

# 광대역 Annular Ring 마이크로스트립 패치 안테나의 해석

## Analysis of Wide Band Annular Ring Microstrip Patch Antenna

서철헌 · 송실대학교 정보통신전자공학부

김형석 · 중앙대학교 전자전기공학부

Chul-Hun Seo · School of Electronic Eng. Sonngsil Univ.

Hyeong-Seok Kim · School of Electrical and Electronics Eng. Chung-Ang Univ.

### ABSTRACT

This paper presents the analysis of the mode characteristics of an annular ring microstrip patch antenna for circular polarization with attachment mode using method of moments in the spectral domain. For a probe excitation, the input impedance are obtained by using the single mode approximation for both the  $TM_{11}$  and  $TM_{12}$  modes and compared with those by Vector Hankel Transform. While the  $TM_{11}$  mode has a high Q, it is a poor radiating mode; the  $TM_{12}$  mode is more suitable for antenna applications. It is also shown that the bandwidth of the  $TM_{12}$  mode is wider than that of the  $TM_{11}$  mode in terms of axial ratio for circular polarizatio

### I. 서론

마이크로스트립 구조는 많은 장점으로 인해 안테나와 공진기로서 여러 분야에서 다양하게

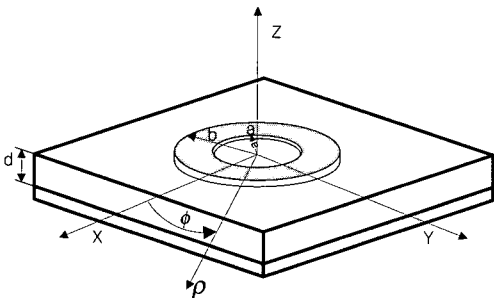
연구가 진행되어왔으며 안테나 측면에서 그 구조 또한 점차 다양해지고 복잡해져가고 있다. 이와 더불어 가장 큰 문제점 중의 하나인 대역폭의 증가 및 원형편파 발생을 용이하게 하는 방법에 대한 연구가 과거 활발히 진행되어 왔다. 원형편파는  $\pm 90^\circ$ 의 위상 차를 갖는 두 개의 직교 급전구조를 사용하여 얻을 수 있으나 이와 같은 위상 변환기를 사용하는 경우, 급전부의 RF 손실이 커지고 구조 또한 복잡해지는 단점이 초래된다. 이러한 단점을 해결하기 위해 과거 단일급전 구조를 이용하여 단락핀을 갖는 원형 패치 및 타원형 패치나 비대칭 구조를 갖는 정방형 패치로부터 원형 편파를 발생시키는 방법이 연구되어 왔다[1]. 그러나 이와 같은 패치 구조의 경우 대역폭 면에서 VSWR 대역폭이 작아지게 되는 단점을 갖으며 따라서 원형 편파 특성을 위한 축비 대역폭 또한 작아지게 된다.

따라서 본 논문에서는 첫째, 다중형태가 아니며 패치의 크기가 동작 주파수 대역에 비해 비교적 작은 편이기 때문에 기존의 마이크로스트립 안테나의 소형, 경량화, 저가의 장점을 그대로 수용하고 있고 둘째, 이중 급전 구조가

아닌 단일 급전구조를 사용하여 홀수모드와 짝수모드를 발생시켜 원형 편파특성을 얻을 수 있으며 셋째, 특히  $TM_{12}$  모드에서 동작할 때 두 전계의 비로 표시되는 축비(axial ratio)가 기존의 원형 또는 타원형 패치에 비해 상당히 크기 때문에(즉, 3dB 또는 6dB 축비 측면에서) 결국 VSWR 대역폭도 커지게 되어 비교적 넓은 동작 대역폭을 갖는 Annular Ring 마이크로스트립 안테나의 모드 특성을 분석하였다. 이와 같은 Annular Ring 마이크로스트립 안테나의 해석을 위해 과거 TLM[2], Cavity 방법[3]들이 주로 사용되어 왔지만 이러한 방법들은 기관의 두께와 상대 유전율의 증가에 따라 정확도가 떨어지는 단점이 있다. 따라서 본 논문은 보다 정확한 모드 특성분석을 위해 모멘트 법을 사용하여 Annular Ring 마이크로스트립 안테나의 임피던스 및 대역폭 특성을 해석하였으며 Vector Hankel transform의 결과 [4]와 비교를 통해 본 방법의 유효함을 입증하였다.

