

# 폭이 넓은 평면 슬롯 안테나의 광대역 특성

## The Wideband Characteristics of Wide Slot Planar Antennas

이행렬 · 김일권 · 육종관 · 박한규

Haeng-Lyul Lee · Il-Kwon Kim · Jong-Gwan Yook · Han-Kyu Park

### 요 약

본 논문에서는 폭이 넓은 슬롯 안테나의 광대역 특성에 관해 연구하였다. 폭이 넓은 슬롯을 이용하여 다양한 공진 모드를 발생시키고 각각의 공진 주파수에서 임피던스 정합을 시켜 광대역 특성이 나타날 수 있도록 하였다. 이러한 과정에서 기하학적 변수들이 임피던스 정합에 어떤 영향을 미치는지 살펴보고 또한 꼭지점이 둥근 직사각형 슬롯이 단순한 직사각형 슬롯보다 더 넓은 주파수 영역에서 임피던스가 안정적인임을 밝혀 냈다. 꼭지점이 둥근 직사각형 슬롯 안테나를 제작 측정 한 결과 정계파비가 2이하를 기준으로 거의 2 옥타브(2.08 GHz~8.25 GHz)가 되는 대역폭을 얻게 되었다.

### Abstract

The wideband characteristics of planar antennas with a wide radiating slot have been examined in this paper. A various resonance modes are generated in the wide slot and the wideband characteristics are enhanced by impedance match at each resonance frequencies. In this process, the geometry effects on the impedance match were extracted and it was found that a round corner rectangular slot antenna has more stable impedance match over a wide frequency range than a normal rectangular slot antenna. The round corner rectangular slot antenna is fabricated to verify the wideband characteristics and its measured bandwidth is almost 2 octaves(2.08 GHz~8.25 GHz) with VSWR $\leq$ 2.

Key words : Wideband, Wide Slot, Resonance Modes, Round Corner Rectangular Slot

### I. 서 론

최근 정보 통신의 급속한 발전과 더불어 과거의 음성전송만이 아닌 다양한 형태의 데이터 전송을 위한 무선통신 서비스가 상용화되고 있으며 동시에 통신 장비의 개인화와 휴대성에 대한 관심이 고조되고 있는 추세이다. 따라서 하나의 통신장비로 여러 가지 통신서비스를 제공 받을 수 있는 통신장비의 개발과 이것을 뒷받침하기 위한 이중대역 혹은 광대역에서 동작할 수 있는 안테나의 개발이 요구되었다.

오래 전부터 광대역 특성을 개선하기 위한 방법들이 다양하게 연구되어 왔지만 안테나의 구조가

복잡하고 급전 방식 때문에 용적이 커지게 되었다<sup>[1]</sup>. 하지만 최근 들어 평면이 갖는 이점 때문에 슬롯 안테나에 대한 연구가 활발히 진행되어 왔다<sup>[2]-[5]</sup>. 폭이 좁은 슬롯에 대한 연구는 오래 전부터 계속되어 왔지만<sup>[6]-[8]</sup>, 폭이 넓은 슬롯에 대한 연구는 비교적 최근에 진행되어 왔다<sup>[9],[10]</sup>. 폭이 넓은 슬롯의 경우 전계가 슬롯의 폭 방향뿐만 아니라 길이 방향으로도 존재하고 이를 근거로 방사면이 넓은 직사각형 슬롯에 대한 해석이 이루어졌었다<sup>[9]</sup>. 또한 폭이 넓은 직사각형 슬롯에 급전선의 모양을 달리하여 광대역 특성을 개선하기 위한 다양한 시도가 계속되었다. 폭이 넓은 직사각형 슬롯에 T형태<sup>[2]</sup>, 십자

연세대학교 전기전자공학과(Dept. of Electrical and Electronic Eng., Yonsei University)

· 논문 번호 : 20021011-132

· 수정완료일자 : 2003년 1월 13일

형태<sup>[3]</sup>, 포크형태<sup>[4]</sup> 또는 한 개의 수평도체와 두 개의 수직도체로<sup>[5]</sup> 구성된 마이크로스트립 급전선을 이용하여 대역폭을 꾸준히 개선시켜 정재파비가 2 이하를 기준으로 임피던스 대역폭이 110.5 % 또는 1.796 옥타브가 되었다.

