2 ~ 6.2 | 0.954 |




(a)




(b)

그림 4. $w_{os}$에 따른 정규화된 입력 임피던스 변화
(a) Resistance, (b) Reactance

Fig. 4. The normalized input impedance of the antenna with respect to $w_{os}$.
(a) Resistance, (b) Reactance.

가 서로 독립된 설계 변수이기 때문에 $R_f$의 크기와 관계없이 항상 사용할 수 있다.

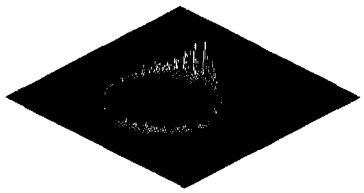
그림 4는 $w_{os}$를 변화시켰을 때 정규화된 입력 임피던스를 나타낸 그림이다. 그림 4(a)는 안테나의 정규화된 입력 임피던스의 실수 값이다. 이 그래프에서 $w_{os}$ = 7 mm일 때, 전체적으로 1에 가장 근접하는데, 이는 입력원(input source)과 안테나가 정합이 잘 됨을 보여준다. ($w_{os}$ = 8 mm일 때도 부분적으로 1에 근접하여 더욱 정합이 잘 되는 지점이 있기는 하지만, 그 변화 폭이 커서 VSWR < 2를 기준으로 정합을 벗어나는 구간이 있다.) 그림 4(b)는 안테나의 정규화된 입력 임피던스의 허수 값을 나타낸 그림이다. 이 때도 wos = 7 mm일 때, 0에 가장 근접한 값을 갖는 것을 보여준다. 이는 안테나가 전·자계 에너지를 잘 방사하고 있음을 보여준다. 또한 임피던스의 허수 값이 주기적으로 0 을 가짐으로써, 주기적인 공진이 일어남을 알 수 있다. 따라서, 이 안테나는 다중 공진에 의한 대역폭 확장이 이루어짐을 알 수 있다. 다중 공진이 발생함은 안테나에서 고차 모드에 의한 방사를 의미하는데, 이를 위해 그림 5에 안테나 방사 소자인 슬롯에서의 전·자계 분포를 살펴보았다. 이때 안테나의 설계 변수는 $R_s$ = 15 mm, $R_f$ = 8 mm, $w_{os}$ = 7 mm이다. 이 안테나의 구조는 마이크로스트립 원형 패치와 원형 슬롯과의 전이를 통해 모드 변환이 일어나는데, 이때 원형 슬롯의 모드 변화가 원형 도파관의 모드 변화와 유사하다고 가정하면 차단 주파수는

$$(f_c)_{mn} = \frac{\chi_{mn} \cdot c}{2\pi \cdot r_e \cdot \sqrt{\varepsilon_r}} \tag{1}$$

$$r_e = R_s \cdot \left[1 + \frac{2 \cdot h}{\pi R_s \cdot \varepsilon_r} \cdot \left(\ln \frac{\pi R_s}{2 \cdot h} + 1.7726\right)\right]^{\frac{1}{2}} \tag{2}$$

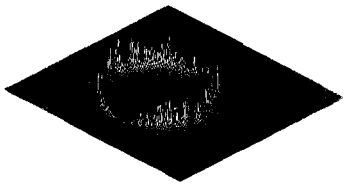
로 표현된다[11]~[13]. 여기서 $c$는 자유 공간에서의 빛속도이고, $\chi_{mn}$은 n차 Bessel 함수에서 1차 미분의 $m$번째 근이며, $r_e$는 실효 반지름으로 식 (2)를 통해 구할 수 있다. 위의 수식을 사용해 계산하면 대역폭 내에서 여러 개의 모드가 발생함을 알 수 있다. 우선 3.75 GHz의 전·자계를 살펴보면 자계의 경우 $\varphi$ =0 °, 180 ° 에서 null이 발생하는 것을 통해 $TE_{11}$ mode임을 확인할 수 있다. 전계의 경우 급전선 종단의 원형 패치와의 전이 때문에 $TE_{11}$ mode일 때의 전계 분포와 완전히 일치하지는 않지만 유사한 분포임을 확인할 수 있다. 6.25 GHz의 전·자계의 경우,

