

광대역 특성을 갖는 변형된 원형 링 마이크로스트립 슬롯 안테나

A Broadband Eccentric Annular Ring Microstrip Slot Antenna

서영훈 · 박익모

Young Hoon Suh · Ikmo Park

요 약

본 논문에서는 기존의 원형 링 마이크로스트립 슬롯 안테나의 협대역 특성을 개선하기 위해서 변형된 원형 링 마이크로스트립 슬롯 안테나를 제안하였다. 제안된 안테나는 비대칭 슬롯을 가지며 일반적인 마이크로스트립 라인으로 급전하였다. 이 안테나를 시간 영역 유한 차분법(FDTD)을 이용하여 최적화 한 후, 제작·측정하였다. 논문에서 제안된 안테나는 VSWR < 2를 기준으로 1 octave 이상의 광대역 특성을 얻을 수 있었으며, 이는 기존의 원형 링 마이크로스트립 슬롯 안테나의 단점인 협대역 특성을 같은 크기에서 획기적으로 개선한 것이다.

Abstract

We proposed an eccentric annular ring microstrip slot antenna for improving a narrow bandwidth of the conventional annular ring microstrip slot antenna. The proposed antenna has an asymmetric slot and a normal microstrip feedline. This antenna is analyzed and optimized by using the finite difference time domain (FDTD) method. The impedance bandwidth of the optimized antenna is more than 1 octave that is much broader than the conventional annular ring microstrip slot antenna for the same size.

I. 서 론

“정보”가 제 4의 경영 자원으로 인식되고 있는 지금, 폭발적으로 급증하는 통신 수요와 급속하게 개인화 되고 있는 통신 환경의 시대적 변화에 따라 전파 환경과 전파 자원의 효율적인 사용이 요구되어지고 있다. 이러한 요구에 상응해 무선 통신 장비의 기술 개발과 연구가 활발히 이루어지고 있다. 무선 통신 장비의 발전은 기존의 유선 통신 장비가 갖던 시간과 장소의 제약을 해소함으로써 통신 서비스의 큰 부분을 차지하게 되었다. 이처럼 통신 서비스의 큰 축이 된 무선 통신 서비스는 무선 장비의 최종 단계에 위치한 안테나가 전자기파를 통해 송·수신할 수 있는 특별한 성질을 갖기 때문이다. 안테나는 무선 통

신에 있어서 필수 부품으로 전자기파의 효율적인 방사 및 유도를 일으키기 위해서는 사용 용도에 적합하게 설계되어야 한다.

현재 무선 장비의 개인화가 급속화 되면서 대량 생산이 용이하고 경량인 마이크로스트립 안테나에 대한 관심이 커지고 있다. 마이크로스트립 안테나는 가격이 싸고 부피가 작고, 경량이며 평면 배열이 용이하여 고속 이동체의 굴곡면에 부착하기 쉽다는 이점이 있는 반면, 대역폭이 좁고, 전력 용량이 제한된다는 점 등 해결해야할 문제점들을 가지고 있다. 특히 마이크로스트립 안테나의 가장 큰 단점인 협대역 특성을 개선하기 위해 많은 연구가 진행 중에 있고, 여러 가지 방법들이 제시되어 왔다^[1]. 이들 방법 중 유전 상수가 작고 두께가 두꺼운 기판을 사용

「이 논문은 1999년 정보통신 우수시범학교 지원사업과 두뇌한국 21 핵심분야 사업에 의하여 이루어졌음.」

아주대학교 전자공학부(School of Electronics Engineering, Ajou University)

· 논문 번호 : 20000302-025

· 수정완료일자 : 2000년 5월 17일

하거나^[2] 기생 결합된 소자를 이용해 대역폭을 개선하는 방법^[3] 등은 안테나의 크기가 커지는 문제점이 있다. 따라서 최근 안테나 구조 자체를 변화시켜 대역폭을 넓히는 방법들이 제안되고 있다. 단일 방사 소자로 비교적 넓은 광대역 특성을 갖는 마이크로스트립 슬롯 안테나도 구조를 변화시켜 보다 넓은 대역폭을 갖게 하는 연구가 진행되고 있다. 특히 마이크로스트립 슬롯 안테나의 연구는 대부분 직사각형 마이크로스트립 슬롯 안테나에 관한 것으로, 직사각형 마이크로스트립 슬롯 안테나에서 급전 구조를 변화시켜 임피던스 정합을 이루는 방법들이 제시되고 있으며, 이런 방법을 통해 직사각형 마이크로스트립 슬롯 안테나에서 47%의 광대역 특성을 나타내는 급전 방식이 제안되었다^[4].