본 논문에서는 폭이 넓은 슬롯에서 발생하는 다중 공진 모드들의 간격을 일정하게 하기 위해 슬롯의 크기를 결정하고 각각의 공진 모드에서 임피던스 정합을 이루어 광대역 특성을 갖도록 하였다. 특히 공진 모드들의 세기를 균등하게 하기 위해 H 형태의 마이크로스트립 급전선을 제안하였고 저주파수 영역에서 임피던스가 낮고 고주파수 영역에서 임피던스가 높아지는 직사각형 슬롯 안테나의 특성을 개선하기 위해 꼭지점이 둥근 직사각형 슬롯을 제안하여 훨씬 더 넓은 주파수 영역에서 안정적인 임피던스를 갖도록 하였다. 모의 실험을 통해 안테나의 기하학적 변수들이 임피던스 정합에 미치는 영향들을 고찰하였으며 이를 바탕으로 광대역 안테나를 설계하였다. 광대역 특성을 확인하기 위해 제안된 안테나를 제작하여 측정한 결과 대역폭은  $S_{11}$  이  $-10$  dB 이하를 기준으로 2.08 GHz에서 8.25 GHz가 되었다. 즉, 동작 주파수의 가장 높은 주파수와 낮은 주파수의 비가 3.97이 되었고 이는 120 %의 임피던스 대역폭에 해당된다.

## II. 안테나 구조 및 설계 방법

제안한 슬롯안테나는  $Q$ 값을 낮추고 대역폭을 넓히기 위해 유전상수가 2.2이고 두께가 1.574 mm인 기판을 사용하였으며<sup>[11]</sup> 안테나 설계를 위한 시뮬레이션 도구로는 MoM(Method of Moments)방식의 상용 프로그램을 이용하였다.

### 2-1 안테나 구조

제안한 슬롯안테나의 기본 구조는 그림 1에서처럼 접지면이 되는 기판에 폭이 넓은 슬롯이 놓이게 함으로써 그 부분이 방사소자로 동작하게 하였다. H 형태의 마이크로스트립 급전선은 4개의 개방된 마이크로스트립 선로가 슬롯 내부에 놓이게 되어 마이크로스트립 선로 끝에서 방사된 전계가 슬롯을 효과적으로 여기시키는 것과 더불어 x축뿐만 아니

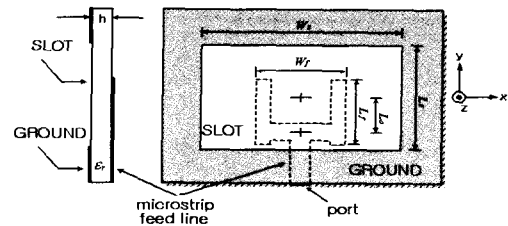


그림 1. H-모양 마이크로스트립 슬롯 안테나 구조  
Fig. 1. Geometry of a H-shaped microstrip-line-fed slot antenna.

라 y축으로도 마이크로스트립 선로를 따라 표면 전류가 흐르게 되어 슬롯에서 발생하는 공진 모드들의 세기가 균등하게 하는 효과를 주기 위하여 제안되었다. 또한 제안된 슬롯 안테나는 다중 공진을 이용하여 광대역 특성을 나타내기 때문에 각각의 공진점에서 리액티브 성분인 입력 임피던스의 허수부가 0으로 사라지기를 반복한다. 따라서 반사계수의 값이 작게 되려면 저항 성분인 입력 임피던스의 실수부가 넓은 주파수 대역에서 특성 임피던스인  $50 \Omega$  부근이 되어야 한다.

입력 임피던스 정합에 미치는 요소로는 크게 3가지로 구분할 수 있는데 첫째는 급전선의 모양이고 둘째는 슬롯의 모양이며 셋째는 급전선의 중심과 슬롯의 중심과의 offset 정도이다.

### 2-2 급전선의 모양이 입력 임피던스에 미치는 영향

Port에서 급전선의 폭은 마이크로스트립 전송선로 특성 임피던스가  $50 \Omega$ 이 되도록 5 mm로 정했다. 임피던스 정합에 미치는 급전선의 기하학적 변수들이 너무 많기 때문에 가장 기본적인 변수인 급전선의 수직도체의 폭과 수평도체의 폭을 각각 3 mm와 4 mm로 임의로 정했고 기타의 변수( $W_s$ ,  $L_s$ ,  $W_f$ ,  $L_f$ ,  $L_o$ )들은 변화를 주어 임피던스에 영향을 미치는 경향을 살펴보았다.

