

논문 2015-52-1-7

# 개구면 폭 변화를 이용한 개구면 결합 마이크로스트립 패치 안테나의 대역폭 확장

(The Bandwidth Enhancement of an Aperture Coupled Microstrip Patch Antenna Using Variation of an Aperture Width)

김 재 현\*, 구 환 모\*, 김 부 균\*\*

(Jae-Hyun Kim, Hwan-Mo Koo, and Boo-Gyoun Kim<sup>©</sup>)

## 요 약

MMIC와 집적이 가능한 큰 유전상수를 가지는 급전 기판을 사용하는 개구면 결합 마이크로스트립 패치 안테나(ACMPA)의 개구면 폭을 변화시켜 ACMPA의 대역폭을 확장하는 방법에 대하여 연구하였다. 개구면의 폭이 증가할수록 ACMPA의 패치 공진과 개구면 공진 사이의 상호 공진 영역이 증가하여 대역폭이 증가하였다. 일반적인 개구면의 길이와 폭의 비(10:1)을 가지는 ACMPA의 대역폭 20.8%를 개구면 폭 변화를 이용하여 최대 35.3%까지 확장하였다. 개구면 폭 증가에 의한 방사특성 저하는 매우 작았다.

## Abstract

The bandwidth enhancement of an aperture coupled microstrip patch antenna(ACMPA) with a high permittivity feed substrate suitable for the integration with MMIC is investigated using variation of an aperture width. As an aperture width increases, the 10 dB return loss bandwidth increases due to the increase of the mutual resonance region between a patch resonance and an aperture resonance. The bandwidth of an ACMPA with extended aperture width is increased up to 35.3% from 20.8% of the ACMPA with an aperture of a typical aspect ratio 10:1. The degradation of the radiation characteristics of an ACMPA due to the increase of an aperture width is very small.

**Keywords :** aperture coupled patch antenna, bandwidth enhancement, mutual resonance, MMIC integration

## I. 서 론

MMIC(Microwave Monolithic Integrated Circuit)로 제작된 RF module에 안테나 소자를 집적시킨 능동 배

열 안테나 구조가 차세대 기지국 안테나와 레이더에 사용될 안테나 구조가 될 것으로 예상된다. 따라서 사용되는 안테나가 RF module의 front end와 집적이 가능해야, 구조가 간단해지고 가격이 저렴해진다<sup>[1]</sup>. 개구면 결합 마이크로스트립 패치 안테나(Aperture coupled Microstrip Patch Antenna ; ACMPA)는 안테나 기판과 급전 기판을 각각의 설계 조건에 맞게 서로 다른 유전상수를 가지는 기판을 사용할 수 있어 RF module의 front-end와 쉽게 집적시킬 수 있다는 장점을 가진다.

ACMPA의 임피던스 대역폭을 증가시키기 위하여 많은 연구가 진행되었다. 그 중 대표적인 방법은 다음 2가지 방법이다. 첫째는 방사패치 위에 기생 방사패치를

\* 학생회원, \*\* 평생회원, 숭실대학교 정보통신전자공학부 (School of Electronic Engineering, Soongsil University)

<sup>©</sup> Corresponding Author (E-mail: bgkim@e.ssu.ac.kr)

※ 이 논문은 2013년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임 (NRF-2013R1A1A2009708)

접수일자: 2014년11월11일, 수정일자: 2014년12월10일  
게재확정: 2014년12월29일

적층하는 적층 구조를 사용하여 대역폭을 확장시키는 방법이고 둘째는 패치 공진과 개구면 공진 사이의 상호 공진 영역을 사용하여 대역폭을 확장시키는 방법이다<sup>[2, 3]</sup>. 대부분의 연구에서는 유전상수가 2.5보다 작은 급전 기판을 사용하는 ACMPA를 설계하고 특성을 연구하였다<sup>[4~8]</sup>.

MMIC는 주로 Si나 GaAs 같은 유전상수가 큰 기판 ( $\epsilon_r > 10$ )을 사용하여 제작된다. 따라서 MMIC와 집적화가 가능한 ACMPA는 유전상수가 큰 급전 기판을 사용해야한다. 최근에 급전 기판의 유전상수가 10인 경우 ACMPA의 10 dB 반사손실 대역폭은 급전 기판의 두께가 감소할수록 증가하며, 급전 기판의 두께가 같고 직사각형 형태를 가지는 개구면 길이와 폭의 비가 10:1인 경우 급전 기판의 유전상수가 커질수록 대역폭이 감소한다는 연구 결과가 보고되었다<sup>[9]</sup>.

본 논문에서는 MMIC와 집적이 가능한 유전상수가 10인 급전 기판을 사용한 ACMPA의 대역폭을 개구면 폭 변화를 이용하여 급전 기판의 유전상수가 2.2인 ACMPA의 대역폭인 약 35%로 확장 시키고 개구면의 폭 변화가 방사특성에 미치는 영향을 full-wave simulator인 Ansys사의 HFSS를 사용하여 연구한 전산모의 결과를 보고한다. 본 논문에서 연구한 ACMPA의 패치 형태는 본 연구 결과를 이중 편파를 가지는 안테나 연구에도 사용하기 위하여 정사각형 형태를 가진다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 제 II장에서는 X-band에서 동작하며 패치 공진과 개구면 공진의 상호 공진을 이용하는 서로 다른 두 가지 유전상수를 가지는 급전 기판을 사용하는 ACMPA를 설계하고 특성을 살펴본다. 제 III장에서는 제 II장에서 설계한 높은 유전상수의 급전 기판을 가지는 ACMPA의 개구면 폭 및 직렬 스테브의 길이 변화가 ACMPA의 특성에 미치는 영향에 대하여 알아본다. 제 IV장에서는 개구면 폭 변화에 따른 최대 임피던스 대역폭을 가지는 ACMPA를 설계하고 개구면 폭 변화가 임피던스 대역폭과 방사특성에 미치는 영향에 대하여 연구한다. 제 V장에서는 본 논문의 결론을 맺는다.

## II. 서로 다른 유전상수를 가지는 급전 기판을 사용한 ACMPA의 기본 구조 및 특성

그림 1은 ACMPA의 구조도를 나타낸다. ACMPA는

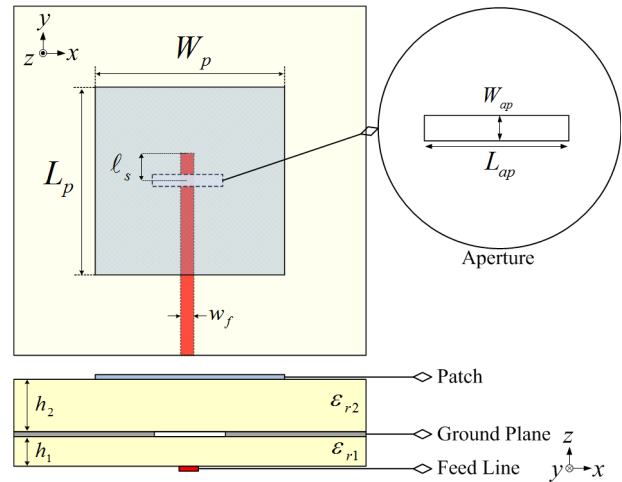


그림 1. ACMPA의 구조도  
Fig. 1. Geometry of an ACMPA.