## II. Annular Ring 패치 구조의 해석

해석하고자하는 Annular Ring 마이크로스트립 안테나의 구조가 [그림 1]에 제시되어 있다.



[그림 1] Annular Ring microstrip 안테나의 구조

Annular Ring 패치는 [5]의 해석방법과 동일하게 각각 내부 원의 반지름과 외부 원의 반지름에 해당하는 길이를 각 반지름으로 갖는 두 개의 원형 패치 구조로 모델링되며 따라서 패치상의 전체 전류는 중첩의 정리를 통해 두 원형 패치상의 표면 전류분포로 다음과 같이 표현된다.

$$J_{total} = \begin{cases} J_1^S(\rho, \phi) + J_2^S(\rho, \phi), & a < \rho < b \\ 0, & 0 < \rho < a, \rho > b \end{cases}$$

단,

$$J_1^P(\rho, \phi) = \sum_{m=1}^{\infty} I_1^m J_{1m}^P(\rho, \phi) \quad (1-a)$$

$$J_2^P(\rho, \phi) = \sum_{n=1}^{\infty} I_2^n J_{2n}^P(\rho, \phi) \quad (1-b)$$

$J_1^m(\rho, \phi)$ 와  $J_2^n(\rho, \phi)$ 는 각 원형 패치상의 전류에 대한 기저함수이며,  $I_1^m, I_2^n$ 는 패치전류에 대한 복소상수이다.

각 원형 패치상의 표면 전류 밀도는 전역 기저함수(EDB)로 표현되며 원통 좌표계  $\rho, \phi$ 로 나타내면 다음과 같다.

$$J_i^P(\rho, \phi) = \hat{\rho} \beta_{mn} J_m(\beta_{mn} \rho) \cos(m\phi) - \hat{\phi} \frac{m}{\rho} J_m(\beta_{mn} \rho) \sin(m\phi) \quad (2)$$

윗 식에서 프라임은 각 변수에 대한 미분을 뜻한다. 즉  $\beta_{mn}\rho$ 는 Bessel 함수  $J_m(x)$ 의  $n$ 번째 영이 되는 값이다. 이와 같은 기저함수들은 윗면과 아랫면은 전기벽에 의해 둘러싸이고 좌우, 앞뒷면은 자계벽에 둘러싸인 원형 공진기의  $TM_{mn}$  모드중 하나에 해당한다.  $\phi=0$  (즉,  $x$

축을 따라)에서 급전된 경우 또는 E 평면상의 빔 스캐닝의 경우 위의 짝수 모드에 대한 단일 기저함수로도 충분하지만 급전 프로브의 위치 및 스캔 각의 임의적인 변화에 따른 임피던스와 패턴을 고려하기 위해서는 홀수 모드에 해당하는 기저함수에 대한 고려가 필요하다. 이러한 홀수 모드에 해당하는 기저함수는 다음과 같이 표현된다.

$$J_i^P(\rho, \phi) = \hat{\rho} \beta_{mn} J_m(\beta_{mn} \rho) \sin(m\phi) + \hat{\phi} \frac{m}{\rho} J_m(\beta_{mn} \rho) \cos(m\phi) \quad (3)$$

식 (2)에 해당하는 기저함수는 주요기저함수이며 (3)은 직교기저함수이다.