그림 2 (a)는 슬롯의 크기가 가로( $W_s$ ) 48 mm, 세로( $L_s$ ) 30 mm이고 offset 위치( $L_o$ )가 11 mm로 일정한 상태에서 H 형태의 급전선의 수평도체의 길이( $W_f$ )가 22 mm일 때 수직도체의 길이( $L_f$ ) 변화에 따른 입력 임피던스의 실수부를 보여 주고 있다. 수직도체의 길이가 상대적으로 긴 17 mm인 경우를 보

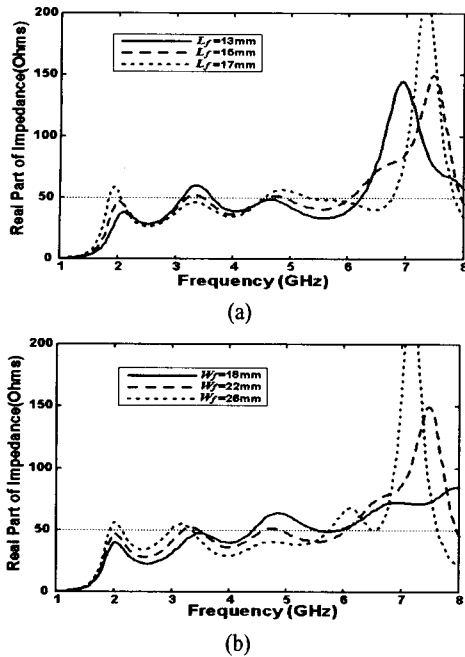


그림 2. 급전선의 (a) 수직도체 길이와 (b) 수평도체의 길이에 따른 임피던스 실수부의 변화  
 Fig. 2. Simulated real part of impedance versus frequency as a function of (a) vertical conductor lengths and (b) horizontal conductor lengths.

면 입력 임피던스의 저항값이 낮은 주파수에서는 비교적 50 Ω 근처에서 양호하게 나타나지만 높은 주파수 영역에서는 너무 큰 값이 되고 수직도체의 길이가 너무 짧을 경우에는 낮은 주파수에서 입력 임피던스의 저항값이 너무 작아 반사손실을 충분히 작게 만들지 못하게 하는 요인이 된다.

그림 2 (b)는 그림 2 (a)와 마찬가지로 슬롯의 크기와 offset 위치가 같은 조건하에서 수직도체의 길이( $L_v$ )가 15 mm일 때 수평도체의 길이( $W_h$ ) 변화에 따른 입력 임피던스의 저항값을 보여 주고 있다. 수평도체의 길이 변화가 입력 임피던스에 미치는 영향은 수직도체가 미치는 영향과 유사하다. 즉, 슬롯 크기에 비해 급전선이 차지하는 비율이 높을수록 입력 임피던스의 저항값이 커지고 있다.

### 2-3 슬롯의 모양이 광대역 특성에 미치는 영향

그림 3 (a)는 급전선의 수직도체와 수평도체의 길이가 각각 15 mm, 22 mm이고 offset 위치가 11 mm

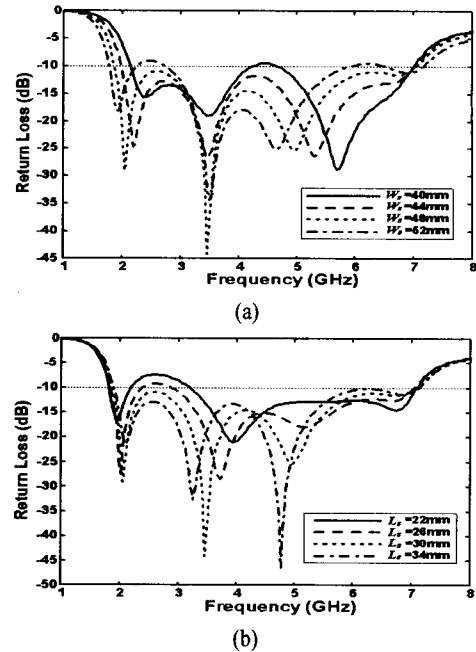


그림 3. 슬롯의 (a) 가로 길이와 (b) 세로 길이 변화에 따른 반사 손실 값의 변화  
 Fig. 3. Simulated return loss versus frequency as a function of (a) horizontal slot length and (b) vertical slot length.