*f = 3.75 GHz, E-field*



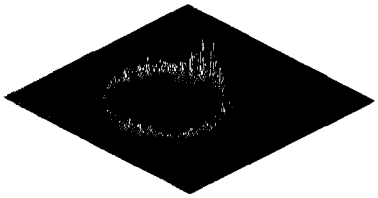
(a-1)

*f = 3.75 GHz, H-field*



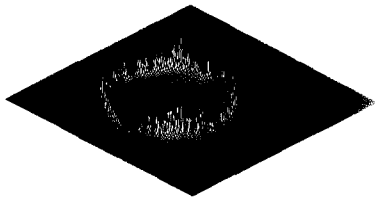
(b-1)

*f = 6.25 GHz, E-field*



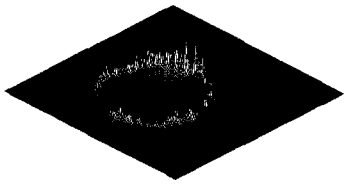
(a-2)

*f = 6.25 GHz, H-field*



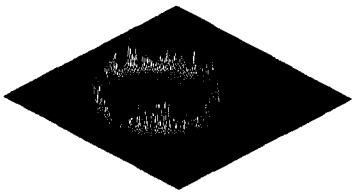
(b-2)

*f = 7.75 GHz, E-field*



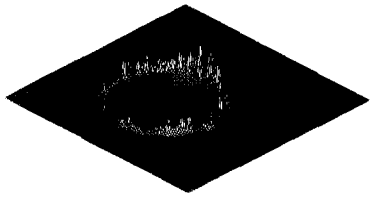
(a-3)

*f = 7.75 GHz, H-field*



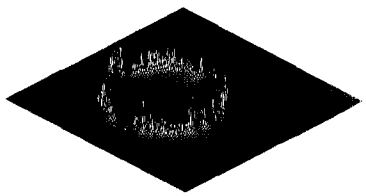
(b-3)

*f = 10.2 GHz, E-field*



(a-4)

*f = 10.2 GHz, H-field*



(b-4)

그림 5. 마이크로스트립 원형 슬롯 안테나의 전계와 자계. (a) 전계, (b) 자계

Fig. 5. The magnitude of E-and H-fields of a microstrip circular slot antenna. (a) E-field, (b) H-field