E 평면상의 선형 편파 특성의 경우, 주요 기저함수만을 사용하여 TM<sub>11</sub>과 TM<sub>12</sub> 모드에 대한 양호한 결과를 얻을 수 있지만 원형 편파 특성의 경우, 주요 기저함수 및 직교 기저함수 양쪽을 모두 사용해야 TM<sub>11</sub>과 TM<sub>12</sub> 모드에 대한 특성을 얻을 수 있다.

패치와 프로브의 점점 근처에서 패치 전류의 급격한 변화로 인해 발생하는 특이성과 불연속성을 고려하기 위해서 부차모드[6]가 위의 식에 포함되어야 한다.

z=d에서 불연속적인 z 방향의 전류성분과 관련해서 프로브 끝 부분에 발생하는 전하의 축적으로 인해 필드의 불연속성이 발생하지만 이 전류는 ρ' = 0에서 패치 전류와 관련된 전하의 축적으로 인해 서로 상쇄되어 결국 불연속적인 필드성분의 제거와 함께 모멘트 법 이용시 적분을 복잡하게 하는 특이성을 제거하여 수렴속도의 증가 및 CPU 시간과 메모리 낭비를 줄일 수 있는 장점과 더불어 TM<sub>11</sub> 기본 모드 전류와 거의 동일한 전류 패턴을 가진다.

$$J_{attachment}^p = \frac{-k}{4} \left[ \frac{N_1(k\rho')}{\rho} \{ \hat{\rho}\rho - \rho_p \cos(\phi - \phi_p) \} + \hat{\phi} \rho_p \sin(\phi - \phi_p) \right] + \sum_{m=0}^{\infty} \epsilon_m \cdot \left\{ \frac{N_m(k\rho) J_m(k\rho_p)}{J_m(k\rho)} \cdot \{ \hat{\rho} J_m(k\rho) \cos m(\phi - \phi_p) \} - \hat{\phi} \frac{m}{k\rho} J_m(k\rho) \sin m(\phi - \phi_p) \right\}$$

$$k = \sqrt{\epsilon_r} k_o \quad (4-a)$$

$$\rho' = \sqrt{\rho^2 + \rho_p^2 - 2\rho\rho_p \cos(\phi - \phi_p)} \quad (4-b)$$

$$\rho_p = \sqrt{x_p^2 + y_p^2} \quad (4-c)$$

$$\phi_p = \arctan\left(\frac{y_p}{x_p}\right) \quad (4-d)$$

기관외 두께에 따른 임피던스의 영향을 고려하기 유도한 Green 함수는 다음과 같다.

$$G_1(k_x, k_y, z, z') = - \left[ \frac{e^{i k_1(z-z')} - e^{i k_1|z-z'|}}{2i k_1} \right] + \left[ \frac{\sin(k_1 z)}{k_1} \right] \cdot \left[ \frac{k_1 \cos(k_1(d-z')) + j k_2 \sin(k_1(d-z'))}{k_1 \cos(k_1 d) + j k_2 \sin(k_1 d)} \right] \quad (5)$$

$$G_2(k_x, k_y, z, z') = \left[ \frac{(\epsilon_r - 1) \sin(k_1 z')}{k_1 \cos(k_1 d) + j k_2 \sin(k_1 d)} \right] \cdot \left[ \frac{\cos(k_1 z')}{\epsilon_r k_2 \cos(k_1 d) + j k_1 \sin(k_1 d)} \right] \quad (6)$$

$$k_2^2 = k_o^2 - \beta^2, \quad \text{Im}(k_2) < 0 \quad (7)$$

$$k_1^2 = \epsilon_r k_o^2 - \beta^2, \quad \text{Im}(k_1) < 0 \quad (8)$$

위에서 유도된 전류에 대한 식과 부착모드에 대한 식을 모멘트법과 reaction 적분 방정식을 사용하여 전개하면 다음과 같은 일련의 방정식이 유도된다.

$$V_1^{n'} + V_{a1}^{n'} + \sum_{n=1}^{\infty} I_1^n Z_{11}^{nn'} + \sum_{n=1}^{\infty} I_2^n Z_{12}^{nn'} = 0, \quad n' = 1, 2, 3, \dots \quad (9)$$

단, 모멘트 법 적용시 기저함수와 동일한 시험 함수를 사용하는 Galerkin procedure를 사용하였다.