일 때 슬롯의 세로 길이가 30 mm로 고정된 상태에서 슬롯의 가로 길이의 변화에 따른 반사손실 값의 변화를 보여주고 있다. 그림 3 (a)에서 보듯 슬롯의 가로 방향의 길이가 길수록 첫 번째 정합이 이루어지는 주파수가 낮아지고 있으며 두 번째 정합이 이루어지는 주파수는 거의 변화하고 있지 않다. 이러한 변화는 도파관의 모양 변화에 따른 공진 주파수 변화 추이와 유사하다. 직사각형 도파관의 가로와 세로 길이가 48 mm와 30 mm일 때 도파관 이론에 의해 계산한 공진 주파수는 TE<sub>10</sub> 모드일 때 2.11 GHz 이고 TE<sub>01</sub> 모드일 때 3.37 GHz로써 그림 3 (a)에서 첫 번째 정합주파수 2.05 GHz와 두 번째 정합주파수 3.66 GHz와 비교해서 큰 차이가 없다. 다만 입력 임피던스가 정합되는 주파수가 슬롯의 공진 주파수와 정확하게 일치하지 않기 때문에 약간의 차이가 있다.

그림 3 (b)에서는 슬롯의 가로 길이를 48 mm로 고정된 상태에서 세로 길이의 변화에 따른 반사손실 값을 보여주고 있는데 마찬가지로 첫 번째 정합

주파수가 거의 변화하지 않았고 두 번째 정합 주파수만 변화하였다. 슬롯의 세로 길이가 길어질수록 두 번째 정합 주파수가 낮아지는 것으로 보아 TE<sub>01</sub> 모드가 발생하였음을 알 수 있다. 따라서 다중 공진 모드를 이용하여 광대역 특성을 개선하게 하기 위해서는 공진 주파수들의 간격이 균일하도록 슬롯의 크기를 결정하여야 넓은 주파수 영역에서 임피던스 정합을 쉽게 할 수 있다.

### 2.4 offset 위치가 입력 임피던스 정합에 미치는 영향

그림 4는 슬롯의 중심과 급전선의 중심과의 offset 정도에 따라 반사손실 값이 어떻게 변하는지를 보여 주고 있다. 기타 변수인 슬롯의 크기는 48 mm×30 mm이고 급전선의 수평과 수직도체의 길이는 각각 22 mm와 15 mm로 일정하다. 그림 4에서 보듯 offset 정도가 조금만 바뀌더라도 반사손실 값은 앞서 설명한 다른 변수들에 의한 것보다 크게 영향을 받고 있음을 보여 주고 있다. offset 위치인  $L_o$ 가 13 mm로써 급전선의 수평 도선이 슬롯의 하단면과 일치할 만큼 아래로 이동하였을 경우 급전선에서 방사되는 전계가 슬롯을 용이하게 여기서시키지 못하여 입력 임피던스 값이 높아지게 되었으며 반사손실 값이 높게 나왔다. 반면  $L_o$ 가 9 mm로 급전선의 수평 도선이 슬롯의 하단면과 너무 많이 떨어지게 되면 입력 임피던스 값이 낮아지게 되어 마찬가지로 반사손실 값이 높아지게 되었다. 최적의 offset 위치를 찾는다는 것은 주어진 구조에서 얻을 수 있는 대역폭을 최대로 획득할 수 있다는 것으로

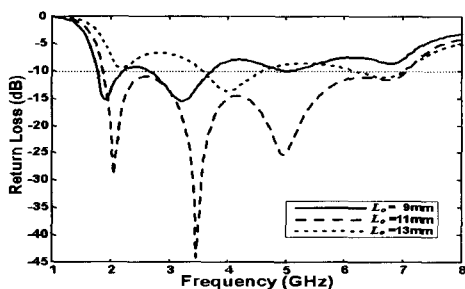


그림 4. offset 위치( $L_o$ )에 따른 반사 손실 값의 변화  
Fig. 4. Simulated return loss versus frequency as a function of offset position( $L_o$ ).

매우 중요한 변수이다. 급전선의 수평 도체가 슬롯의 하단과 2 mm 간격으로 떨어져 있을 때 가장 양호한 임피던스 정합이 되었다.

### 2.5 꼭지점이 둥근 직사각형 슬롯 안테나

지금까지 살펴본 직사각형 슬롯 안테나의 특징은 낮은 주파수 영역에서 입력 임피던스가 낮고 높은 주파수 영역에서 높게 나타나기 때문에 대역폭을 넓히는데 가장 큰 장애가 되었다. 이러한 문제를 해결하기 위해서 그림 5와 같이 직사각형 슬롯의 꼭지점을 둥글게 함으로써 보다 넓은 주파수 대역에서 입력 임피던스가 정합이 되도록 하였다. 꼭지점이 둥근 직사각형 슬롯 안테나는 직사각형 슬롯 안테나의 기본 구조에다 새로운 변수  $R_c$ 가 추가되는데 여기서  $R_c$ 는 슬롯 꼭지점에 있는 원의 반지름으로써 꼭지점의 둥근 정도를 나타낸다.

