

부엽준위를 극소화한 이중 원형 배열 패치 안테나의 설계

정희원 진경수*, 이원석**, 한정세***, 박병우*, 정치현*

A Design of the Double Circular Array Patch Antenna Minimized the Side Lobe

Kyung-soo Jin*, Won-suck Lee**, Jeong-se Han***, Byoung-woo Park*, Chi-hyun Cheong*
Regular Members

요 약

본 논문에서는 마이크로스트립 패치 안테나를 이중 원형 배열하였다. 부엽준위를 최소화하기 위하여 내원의 반경은 $0.7\lambda_0$, 외원의 반경은 $1.45\lambda_0$ 로 하여, 내원과 외원에 각각 8개의 소자를 45° 간격으로 배열하였으며, 병렬 급전방식을 사용하여 각 안테나 소자에 동일한 전력과 위상을 공급하였다. 측정결과 설계 제작된 안테나의 복사특성은 이론치에 거의 근접하였으며, 반사손실은 11.75[GHz]에서 -14.5[dB]이며, 주엽을 0[dB]로 할 때, 첫 번째 부엽의 크기는 -18[dB], 두 번째 부엽의 크기는 -26[dB]의 특성을 보였다.

ABSTRACT

In this paper, the double circular array microstrip patch antenna was designed to minimize the side lobe in which a cooperate feeding network was used to supply the same amplitude and equi-phase to each antenna element. Eight microstrip patch antenna(MPA) elements were arrayed with 45° interval in the inner circle and the outer circle respectively.

The simulation results showed that when the radii of the inner circle and the outer circle were $0.7\lambda_0$ and $1.45\lambda_0$, the side lobes of beam pattern were minimized.

As the results of the measurements, the return loss of the designed antenna was -14.5[dB] at 11.75[GHz] in the input terminal. When the level of the main lobe was normalized at 0[dB], those of the first and the second side lobe were -18[dB] and -26[dB] respectively. The radiation patterns agree well with the simulated patterns.

I. 서론

EMI/EMC 문제의 해결과 전송 효율의 극대화를 위해 부엽준위가 최대한 억압된 안테나의 개발이 매우 필요하다. 일반적으로 부엽 준위의 억압을 위해서 안테나 소자를 비균일(non-uniform) 선형 배열한다. 비균일 배열의 형태로 이항 전개(binomial) 배열과 Dolph-Tschebyscheff 배열 방법이 있다. 이

항 전개 배열은 부엽 준위가 매우 작은 반면 -3[dB] 빔폭이 매우 큰 특성을 갖으며, 배열 인자 사이의 구동 계수가 급격하게 변하기 때문에 안테나 제작 결과 이론적인 복사 특성과 큰 차이를 보이는 단점을 갖는다. 또한 Dolph-Tschebyscheff 배열은 이항 전개 배열에 비해 주엽 특성이 좋고 이득이 큰 장점을 갖고 있으나, 비균등 전력 분배를 사용해야 하므로 매우 정밀한 제작을 필요로 한다.

* 충북대학교 전자공학과
*** LG 정보통신 통신연구소 무선연구실 주임연구원
논문번호 : 99081-0305, 접수일자 : 1999년 3월 5일

** 동양 공업 전문대학 전자과 교수

도파관 슬롯 배열 안테나와 쌍극(dipole) 배열 안테나의 경우 부업 준위를 -50[dB]까지 극소화 시킬수 있으나, 마이크로스트립 배열안테나의 경우 급전 선로의 전자기적 결합과 표면파의 영향 등으로 인해 -20[dB] 이상 작게 설계하기는 매우 힘들다. [1]

안테나 구조가 각도적으로 대칭이 되는 원형 배열 안테나는 DuHamel에 의해 제안되었다[2]. 그는 다이폴 안테나들을 단일 원형 배열하여, 적은 면적에 많은 안테나를 배열함으로써 고이득 안테나를 실현하였다. 또, Tighe[3]는 Taylor 급수 형태의 방사 패턴을 갖는 비선형 배열 안테나를 제안하였다.