안테나 기판과 급전 기판이 개구면이 포함된 접지면을 기준으로 나누어져 구성된다. 안테나 기판은 접지면을 기준으로 상부에 위치하며 급전 기판은 접지면을 기준으로 하부에 위치하도록 설계하였다. 접지면에 식각된 개구면은 길이와 폭이 일반적인 비율 ( $L_{ap} : W_{ap} = 10 : 1$ )을 가지는 직사각형 형태이며 개구면 공진과 패치 공진 사이의 상호공진을 이용하도록 설계하였다. 안테나 기판의 유전상수는 2.2이고 loss tangent가 0.0009인 Taconic사의 TLY-5를 사용하였으며 안테나 기판의 두께  $h_2$ 는 3.18mm이다. 급전 기판은 서로 다른 유전상수를 가지는 두 가지 기판을 사용하였다. 하나는 Taconic사의 TLY-5이고 다른 하나는 MMIC와 집적화를 고려하여 Taconic사의 CER-10을 사용하였다. CER-10의 유전상수는 10이고 loss tangent는 0.0035이다. 서로 다른 급전 기판을 이용한 두 가지 ACMPA는 중심주파수가 10 GHz에서 최대 임피던스 대역폭을 가지도록 설계하였으며 ACMPA의 설계 변수를 표 1에 보인다.

그림 2는 표 1의 설계 변수를 가지는 서로 다른 급전

표 1. 서로 다른 급전 기판을 가지는 두 가지 ACMPA의 설계 변수

Table 1. Design parameters of the two ACMPA's using two different feed substrates.

$\epsilon_{r1}$	$h_1$ [mm]	$\epsilon_{r2}$	$h_2$ [mm]	$L_p = W_p$ [mm]	$L_{ap}$ [mm]	$W_{ap}$ [mm]	$\ell_s$ [mm]	$W_f$ [mm]
2.2	0.78	2.2	3.18	7.2	8	0.8	1.6	2.36
10					5.6	0.56	0.7	0.69

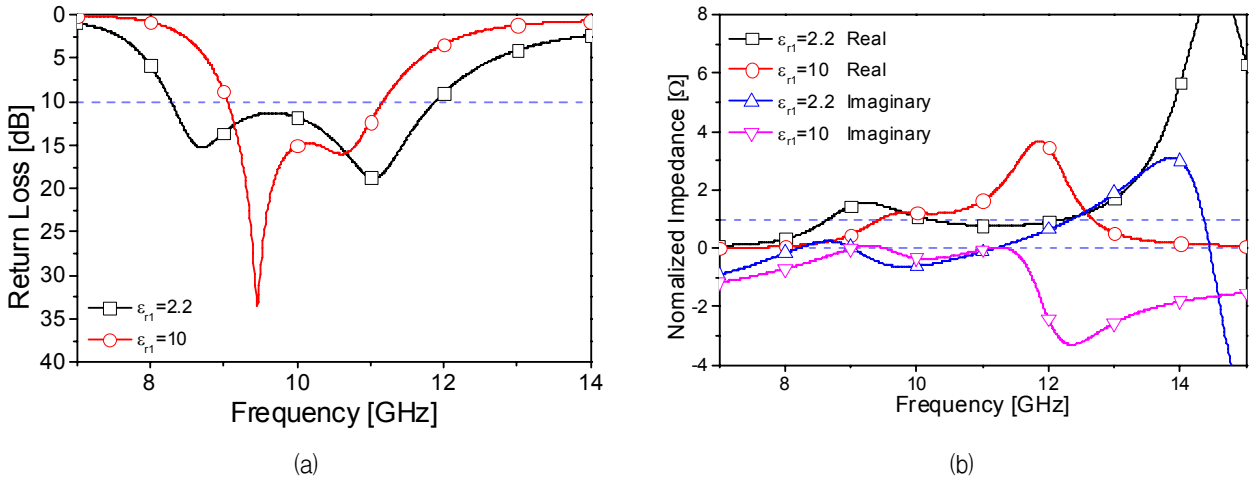


그림 2. 표 1의 설계변수를 가지는 두 가지 ACMPA의 주파수에 따른 (a) 반사손실과 (b) 정규화된 임피던스  
 Fig. 2. (a) Return loss and (b) Normalized impedance versus frequency of the two ACMPAs with the design parameters shown in Table 1.

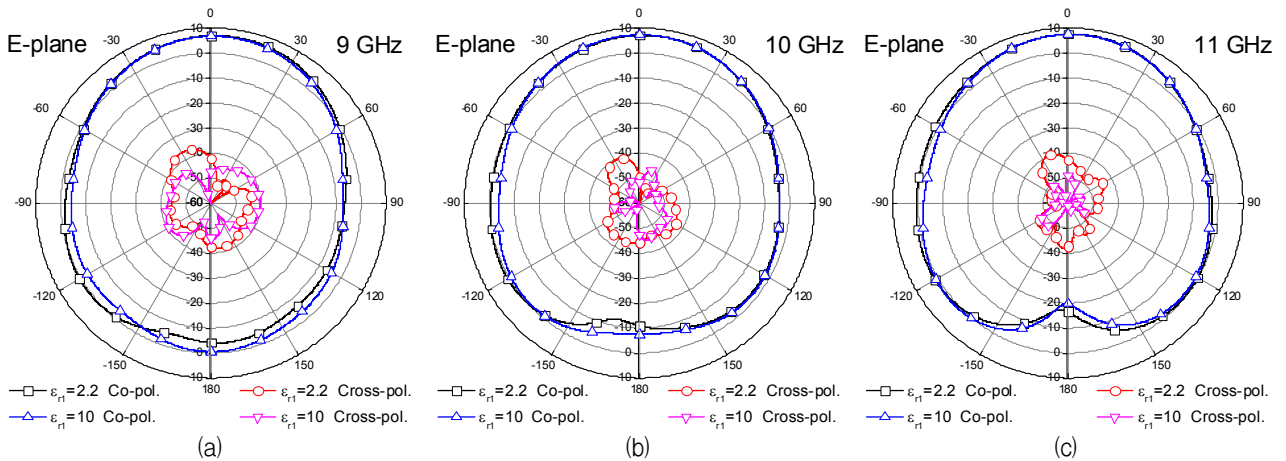


그림 3. 서로 다른 급전 기판을 가지는 두 가지 ACMPA의 여러 주파수에서의 E-평면 방사패턴  
 (a) 9 GHz, (b) 10 GHz, (c) 11 GHz  
 Fig. 3. E-plane radiation patterns of the two ACMPAs with two different feed substrates for various frequencies. (a) 9 GHz, (b) 10 GHz, and (c) 11 GHz.

기판을 가지는 두 가지 ACMPA의 주파수에 따른 반사 손실과 정규화된 임피던스를 보인다. 그림 2(a)에서 급전 기판의 유전상수가 2.2인 경우 임피던스 대역폭은 3.70 GHz (8.28 GHz - 11.97 GHz)로 대역폭 비는 약 36.4%이다. 급전 기판의 유전상수가 10인 경우 임피던스 대역폭은 2.10 GHz (9.06 GHz - 11.16 GHz)로 대역폭 비는 약 20.8%를 가지며 급전 기판의 유전상수가 2.2인 경우보다 작은 것을 볼 수 있다. 그림 2(b)는 두 가지 ACMPA의 주파수에 따른 정규화된 임피던스를 보인다. 임피던스의 실수 값이 최대가 되는 주파수를 공진 주파수로 정의했을 때<sup>[12]</sup> 급전 기판의 유전상수가 2.2인

경우 패치 공진 주파수는 약 9.2 GHz이고 개구면 공진 주파수는 약 14.6 GHz로 두 공진 주파수 사이의 상호 공진 영역이 매우 넓게 형성되는 것을 볼 수 있다. 그러나 급전 기판의 유전상수가 10인 경우 패치 공진 주파수는 약 9.9 GHz이고 개구면 공진 주파수는 약 11.9 GHz에서 발생하여 두 공진 주파수 사이의 상호 공진 영역이 작아 임피던스 대역폭이 넓지 않은 것을 볼 수 있다.