슬롯에서 등가화 된 자기 표면 전류가 있어서 이를 바탕으로 전자계의 방사가 이루어지는데 자기적 표면 전류의 흐름을 방해하는 것이 임피던스이다. 이러한 임피던스를 낮추기 위해 슬롯에서 등가화 된 자기 표면 전류의 흐름을 원활하게 해주어야 한다. 그림 6은 슬롯에서 등가화 된 자기 표면 전류의 분포를 나타내고 있다. 2 GHz에서는 상대적으로 파장의 길이가 길기 때문에 전류 분포가 슬롯의 모양에 크게 영향을 받지 않아 서로 비슷한 형태를 보여 주고 있다. 단지 꼭지점이 둥근 직사각형 슬롯의 면적이 단순한 직사각형 슬롯보다 작기 때문에 임피던스가 다소 높아진다. 7 GHz에서는 상대적으로 파장이 짧기 때문에 직사각형 슬롯의 꼭지점 부근에서 전류의 흐름이 방해 받고 있다. 그로 인해 높은 주파수 영역에서 직사각형 슬롯은 임피던스가

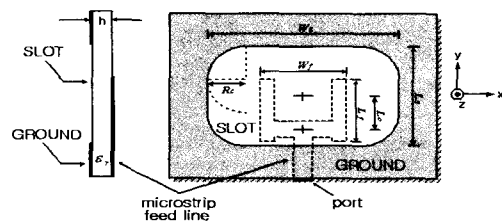


그림 5. 꼭지점이 둥근 직사각형 슬롯 안테나 구조  
Fig. 5. Geometry of a round corner rectangular slot antenna.

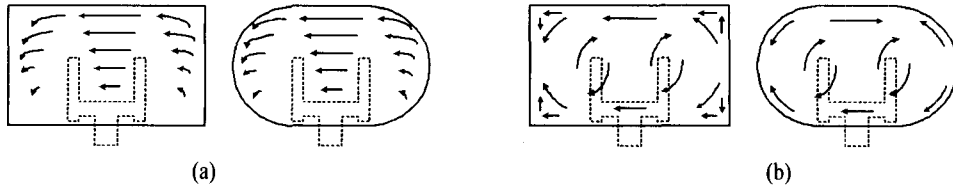


그림 6. (a) 2 GHz와 (b) 7 GHz에서 증가된 자기 표면 전류 분포의 개념도  
 Fig. 6. Conceptual diagrams of equivalent magnetic surface current distributions at (a) 2 GHz and (b) 7 GHz.

높아지게 된다. 따라서 꼭지점이 둥근 직사각형 슬롯을 이용하는 것이 낮은 주파수 영역에서 임피던스를 높일 수 있고 높은 주파수 영역에서는 임피던스를 낮출 수 있어 더 넓은 주파수 대역에서 임피던스 정합을 이루어낼 수 있다.

그림 7은 직사각형 슬롯의 꼭지점의 둥근 정도를 나타내는 반지름 ( $R_c$ )에 따른 반사손실 값을 보여주고 있다. 여기서 꼭지점이 둥근 직사각형 슬롯이 슬롯의 크기가 작아져 임피던스가 높아지는 것을 보상하기 위해 수평도체의 길이( $W$ )를 18 mm로 변경하였다.  $R_c$ 의 값이 클수록 낮은 주파수와 높은 주파수 영역에서 반사손실 값이 낮게 나와 전체적으로 광대역 특성이 좋아지고 있다. 낮은 주파수 영역(2 GHz~4 GHz)에서 임피던스 값이 낮아지는 것을 방지하고 있고 높은 주파수 영역(6 GHz~8 GHz)에서 임피던스 값이 상대적으로 높아지지 않아 반사손실 값이 낮게 나타나고 있다. 즉 슬롯의 크기가 작아져서 모든 주파수 영역에서 임피던스 값이 높아졌지만 자기 표면 전류가 원활하게 흐를 수 있는 구조를 취함으로써 높은 주파수 영역에서 상대적으로 임피던스 값이 높아지는 것을 방지할 수 있었다.

### III. 제작 및 측정 결과

앞에서 설명한 설계 방법에 의해 최적화 한 설계 변수 값은  $W_s = 48$  mm,  $L_s = 30$  mm,  $W_f = 18$  mm,  $L_f = 15$  mm,  $L_o = 11$  mm 이고  $R_c = 14$  mm이다. 이론적 고찰이 타당한지 증명하기 위해  $R_c = 0$  mm인 직사각형 슬롯 안테나와  $R_c = 14$  mm인 꼭지점이 둥근 직사각형 슬롯 안테나를 제작하여 비교하였다.