본 논문에서는 마이크로스트립 선로에 의한 병렬 급전 방식[4]을 사용하여 마이크로스트립 패치 안테나[5]를 원형 배열[6]로 설계하였다. 또한, 안테나 소요 면적을 작게 하기 위해 배열 안테나 소자의 수를 적게 하고, 부업을 최소화하였다. Pues와 Capelle가 제안한 전송 선로 모델(TLM, transmission line model)을 이용하여 마이크로스트립 패치 안테나를 해석하였으며[7], 안테나 소자가 16개인 이중 원형 배열 안테나에 대한 방사 패턴을 배열 위치와 간격의 함수로 표현 한 다음, 컴퓨터 프로그래밍하여 최적의 위치와 간격을 설정하였다. 또한, 병렬 급전 회로는 Touchstone 시뮬레이터를 사용하여 설계하였으며, Ensemble 소프트웨어로 급전 선로를 포함한 이중 원형 배열 안테나의 방사 패턴을 시뮬레이션하고 제작 실험하였다.

II. 마이크로스트립 패치 안테나의 해석

본 논문에서 제안한 안테나를 구성하는 마이크로스트립 패치 안테나소를 해석하기 위하여 전송선로 모델을 사용하였다,

2.1 사각형 마이크로스트립 패치 안테나의 입력 임피던스

그림 1은 Pues와 Capelle이 제안한 전송선로 모델의 등가 회로이다.

$$Y_{in} = rY_s + \frac{1}{Y_s + Y_c \coth(\gamma_p L)} [Y_c^2 - Y_m^2 + Y_s Y_c \coth(\gamma_p L) - 2Y_m Y_c \csc h(\gamma_p L)]$$

이와 같은 구조의 마이크로스트립 패치 안테나의 입력 어드미턴스는 식 (1)과 같이 주어진다. 여기서, Y_s 는 주 방사 슬롯의 자기 어드미턴스(self admit-

tance), Y_m 은 슬롯간의 상호 어드미턴스(mutual admittance), Y_c 는 패치를 형성하는 마이크로스트립 선로의 특성 어드미턴스이고, $\gamma_p = \alpha + j\beta$ 는 선로의 복소 전파 상수이다. 안테나 도체와 유전체에서의 손실은 감쇠 정수 α 에 포함된다. 그리고 r 은 급전 선로가 안테나의 동작에 미치는 영향을 고려하기 위해 급전 선로가 붙어있는 개구면의 자기 어드미턴스를 나타내는 인자(factor)로 식(2)와 같다.

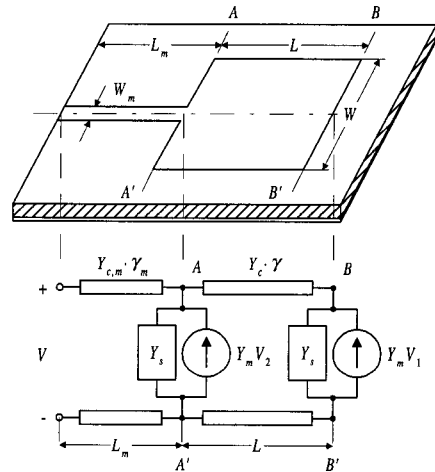


그림 1. 마이크로스트립 선로에 의한 급전 구조를 갖는 사각형 마이크로스트립 안테나의 전송선로 모델

$$r = 1 - \frac{W_m}{W_{eff}} \tag{2}$$

여기서, W_m 은 급전 선로의 폭이며, W_{eff} 는 프링징 효과(fringing effect)를 고려한 급전 선로의 실효 폭이다.

마이크로스트립 안테나의 정확한 입력 임피던스는 그림 1의 전송선 파라미터의 값에 의하여 결정된다.

따라서, 선로 파라미터 (Y_c, γ), 슬롯의 자기 어드미턴스 (Y_s) 그리고 상호 어드미턴스 (Y_m)을 보다 정확하게 구하는 것이 매우 중요하다.

패치의 개방 종단의 자기 어드미턴스 Y_s 는 허수부인 자기 서셉턴스 B_s 와 실수부인 자기 컨덕턴스 G_s 로 정의한다. 자기 서셉턴스 B_s 는 개구면의 전 자장에 의해 크게 좌우되며, 자기 컨덕턴스 G_s 는 등가 슬롯의 방사 컨덕턴스에 의해 그 값이 결정된다. 또한, 상호 어드미턴스인 Y_m 은 등가 슬롯의 개념으로부터 결정되며, 선로 파라미터 Y_c 와 γ 는

주파수와 손실에 대한 영향을 포함한다.