그림 3은 서로 다른 급전 기판을 가지는 두 가지 ACMPA의 중심주파수(10 GHz), 9 GHz와 11 GHz에서의 E-평면 방사패턴을 보인다. 급전 기판의 유전상수

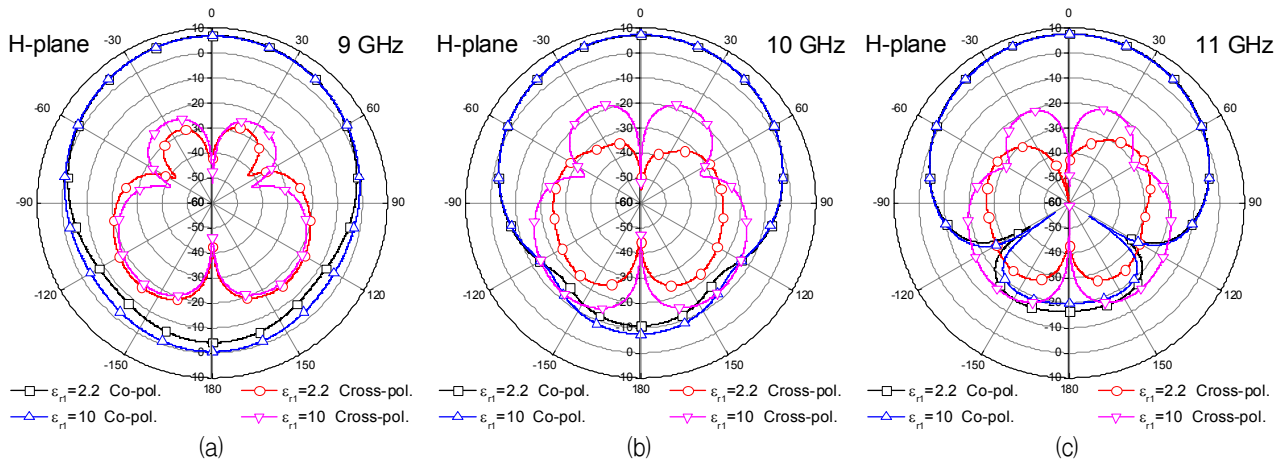


그림 4. 서로 다른 급전 기판을 가지는 두 가지 ACMPA의 여러 주파수에서의 H-평면 방사패턴  
(a) 9 GHz, (b) 10 GHz, (c) 11 GHz

Fig. 4. H-plane radiation patterns of the two ACMPA's with two different feed substrates for various frequencies.  
(a) 9 GHz, (b) 10 GHz, and (c) 11 GHz.

차이로 인한 방사패턴의 차이가 거의 발생하지 않는 것을 볼 수 있다. 전방방사 이득의 경우 안테나 기관이 동일하기 때문에 큰 차이가 나지 않는 것을 볼 수 있다. 후방방사 이득의 경우 급전 기관의 유전상수가 10 일 때 그림 3(a)의 9 GHz 방사패턴에서 2.3 dB 더 크게 나타났고 그림 3(b)의 10 GHz 방사패턴에서는 1.67 dB 더 크게 나타났다. 그림 3(c)의 11 GHz 방사패턴의 경우 급전 기관의 유전상수 차이로 인한 후방방사 이득의 차이는 0.6 dB로 매우 작게 나타났다. 교차편파의 경우 모든 주파수에서 -35 dBi 이하의 낮은 이득을 보인다. 여기서 후방방사 이득의 크기는  $150^\circ \leq \theta \leq 210^\circ$  범위 내에서의 최댓값으로 정의하며 교차편파 이득은 반 전력 빔 폭(Half power beam width)내에서 최댓값으로 정의한다.

그림 4는 서로 다른 급전 기판을 가지는 두 가지 ACMPA의 중심주파수(10 GHz), 9 GHz 와 11 GHz에서의 H-평면 방사패턴을 나타낸다. H-평면 방사패턴의 형태는 급전 기관의 유전상수 차이로 인하여 후방방사와 교차편파에서 차이가 발생하였다. 그림 4(a)의 9 GHz 방사패턴에서는 급전 기관의 유전상수가 10일 때 후방방사 이득이 3.67 dB 더 큰 -0.51 dBi로 나타난 것을 볼 수 있고 그림 4(b)의 10 GHz 방사패턴에서는 3.32 dB 더 높은 -7.50 dBi로 나타나는 것을 볼 수 있다. 그림 4(c)의 11 GHz 방사패턴에서는 반대로 급전 기관의 유전상수가 2.2일 때 후방방사 이득이 3.13 dB 더 높은 -14.73 dBi로 나타나는 것을 볼 수 있다. 교차

편파 이득의 경우 급전 기관의 유전상수와 무관하게 E-평면에서의 교차편파 이득보다 더 크게 나타나는 것을 볼 수 있다. 그림 4(a)의 9 GHz 방사패턴에서의 교차편파 이득은 급전 기관의 유전상수가 2.2인 경우 -27.6 dBi, 급전 기관의 유전상수가 10인 경우 -23.14 dBi로 차이가 크지 않았지만 그림 4(b)의 10 GHz에서의 교차편파 이득은 급전 기관의 유전상수가 10인 경우 -17.45 dBi로 급전 기관의 유전상수가 2.2인 경우 보다 13.88 dB 높게 나타났다. 그림 4(c)의 11 GHz 방사패턴의 교차편파 이득은 급전 기관의 유전상수가 10인 경우 -19.59 dBi로 급전 기관의 유전상수가 2.2인 경우 보다 8.3 dB 더 크게 나타났다. 이는 급전 기관의 유전상수가 10인 경우 개구면 공진의 영향이 커지는 고주파수에서 급전 기관을 따라 전파되는 표면파가 증가하여 교차편

표 2. 서로 다른 급전 기판을 가지는 두 가지 ACMPA의 여러 주파수에서의 방사특성

Table 2. Radiation characteristics of the two ACMPA's with two different feed substrates for various frequencies.

Frequency [GHz]	$\epsilon_{r1}$	Forward Gain [dBi]	Backward Gain [dBi]		Cross Polarization [dBi]	
			E-plane	H-plane	E-plane	H-plane
9	2.2	6.92	-2.80	-4.18	-36.72	-27.6
	10	6.72	-0.50	-0.51	-44.09	-23.14
10	2.2	7.46	-3.94	-10.49	-40.36	-31.33
	10	7.25	-2.64	-7.50	-46.11	-17.45
11	2.2	7.63	-2.85	-14.73	-39.27	-27.89
	10	7.44	-2.25	-18.58	-48.67	-19.59

파를 증가시키는 것으로 생각된다. 그림 3과 그림 4의 주파수에 따른 방사패턴의 전방방사 이득, 후방방사 이득과 교차편파 이득을 표 2에 정리하였다.

### III. 개구면 폭과 직렬 스테르브의 길이가 ACMPA의 임피던스 특성에 미치는 영향

본 장에서는 II장에서 RF module과 집적화를 고려하여 설계한 급전 기관의 유전상수가 10인 ACMPA의 개구면 폭 변화가 ACMPA의 임피던스 특성에 미치는 영향에 대하여 알아본다. 여러 가지 개구면 폭을 가지는 ACMPA에서 직렬 스테르브의 길이가 임피던스 특성에 미치는 영향에 대하여 살펴본다.