본 논문에서는 기존의 원형 링 마이크로스트립 슬롯 안테나의 구조를 바꾸어 대역폭을 확장시키는 방법에 관한 연구를 수행하였다. 본 논문에서 제시한 변형된 원형 링 마이크로스트립 슬롯 안테나는 비대칭 슬롯이 갖는 구조로 인해, 동일 모드(TM₁₁ mode)내에서 넓은 주파수 대역의 임피던스 정합을 이룰 수 있었다. 새로운 구조인 변형된 원형 링 마이크로스트립 슬롯 안테나를 해석하는데 있어서, 다른 해석 방법들보다 다양한 구조의 해석이 용이하고, 한 번의 계산으로 넓은 주파수 대역의 특성을 알 수 있는 시간 영역 유한 차분법(Finite Difference Time Domain: FDTD)^[5]을 사용하였다. 제안된 구조의 안테나를 FDTD 방법을 통해 최적화 하여 VSWR < 2를 기준으로 1.28 octave의 광대역 특성을 얻었다. 주파수에 따른 전·자계 분포를 보임으로써 동일 모드임을 확인하였고, 계산된 방사 패턴을 나타내었다. 또한 슬롯의 바깥쪽 반지름(R_o)이 15 mm로 고정되었을 때 각 슬롯 폭에 따라 최대 임피던스 대역폭을 갖도록 최적화 시켰으며, 최종적으로 각 슬롯 폭에 대해 최대 대역폭을 얻는 설계 방법을 제시하였다.

II. 설계 변수 및 설계 방법

2.1 원형 링 마이크로스트립 슬롯 안테나

원형 링 마이크로스트립 슬롯 안테나를 설계하는

데 있어서 최저차 모드(TM₁₁ mode)의 공진 주파수를 얻는데 있어 원주 길이의 $\frac{1}{2}$ 로 반 파장($\frac{\lambda}{2}$)을 얻을 수 있기 때문에, 지름이 반 파장이 되어야 하는 원형 패치 마이크로스트립 안테나보다 더 작은 크기의 안테나로 설계할 수 있다^{[6],[7]}. 또한 원형 링 마이크로스트립 슬롯 안테나는 급전 방식이 단순하며 정합이 쉽고 지향적인 안테나 빔을 얻을 수 있는 반면, 대역폭이 좁다는 큰 단점이 있다.

그림 1은 기존의 원형 링 마이크로스트립 슬롯 안테나의 구조도이다. 이 안테나를 설계하는데 있어서 공진 주파수를 결정해야 하는데, *n*차 모드의 공진 주파수는

$$f_n = \frac{nc}{\pi\sqrt{\epsilon_{eff}}(R_o + R_i)} \quad (1)$$

로 표현된다^[8]. 여기서 ϵ_{eff} 는 슬롯 라인에서의 실효 유전 상수이고 R_o와 R_i는 각각 링의 밖과 안의 반지름이며, c는 자유 공간에서의 빛의 속도이다. 식 (1)을 통해, 공진 주파수는 슬롯의 R_o와 R_i의 평균값에 큰 영향을 받는 것을 알 수 있다.

그림 2는 R_o가 15 mm이고 R_i는 11 mm일 때, FDTD 방법으로 해석하기 위해 기존의 안테나를 Yee의 격자로 분할한 그림이다. 계산 영역내의 전계와 자계 성분은 중앙 차분 근사식을 이용해 Maxwell의 미분 방정식을 이산화 하여 유한 차분법 형태^[9]로 표현된다. 또한 x, y, z 방향으로의 격자 크기와 시간 간격

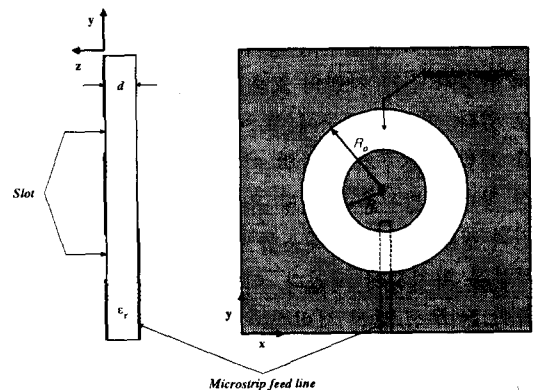


그림 1. 기존의 원형 링 마이크로스트립 슬롯 안테나의 구조도

Fig. 1. The geometry of the conventional annular ring microstrip slot antenna.

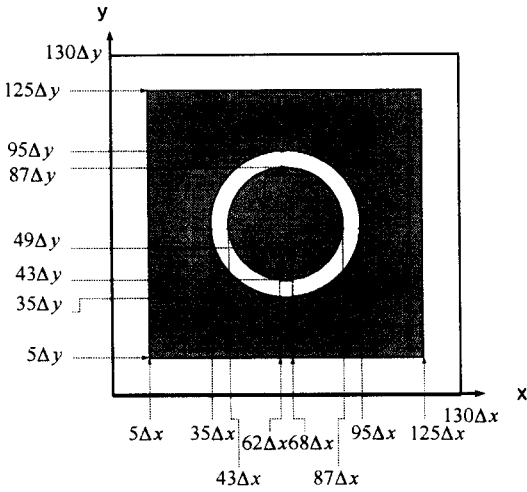


그림 2. 기존의 원형 링 마이크로스트립 슬롯 안테나의 FDTD 계산 영역.

Fig. 2. The computational region of FDTD for the conventional annular ring microstrip slot antenna.

표 1. 기존의 원형 링 마이크로스트립 슬롯 안테나의 설계 변수.

Table 1. Design parameters for the conventional annular ring microstrip slot antenna (in mm).