2.2 방사 패턴

방사 패턴은 두 개의 주 슬롯과 부 슬롯에 의해 방사하며, 접지면과 패치를 완전 도체로 하고, 유전체 기판과 접지면이 무한대 크기인 사각형 마이크로스트립 패치 안테나를 고려하여 구한다^[14]. 그림 2는 사각형 마이크로스트립 패치 안테나의 구조로 패치의 폭과 길이가 각각 W 와 L 이고, 폭이 Δl 인 4개의 슬롯을 갖는다.

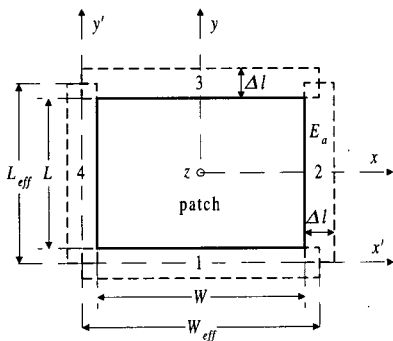


그림 2. 방사슬롯의 구조

등가 이론(equivalence theorem)에 의하여 $z > 0$ 인 자유 공간에서 전자계는 $x-y$ 평면에서 전계의 접선 성분 E_t 에 의해 결정된다. 패치를 완전 도체로 가정하면 패치면에서 전계의 접선 성분은

$$E_t = 0 \tag{3}$$

으로 된다. $|E_t|$ 는 패치의 모서리에서 Δl 만큼 떨어져 있는 거리에 존재하는 E_a 로 근사할 수 있으며, 그 밖의 영역에서는 영으로 가정한다. E_a 는 패치의 모서리에 위치한 전계의 z 성분과 일치해야 하므로

$$E_a \Delta l = E_z h \tag{4}$$

을 만족한다.

E_z 을 구하기 위하여 마이크로 스트립 패치 안테나를 패치와 접지면을 전계벽(electric wall), 패치의 측면을 자기벽(magnetic wall)으로 하는 공진기로 모델링 한다. 그림 2과 같은 사각형 공진기의 E_z 은 식 (5)와 같다.

$$E_z = E_0 \cos\left(\frac{m\pi x}{W}\right) \cos\left(\frac{n\pi y'}{L}\right) \tag{5}$$

패치의 모서리 부분에 슬롯이 위치하며 사각형의 모서리 부분은 전계가 존재하지 않으므로 식(5)의 W 를 W_{eff} 로 대체하면, 슬롯 1의 전계는

$$E_{a1} = \frac{h \cdot E_a}{\Delta l} \cos\left(\frac{m\pi x'}{W_{eff}}\right) \tag{6}$$

으로 된다. 여기서, $0 \leq x' \leq L$ 이다.

식 (6)을 Fourier 변환하여 (x', y') 좌표계를 (x, y) 로 바꾸면 원방계 전계는 식(7)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} E(r) = & \frac{jk e^{-jkr}}{2} \{ a_\theta [\hat{E}_x(\xi, \eta) \cos \phi \\ & + \hat{E}_y(\xi, \eta) \sin \phi] \\ & + a_\phi [- \hat{E}_x(\xi, \eta) \sin \phi \cos \theta \\ & + \hat{E}_y(\xi, \eta) \cos \phi \cos \theta] \} \end{aligned} \tag{7}$$

여기서,

$$\begin{aligned} \hat{E}_x = & \left[(-1 - (-1)^m) j \sin\left(\frac{\xi W_{eff}}{2}\right) + (1 - (-1)^m) \right. \\ & \cdot \cos\left(\frac{-\xi W_{eff}}{2}\right) \left. \right] h E_0 \frac{L_{eff}}{2} \operatorname{sinc}\left(\frac{\Delta l \xi}{2}\right) j^n \\ & \cdot \left[\operatorname{sinc}\left(\frac{\eta L_{eff}}{2} + \frac{n\pi}{2}\right) \right. \\ & \left. + (-1)^n \operatorname{sinc}\left(\frac{\eta L_{eff}}{2} - \frac{n\pi}{2}\right) \right] \\ \hat{E}_y = & \left[(-1 - (-1)^n) j \sin\left(\frac{\eta L_{eff}}{2}\right) + (1 - (-1)^n) \right. \\ & \cdot \cos\left(\frac{\eta L_{eff}}{2}\right) \left. \right] h E_0 \frac{W_{eff}}{2} \operatorname{sinc}\left(\frac{\Delta l \eta}{2}\right) j^m \\ & \left[\operatorname{sinc}\left(\frac{\xi W_{eff}}{2} + \frac{m\pi}{2}\right) \right. \\ & \left. + (-1)^m \operatorname{sinc}\left(\frac{\xi W_{eff}}{2} - \frac{m\pi}{2}\right) \right] \end{aligned}$$

$$\xi = k \sin \theta \cos \phi, \quad \eta = k \sin \theta \sin \phi, \quad k = \frac{2\pi}{\lambda_0}$$

이다.