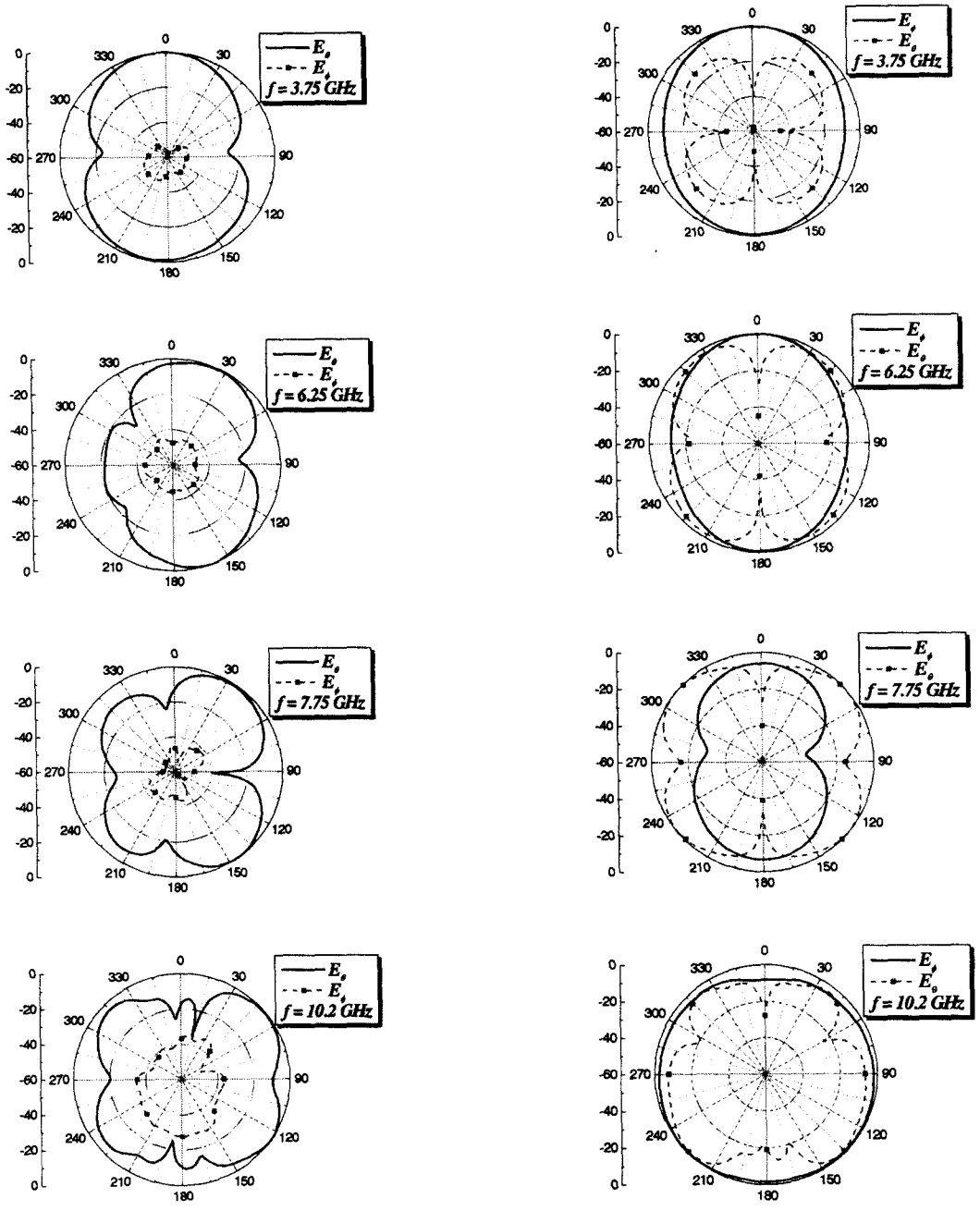



그림 6. FDTD 방법으로 계산한 마이크로스트립 원형 슬롯 안테나의 방사 패턴.
(a) yz 평면, (b) xz 평면

Fig. 6. The computed radiation patterns of a microstrip circular slot antenna.
(a) yz-plane cut, (b) xz-plane cut.

특히 자계 분포에서 $\varphi$ = 0°, 90°, 180°, 270°에서 null이 발생하는 것을 통해 $TE_{21}$ mode임을 확인할 수 있다. 이 경우에도 전계 분포는 급전선 종단의 원형 패치의 영향을 받는 것이 확인된다. 그 외에 7.75 GHz에서는 $TE_{31}$ mode가 10.2 GHz에서는 TM02 mode가 각각 발생됨을 수식을 이용해 계산할 수 있다.

그림 6은 $R_s$ = 15 mm, $R_f$ = 8 mm, $w_{os}$ = 7 mm일 때, 대역폭 내에서의 정합된 주파수에서 계산된 방사 패턴을 나타내었다. 그림 6 (a)에는 yz 평면의 방사 패턴을 그림 6 (b)에는 xz 평면의 방사 패턴을 각각 나타내었다. 그림 6에 나타낸 패턴은 각 주파수마다 mode가 다르기 때문에 각기 다른 방사 패턴을 보이고 있다. 3.75 GHz의 방사 패턴은 전형적인 마이크로스트립 슬롯 안테나의 패턴과 유사하게 나타난다. 그림 6에 나타내지는 않았지만 5.2 GHz (3.75 GHz 다음의 정합점)에서도 co-polarization은 3.75 GHz의 방사 패턴과 유사하고 cross-polarization은 3.75 GHz의 방사 패턴보다 다소 크게 나타난다. 그러나 mode가 변한 6.25 GHz($TE_{21}$ mode)에서는 mode변화로 인해 안테나의 co-polarization이 심하게 변형되는 것을 확인할 수 있으며, 특히 xz 평면의 방사 패턴의 경우 cross-polarization에 해당하는 $E_\theta$가 co-polarization에 해당하는 $E_\phi$보다 커지는 현상을 관찰할 수 있다. 즉, 방사 소자인 원형 슬롯 내에서 high order mode 발생에 의해 안테나의 방사 패턴이 변화됨을 확인할 수 있다. 이 안테나에서 계산된 최대 이득은 각각 5.34 dBi, 6.78 dBi, 8.28 dBi, 7.94 dBi이다.