그림 5는 ACMPA의 개구면 폭 변화에 따른 스미스 차트 상의 임피던스 궤적을 보인다. ACMPA의 개구면의 폭을 제외한 나머지 구조 변수는 모두 고정시킨 후 ACMPA의 임피던스 특성을 살펴보았다. 그림 5(a)는 개구면의 폭이 각각 0.56 mm, 1.56 mm와 2.86 mm인 경

우의 임피던스 궤적을 나타낸다. 개구면의 폭이 증가함에 따라 임피던스 궤적이 그리는 원형 고리의 크기가 증가하는 것을 볼 수 있으며 이는 개구면의 폭 증가가 패치 공진과 개구면 공진 사이의 상호공진 영역을 증가시키는 것으로 해석할 수 있다. 그림 5(b)는 개구면의 폭이 2.86 mm 보다 더 큰 경우의 임피던스 궤적을 나타낸다. 그림 5(a)에서 나타난 현상과 다르게 개구면의 폭 증가가 임피던스 궤적이 그리는 원형 고리의 크기를 더 증가시키지 않고 임피던스 궤적의 위치만 오른쪽 위로 움직이는 것을 볼 수 있다. 이는 개구면의 폭 증가로 인한 상호공진 영역의 증가가 포화되어 상호공진 영역이 일정 크기에 도달하면 임피던스 값의 변화만 가져오는 것을 보여준다.

그림 6(a) 와 (b)는 각각 일반적인 개구면의 길이와 폭 비(10:1)인 0.56 mm의 개구면 폭을 가지는 ACMPA와 확장된 개구면 폭(4.16 mm)을 가지는 ACMPA의 직렬 스테르브 길이 변화에 따른 스미스차트 상의 임피던스 궤적을 보인다. 개구면 폭이 0.56 mm인 그림 6(a)의 경

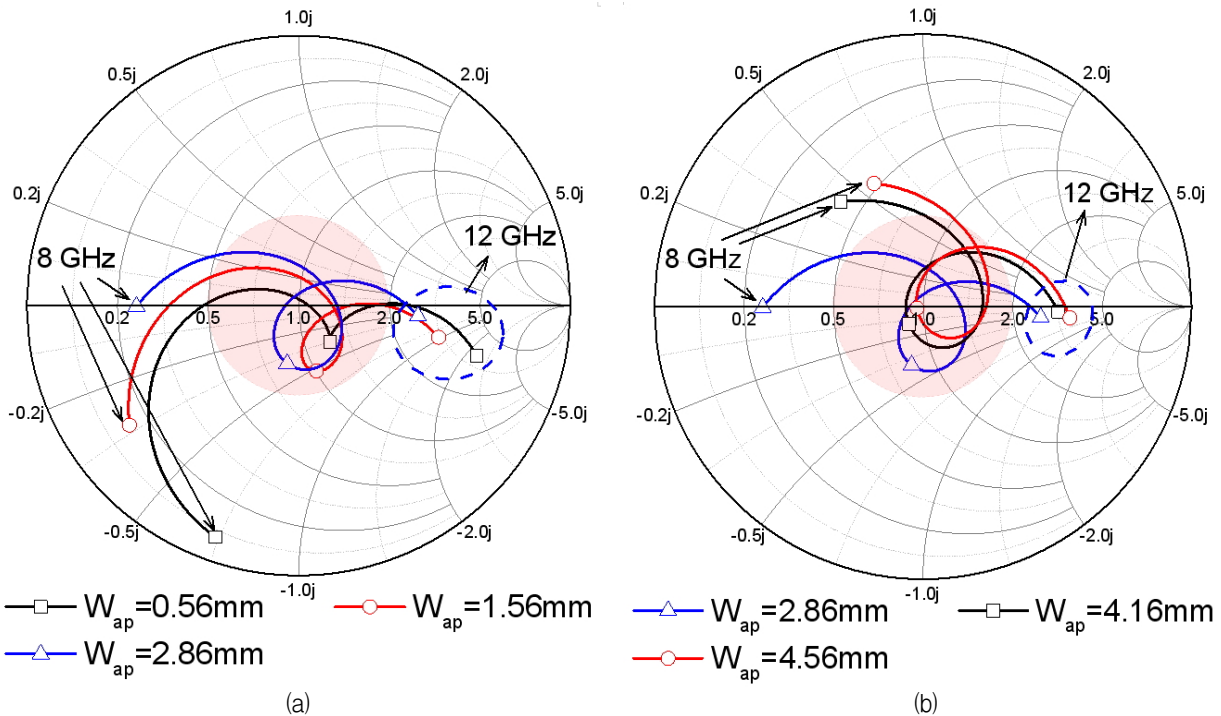


그림 5. ACMPA의 개구면 폭 변화에 따른 스미스차트 상의 임피던스 궤적  
 (a)  $W_{ap}$  = 0.56 mm, 1.56 mm, 2.86 mm (b)  $W_{ap}$  = 2.86 mm, 4.16 mm, 4.56 mm

Fig 5. Impedance loci plotted in a Smith chart of ACMPAs having various aperture widths.  
 (a)  $W_{ap}$  = 0.56 mm, 1.56 mm, and 2.86 mm. (b)  $W_{ap}$  = 2.86 mm, 4.16 mm, and 4.56 mm.

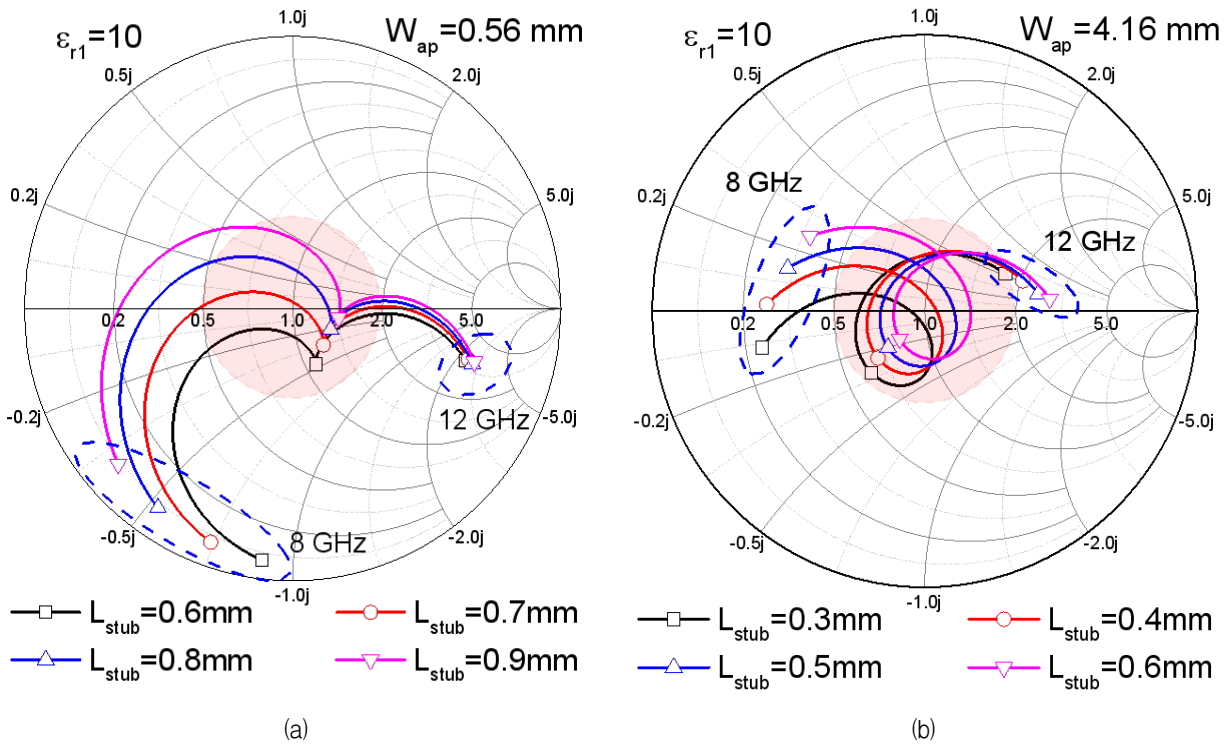


그림 6. 서로 다른 개구면 폭을 가지는 ACMPA의 직렬 스텐브 길이 변화에 따른 스미스차트 상의 임피던스 궤적  
(a)  $W_{ap} = 0.56$  mm, (b)  $W_{ap} = 4.16$  mm

