

# 5.8GHz 대역 마이크로스트립 배열 안테나 설계 및 제작

김판신 · 이주현 · 안재성 · 김태홍 · 하덕호

부경대학교 정보통신공학과

## Design and Fabrication of 5.8GHz Band Microstrip Array Antenna

P. S. Kim·J. H. Lee·J. S. An·T. H. Kim·D. H. Ha

Dept. of Telecom. Eng., Pukyong National University

E-mail : dorigor@hanmail.net

### Abstract

In this paper, in order to fabricate the circularly polarized diversity system which will mitigate multipath fading, 5.8GHz band microstrip array antenna were designed and fabricated. These antenna were designed using Ensemble 6.0 program and the fabricated antenna were vertical and horizontal polarized antenna, left-handed circularly polarized antenna, and right-handed circularly polarized antenna. The designed antenna parameters included S11 and impedance characteristics of fabricated antenna were measured using Network Analyzer(8753ES).

From the measurement results, the S11 for each polarization antenna at resonance frequency of 5.8GHz band was showed -38dB, -44dB, and -50dB respectively and it was similar to the simulation result, and also the impedance can be matched at  $50\Omega$ .

In order to compare polarization characteristics, broadband measurement was also conducted in this paper.

### I. 서론

최근 무선 통신의 발달로 기존의 유선 통신에 비해 설치 용이성, 보수유지 편리성 측면에서 유리한 무선을 이용한 고속 데이터 및 영상정보 전송기술의 채택이 활발하게 이루어지고 있다. 그 대표적인 예가 고속 무선 LAN(Local Area Network)으로서 이에 대한 관심이 증가하고, 많은 무선 LAN 제품들이 개발되고 있다[1].

마이크로스트립 안테나는 제조가 용이하고, 경량이며, 소형·박형화, 대량생산이 가능하다. 이러한 여러 가지 장점을 이용하여 무선 LAN용 안테

나를 개발하고자 한다. 그러나, 마이크로스트립 안테나는 일반적으로 대역폭이 좁고, 낮은 이득과 높은 손실을 갖는 단점이 있으므로, 이를 극복하기 위한 새로운 설계방법의 연구가 요구된다.

따라서, 본 논문에서는 5.8GHz 주파수 대역에서 사용할 수 있는 이득을 높이고 대역폭을 넓히는 마이크로스트립 패치 배열 안테나 형태의 평면형 안테나를 설계 및 제작하였다.

### II. 배열안테나 이론

마이크로스트립 패치 안테나는 지향성이 낮아 빔

폭이 넓게 나타나고 이득이 낮은 단점이 있다. 그러므로 높은 이득을 요구하는 레이더의 경우와 점대점 통신과 같은 경우에는, 다수의 패치로 배열하여 매우 좁은 빔을 갖도록 해야 한다[2][3][5][6][7].

그림 1과 같이 일직선상에 등간격으로 무지향성 안테나를 배열하였을 때, 배열계수 (array factor, AF)는 식(1)과 같다

$$AF = I_0 + I_1 e^{j\beta d \cos \theta} + I_2 e^{j2\beta d \cos \theta} + \dots$$

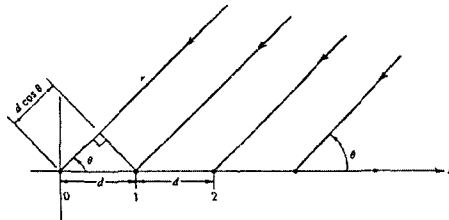
$$= \sum_{n=0}^{P-1} I_n e^{jn\beta d \cos \theta} \quad (1)$$

여기서,  $I_n$ 은 (n+1)번째 안테나의 급전전류,  $\beta$ 는 위상정수,  $\theta$ 는 방향 각이다. 이웃 안테나간의 급전전류 위상 차가  $\alpha$ 로 균일할 때 각 안테나간의 급전전류는 식 (2)과 같다.

$$I_n = A_n e^{jn\alpha} \quad (2)$$

식 (2)를 식(1)대입하면, 식(3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$AF = \sum_{n=0}^{P-1} A_n e^{jn(\beta d \cos \theta + \alpha)} \quad (3)$$