### 2-2-2 $R_f$에 따른 설계 특성

제안된 안테나를 설계하는데 있어서 또 다른 변수인 $R_f$에 따른 설계 특성을 살펴보기 위해 $R_s$를 15 mm로 고정시키고 각 $R_f$에 따라 최적의 $w_{os}$값을 주어 최적화 시킨 자료를 표 2에 정리하였다. 표 2를 통해 각 $R_f$에 따라 광대역 특성을 얻음을 확인할 수 있다. 또한, 최적의 $w_{os}$값은 앞 절에서 설명한 설계 방법과 일치함을 다시 확인할 수 있다. 이 같은 결과를 토대로 각 $R_f$에 따라 최적의 $w_{os}$값을 찾는 설계 방법을 식 (3)으로 제시하였다. 즉, $R_s$와 $R_f$가 정해지면 식 (3)을 통해 최적의 $w_{os}$값을 찾을 수 있다.

$$R_s - R_f = w_{os} \tag{3}$$

즉, $w_{os}$의 최적값은 원형 패치가 원형 슬롯을 벗어나지 않는 범위 내에서의 최대 값이다. $R_s$=15 mm일 때, 최적화된 설계 변수는 $R_f$=7 mm, $w_{os}$=8 mm로 이때 최대 임피던스 정합 대역폭은 VSWR < 2를 기준으로 1.8 octave의 광대역 특성을 얻을 수 있었다. 그리고 $R_f$ = 7 mm와 $R_f$ = 8 mm (1.7 octave)를 정점으로 대역폭이 줄어드는 특성을 보인다.

그림 7은 FDTD simulation을 토대로 제작된 안테나의 반사 손실(return loss) 특성과 simulation 결과를 비교한 그림이다. 제작에 사용된 기판은 RO

표 2. 최적화된 마이크로스트립 원형 슬롯 안테나의 설계 변수

Table 2. The design parameters of an optimized microstrip circular slot antenna with respect to $R_f$ and $w_{os}$ (in mm).

| $R_s$ (mm) | $R_f$ (mm) | $w_{os}$ (mm) | $BW$ (GHz) | $BW$ (octave) |
|---|---|---|---|---|
| 15 | 6 | 9 | 3.2 ~ 5.8 | 0.858 |
| 15 | 7 | 8 | 3.1 ~ 10.8 | 1.801 |
| 15 | 8 | 7 | 3.3 ~ 10.5 | 1.670 |
| 15 | 9 | 6 | 4.6 ~ 8.5 | 0.886 |
| 15 | 10 | 5 | 4.7 ~ 8.4 | 0.838 |

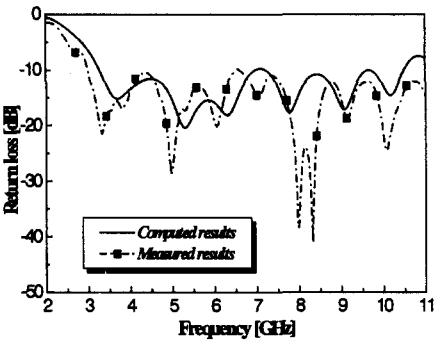



그림 7. 마이크로스트립 원형 슬롯 안테나의 S11 계산값과 측정값

Fig. 7. The computed and measured return loss for a microstrip circular slot antenna.