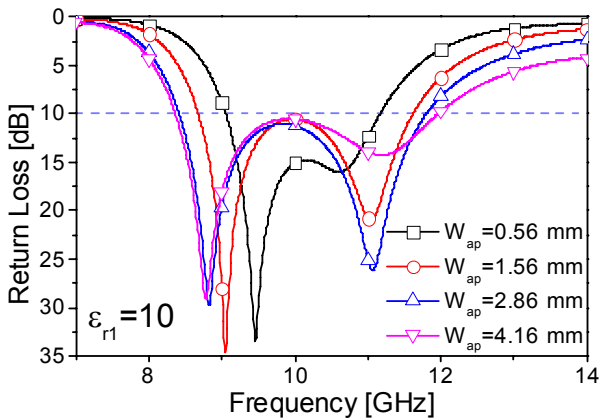
Fig. 6. Impedance loci plotted in a Smith chart of ACMPAs having different aperture widths for various series stub lengths.  
(a)  $W_{ap} = 0.56$  mm and (b)  $W_{ap} = 4.16$  mm.

우 직렬 스텐브의 길이가 길어짐에 따라 모든 주파수에서 인덕턴스 값은 증가하지만 저항 값은 거의 변화가 없어 임피던스 궤적의 위치가 위로 움직이는 것을 볼 수 있다. 개구면 폭이 4.16 mm인 그림 6(b)의 경우 직렬 스텐브의 길이가 길어짐에 따라 모든 주파수에서 저항 값과 인덕턴스 값이 모두 증가하여 임피던스 궤적의 위치가 오른쪽 방향과 위쪽방향으로 동시에 움직이는 것을 볼 수 있다. 이는 일반적으로 개구면 폭이 좁은 경우 직렬 스텐브의 종단 부분은 개구면 외부에 위치하므로 직렬 스텐브의 길이 변화가 입력 저항 특성에는 큰 영향을 미치지 않고 인덕턴스 특성에만 주로 영향을 미치기 때문이라 생각된다. 개구면의 폭이 증가하여 직렬 스텐브의 종단 부분이 개구면 내부에 위치하는 경우 직렬 스텐브가 길어짐에 따라 개구면을 통한 커플링의 크기도 증가하게 되어 인덕턴스 값뿐만 아니라 입력 저항의 크기도 함께 증가하는 것으로 생각된다.

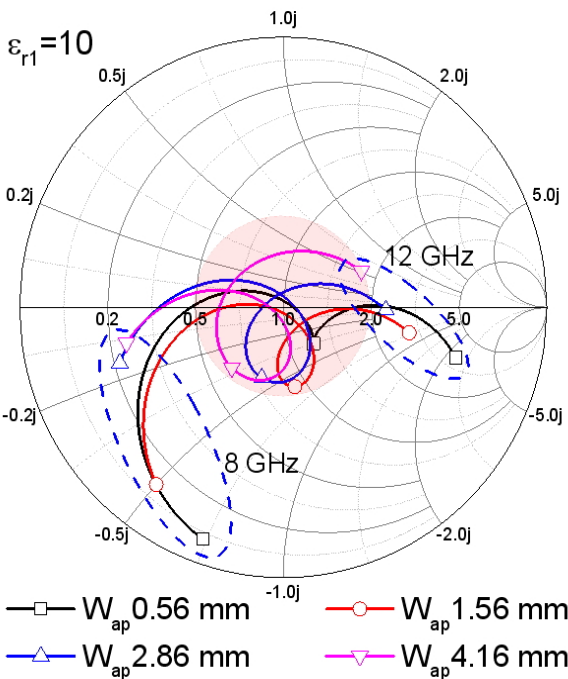
#### IV. 개구면 폭에 따른 ACMPA의 최대 임피던스 대역폭과 방사특성

본 장에서는 III장의 결과를 이용하여 여러 가지 개구면 폭에서 최대 대역폭을 가지도록 ACMPA를 설계하고 그 특성에 대해 살펴보았다.

그림 7(a)와 (b)는 각각 여러 가지 개구면 폭에서 최대 대역폭을 가지도록 설계된 ACMPA의 반사손실과 스미스차트 상의 임피던스 궤적을 나타낸다. 그림 7(a)에서 개구면의 폭이 증가함에 따라 패치 공진과 개구면 공진 사이의 상호 공진 영역이 넓어져 대역폭이 확장되는 것을 볼 수 있다. 개구면의 폭이 4.16 mm일 때 10 dB 반사손실 대역폭은 35.3%로 가장 넓게 나타났으며 개구면 폭이 2.86 mm인 경우 10 dB 반사손실 대역폭은 33.4%로 나타났다. 그림 7(b)에서 개구면 폭이 증가함에 따라 임피던스 궤적이 그리는 원형 고리의 크기가 커지고 더 넓은 주파수 범위에서  $VSWR < 2$  인 조건을



(a)



(b)

그림 7. 여러 가지 개구면 폭에서 최대 대역폭을 가지도록 설계된 급전 기판의 유전상수가 10인 ACMPA의 (a) 반사손실과 (b) 스미스차트 상의 임피던스 궤적

Fig. 7. (a) Return loss and (b) impedance loci plotted in a Smith chart of ACMPAs with a feed substrate of  $\epsilon_r=10$  designed to have the maximum bandwidth for various aperture widths.

만족하는 것을 볼 수 있다. 2.86 mm와 4.16 mm의 두 가지 개구면 폭에 대한 임피던스 궤적을 비교해보면 임피던스 궤적이 그리는 원형 고리의 크기가 큰 차이를 보이지 않는 것을 볼 수 있다.

표 3은 여러 가지 개구면 폭에서 최대 대역폭을 가지

표 3. 여러 가지 개구면 폭에서 최대 대역폭을 가지도록 설계된 급전 기판의 유전상수가 10인 ACMPA의 설계 변수와 대역폭

Table 3. Design parameters and bandwidths of ACMPAs with a feed substrate of  $\epsilon_r=10$  designed to have the maximum bandwidth for various aperture widths.

$\epsilon_{r1}$	$L_{ap}$ [mm]	$W_{ap}$ [mm]	$\ell_s$ [mm]	Bandwidth	
				[GHz]	[%]
10	5.6	0.56	0.7	2.10	20.8
		1.56	0.6	2.93	28.9
		2.86	0.6	3.38	33.4
		4.16	0.3	3.59	35.3
		4.56	0.2	3.41	33.9

도록 설계된 ACMPA의 설계 변수와 10 dB 반사손실 대역폭을 보인다. 최대 대역폭은 개구면의 폭이 4.16 mm일 때 발생하며 35.3%의 대역폭을 가지는 것을 볼 수 있다. 최소 대역폭은 개구면의 폭이 0.56 mm일 때 발생하며 20.8%의 대역폭을 가지는 것을 볼 수 있다. 개구면의 폭이 2.86 mm보다 커지게 되면 패치 공진과 개구면 공진 사이의 상호 공진영역의 차이가 크지 않아 대역폭의 차이가 크지 않은 것을 볼 수 있다.