그림 8은 직사각형 슬롯 안테나와 꼭지점이 둥근 슬롯 안테나의 측정된 반사손실 값을 모의실험 값과 비교하고 있다. 직사각형 슬롯 안테나에서는 낮은 주파수 영역에서 반사손실 값이 높게 나와 3

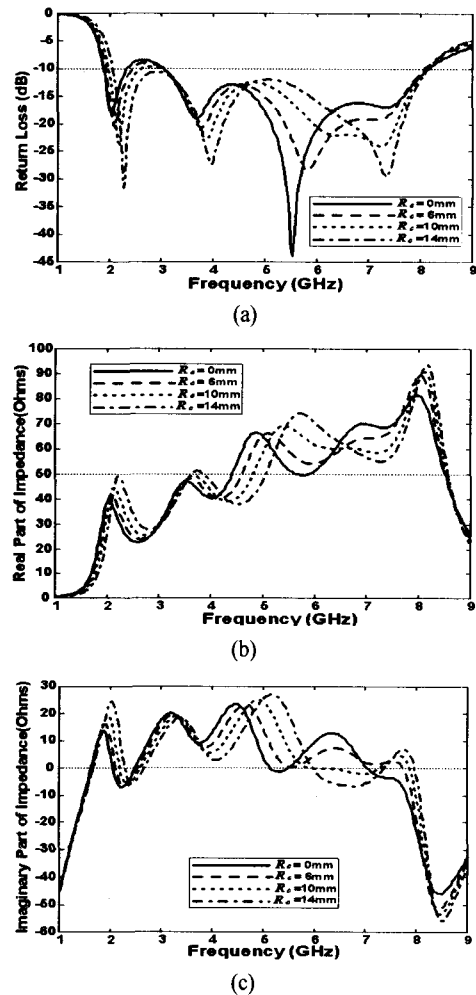
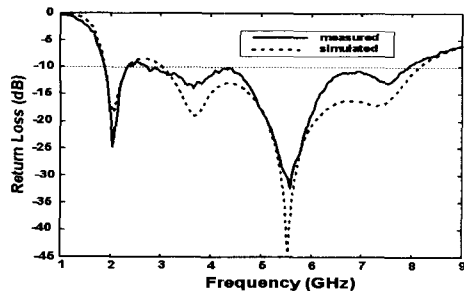
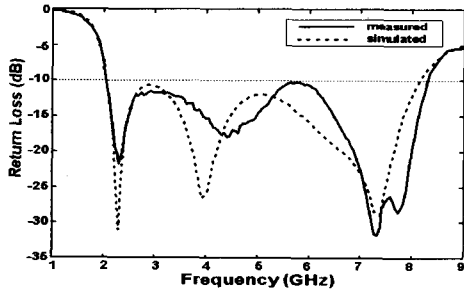


그림 7. 슬롯의 꼭지점이 둥근 정도에 따른 (a) 반사손실, (b) 임피던스의 실수부와 (c) 허수부의 변화  
 Fig. 7. Simulated (a) return loss, (b) real part and (c) imaginary part of impedance versus frequency as a function of round corner radius( $R_c$ ).

GHz 이하에서는 통과대역으로 사용을 할 수가 없다. 직사각형 슬롯이 급전선의 크기에 비해 상대적으로 크기 때문에 임피던스 값이 너무 낮아 반사손



(a)



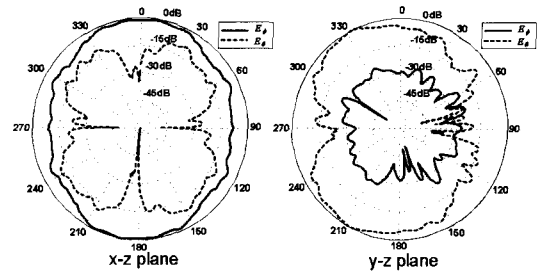
(b)

그림 8. (a) 직사각형 슬롯 안테나와 (b) 꼭지점이 둥근 슬롯 안테나의 측정된 반사손실 값과 계산된 반사손실 값의 비교

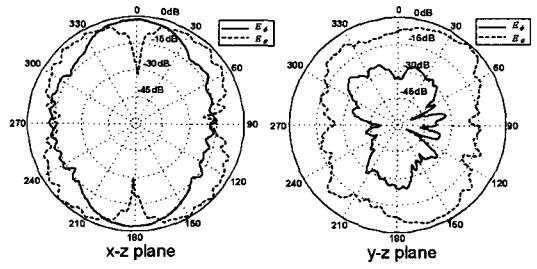
Fig. 8. Comparison of measured and simulated return loss of (a) normal rectangular slot and (b) round corner rectangular slot antenna.