W_s	R_o	R_i	$BW(\text{GHz})$
1	15	14	1.9 ~ 2.03
4	15	11	2.22 ~ 2.47
7	15	8	2.44 ~ 2.73
10	15	5	2.66 ~ 3.04

은 안정 조건^[10]을 만족시키도록 고려해 결정하였다. FDTD의 해석 영역에서 안테나의 외부에 자유공간 영역을 x와 y 방향으로 각각 5개의 격자를 삽입하였다. 그리고 각 경계 면에는 Mur의 흡수 경계 조건^[11]보다 낮은 차수에서도 더욱 효과적으로 흡수 조건을 만족시키는 Liao의 흡수 경계 조건^[12]을 적용하였다. 유전체의 두께는 z 방향으로 3개의 단위 격자, $3 \Delta z$ 으로 분할하였고, 급전선의 폭과 길이는 각각 x, y 방향으로 격자의 정수 배로 분할하였다. 원형 슬롯과 슬롯내의 원형 패치를 분할하는데 있어서는 완전한 원형을 구현할 수 없다. 곡면으로 이루어진 원형

의 슬롯과 슬롯 안의 원형 패치를 구현하기 위해 곡면을 사각형 격자를 사용해 계단형(stair-case)으로 근사화 시켰다. 사용한 공간 분할 격자의 크기는 $\Delta x = 0.5 \text{ mm}$, $\Delta y = 0.5 \text{ mm}$, $\Delta z = 0.508 \text{ mm}$ 이고 총 격자는 x, y, z 방향으로 각각 $130 \times 130 \times 100$ 이다. 여기서 안테나의 유전체 두께는 1.524 mm 이고, 유전체의 유전 상수 ϵ_r 는 3.38이다. 입력 신호는 넓은 주파수 대역의 응답 특성을 얻기 위해 마이크로스트립 급전 선로 입력 단에 광대역 주파수 스펙트럼을 포함하는 Gaussian 펄스를 여기(excitation)시켰다. 시간 간격 Δt 는 안정 조건을 만족하도록 8.54 ps 로 하여 5000 time step까지 계산을 수행하였다. 시간 영역에서 계산 후, Fourier 변환을 통해 응답 특성의 해상도를 49.31 MHz 로 하였다.

그림 3은 R_o 를 15 mm 로 고정시킨 후 W_s 에 따른(R_i 를 바꾸었을 때) S_{11} 변화의 결과이다. 여기서 W_s 는 R_o 와 R_i 의 차이이다. 그림에서 보듯이, W_s 가 넓어지면서 대역폭은 다소 확장되지만 공진 주파수가 높아진다. 이를 표 1에 정리하여 나타내었다. 이 결과에서 알 수 있듯이 낮은 주파수에서 대역폭을 넓히기 위해 식 (1)의 계산을 통해 안테나의 크기가 커져야 한다는 단점이 있다.

2-2 변형된 원형 링 마이크로스트립 슬롯 안테나

앞에서 보았듯이 기존의 원형 링 마이크로스트립

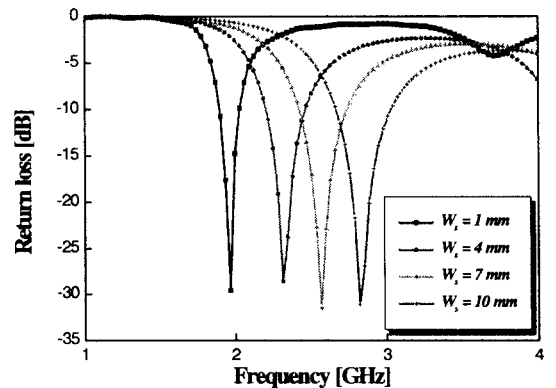


그림 3. W_s 에 따른 S_{11} 비교.

Fig. 3. The return loss of the antenna with respect to W_s .

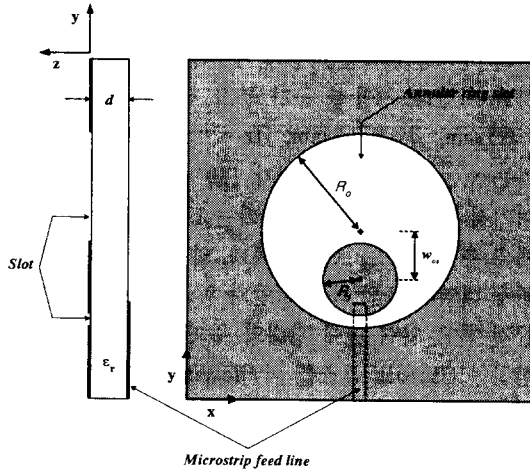


그림 4. 변형된 원형 링 마이크로스트립 슬롯 안테나의 구조도.

Fig. 4. The geometry of the proposed eccentric annular ring microstrip slot antenna.