III. 이중 원형 배열 안테나의 구성

그림 3과 같이 N 개의 등방성 소자가 $x-y$ 평면에 등간격으로 반지름이 a 인 원을 따라 위치하는 단일 원형 배열 안테나의 배열 인자는 식(8)과 같다.

$$AF(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N I_n e^{jk a \sin \theta \cos(\phi - \phi_n) + a_n} \tag{8}$$

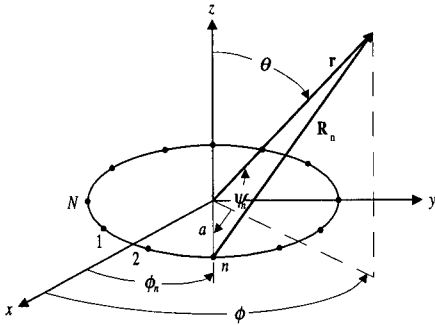


그림 3. N개의 소자를 갖는 원형 배열

각 소자에 급전하는 전류의 크기와 위상이 동일하다고 가정하면 식 (8)은 다음과 같이 된다.

$$AF(\theta, \phi) = I \sum_{n=1}^N e^{j[k a \sin \theta \cos(\phi - \phi_n)]} \quad (9)$$

단일 원형 배열 안테나는 일정한 거리에서 소자의 수만을 변형시켜 원하는 패턴을 얻고자 할 때, 안테나의 기하학적 구조를 허용하지 않을 수 있으며, 허용한다 하더라도 그 효율면에서 매우 좋지 않을 수 있다. 이러한 단점은 이중 또는 그 이상의 구조를 가진 원형 배열로 보완한다. 이중 배열의 형태로는 중심에 하나의 소자를 갖는 원형 배열, 내원과 외원에 각각 동일한 수의 소자를 위치시킨 원형 배열 등이 있다.

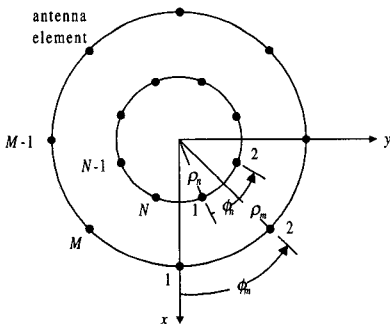


그림 4. 이중 원형 배열의 구조

이중 원형 배열 구조의 배열 인자는 식 (10)과 같다.

$$AF(\theta, \phi) = I \left(\sum_{n=1}^N e^{j[k \rho_n \sin \theta \cos(\phi - \phi_n)]} + \sum_{m=1}^M e^{j[k \rho_m \sin \theta \cos(\phi - \phi_m)]} \right) \quad (10)$$

그림 4는 내원의 소자 사이에 외원의 소자를 배치한 이중 원형 배열의 구조이며, 그림 5는 극소의 부엽 준위를 갖는 하나의 예로서, 내원과 외원에 각각 8개의 마이크로스트립 안테나 소자를 배열하고, 내원의 반경이 $0.7 \lambda_0$, 외원의 반경이 $1.45 \lambda_0$ 일 때의 시뮬레이션 결과이다.

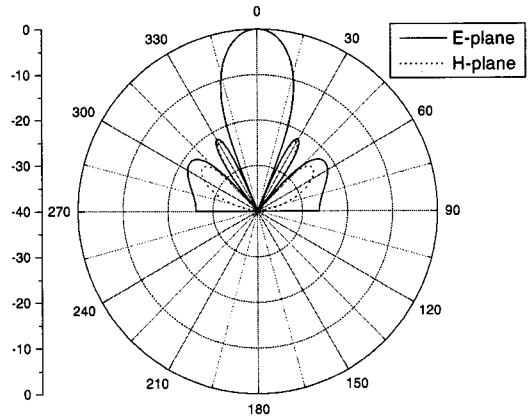


그림 5. 이중 원형 배열의 방사 패턴

IV. 설계 및 실험

이중 원형 배열 마이크로스트립 패치 안테나의 설계에 사용한 기판의 사양은 $\epsilon_r = 3.38$, $\tan \delta = 0.0027$, $h = 0.508[\text{mm}]$, 동박의 두께는 $0.0173[\text{mm}]$ 이다.