실 값이 크게 나타나고 있다. 반면 꼭지점이 둥근 직사각형 슬롯은 낮은 주파수 영역과 높은 주파수 영역 모두 반사손실 값이 양호하게 나타나 훨씬 안정적인 형태를 보여주고 있다. 제안된 안테나의 대역폭은  $S_{11}$ 이  $-10$  dB 이하를 기준으로 2.08 GHz에서 8.25 GHz가 되었다.

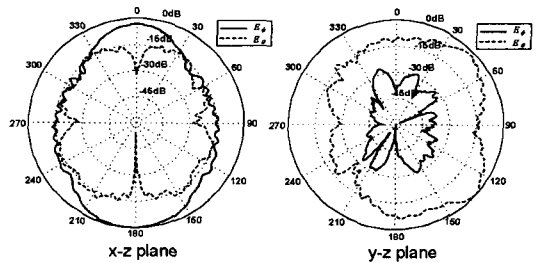
그림 9는 꼭지점이 둥근 직사각형 슬롯 안테나의 방사 패턴으로 통과대역 주파수내에서 가장 높은 주파수와 가장 낮은 주파수 그리고 중간 주파수에서 전계의  $\theta$  성분과  $\phi$  성분을 x-z 평면( $\phi=0$ )과 y-z ( $\theta=0$ ) 평면을 따라 측정된 값을 보여주고 있다. x-z 평면의 방사 패턴은 급전선의 모양이 y축을 중심으로 정확하게 대칭이기 때문에 주파수에 관계없이 좌우대칭이며 반면 y-z 평면의 방사 패턴은 급전선의 불연속적인 곳에서 전계의 방사가 많이 이루어지기 때문에 주파수가 높을수록  $90^\circ$  방향으로 치우치게 나타나고 있다. 또한 안테나의 정면( $\phi=0, \theta=0$ )에서 측정된 전계 성분을 보면  $E_\theta$ 가  $E_\phi$ 보다 큰



(a)



(b)



(c)

그림 9. (a) 2.05 GHz, (b) 5.15 GHz, (c) 8.25 GHz에서 x-z 평면과 y-z 평면의 방사패턴

Fig. 9. Measured radiation patterns in x-z plane and y-z plane at (a) 2.05 GHz, (b) 5.15 GHz and (c) 8.25 GHz.

값을 가지고 있다. 이는 슬롯의 가로 길이가 세로 길이 보다 길기 때문에 슬롯의 길이가 짧은 방향으로의 전계 성분이 더 많이 생겨나기 때문이다. 만약 슬롯 폭이 계속해서 좁아진다면  $E_\theta$ 는 0이 될 것이다<sup>[11]</sup>. 그리고 급전선이 안테나의 후면에 위치해 있어 슬롯에서 발생하는 전계뿐만 아니라 급전선에서 발생하는 전계 때문에 안테나의 후면으로 더 많은 방사가 이루어지고 있다.

#### IV. 결 론

폭이 좁은 슬롯에서는 슬롯의 길이 방향으로 전

계가 거의 형성되지 않기 때문에 슬롯의 길이만이 공진 주파수에 영향을 주지만 폭이 넓은 슬롯에서는 슬롯의 폭과 길이의 비에 따라 공진 모드가 다양하게 존재한다. 폭이 넓은 슬롯을 이용한 광대역 안테나를 설계함에 있어 본 논문에서는 슬롯의 모양에 의해 발생할 수 있는 공진 모드의 주파수를 결정하고 각각의 공진 주파수에서 임피던스 정합이 되도록 하여 광대역 특성을 좋게 하였다. 즉 슬롯의 크기에 의해 발생 가능한 공진 주파수를 결정하고 임피던스 정합을 위해 슬롯의 크기에 적합한 급전선의 모양과 급전선의 offset 위치를 변화하여 넓은 주파수 대역에서 입력 임피던스 값이 50 Ω이 되도록 하였다.