[그림 1] 등방성 안테나의 등간격 선형배열

여기서,  $\psi = \beta d \cos \theta + \alpha$ 로 정의하면, 배열계수는 식 (4)와 같이 된다.

$$AF = \sum_{n=0}^{P-1} A_n e^{jn\psi} \quad (4)$$

각, 안테나의 급전전류의 크기가  $A_0$ 로 같은 경우, 식 (5)와 같이 된다.

$$AF = \sum_{n=0}^{P-1} A_n e^{jn\psi}$$

$$= A_0 e^{j(P-1)\frac{\psi}{2}} \frac{\sin(P\psi/2)}{\sin(\psi/2)} \quad (5)$$

또한, AF의 최대치  $A_0 P$ 으로 정규화한 배열계수는 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$AF = \frac{\sin(P\psi/2)}{P\sin(\psi/2)} = f(\psi) \quad (6)$$

식 (6)으로부터 다음과 같은 정규화 배열계수의 특징을 알 수 있다.

P가 증가할수록 주엽은 좁아지고, P가 증가할수록  $f(\psi)$ 의 한 주기 내에 더 많은 부엽이 존재한다. 각 주기 내에는 P-2개의 부엽과 하나의 주엽이 존재하므로,  $f(\psi)$ 의 한 주기 내에 존재하는 전체 lobe 수는 P-1 개이다. 부엽의 최대치는 P가 증가할수록 감소한다. 부엽의 최대치를 나타내는 값으로 SLL(Side Lobe Level)을 사용하며, SLL은 다음과 같이 정의된다.

$$SLL [dB] = 20 \log \frac{|가장큰부엽의최대치|}{|주엽의최대치|}$$

P개의 방사소자가 간격 d로 선형 배열된 안테나의 합성패턴은 정규화 배열계수 (array factor, AF)와 소자 패턴  $g(\theta, \phi)$ 를 곱함으로써 구할 수 있다. 식 (7)을 지향성 적의 원리라고 한다.

$$F(\theta, \phi) = g(\theta, \phi) \times AF \quad (7)$$

배열의 중앙에서 가장자리로 갈수록 전류의 크기가 감소할 때, 부엽준위는 감소하지만 주엽의 폭은 증가한다. 많은 응용에서, 낮은 부엽준위 뿐만 아니라 좁은 주엽을 가지는 것이 바람직하다. 따라서, 빔폭과 부엽준위 사이의 최적절충을 갖는 패턴을 얻어야 할 필요가 있으므로 빔폭이 정해졌을 때 부엽준위는 가능한 한 낮아야 하고, 부엽준위가 정해졌을 때 빔폭은 가능한 한 좁아야 한다. 이를 얻기 위한 방법으로 균일 분포, 삼각형 분포, Taylor 분포, Dolph-Chebyshev 분포 등이 있다.

### III. 설계 및 시뮬레이션 결과

설계는 Ensemble 6.0으로 하였고 사용된 기판은

배열안테나의 주파수 대역폭을 증가시키기 위해 Taconic 사의 유전율 2.2인 저유전율을 선택하였고 두께 1.6mm로 두꺼운 기판을 선정하였다. 그림 2는 중심주파수 5.8 GHz에 설계된 수직, 수평 및 원형편파 안테나를 보이고 있다. 설계는  $4 \times 2$ 로 배열하였고 단일 패치에서 구한 입력임피던스와 급전선 임피던스를  $\lambda/4$  변환기를 이용하여 임피던스 정합을 하였으며 안테나의 실제 크기를 작게 구현하기 위해 소자간의 간격을  $\lambda/4$ 로 하였다[4]. 실제 크기는  $12.5 \times 4.6$  [cm]이다. 원형편파 안테나를 만들기 위해 수직 및 수평 안테나에 각각 모서리를 절단함으로써 구현하였다. 정사각형 패치 길이가 16.6[mm], 잘려진 모서리의 길이가 2.6[mm]이다. 시뮬레이션 결과와 실제 측정결과를 비교해 보면, 반사손실 곡선에서 공진 점이 설계주파수보다 약간 높게 나타남을 알 수 있다. 그 이유는 단일소자의 설계시 모서리 부분의 절단에 의한 소자 크기의 감소 때문이다.