마이크로스트립 패치 안테나의 폭과 길이를 $W = 6.6[\text{mm}]$, $L = 6.59[\text{mm}]$ 로 하여 $11.85[\text{GHz}]$ 에서 공진하도록 하였으며, 배열 안테나는 마이크로스트립 선로를 이용하여 병렬 급전 방식을 사용하였다. Touchstone을 이용하여 급전 회로를 최적화 하였으며, Ensemble 소프트웨어를 이용하여 급전 구조를 포함한 배열 안테나의 방사 패턴과 반사 손실을 시뮬레이션 하였다.

그림 6은 제작된 이중 원형 배열 안테나의 구성을 나타낸다. 설계된 안테나의 크기는 $95 \times 95[\text{mm}]$ 이며, 극소의 부엽 준위를 갖기 위해 중심점에서 내원까지의 반경은 $0.7 \lambda_0$, 외원까지의 반경은 $1.45 \lambda_0$ 로 하였다. 16개의 소자에 각각 동일한 전력과 동위상으로 급전이 되도록 내원의 소자에서 외원의 소자를 연결하는 $100[\Omega]$ 인 급전 선로의 길이를 한파장 ($1 \lambda_g$)으로 하였다. 또한, 복잡한 급전선로를 최소로 간소화하기 위해 $128.54[\Omega]$, $70.7[\Omega]$, $100[\Omega]$ 선로

만을 사용하여 설계하였고, 100[Ω] 전송선에 대한 동축 급전 방식을 사용하였다.