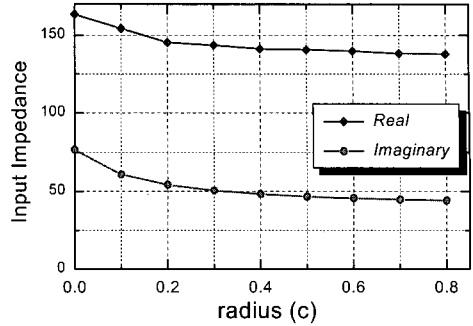
또한 프로브의 유도성 리액턴스를 고려하기 위해 다음 식이 사용되었다.

$$X_L = 60 k_o d \ln(2 / k_o d \sqrt{\epsilon_r}) \quad (10)$$

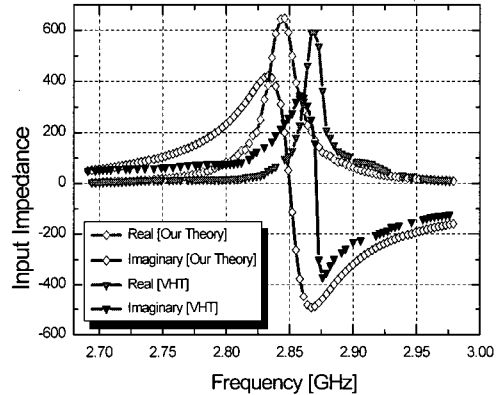
### III. 수치해석 결과

부착모드를 고려할 때, 프로브를 통해 급전된 가상원의 크기를 결정하기 위해 이 가상 원의 반지름의 크기에 따른 임피던스의 변화가 [그림 2]에 제시되어있다. 부착모드의 가상원의 반지름이 약 0.3보다 큰 값에 대해 임피던스는 거의 변화가 없이 일정하게 유지된다. 따라서 부착모드를 고려한 경우, 가상 원의 반지름의 크기는 0.3cm로 가정한다.

본 논문의 방법과 Vector Hankel Transform (VHT)을 사용하여 얻은 임피던스의 비교가 [그림 3]에 제시되어 있다. 그림에서 알 수 있듯이 결과는 본 논문의 결과와 VHT의 결과는 주파수 천이를 제외하고는 거의 일치하며 주파수 천이는 VHT의 경우 기관의 두께에 대한 정확한 값이 주어지지 않고 작다고 가정한 결과이며 본 논문에서는 두께에 대한 영향과 부착모드를 고려했기 때문이다.

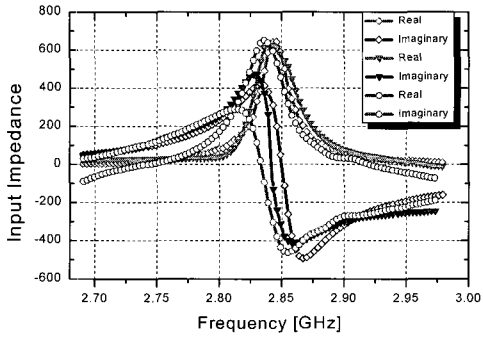


[그림 2] 부착모드의 가상 원의 크기에 따른 임피던스의 변화 (c=cm)