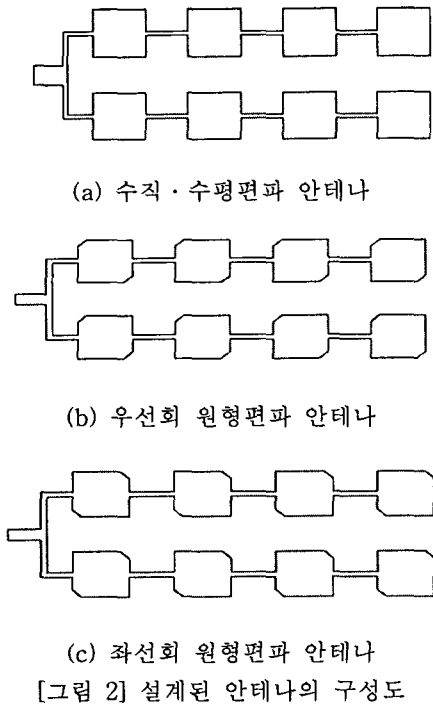
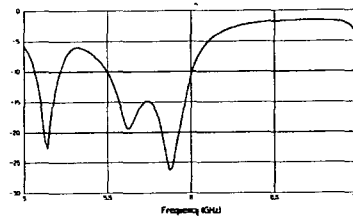
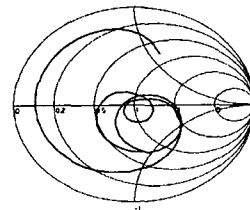


그림 2에서 알 수 있듯이 그림 2(a)는 패치를 정방형으로 구성하여 수직·수평안테나를 제작하였고 그림 2(b), (c)는 각각 모서리를 절단함으로써 우선회, 좌선회 원형편파안테나를 제작하였다. 그림 3은 그림 2(a) 수직 및 수평편파 안테나의  $S_{11}$  과 임피던스 특성에 대한 시뮬레이션 결과이다. 그림 3에서 알 수 있듯이 수직 및 수평편파안테나의  $S_{11}$ 은 중심주파수

약 5.81 GHz에서 약 -26dB 이고, 그림 4는 좌선회 원형편파 안테나로서  $S_{11}$ 은 중심주파수 약 5.8GHz에서 약 -25dB이고, 그림 5는 우선회 원형편파 안테나로서  $S_{11}$ 은 중심주파수 약 5.8GHz에서 약 -21dB로서 특성이 양호함을 알 수 있고, 임피던스도  $50\Omega$ 에 양호하게 매칭됨을 볼 수 있다. 그림 6는 좌선회, 우선회 원형편파 안테나의 축비(Axial Ratio) 시뮬레이션 결과인데 공진주파수 부근에서 약 3 dB 이하로 양호함을 볼 수 있다.