슬롯 안테나는 대칭적인 슬롯의 넓이가 넓어지면 대역폭은 약간 증가하지만 공진 주파수가 슬롯의 내·외각의 반지름의 평균값에 반비례하므로 낮은 주파수에서 대역폭을 넓히기 위해서는 안테나의 크기가 커져야한다는 단점이 있었다. 이 점을 개선하기 위해서 그림 4와 같이 슬롯을 비대칭적으로 만든 안테나 구조를 제시하였다. 이 구조는 슬롯을 비대칭적으로 만들기 위해 기존의 원형 링 마이크로스트립 슬롯 안테나에서 슬롯 안에 있는 R_0 의 반지름을 갖는 원형 패치를 슬롯의 정중앙에 위치시킨 것이 아니라 w_{os} 을 두었다. 여기서 w_{os} 란 슬롯의 정중앙과 슬롯 안에 있는 도체 원형 패치의 정중앙 사이의 거리를 말한다.

그림 5는 R_0 가 15 mm이고 R_i 는 6 mm, w_{os} 는 8 mm 일 때, 변형된 원형 링 마이크로스트립 슬롯 안테나를 FDTD 방법으로 해석하기 위해 해석 대상인 안테나를 Yee의 격자로 분할한 그림이다. 기존의 원형 링 마이크로스트립 슬롯 안테나와 같은 크기에서 비교가 가능하기 위해 계산 영역의 전체 크기를 앞에서의 경우와 같이 $65 \text{ mm} \times 67.27 \text{ mm} \times 51.2 \text{ mm}$ 로 하였다. 그러나 원형 링 슬롯이 비대칭이기 때문에 슬롯 폭이 좁은 곳(급전선과 전기적으로 결합되는 슬롯 부분)에 전·자계가 상대적으로 집중되기 때문

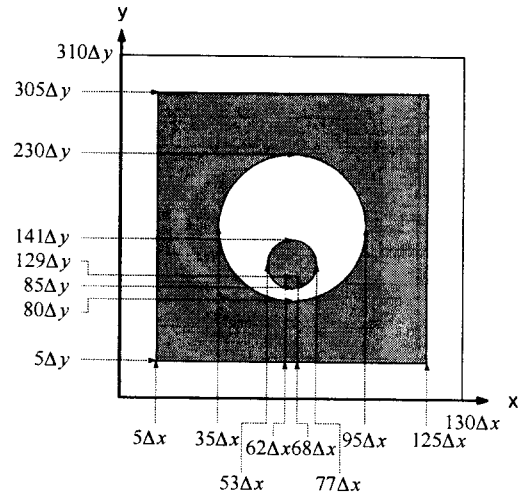


그림 5. 변형된 원형 링 마이크로스트립 슬롯 안테나의 FDTD 계산 영역.

Fig. 5. The computational region of FDTD for the eccentric annular ring microstrip slot antenna.

에 기존의 원형 링 마이크로스트립 슬롯 안테나를 해석하던 경우와 같이 Δx 와 Δy 를 동일하게 나누는 것은 계산의 양이 너무 커질 수 있다. 따라서 좁은 슬롯 폭을 공간 격자의 정수 배가 되도록 크기를 고려하여 $\Delta x = 0.5 \text{ mm}$, $\Delta y = 0.217 \text{ mm}$, $\Delta z = 0.508 \text{ mm}$ 로 공간 격자의 크기를 정하였으며 총 격자는 x, y, z 방향으로 각각 $130 \times 310 \times 100$ 이다. 해석 영역의 외부 자유공간 영역, 각 경계 면의 흡수 경계 조건, 입력 신호, 시간 간격, 해상도 모두 기존의 원형 링 마이크로스트립 슬롯 안테나를 해석했던 것과 동일한 조건이다.

그림 6은 R_0 를 15 mm이고 R_i 는 6 mm, w_{os} 는 8 mm 일 때의 계산된 S_{11} 과 측정된 값을 비교한 그림이다. 제작에 사용된 기판은 RO 4003이며, 유전 상수 ϵ_r 는 3.38이고 기판의 두께(d)는 1.524 mm이다. 접지면의 크기는 FDTD 방법으로 해석한 것과 같이 $60 \text{ mm} \times 65 \text{ mm}$ 로 제작하였다. 제작된 안테나의 반사 손실(S_{11})은 HP8510C network analyzer를 이용하여 측정하였다. 그림 6을 통해 계산된 값과 측정된 값을 비교해 보면 높은 주파수 대역에서 약간의 주파수 천이는 있지만, 전체적으로 두 값이 잘 일치하는 것을 볼 수 있다.

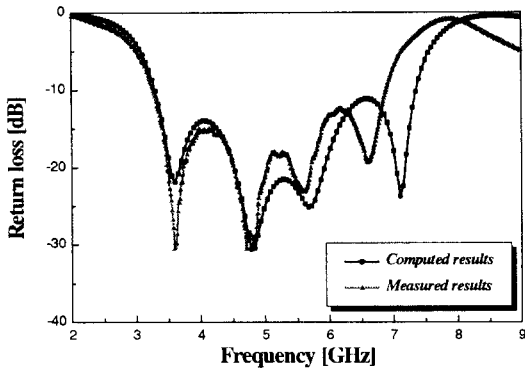


그림 6. 변형된 원형 링 마이크로스트립 슬롯 안테나의 S_{11} 계산값과 측정값

Fig. 6. The computed and measured return loss for the eccentric annular ring microstrip slot antenna.