그림 8은 일반적인 개구면 폭( $W_{ap}=0.56$  mm)과 확장된 개구면 폭( $W_{ap}=4.16$  mm)을 가지는 ACMPA가 최대 대역폭을 가지는 경우의 E-평면 방사패턴을 보인다. 그림 8(a)는 패치 공진에 의한 방사가 주로 발생하는 주파수인 9 GHz에서의 E-평면 방사패턴을 나타낸다. 방사패턴이 주로 패치 공진에 의하여 발생되기 때문에 개구면 폭 변화로 인한 방사패턴 차이는 전방방사 이득의 경우 0.4 dB, 후방방사 이득의 경우 0.17 dB로 매우 작은 것을 볼 수 있다. 교차편파 이득은 두 경우 모두 -40 dBi 이하로 매우 작았으며 두 경우의 차이는 2.75 dB 였다. 그림 8(b)의 10 GHz에서의 E-평면 방사패턴에서도 개구면 폭으로 인한 차이가 크지 않았으며 전방방사 이득의 경우 0.27 dB의 차이를 보였고 후방방사 이득의 경우 0.13 dB의 매우 작은 차이를 보였다. 교차편파 이득의 경우 개구면의 폭이 넓은 경우 3.09 dB 더 크게 나타났지만 두 경우 모두 -40 dBi 이하의 작은 값을 나타냈다. 개구면 공진의 영향이 방사패턴에 크게 작용하는 그림 8(c)의 경우 전방방사 이득의 차이는 0.21 dB로 매우 작았지만 후방방사 이득의 경우 개구면 폭이 큰 경우 후방방사 이득이 1.5 dB 큰 것을 볼 수 있었다. 교차편파 이득의 경우도 개구면 폭이 큰 경

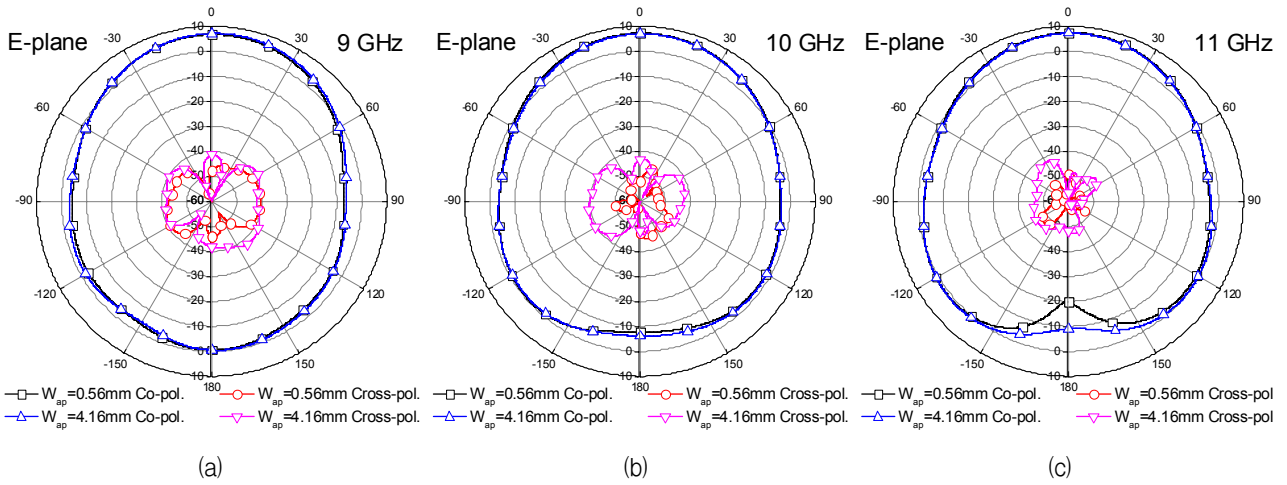


그림 8. 개구면의 폭 ( $W_{ap}$ )이 0.56 mm와 4.16 mm인 ACMPA의 여러 주파수에서의 E-평면 방사패턴 (a) 9 GHz, (b) 10 GHz, (c) 11 GHz

Fig. 8. E-plane radiation patterns of the two ACMPAs with aperture widths of 0.56 mm and 4.16 mm for various frequencies. (a) 9 GHz, (b) 10 GHz, and (c) 11 GHz.

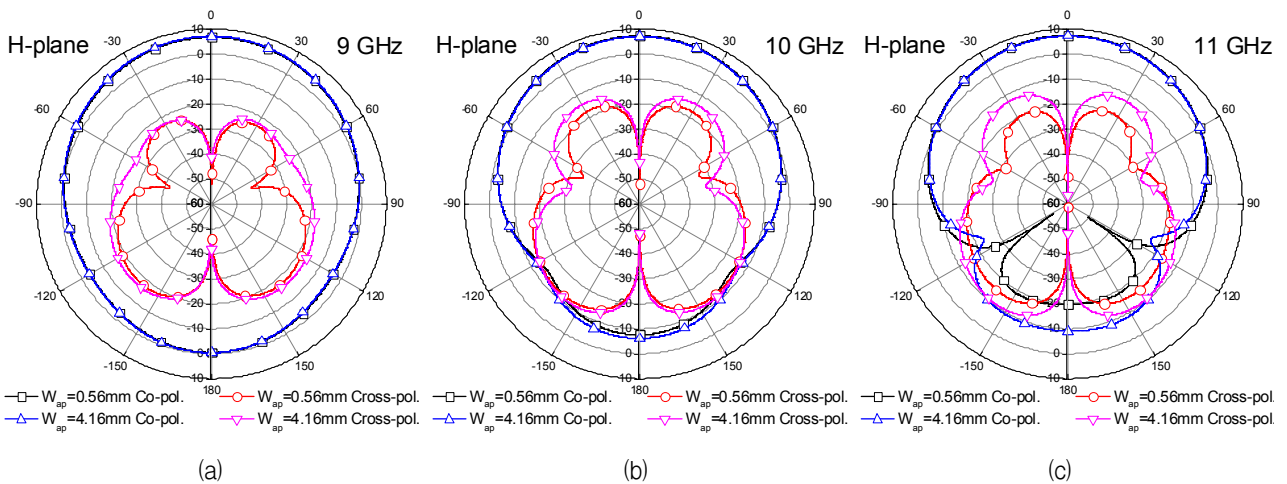


그림 9. 개구면의 폭 ( $W_{ap}$ )이 0.56 mm와 4.16 mm인 ACMPA의 여러 주파수에서의 H-평면 방사패턴 (a) 9 GHz, (b) 10 GHz, (c) 11 GHz

Fig. 9. H-plane radiation patterns of the two ACMPAs with aperture widths of 0.56 mm and 4.16 mm for various frequencies. (a) 9 GHz, (b) 10 GHz, and (c) 11 GHz.

우가 6.72 dB 컷지만 두 경우 모두 -40 dBi 이하의 매우 작은 이득 값을 가졌다.