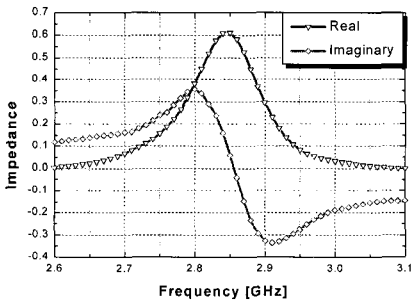


[그림 3] Vector Hankel transform과의 임피던스 결과 비교

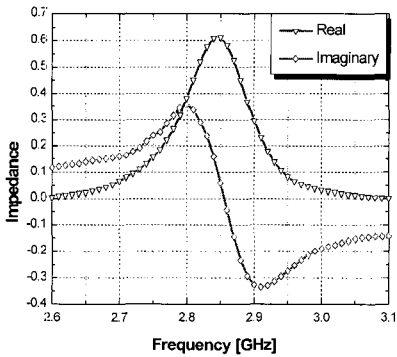
급전 프로브의 위치 변화에 따른  $TM_{11}$  모드의 임피던스 특성이 [그림 4]에 제시되어 있다. 그림에서 알 수 있듯이 임피던스 대역폭은 비교적 작으며 상당히 예리한 공진 특성을 보여 준다. 따라서  $TM_{11}$  모드에서 동작하는 Annular Ring 마이크로스트립 패치 안테나는 공진기로 사용될 때 가장 최적의 성능을 갖는다는 것을 짐작할 수 있으며 또한  $TM_{11}$  모드의 경우 급전 프로브의 위치 변화에 대해서 임피던스 특성이 크게 변하지 않는다는 것을 알 수 있다.  $TM_{12}$  모드의 프로브 위치 변화에 따른



[그림 4]  $TM_{11}$  모드의 급전 프로브 위치에 따른 임피던스 변화 ( $b/a = 2.0$ ,  $a = 0.71$  cm,  $\sigma = 5.8 \times 10^7$  mho/m,  $\square$  :  $\rho/a = 1.05$ ,  $\nabla$  :  $\rho/a = 1.5$ ,  $\diamond$  :  $\rho/a = 1.95$ )

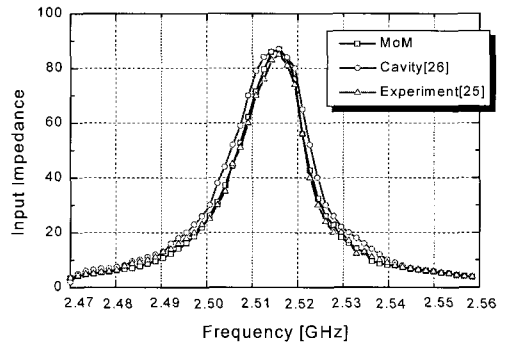


(a)

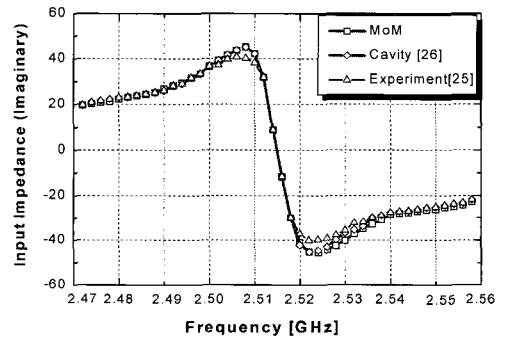


(b)

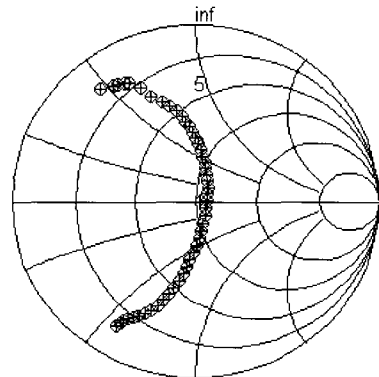
[그림 5]  $TM_{12}$  모드의 입력 임피던스 ( $b/a = 2.0$ ,  $a = 3.2$  cm,  $\sigma = 5.8 \times 10^7$  mho/m )  
(a) :  $\rho_0/a = 1.05$ , (b) :  $\rho_0/a = 1.5$