원형 링 마이크로스트립 슬롯 안테나의 모드는 동축 도파관(coaxial waveguide)의 모드와 동일하게 나타난다. 또한 원형 링 마이크로스트립 슬롯 안테나는 원형 링 마이크로스트립 안테나와 이원성을 갖기 때문에^[7] 원형 링 마이크로스트립 안테나의 mode chart^[13]를 참고하면 본 논문에서 제안한 안테나의 경우, 대역폭 내에서 TM_{11} 모드가 발생함을 알 수 있다. 그림 6에서 보듯이 동일 모드 내에서 주기적인 임피던스 정합(impedance matching)에 의해 대역폭이 확장된 것을 알 수 있다.

위의 사실을 명백히 하기 위해 그림 7 (a),(b)에 3.4 GHz, 4.8 GHz, 5.5 GHz, 7 GHz에서의 전계와 자계 성분의 절대값을 나타내었다(자계 성분이 전계 성분에 비해 상대적으로 매우 작아서 같은 비율로 그림에 나타내면 field 분포를 살펴보기 어렵기 때문에 편의상 자계 크기를 1:300 비율로 확대시켜 나타내었음). 우선, 동축 도파관에서는 TM_{11} 모드일 때는 $\varphi = 0^\circ, 180^\circ$ 상에서 자계의 null이 발생한다^[14]. 그림에서도 확인할 수 있듯, 3.4 GHz, 4.8 GHz, 5.5 GHz일 때, $\varphi = 0^\circ, 180^\circ$ 에서 자계의 null이 생긴다. 그러나, TM_{21} 모드가 발생되는 차단 주파수(cutoff frequency) 근처인 7 GHz에서는 동축 도파관과 마찬가지로 $\varphi = 0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$ 에서 null이 발생하는 것을 볼 수 있다. 또한 좁은 쪽의 슬롯과 급전선이 전기적으로 결합되기 때문에 슬롯 폭이 좁은 쪽에 전계와 자계가 다른 곳에 비해 상대적으로 집중되어 있다. 특

히 7 GHz에서는 다른 주파수에 비해 전계와 자계의 크기가 상대적으로 작는데, 이는 7 GHz에서 모드가 변하는 것을 나타내는 것이다.

그림 8은 $R_o = 15 \text{ mm}$, $R_i = 6 \text{ mm}$, w_{os} 가 8 mm 일 때, 대역폭 내에서의 각각 정합된 주파수에서의 계산된 방사 패턴을 나타내었다. 그림 8 (a)에 나타난 yz 평면의 방사 패턴의 경우 3.4 GHz, 4.8 GHz, 5.5 GHz에서 동일 편파의 모양이 어느 정도 일정하게 유지되나 7 GHz에서는 동일 편파의 모양이 낮은 주파수에서의 모양과는 상이하게 나타나는데, 이는 방사 소자인 슬롯 자체가 y축 상에서 비대칭을 이루고 교차 편파가 다른 주파수에 비해 상당히 크기 때문이다. 그러나 그림 8 (b)에 나타난 xz 평면의 방사 패턴의 경우는 주파수가 높아지면서 교차 편파가 커지는 하지만 슬롯이 x축 상에서 대칭적이기 때문에 동일 편파의 모양이 일정하게 유지되는 것을 알 수 있다. 이 안테나의 이득은 각각의 주파수에 따라 3.007 dBi, 3.824 dBi, 4.166 dBi, 6.09 dBi를 갖는다. 이와 같이 FDTD 방법으로 계산한 방사 패턴의 신뢰성을 위해 그림 9에 실제 제작한 안테나의 3.4 GHz에서 측정된 방사 패턴을 나타내었다. 계산에 의한 방사 패턴과 측정된 방사 패턴이 전체적으로 잘 일치하는 것을 볼 수 있다. 그러나 그림 9 (a)에 나타난 yz 평면의 방사 패턴의 경우 동일 편파는 거의 유사하나 교차 편파의 경우 약간 차이가 나는데, 이는 교차 편파 측정시 측정 안테나와 제작된 안테나가 정확히 수평을 맞추지 못해 발생된 측정 오차라 판단된다.

표 2는 제안된 안테나의 각 슬롯 폭(W_s)에 따라 최적화된 안테나의 설계 변수(design parameter)를 나타낸 것이다. 여기서 슬롯 폭(W_s)은 슬롯의 반지름인 R_o 와 슬롯 안의 원형 패치 반지름인 R_i 의 차이를 나타내는 것으로, w_{os} 가 0 mm인 경우인 기존의 원형 링 마이크로스트립 슬롯 안테나의 슬롯 폭(W_s)과 동일하게 정의하였다. 표 2를 분석해 보면 R_o 가 15 mm로 고정되었을 때, R_i 가 7 mm 이하로 작아지면, $VSWR < 2$ 를 기준으로 1 octave 이상의 대역폭을 얻을 수 있음을 보인다. 또한 각 파라미터를 분석해 보면 W_s 가 8 mm 이상인 경우에는 급전선과 전기적으로 결합되는 좁은 쪽의 슬롯 폭이 1 mm인 길이를 가질 때, 최대 대역폭을 얻을 수 있다. 이와 같은 사실