그림 9는 일반적인 개구면 폭 ( $W_{ap} = 0.56$  mm)과 확장된 개구면 폭 ( $W_{ap} = 4.16$  mm)을 가지는 ACMPA가 최대 대역폭을 가지는 경우의 H-평면 방사패턴을 나타낸다. 9 GHz의 H-평면 방사패턴을 나타내는 그림 9(a)의 경우 E-평면에서의 경우와 유사하게 개구면 폭 변화에 따른 방사패턴의 차이는 거의 없었다. 후방방사 이득 차이는 0.1 dB로 매우 작았으며 교차편파 이득의 차이도 0.49 dB로 매우 작게 나타났다. 그림 9(b)는 10 GHz

에서의 H-평면 방사패턴을 나타낸다. E-평면 방사패턴과 비교하여 개구면 폭에 의한 차이가 커진 것을 볼 수 있다. 후방방사 이득의 차이는 개구면 폭이 큰 경우가 1.41 dB 더 컷으며, 교차편파의 경우 3.39 dB 이득이 더 큰 것을 볼 수 있다. 그림 9(c)의 11 GHz H-평면 방사패턴의 경우 개구면 폭이 큰 경우가 개구면이 작은 경우에 비하여 후방방사 이득은 9.98 dB 증가한 -8.60 dBi를 나타냈으며 교차편파의 경우 6.95 dB 증가한 -12.64 dBi를 나타냈다. 개구면 폭의 증가가 개구면 공진의 영향이 큰 고주파수 영역에서 후방방사 이득 크기에 영향



표 4. 개구면의 폭( $W_{ap}$ )이 0.56 mm와 4.16 mm인 ACMPA의 여러 주파수에서의 방사특성

Table 4. Radiation characteristics of the two ACMPA with aperture widths of 0.56 mm and 4.16 mm for various frequencies.

Radiation Plane	$W_{ap}$ [mm]	Forward Gain [dBi]			Backward Gain (150°~210°) [dBi]		
		9 GHz	10 GHz	11 GHz	9 GHz	10 GHz	11 GHz
E-plane	0.56	6.72	7.25	7.44	-0.50	-2.64	-2.25
	4.16	7.12	6.98	7.23	-0.33	-2.77	-0.75
H-plane	0.56	6.72	7.25	7.44	-0.51	-7.54	-18.58
	4.16	7.12	6.98	7.23	-0.41	-6.13	-8.60

Radiation Plane	$W_{ap}$ [mm]	Cross pol. Gain [dBi]			Front to Back Ratio [dB]		
		9 GHz	10 GHz	11 GHz	9 GHz	10 GHz	11 GHz
E-plane	0.56	-44.09	-46.11	-48.67	7.22	9.89	9.69
	4.16	-41.34	-43.02	-41.95	7.45	9.75	7.98
H-plane	0.56	-23.14	-17.45	-19.59	7.23	14.79	26.02
	4.16	-22.65	-14.06	-12.64	7.53	13.11	15.83

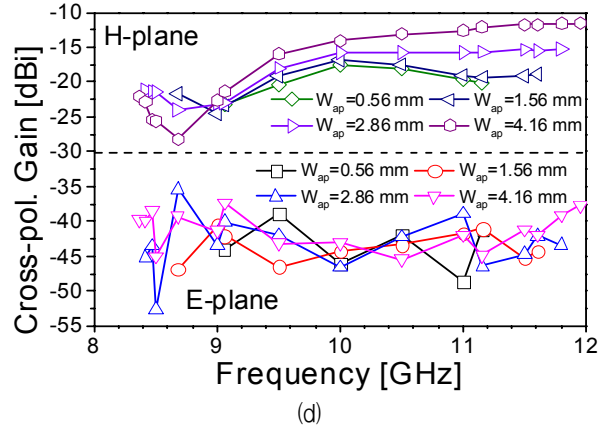
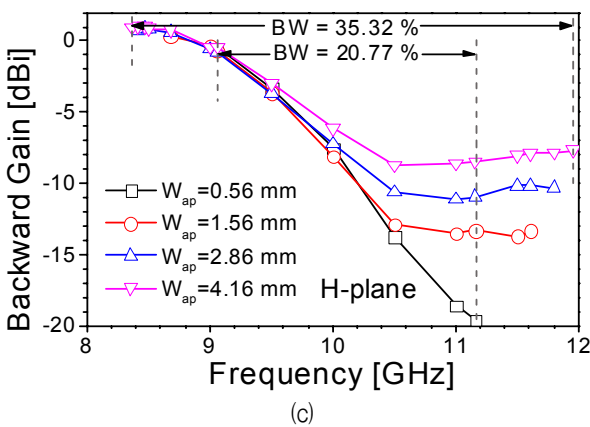
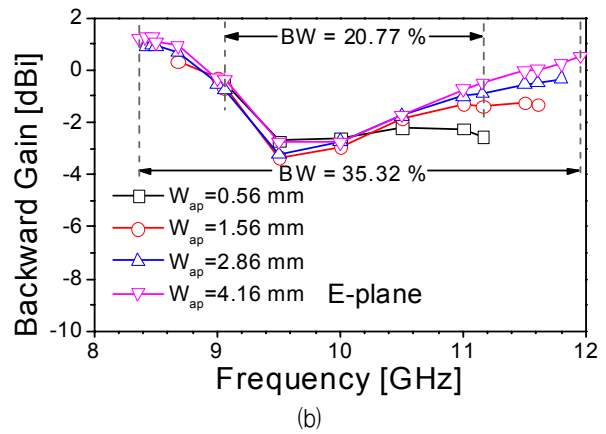
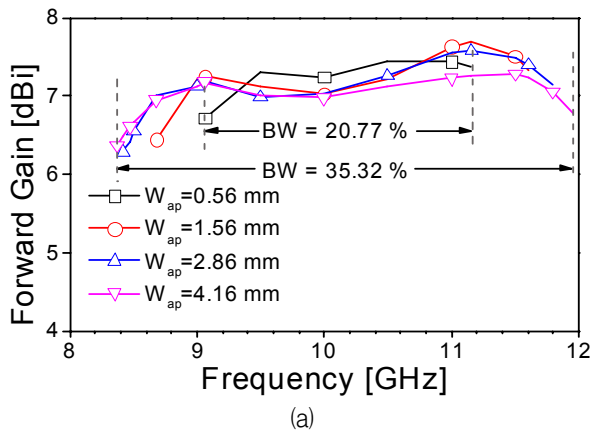


그림 10. 여러 가지 개구면 폭을 가지는 ACMPA의 주파수에 따른 전방방사 이득, 후방방사 이득 및 교차편파 이득 (a) 전방방사 이득, (b) E-평면 후방방사 이득, (c) H-평면 후방방사 이득, (d) 교차편파 이득

Fig. 10. Forward gain, backward gain and cross-polarization gain of ACMPA with various aperture widths versus frequency. (a)Forward gain, (b)E-plane backward gain, (c)H-plane backward gain, and (d)Cross-polarization gain.

을 주는 것을 볼 수 있다. 표 4에는 그림 8의 E-평면 방사패턴과 그림 9의 H-평면 방사패턴의 주파수에 따른 방사특성을 정리하였다.

그림 10은 표 3에서 보인 네 가지 개구면 폭을 가지는 ACMPA의 주파수에 따른 전방방사 이득과 후방방사 이득 및 교차편파 이득을 보인다. 그림 10(a)는 주파수에 따른 전방방사 이득을 나타낸다. 전방방사 이득의 경우 개구면 폭 변화와 관계없이 임피던스 대역폭의 양 끝에서 이득이 낮아지는 것을 볼 수 있는데 이는 대역폭 끝에서 반사손실이 10 dB를 겨우 만족하여 반사손실이 커지기 때문이라 생각된다. 일반적인 개구면 폭(0.56 mm)을 가지는 ACMPA의 임피던스 대역폭(9.06 GHz - 11.16 GHz)내에서 개구면 폭 변화에 따른 방사특성을 비교해보면 최대 전방방사 이득은 개구면 폭이 1.56 mm일 때 11.16 GHz에서 7.68 dBi로 나타났으며 최소

전방방사 이득은 개구면 폭이 0.56 mm일 때 9.06 GHz에서 6.72 dBi로 나타났다.