(a) 실수부



(b) 허수부



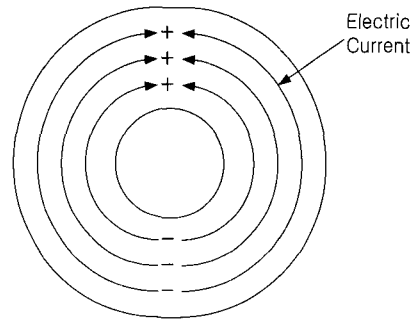
(c) (a)의 스미스 도표 표시

[그림 6]  $TM_{31}$  모드의 입력 임피던스 ( $a=2.5$ cm,  $b=5$ cm,  $\epsilon_r=2.32$ ,  $h=0.159$ cm,  $\tan\delta=0.0012$ ,  $\rho=2.7$ cm)

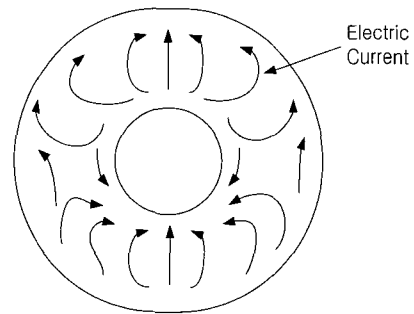
입력 임피던스가 [그림 5]에 제시되어 있으며 이전의  $TM_{11}$  모드와 달리 임피던스 대역폭이 매우 넓으며 따라서 안테나에 보다 용이하게 사용될 수 있다. [그림 6]은  $TM_{31}$  모드의 입력 임피던스를 공진(Cavity) 방법과 측정결과와의 비교를 통해 제시하고 있으며 상당히 잘 일치한다는 것을 알 수 있다[9]. [그림 7]에는 지금까지 제시한  $TM_{11}$  모드와  $TM_{12}$  모드의 표면 전류분포가 제시되어 있다. 그림에서 알 수 있듯이  $TM_{11}$  모드의 전류분포는 균일하게 한 방향으로 일정하게 흐르는 반면  $TM_{12}$  모드의 경우 여러 방향으로 진행된다는 것을 쉽게 알 수 있다. 또한 근거리 필드 분포에서 자기장의 분포는  $TM_{12}$  보다  $TM_{11}$ 의 경우 보다 조밀하게 분포해 있는 반면 전기장의 분포는 양 쪽 모드에 대해 동일하게 유지되는 것을 알 수 있다. 따라서 근거리 필드에서 자기 에너지 분포가 전기 에너지 분포보다 높게 된다. [그림 8]은 Annular Ring 마이크로스트립 안테나의  $TM_{12}$  모드와  $TM_{32}$  모드의 주파수와 스캔 각에 따른 복사패턴의 축비를 나타낸 것으로서 그림에서 알 수 있듯이  $TM_{12}$  모드의 경우 스캔각도에 따른 축비의 변화가  $TM_{32}$  모드의 경우보다 상당히 심하며 공진 주파수에 비해 약 2% 천이된 주파수에 비교해서 변화의 정도가 다르다. 또한 broadside( $\theta=0$ ) 방향과  $\pm 60^\circ$  근처에서 0dB의 축비를 갖으며  $\pm 60^\circ$  전후에서  $E_0$ 와  $E_\phi$  패턴이 서로 교차한 후 다시 0dB로 된다. 즉, 다시 말하면 0dB에서 가장 최적의 원형 편파 특성을 얻을 수 있으며  $\pm 60^\circ$ 를 전후해 다시 원형 편파특성을 얻을 수 있다. 이와 반면  $TM_{32}$  모드의 경우 거의 모든 스캔 각도에서 고른 원형 편파 특성을 얻을 수 있으며 주파수와 비교해서 주파수 천이에 따른 축비의 변화가 거의 동일함을 보이고 있지만 broadside

방향에서 널을 가짐을 알 수 있다. 따라서  $TM_{12}$  모드는 broadside 방향의 원형편파 송수신에 적합한 반면  $TM_{32}$  모드는 side-looking 방향의 원형편파 송수신에 적합하다는 것을 알 수 있다. 주파수에 대한 VSWR 대역폭의 비교가 [그림 9]에 제시되어 있으며 그림에서 알 수 있듯이 최대 13%의 대역폭을 얻을 수 있다. 각 VSWR 값에 따른 대역폭의 결과가 <표 1>에 정리되어 있다.