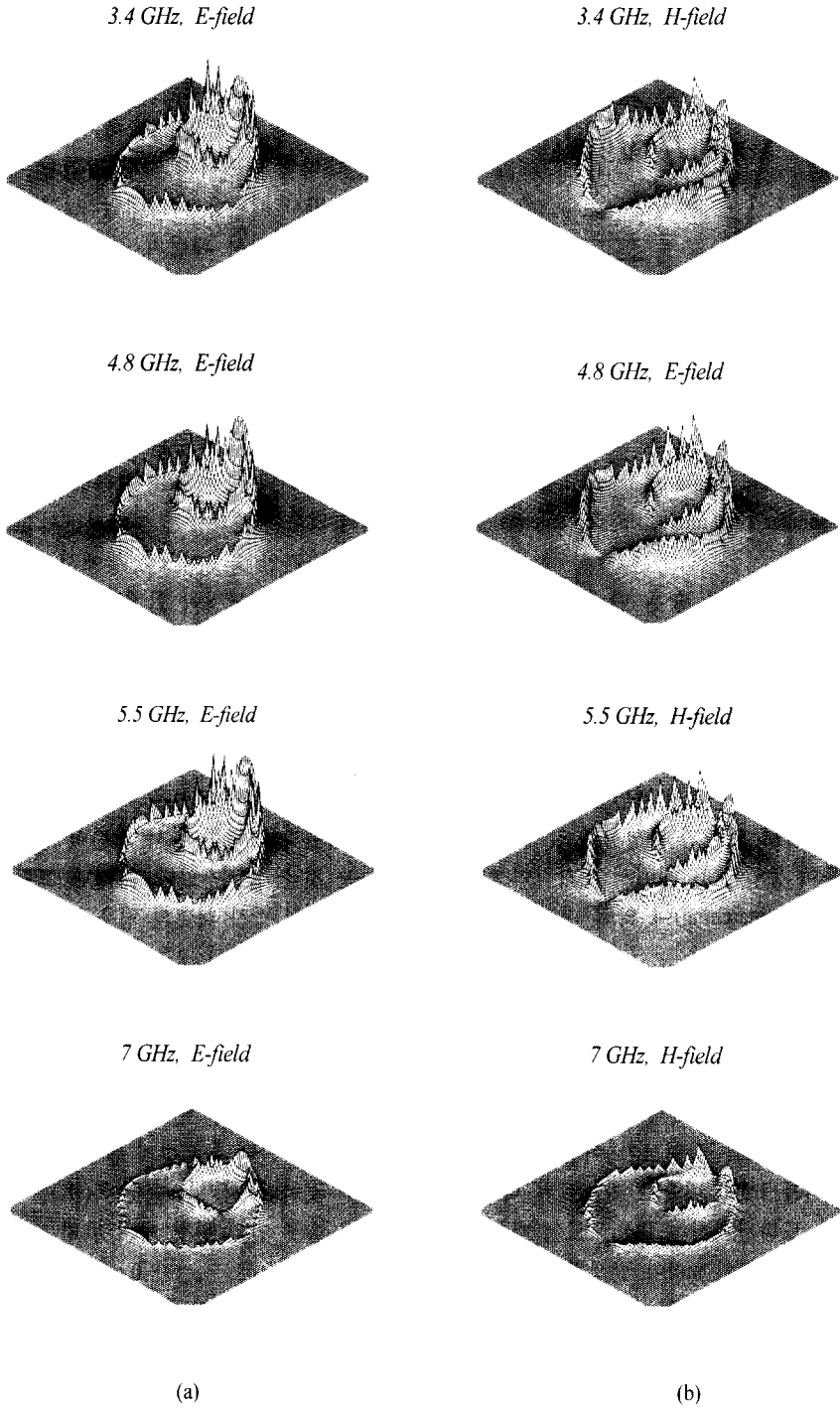


그림 7. 변형된 원형 링 마이크로스트립 슬롯 안테나의 전계와 자계; (a) 전계, (b) 자계
(전계의 크기가 자계의 크기에 비해 300배 큼)

Fig. 7. The magnitude of E-and H-fields of the eccentric annular ring microstrip slot antenna; (a) E-field, (b) H-field.
(the magnitude of E-field is three hundred times greater than the magnitude of H-field)