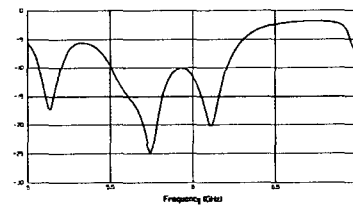


(a)  $S_{11}$  특성

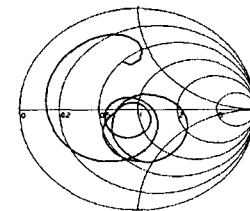


(b) 임피던스 특성

[그림 3] 수직 및 수평편파 안테나

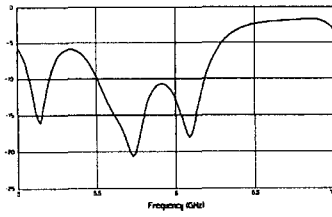


(a)  $S_{11}$  특성

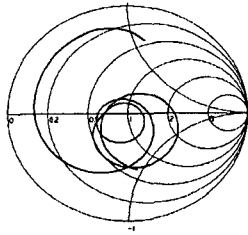


(b) 임피던스 특성

[그림 4] 좌선회 원형편파 안테나

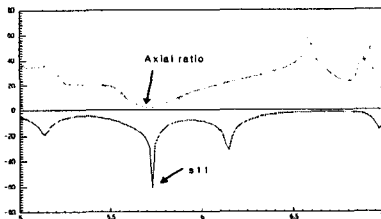


(a)  $S_{11}$  특성

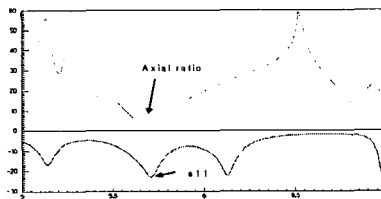


(b) 임피던스 특성

[그림 5] 우선회 원형편파 안테나



(a) 좌선회 원형편파 안테나



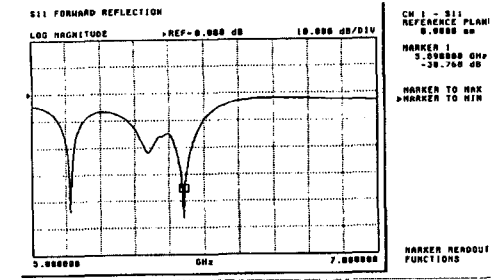
(b) 우선회 원형편파 안테나

[그림 6] 축비(Axial Ratio) 시뮬레이션 결과

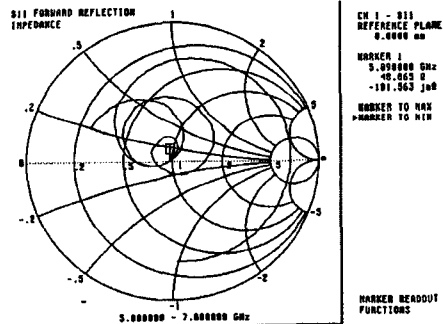
#### IV. 제작 및 측정결과

그림 2와 같이 설계된 수직 및 수평편파 안테나와 원형편파 안테나를 제작한 후 Network Analyzer(Agilent, 8753ES)를 이용하여  $S_{11}$ 과 임피던스 특성을 실험하였고 그 결과를 그림 7, 8, 9에 나타내었다. 아래 그림은 제작된 수직 및 수평편파

안테나와 원형편파 안테나의  $S_{11}$  과 임피던스 특성을 이용한 측정결과이다. 그림 7, 8, 9를 보면 알 수 있듯이 제작된 수직 및 수평 안테나, 좌선회 원형편파 안테나와 우선회 원형편파 안테나의  $S_{11}$ 은 각각 5.8GHz대역에서 약 -38dB, -44dB, -50dB를 각각 보이며 시뮬레이션 결과와 상당히 일치함을 볼 수 있고, 임피던스도 50Ω근처에서 양호하게 정합 됨을 알 수 있다.