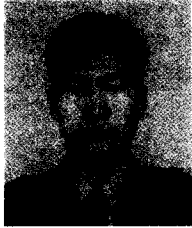
직사각형 슬롯 안테나의 임피던스 특성은 낮은 주파수 영역에서 낮은 값을 갖고 높은 주파수 영역에서 높은 값을 갖는데 이러한 문제점을 해결하기 위해 꼭지점이 둥근 직사각형 슬롯을 제안하였다. 슬롯에서 증가된 자기 표면 전류의 흐름을 원활하게 하여 더 넓은 주파수 영역에서 임피던스의 변화를 작게 하였다. 슬롯 크기가 상대적으로 작아져 첫 번째 공진 주파수가 높아졌지만 안테나의 대역폭은 훨씬 넓어 졌다. 이를 검증하기 위해 제안한 안테나를 제작하여 측정한 결과 대역폭이 1.99 옥타브로써 매우 넓은 대역폭을 갖게 되었다.

### 참 고 문 헌

[1] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 2nd ed., John Wiley & Sons, 1997.  
 [2] M. K. Kim, K. Kim, Y. H. Suh and I. Park, "A T-shaped microstrip-line-fed wide slot antenna", *IEEE AP-S Int. Symposium*, vol. 3, pp. 1500-1503, 2000.  
 [3] Y. W. Jang, "Broadband cross-shaped micro strip-fed slot antenna", *Electronics Letters*, vol.

36, no. 25, pp. 2056-2057, Dec. 2000.  
 [4] J. Y. Sze, K. L. Wong, "Bandwidth enhancement of a microstrip-line-fed printed wide-slot antenna", *IEEE Trans. Antennas and propagation*, vol. 49, no. 7, pp. 1020-1024, July 2001.  
 [5] Y. W. Jang, "Experimental study of large bandwidth three-offset microstripline-fed slot antenna", *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol. 11, no. 10, pp. 425-427, Oct. 2001.  
 [6] B. N. Das, K. K. Joshi, "Impedance of a Radiating Slot in the Ground Plane of a Microstripline", *IEEE Trans. Antennas and propagation*, vol. AP-30, no. 5, pp. 922-926, Sept. 1982.  
 [7] D. M. Pozar, "A Reciprocity Method of Analysis for Printed Slot and Slot-Coupled Microstrip Antennas", *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. AP-34, no. 12, pp. 1439-1446, Dec. 1986.  
 [8] N. N. Sastry, M. D. Deshpande, "Resonant frequency of slots radiating into inhomogeneous media", *1987 IEEE Int. Antennas Propagat. Symp. Dig.* vol. 25, pp. 614-618, June 1987.  
 [9] M. Kahrizi, T. K. Sarkar and Z. A. Maricevic, "Analysis of a wide radiating slot in the ground plane of a microstrip line", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech*, vol. 41, pp. 29-37, Jan. 1993.  
 [10] C. Chen, W. E. McKinzie and N. G. Alexopoulos, "Stripline-Fed Arbitrarily Shaped Printed-Aperture Antennas", *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 45, no. 7, pp. 1186-1198, July 1997.  
 [11] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl and A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Hand book*, Artech House, Boston, 2001.

이 행 렬



1994년 3월: 공군사관학교 항공공학과 (공학사)  
2001년 3월~현재: 연세대학교 전기전자공학과 석사과정  
[주 관심분야] RF 소자 및 안테나 설계

육 중 관



1987년: 연세대학교 전자공학과 (공학사)  
1989년: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)  
1998년: University of Michigan 전기전자공학과 (공학박사)  
1997년 1월~1998년 10월 : University of Michigan Research Fellow  
1998년 11월~1999년 2월: Qualcomm Inc. Senior Engineer  
1999년 3월~2000년 2월 : 광주과학기술원 조교수  
2000년 3월~현재: 연세대학교 전기전자공학과 조교수  
[주 관심분야] 마이크로파 구조 해석 및 설계, RF MEMS, 박막공진 구조

김 일 권



설계 및 해석

1999년 2월: 연세대학교 전파공학과 (공학사)  
2001년 2월: 연세대학교 전기전자공학과 (공학석사)  
2001년 3월~현재: 연세대학교 전기전자공학과 박사과정  
[주 관심분야] RF 소자 및 안테나

박 한 규



1964년 2월: 연세대학교 전기공학과 (공학사)  
1968년 2월: 연세대학교 전기공학과 (공학석사)  
1975년: 불란서 파리 6 대학 (공학박사)  
1979년~1980년: 스탠포드대학교 교환교수  
1989년~1994년: 대통령 21세기 위원회 위원  
1995년~1997년: 정보통신부 전파위원회 위원장  
1997년~현재: 한국과학재단 이사  
1976년~현재: 연세대학교 전기전자공학과 교수  
[주 관심분야] 마이크로파 소자, 스마트 안테나, 전파전파, SAR