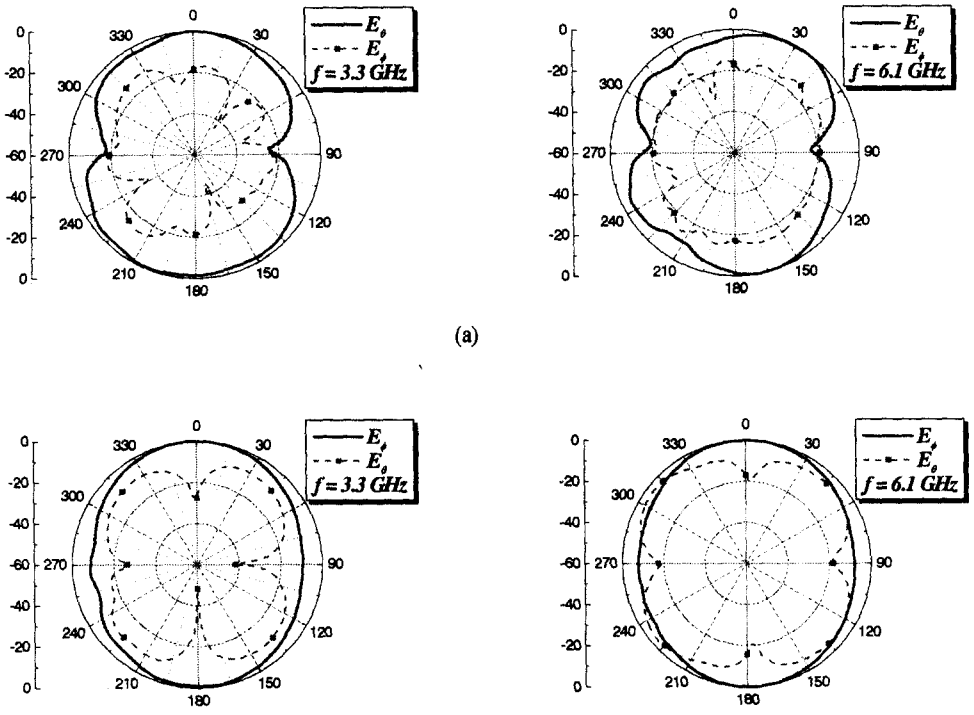



그림 8. 마이크로스트립 원형 슬롯 안테나의 3.3 GHz와 6.1 GHz의 측정 방사 패턴.
(a) yz 평면, (b) xz 평면

Fig. 8. The measured radiation patterns for a microstrip circular slot antenna at 3.3 GHz and 6.1 GHz.
(a) yz-plane cut, (b) xz-plane cut.

4003이며, 유전 상수 $\epsilon_r$은 3.38이고 기판의 두께($h$)는 1.524 mm이다. 접지면의 크기는 90 mm×90 mm로 제작하였다. 제작된 안테나의 반사 손실은 HP8510C network analyzer를 이용해 측정하였다. 그림 7을 통해 계산된 값과 측정된 값을 비교해 보면 주파수 천이와 정합 정도의 차이가 있긴 하지만, 비교적 유사한 특성을 갖는 것을 볼 수 있다. 두 값이 정확히 일치하지 않는 것은 FDTD 방법을 사용한 해석에서 원형 슬롯과 원형 패치를 직사각형의 셀로 근사한 데 기인한 것으로 사료된다. 실제 측정된 반사 손실은 VSWR<2를 기준으로 대역폭이 3 GHz ~ 11.5 GHz로 계산된 값보다 더욱 넓은 주파수 대역을 포함하였다.

그림 8에서는 제작된 안테나의 정합 주파수(3.3 GHz, 6.1 GHz)에서 측정된 방사 패턴을 나타내었다. 앞의 그림 6에서 살펴본 계산된 방사 패턴과 유사하게 나타남을 보인다. 단지 yz 평면의 방사 패턴에서 $E_\phi$의 값(cross-polarization)이 계산된 값보다 크게 측정되었는데, 이는 측정시 제작된 안테나와 측정용 혼 안테나간의 정확한 수평을 맞추지 못해 발생한 측정 오차라 생각된다.

## Ⅲ. 결 론

본 논문에서는 마이크로스트립 원형 슬롯 안테나가 광대역 특성을 갖기에 적합한 급전 방식을 제안하였고, 시간 영역 유한 차분법(FDTD method)을 이용해 최적화 시켰다. $R_s$를 15 mm로 고정시킨 후, 중

요한 설계 변수인 $w_{os}$와 $R_f$를 변화시키면서 안테나의 특성을 관찰하여 최적화된 안테나를 설계하였다. $w_{os}$와 $R_f$는 각각 독립 변수로써 동일한 $R_f$에 대해 $w_{os}$가 일정 값까지 커질수록 안테나의 대역폭이 증가하였다. 또한, 각 $R_f$에 따라 최적의 $w_{os}$값을 찾는 설계 방법을 제시하였다. 그 방법은 $R_s$와 $R_f$를 정한 후, 원형 패치가 원형 슬롯을 벗어나지 않는 범위에서 최대값을 주면 제안된 안테나는 광대역 특성을 얻을 수 있다.