[그림 10]에는  $TM_{12}$  모드의 E 평면상의 복사 패턴을 제시하였다.



(a)  $TM_{11}$  mode

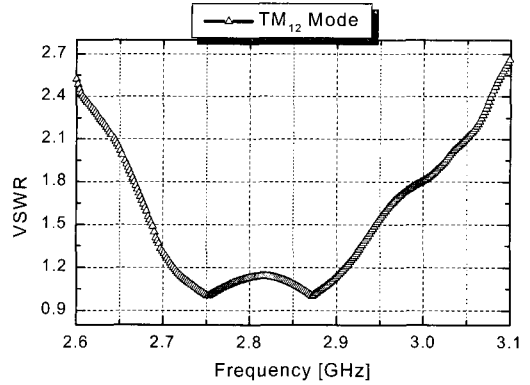


(b)  $TM_{12}$  mode

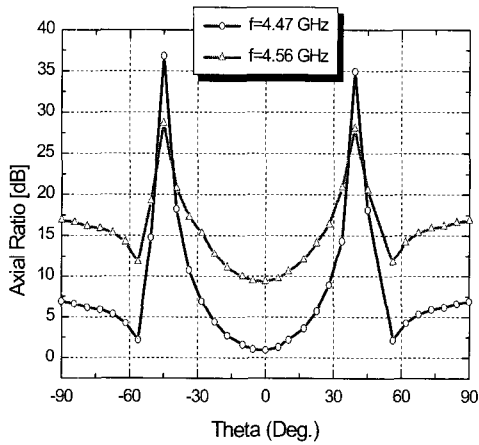
[그림 7] 표면 전류 분포 특성

<표 1> VSWR 대역폭

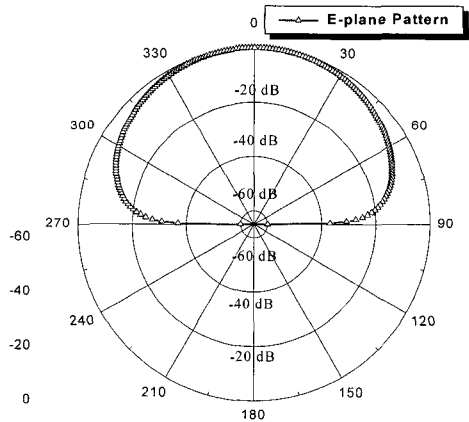
VSWR	Lower Freq.	Higher Freq.	Center Freq.	Band-width (MHz)	Band-width (%)
VSWR = 1.5	2.6864	2.9456	2.816	259.2	9.2
VSWR = 2.0	2.645	3.032	2.8385	387	13.6