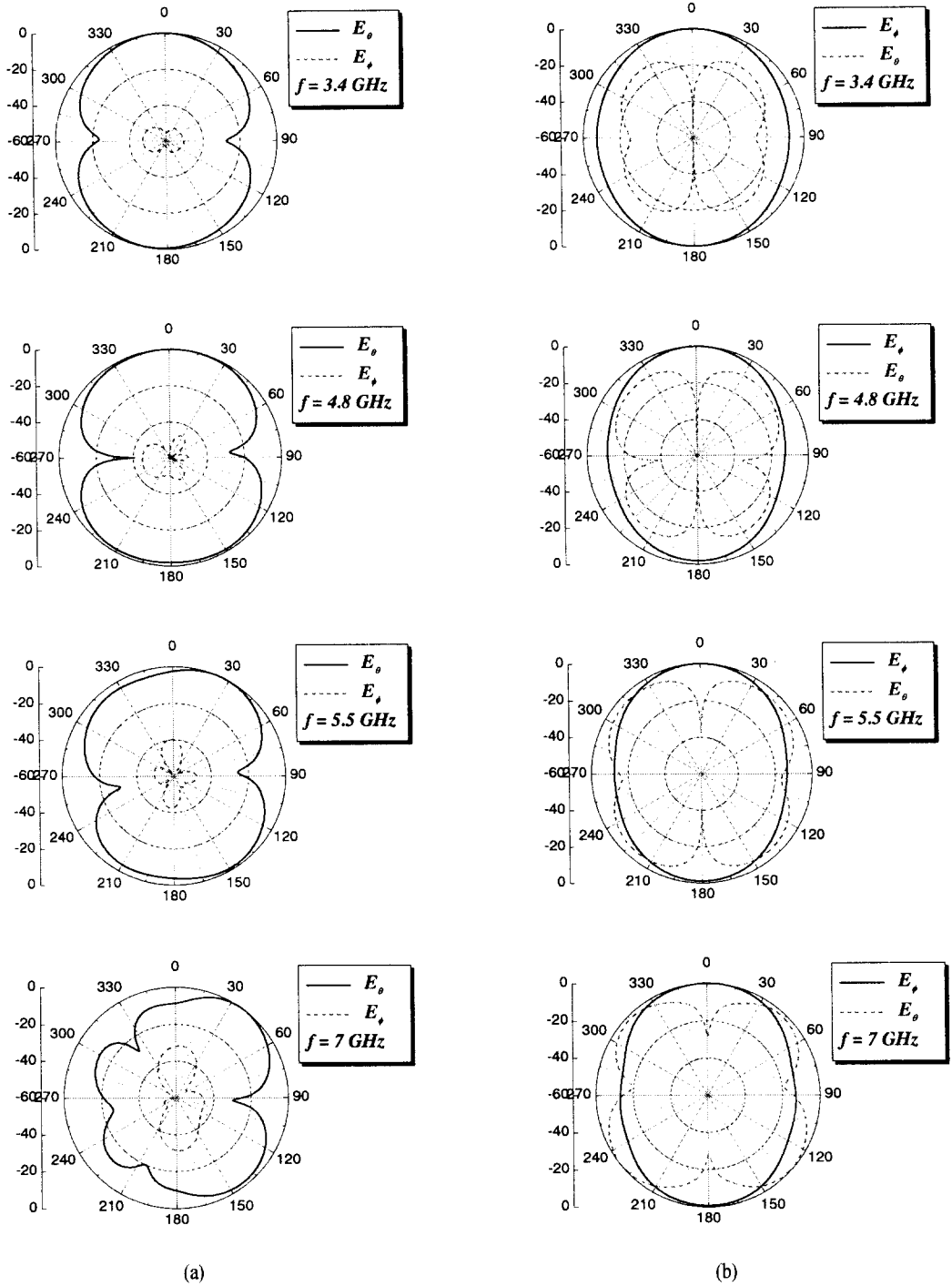


그림 8. FDTD 방법으로 계산한 변형된 원형 링 마이크로스트립 슬롯 안테나의 방사 패턴;

(a) yz 평면, (b) xz 평면.

Fig. 8. The computed radiation patterns for the eccentric annular ring microstrip slot antenna;

(a) yz-plane cut, (b) xz-plane cut.

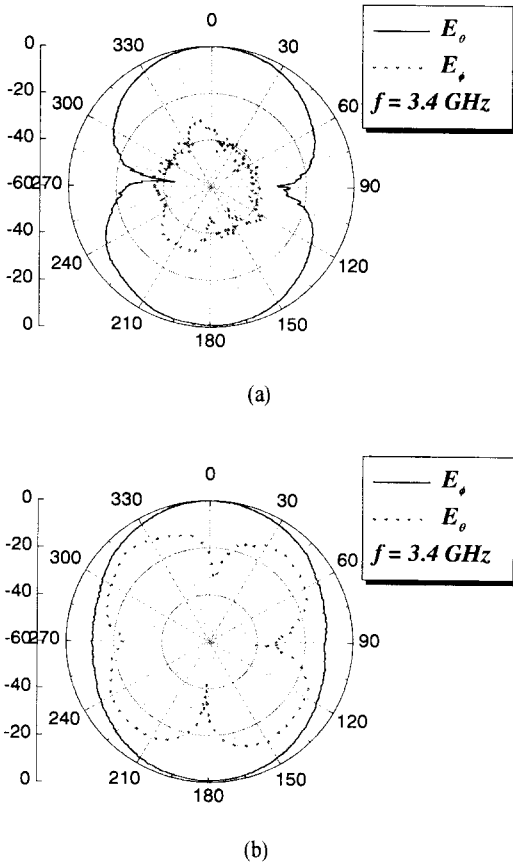


그림 9. 변형된 원형 링 마이크로스트립 슬롯 안테나의 3.4 GHz에서의 측정 방사 패턴; (a) yz 평면, (b) xz 평면.

Fig. 9. The measured radiation patterns for the eccentric annular ring microstrip slot antenna at 3.4 GHz ; (a) yz-plane cut, (b) xz-plane cut.