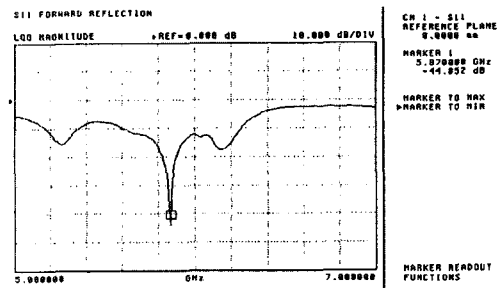


(a)  $S_{11}$  특성

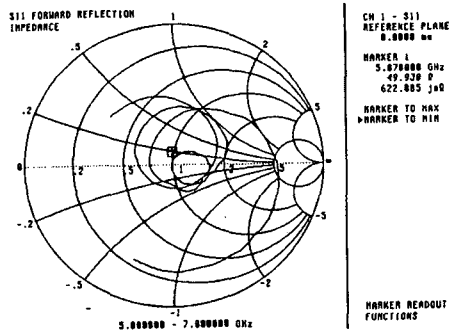


(b) 임피던스특성

[그림 7] 수직·수평 안테나

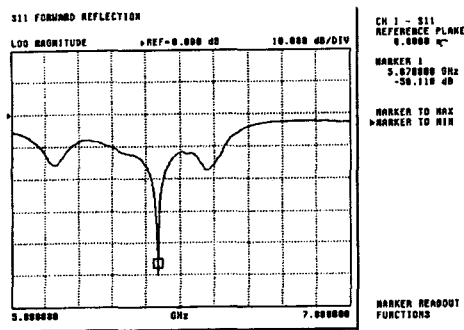


(a)  $S_{11}$  특성

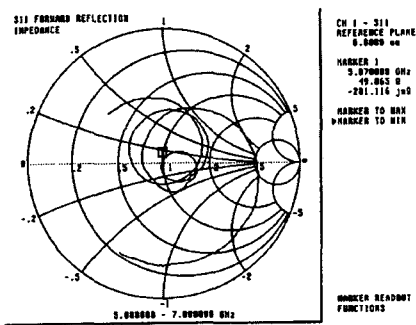


(b) 임피던스특성

[그림 8] 좌선회 원형편파 안테나



(a) S11 특성

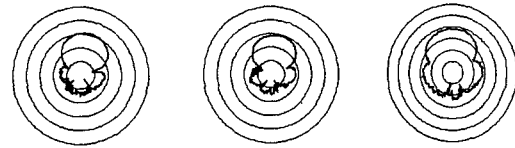


(b) 임피던스특성

[그림 9] 우선회 원형편파 안테나

그림 10은 충남대학교 암실에서 측정된 방사패턴이고 또한 이득 측정도 하였다 기준 안테나인 혼 안테나가 5.9GHz에서 10 dBi고 수직/수평 안테나는 15 dBi, 좌선회, 우선회 원형편파 안테나는 각각 10 dBi로 측정되었다. 이득은 다음과 같이 정의 된다.

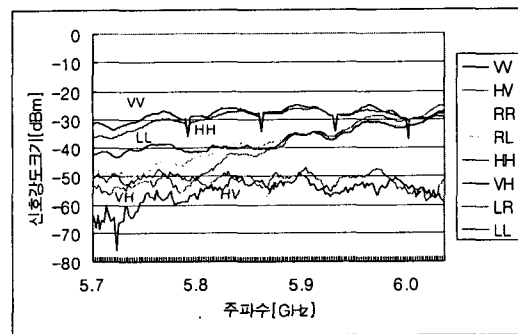
$$\text{이득(Gain)} = \text{기준안테나 이득} - \text{수신레벨차}$$



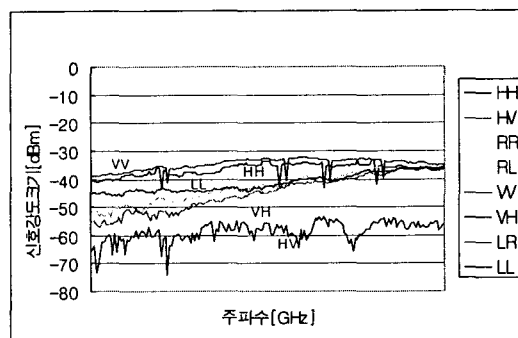
(a) 수직/수평 (b) 좌선회 (c) 우선회

[그림 10] 방사패턴

그림 11과 12는 각각 실내 가지거리, 비가지거리 전파환경에서 광대역 측정을 통한 편파특성 측정결과이다. 송수신 안테나의 높이는 각각 1.5m이고, 비가지거리 환경의 경우 장애물은 폭 1m, 높이 2m로 하여 측정하였다. 사용된 측정장비는 Network Analyzer(Wiltron 360B)이고 측정 장소는 실험실내에서 이루어 졌다.