본 논문에서 제안된 안테나는 광대역 특성을 갖는 원형 슬롯과 급전선 종단의 원형 패치와의 전이를 통해 여러 모드 내에서 임피던스 정합을 이루었다. 안테나 설계 변수가 $R_s$ = 15 mm, $R_f$ = 7 mm, $w_{os}$ = 8 mm일 때, 1.94 octave (3 GHz ~ 11.5 GHz)의 광대역 특성을 보였다.

## 참 고 문 헌


[1] Y. Yoshimura, "A microstripline slot antenna", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-20, pp. 760-762, Nov. 1972.

[2] D. M. Pozar, "Reciprocity method of analysis for printed slot and slot coupled microstrip antennas", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 34, pp. 1439-1446, Dec. 1986.

[3] M. K. Kim, K. Kim, Y. H. Suh, and I. Park, "A T-shaped microstrip-line-fed wide slot antenna", *IEEE AP-S Int. Symp. Digest, Salt Lake*, pp. 1500-1503, July 2000.

[4] H. Tehrani and K. Chang, " A multi-frequency feed annular slot antenna", *IEEE AP-S Int. Symp. Digest, Salt Lake*, pp. 632-635, July 2000.

[5] 서영훈, 박익모, "광대역 특성을 갖는 변형된 원형 링 마이크로스트립 슬롯 안테나", 한국전자파학회 논문집, vol. 11, no. 5, pp. 773-781, 2000년 8월.

[6] S. M. Shum, K. F. Tong, X. Zhang, and K. M. Luk, "FDTD modeling of microstrip-line fed wide-slot antenna", *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 10, pp. 118-120, Oct. 1995.

[7] K. S. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media", *IEEE Trans. Antennas Propagt.*, vol. AP-11, pp. 302-307, 1966.

[8] A. Taflove and M. E. Brodwin, "Numerical solution of steady-state electromagnetic scattering problems using the time-dependent Maxwell's equations", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-23, pp. 623-630, 1975.

[9] D. M. Sheen, S. M. Ali, M. D. Abouzahra, and J. A. Kong, "Application of the three- dimensional finite-difference time-domain method to the analysis of planar microstrip circuits", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-38, no. 7, pp. 849-857, July 1990.

[10] T. S. Yeo, P. S. Leong, and R. H. Feng, "A performance assessment of Liao's absorbing boundary conditions for FDTD method", *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 16, no. 3, pp. 186-197, 1997.

[11] C. A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*, John Wiley & Sons, pp. 470-485, 1989.

[12] I. J. Bahl and P. Bhartia, *Microstrip Antennas*, Artech House, pp. 85-138, 1982.

[13] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*, Boston Technical Publishers, New York, pp. 72-80, 1965.

서 영 훈

1999년 8월: 아주대학교 전파공학과 (공학사)
2001년 8월: 아주대학교 전자공학과 (공학석사)
2001년 8월~현재: 삼성전자 연구원
[주 관심분야] 광대역 안테나, 초고주파 능·수동 소자, 수치해석

박 익 모

1984년: 뉴욕주립대학교 전기전자공학과 (공학사)
1989년: 일리노이 대학교 전기전자공학과 (공학석사)
1994년: 일리노이 대학교 전기전자공학과 (공학박사)
1994년~1996년: LG전자기술원 선임연구원
1996년~현재: 아주대학교 전자공학부 부교수
[주 관심분야] 안테나 설계 및 해석, EMI/EMC, 수치해석

신 철 재

1964년: 연세대학교 전자공학과 (공학사)
1968년: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)
1983년: 연세대학교 전자공학과 (공학박사)
1967년~1970년: 동양공업전문대 조교수
1970년~1977년: 광운대학교 조교수
1986년~1987년: 미국 Florida 대학 객원교수
1977년~현재: 아주대학교 전자공학과 교수
[주 관심분야] 초고주파 능·수동소자, EMI/EMC