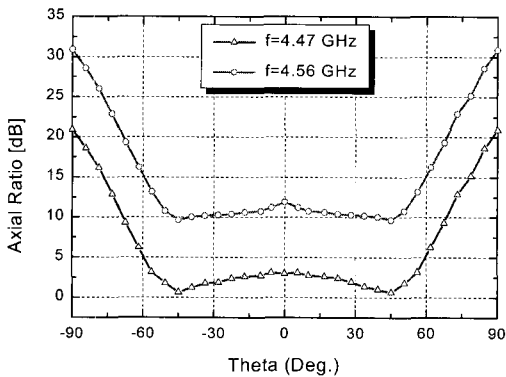
[그림 9] 주파수에 대한 VSWR 대역폭



(a)  $TM_{12}$  mode



[그림 10] E 평면 복사 패턴



(b)  $TM_{32}$  mode

[그림 8] 스캔 각도에 따른 모드의 축비의 변화

#### IV. 결론

단일 마이크로스트립 패치 안테나 구조에서 단일 프로브 급전구조를 이용하여 원형 편파를 발생시키며 넓은 대역폭을 갖는 Annular Ring 마이크로스트립 패치 안테나의 임피던스 특성과 모드 특성을 모멘트법을 사용하여 해석하였으며 급전 프로브와 패치의 접점에서 전류의 불연속으로 인해 야기되는 필드의 특이성을 해결하기 위해 부차모드를 고려하였다.

기본모드인  $TM_{11}$ 의 경우 급전 프로브의 위치에 대해서 임피던스 특성은 크게 변화하지 않았으며  $TM_{12}$  모드의 경우  $TM_{11}$ 이나 다른 모드에 비해 월등히 넓은 임피던스 대역폭과 축비 대역폭을 보였다.

---

■ 참고문헌

---

- [1] K. R. Carver and J. W. Mink, "Microstrip antenna technology," *IEEE Trans. Antennas propagat.*, vol. AP-29, no.1, pp. 2-24, Jan. 1981.
- [2] A.K.Bhattacharyya and R.Garg, "Input impedance of annular ring microstrip antenna using circuit theory approach," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-33, pp.369-374, Apr. 1985.
- [3] W.C.Chew, "A broad-band annular-ring microstrip antenna," *IEEE Trans. Antennas propagat.*, vol. AP-30, no.6, pp. 1197-1200, Nov. 1982.
- [4] S.M.Ali, W.C.Chew and J.A. Kong, "Vector Hankel Transform analysis of annular-ring microstrip antenna," *IEEE Trans. Antennas propagat.*, vol. AP-29, no.1, pp. 95-99, Jan. 1981.
- [5] 정후인, 서철현, "부착모드를 고려한 타원형 마이크로스트립 안테나의 해석", *춘계 마이크로파 및 전파학술대회 논문집*, pp. 251-254, 1998.
- [6] Lee and Chen, *Advances in microstrip and printed antennas*, John Wile & Sons, Inc. 1997.
- [7] J.S.Dahele, K. F. Lee, and D.P.Wong, "Dual frequency stacked annular ring microstrip antenna," *IEEE Trans. Antennas propagat.*, vol. AP-35, pp.1281-1285, Nov. 1987.
- [8] J.Gomez-Tagle and C.G. Christodoulou, "Extended Cavity Model Analysis of Stacked Microstrip Ring antennas," *IEEE Trans. Antennas propagat.*, vol. AP-45, pp.1626-1635, Nov. 1997.
- [9] S.A. Long, L.C. Shen, D.H. Schaubert, and F.G. Farrar, "An experimental study of the circular polarized elliptical printed circuit antenna," *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol. AP-29, no. 1, pp. 95-99, Jan. 1981.



저자 소개



서 철 현

1983년3월:서울대학교전자공학과 (공학사)  
1985년 3월: 서울대 대학원 전자공학과 (공학석사)  
1993년 3월: 서울대 대학원 전자공학과 (공학박사)  
1993년~1995년: MIT 연구원  
1993년~1997년: 숭실대학교 정보통신공학과 조교수  
1997년~현재: 숭실대학교 정보통신전자공학부 부교수  
1999년 8월~2001년 1월: MIT 방문교수

[주 관심분야] 이동 및 위성통신  
Microwave 부품 및 시스템,  
PBG를 이용한 RF 부품



김 형 석

1985년 서울대학교 공대 전기공학과 졸업  
1987년 동 대학원 석사과정 졸업 (석사)  
1990년 동 대학원 박사과정 졸업 (박사)  
1990-2002년 순천향대학교 전기전자공학부 부교수. 현재 중앙대학교 전자전기 공학부 부교수

Tel. 02-820-5287

E-mail : kimcaf2@cau.ac.kr