그림 10(b)와 (c)는 각각 E-평면과 H-평면에서의 주파수에 따른 후방방사 이득을 나타낸다. 개구면의 폭이 증가함에 따라 개구면 공진의 영향이 커지는 고주파수 영역에서 후방방사 이득이 증가하는 것을 볼 수 있다. E-평면의 경우 일반적인 ACMPA( $W_{ap} = 0.56$  mm)의 임피던스 대역폭 내에서 개구면 폭에 따른 후방방사 이득은 최대 2.05 dB까지 증가하였지만 증가량이 크지 않은 것을 볼 수 있다. H-평면의 경우 일반적인 ACMPA( $W_{ap} = 0.56$  mm)의 임피던스 대역폭 내에서 개구면 폭에 따른 후방방사 이득의 차이는 고주파수 영역에서 최대 11.12 dB까지 커지지만 후방방사 이득의 크기는 작은 것을 볼 수 있다. 주파수가 작아질수록 개구면 폭에 관계없이 후방방사 이득은 증가하며 개구면 폭이 작을수록 주파수에 따른 후방방사 이득의 증가가 커서 10 GHz 이하의 주파수에서는 개구면 폭에 따른 후방방사 이득의 차이가 매우 작은 것을 볼 수 있다.

그림 10(d)는 E-평면과 H-평면에서의 주파수에 따른 교차편파 이득을 나타낸다. E-평면 교차편파 이득의 경우 개구면의 폭 변화와 무관한 특성을 보였으며 전 주파수에서 -35 dBi 이하의 매우 작은 이득을 갖는 것을 볼 수 있다. H-평면 교차편파의 경우 개구면 폭이 증가함에 따라 교차편파 이득이 증가하는 것을 볼 수 있다. 이는 개구면의 폭이 증가함으로써 개구면 내에서 발생하는 E-필드의 선형성이 약해져 교차편파가 증가하는 것으로 생각된다.

## V. 결 론

본 논문에서는 안테나 기관의 유전상수는 2.2로 동일하고 급전 기관의 유전상수가 다른 두 ACMPA의 대역폭과 방사특성을 비교하였다. 일반적인 개구면의 길이와 폭의 비(10:1)을 가지는 ACMPA에서 MMIC와 집적이 가능한 유전상수가 10인 급전 기관을 사용하는 ACMPA의 대역폭과 유전상수가 2.2인 급전 기관을 사용하는 ACMPA의 대역폭은 각각 20.8%와 36.4%였다. 유전상수가 2.2인 급전 기관을 사용하는 ACMPA의 대역폭이 유전상수가 10인 급전 기관을 사용하는 ACMPA의 대역폭보다 175% 큰 것을 볼 수 있었다.

MMIC와 집적이 가능한 유전상수가 10인 급전 기관

을 사용하는 ACMPA의 대역폭을 확장시키기 위하여 개구면 폭이 ACMPA의 대역폭에 미치는 영향에 대하여 연구하였다. 일반적인 개구면의 길이와 폭의 비(10:1)을 가지는 개구면의 폭이 0.56 mm인 ACMPA의 대역폭 20.8%를 개구면 폭 확장을 이용하여 최대 35.3%까지 증가시켜 유전상수가 2.2인 급전 기관을 사용하는 ACMPA의 대역폭 정도로 확장시킬 수 있음을 보였다.

확장된 개구면 폭(4.16 mm)을 가지는 ACMPA의 대역폭 내의 전방방사 이득은 최대 7.26 dBi에서 최소 6.37 dBi로 나타났으며 일반적인 개구면 폭(0.56 mm)을 가지는 ACMPA의 대역폭 내의 전방방사 이득은 최대 7.44 dBi에서 최소 6.72 dBi로 나타나 큰 차이를 보이지 않았다. 그러나 후방방사 이득은 개구면의 폭이 증가함으로써 인하여 E-평면에서 최대 2.05 dB 증가하였고 H-평면에서는 최대 11.12 dB 증가하였다. E-평면 교차편파 이득의 경우 개구면 폭 변화의 영향을 받지 않았으나 H-평면 교차편파 이득의 경우 최대 7.97 dB 증가하는 것을 볼 수 있었다.

## REFERENCES

- [1] D. M. Pozar, "Microstrip antenna aperture coupled to a microstripline," *Electron. Lett.*, vol. 21, no. 2, pp. 49-50, Jan., 1985.
- [2] S. D. Targonski, R. B. Waterhouse, and D. M. Pozar, "Design of Wide-Band Aperture-Stacked Patch Microstrip Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 46, no. 9, pp. 1245-1251, Sep., 1998.
- [3] F. Croq and D. M. Pozar, "Millimeter wave design of wide-band aperture-coupled stacked microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 39, no. 12, pp. 1770-1776, Dec., 1991.
- [4] J. F. Zurcher, "The SSFIP: a global concept for high-performance broadband planar antennas," *Electron. Lett.*, vol. 24, No. 23, 1433 - 1435, Nov., 1988.
- [5] F. Croq and A. Papiernik, "Large bandwidth aperture-coupled microstrip antenna," *Electron. Lett.*, vol. 26, No. 16, 1293 - 1294, Aug., 1990.
- [6] Y. Lu, H. Wang, and D. G. Fang, "A Novel Wideband Aperture-Coupled Circularly Polarized Stacked Patch Antenna," *The 2006 4th*

*Asia-Pacific Conference on Environmental Electromagnetics*, pp. 904-907, Aug., 2006.

- [7] S. K. Pavuluri, C. Wang, and A. J. Sangster, "High Efficiency Wideband Aperture-Coupled Stacked Patch Antennas Assembled Using Millimeter Thick Micromachined Polymer Structure," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 11, pp. 3616 - 3621, Nov., 2010.
- [8] H.-M. Koo, Y.-M. Yoon, and B.-G. Kim, "Bandwidth Enhancement of an Aperture Coupled Microstrip Patch Antenna Using a Shunt Stub," *Journal of the Institute of Electronics Engineers of Korea-TC*, vol. 49, No. 2, pp. 39-49, Feb., 2012.
- [9] H.-L. Bak, H.-M. Koo, and B.-G. Kim, "Effects of the Dielectric Constant and Thickness of a Feed Substrate on the Characteristics of an Aperture Coupled Microstrip Patch Antenna," *Journal of the Institute of Electronics Engineers of Korea-TC*, vol. 51, No. 7, pp. 49 - 59, Jul., 2014.
- [11] P. L. Sullivan and D. H. Schaubert, "Analysis of an Aperture Coupled Microstrip Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 34, no. 8, pp. 977 - 984, Aug., 1986.
- [12] Anthony Lai, K. M. K. H. Leong, T. Itoh, "Infinite Wavelength Resonant Antennas With Monopolar Radiation Pattern Based on Periodic Structures," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 3, pp. 868-876, Mar., 2007.

---

— 저 자 소 개 —

---



김 재 현(학생회원)  
2012년 숭실대학교 정보통신전자공학부 학사 졸업.  
2014년 숭실대학교 전자공학과 석사 졸업.  
2014년~현재 숭실대학교 전자공학과 박사 과정.

<주관심분야 : 마이크로스트립 안테나, 위상 배열 안테나>



구 환 모(학생회원)  
2011년 숭실대학교 정보통신전자공학부 학사 졸업.  
2013년 숭실대학교 전자공학과 석사 졸업.

<주관심분야 : 마이크로스트립 안테나, 위상 배열 안테나>



김 부 군(정회원)  
1979년 서울대학교 전자공학과 (공학사)  
1981년 KAIST 전기및전자공학과 (공학석사)  
1989년 University of Southern California, 전자공학과 (공학박사)

2011년~2013년 중앙전파관리소 전파관리위원회 자문위원

2011년~2014년 산업기술연구회 이사

2008년~2010년 숭실대학교 IT대학 학장

1981년~현재 숭실대학교 정보통신전자공학부 교수

<주관심분야 : 위상 배열 안테나, 마이크로스트립 안테나, EMC>