표 2. 변형된 원형 링 마이크로스트립 슬롯 안테나의 설계 변수.

Table 2. Design parameters for the eccentric annular ring microstrip slot antenna (in mm).

W_s	R_o	R_i	w_{os}	BW(GHz)
6	15	9	6	2.85 ~ 3.68
7	15	8	7	2.98 ~ 5.23
8	15	7	7	3.14 ~ 7.57
9	15	6	8	3.3 ~ 7.15
10	15	5	9	3.7 ~ 7.88

은 슬롯 전송 선로의 특성 임피던스(Z_0)로 설명될 수 있다. 슬롯 전송 선로의 폭이 1 mm, 유전율 ϵ_r 이 3.38, 유전체의 두께가 1.524 mm인 경우, 특성 임피던스(Z_0)를 수식^[15]에 의해 계산을 하면 약 100 Ω 의 값을 가진다. 또한, 폭이 좁은 슬롯 쪽이 급전선과 병렬로 전기적 결합이 되므로 좁은 쪽의 슬롯 폭이 1 mm인 경우 최대 대역폭을 얻을 수 있다. 그러나 W_s 가 8 mm 미만인 경우, 좁은 쪽의 슬롯 폭이 1 mm 일 때는 반사 계수의 전체 특성은 유사하나 처음 정합과 두 번째 정합사이에 주파수 대역에서 반사 계수 값이 VSWR < 2인 -9.54 dB 보다 커지는 구간이 있기 때문에 1 octave 이상의 광대역 특성을 얻지 못한다.

III. 결 론

본 논문에서는 새로운 구조인 변형된 원형 링 마이크로스트립 슬롯 안테나를 제안하였다. R_o 를 15 mm로 고정시키고 이 안테나의 설계 변수인 w_{os} 를 각각의 W_s 에 따라 변화시켜서 최적화된 안테나를 설계하였다. 각 W_s 에 따라 최적화 시킨 경우 W_s 가 8 mm 이상인 경우에 1 octave 이상의 광대역 특성을 얻을 수 있었다. 이때, 각 W_s 에 따라 1 octave 이상의 광대역 특성을 얻을 수 있는 설계 방법을 제시하였다. 그 방법은 우선, 슬롯 내의 원형 패치가 슬롯의 반구 안에 포함되어야 하며, 급전선과 전기적으로 결합되는 슬롯의 최저폭이 100 Ω 의 특성 임피던스를 갖도록 w_{os} 를 주면 1 octave 이상의 광대역 특성을 얻을 수 있다.

본 논문에서 제시한 원형 링 마이크로스트립 슬롯 안테나는 비대칭적인 슬롯을 갖는 자체 구조를 통해 동일 모드(TM₁₁ mode) 내에서 주기적인 임피던스 정합을 이루어 기존의 원형 링 마이크로스트립 안테나의 큰 단점인 협대역 특성을 같은 크기에서 획기적으로 개선하였다.

참 고 문 헌

[1] S. H. David, "A survey of broadband microstrip patch antennas," *Microwave J.*, pp. 60-84, Sept., 1996.

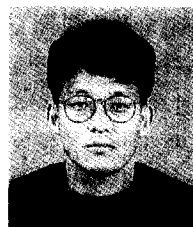
- [2] E. Chang, S. A. Long, and W. F. Richards, "An experimental investigation of electrically thick rectangular microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-34, pp. 767-773, June, 1986.
- [3] P. B. Katehi, N. G. Alexopoulos, and I. Y. Hsia, "A bandwidth enhancement method for microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-35, pp. 5-12, Jan., 1987.
- [4] A. Axelrod, M. Kisiuk, and J. Maoz, "Broadband microstrip-fed slot radiator," *Microwave J.*, pp. 81-94, June, 1989.
- [5] K. S. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-11, pp. 302-307, 1966.
- [6] W. C. Chew, "A broad-band annular ring microstrip antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-30, pp. 918-922, Sept., 1982.
- [7] K. Chang, *Microwave Ring Circuits and Antennas*, Wiley, New York, pp. 252-255, 1996.
- [8] K. D. Stephan, N. Camilleri, and T. Itoh, "A quasi-optical polarization-duplexed balanced mixer for millimeter wave applications," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-17, pp. 164-170, Feb., 1983.
- [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] 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.
- [11] G. Mur, "Absorbing boundary conditions for the finite-difference approximation of the time-domain electromagnetic-field equations," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. EMC-23, pp. 1073-1077, 1981.
- [12] 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.
- [13] Y. S. Wu and F. J. Rosenbaum, "Mode chart for microstrip ring resonators," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-21, pp. 487-489, July, 1973.
- [14] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*, Boston Technical Publishers, New York, pp. 72-80, 1965.
- [15] B. C. Wadell, *Transmission Line Design Handbook*, Artech House, Boston, pp. 156-161, 1991.

서 영 훈



1999년 8월: 아주대학교 전파공학과 (공학사)
 1999년 9월~현재: 아주대학교 전자공학과 석사과정
 [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 선

임연구원
 1996년~현재: 아주대학교 전기전자공학과 조교수, 부교수
 [주 관심분야] 안테나 설계 및 해석, EMI/EMC, 수치해석