[그림 11] 실내 가지거리 전파환경에서 측정결과



[그림 12] 실내 비가지거리 전파환경에서 측정결과

## V. 결론

## [참고 논문]

본 논문에서는 중심주파수 5.8[GHz]에서 동작하는 실내 무선 LAN(Local Area Network)용 마이크로스트립 배열안테나를 설계 및 제작하였다. 실제 제작된 안테나의 공진주파수가 시뮬레이션된 공진주파수보다 다소 높게 나타난 것은 정사각형 패치의 양쪽 대각선 모서리를 절단함으로써 패치의 크기가 감소하였기 때문이다. 또한, 신호 발생기의 최고 출력이 0 dBm인 특징과 단일 패치 안테나의 낮은 이득 때문에 전파 측정이 어려운 점을 보완하여 4×2 배열 안테나로 이득을 높게 함으로써 가시거리 또는 비가시거리 전파환경에서도 전파측정이 가능하고 페이딩을 경감시킬 수 있는 배열안테나를 설계 및 제작하였다. 제작된 안테나는 Network Analyzer (Agilent, 8753ES)로 측정했으며 시뮬레이션결과와 상당히 일치함을 알 수 있었고, 수직, 수평 및 원형편파 안테나들의 S11 및 임피던스 특성이 양호함을 확인할 수 있었다.

또한 광대역 측정을 통한 편파특성을 확인한 결과를 그림 11, 12에 나타내었다. 그림 11은 가시거리 환경에서, 12는 비가시거리 환경에서 각각 측정한 결과이다. 그림에서 보면 알 수 있듯이 정선회 원형편파(RR or LL)로 송수신한 결과가 수직편파(VV), 수평편파(HH)로 송수신한 결과 보다 다중경로 환경에서 페이딩 특성이 보다 우수함을 알 수 있다. 그림에서 수신 신호강도크기를 비교해 보면, 수직편파와 수평편파가 원형편파 보다 큰 것을 볼 수 있는데 이유는 이득이 원형편파에 비해 수직/수평 편파가 5dB 정도 크기 설계되었기 때문이다.

향후 연구 과제로는 제작된 안테나를 이용하여 5.8GHz 대역의 원형편파 다이버시티 시스템을 구성·제작하여 실내 이동무선전파환경에서 전파 측정을 통해 그 성능을 확인하고, 페이딩 경감 방안도 보이고자 한다.

## [감사의 글]

“본 논문에서 제작된 안테나 파라미터 측정은 충남대학교 박동철 교수님 연구실의 기자재를 이용하여 도움을 받았으며, 실제 광대역 필드 측정은 해양대학교 김동일 교수님 연구실 측정 기자재를 이용하여 측정하였습니다. 또한 본 논문은 2003년도 정보통신연구진흥원(iita) 기초기술연구 지원사업(대학기초)에 의해 지원되었습니다.”

- [1] 조성준, 알기 쉬운 무선 LAN사, Ohm사, 1996년 7월.
- [2] 정민길, 신현철, 강치운, 이진선, 김우수, 이문수. 1995. 직렬급전형 마이크로스트립 배열 안테나 설계. 한국전자파학회 종합학술 발표회. : 135-141
- [3] 박철병, 신현철, 김우수, 강치운, 이진선, 이문수. 1996. 기울어진 빔을 얻기 위한 직렬급전형 마이크로스트립 배열안테나 설계. 대한전자공학회·한국통신학회 부산·경남지부 춘계 합동 학술 논문발표회 논문집. : 43-47
- [4] John Huang. 1995. A Ka-Band Circularly Polarized High-Gain Microstrip Array Antenna. IEEE Trans. Antennas & Propagat. VOL. 43. NO. 1. January : 113-116.
- [5] N.G. Alexopoulos and I. E. Rana, "Mutual Impedance Computation Between Printed Dipoles," IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-29, No. 1, pp. 99-105, January 1981.
- [6] P. B. Katehi and N. G. Alexopoulos, "On the Modeling of Electromagnetically coupled Microstrip Antennas-The Printed Strip Dipole," IEEE Trans. Tntennas Propagat., Vol. AP-32, No. 11, pp. 1179-1186, November 1984.
- [7] D. M. Pozar, "Analysis of Jinite Phased Arrays of Printed Dipoles," IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-33, No. 10, pp. 1045-1053, October 1985.
- [8] 박정훈, 이주현, 하덕호, "실내 무선환경에서 원편파를 이용한 편파다이버시티의 이론적 모델", 마이크로파 및 전파학술대회 논문집, pp. 389-392, 2002. 9
- [9] 하덕호, "실내무선 전파환경에서의 페이딩 경감대책과 수신전계강도 예측기법", 한국전자파학회, 한국전자파학회지, Vol 10, pp 51-68, 1999. 3