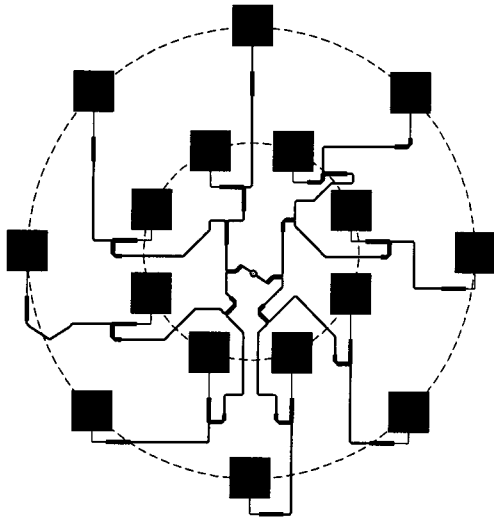


그림 6. 마이크로스트립 이중 원형 배열 안테나

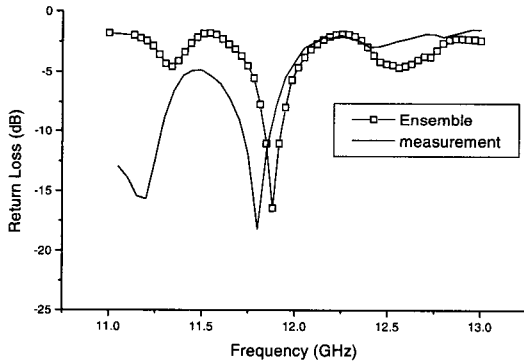


그림 7. 반사손실

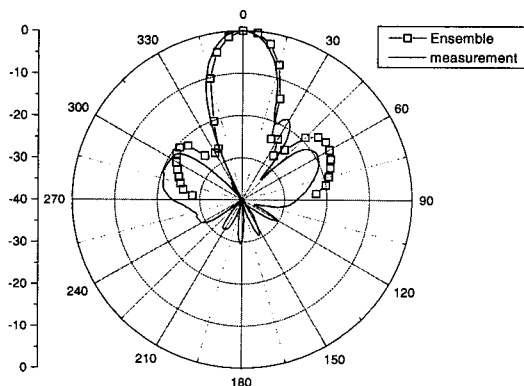


그림 8. E-평면 방사 패턴

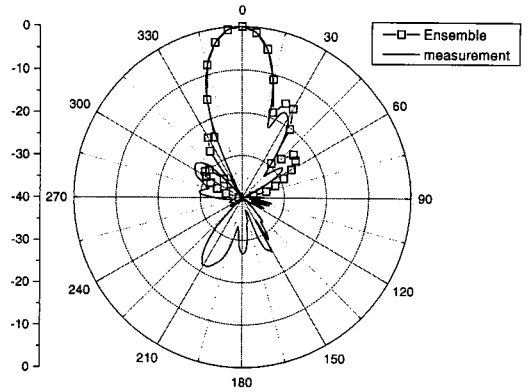


그림 9. H-평면 방사 패턴

제작된 원형 배열 안테나의 방사 패턴 및 이득을 측정하기 위해 8.4~12.6[GHz] 주파수 대역을 갖는 표준 혼 안테나와 Anechoic chamber 등을 이용하였으며, 회로 분석기를 이용하여 공진 주파수와 반사 손실을 측정하였다.

그림 7, 8, 9는 16개의 소자를 갖는 이중 배열 안테나의 방사 패턴과 반사 손실을 측정된 결과이다. 방사 패턴은 E-평면과 H-평면 모두 시뮬레이션 결과에 양호한 일치를 보였으며, 안테나의 동작 주파수는 11.8[GHz], 이득은 15.6[dBi]로 측정되었다. -3[dB] 빔폭은 H-평면에서 약 -9.5° ~ +8°, E-평면에서 약 -9.5° ~ +8.5° 를 나타내었으며, 부엽의 최대 크기가 H-평면에서 -26.5[dB], E-평면에서 -19.5[dB]로 측정되었다.

V. 결론

본 논문에서는 사각형 마이크로스트립 패치 안테나를 이용하여 부엽 준위를 최소화하기 위한 이중 원형 배열 안테나를 설계하였다. 이를 위해 전송 선로 모델을 이용하여 마이크로스트립 패치 안테나를 해석하고 이로부터 패치 안테나의 크기를 결정하였으며, 안테나 소자가 16개인 이중 원형 배열 안테나에 대한 방사 패턴은 컴퓨터 프로그래밍하여 최적의 위치와 간격을 설정하였다. 또한, Touchstone 시뮬레이터를 사용하여 급전 회로를 최적 설계 하였으며, Ensemble 소프트웨어를 사용하여 급전 선로를 포함한 배열 안테나의 방사 패턴과 반사 손실을 시뮬레이션 하였다.

설계된 안테나의 측정 결과 급전 선로의 비대칭으로 인하여 빔의 형태가 완전한 대칭이 되지 않았으나, 첫 번째 부엽의 크기는 -18[dB], 두 번째 부

업은 -26[dB]로 측정되어 전체적으로 낮은 부업 특성을 보였다. 마이크로급전 선로에 의한 영향을 최소화하기 위해 동축 케이블에 의한 급전 방식을 사용한다면, 완전한 대칭을 이루는 주업 특성과 보다 낮은 부업 준위를 얻을 수 있을것으로 기대된다.

참 고 문 헌

[1] David M. Pozar and Barry Kaufman, "Design Considerations for Low Sidelobe Microstrip Arrays," *IEEE Trans. Antennas Propaga.*, vol. 38, no. 8, pp. 1176-1185, Aug. 1990.

[2] DuHamel, R. H. "Pattern synthesis for antenna arrays on circular, elliptical, and spherical surfaces," *Technical Report No. 16*, EE Research Lab., University of Illinois, Urbana, 1952.

[3] Tighe, R. F. "Nonuniform two dimensional scanning arrays," *IEEE Wescon Record*, Paper No. 104, 1963

[4] HALL, P. s., and JAMES, J. R, "Design of microstrip antenna feeds. Pt. 2: Design and performance limitations of triplate corporate feeds," *IEE Proc. H*, pp.26-34. Feb. 1981.

[5] J. R. James, P. S. Hall, *Handbook of microstrip antennas*, Peter Peregrinus Ltd., 1989.

[6] M. T. Ma, *Theory and application of antenna arrays*, Wiley, 1974

[7] H. Poes and A. Van de Capelle, "Accurate Transmission-line Model for the Rectangular Microstrip Antenna," *IEE* vol. 131, pt. H, no. 6, pp. 334-340, Dec. 1984.

진 경 수(Kyung-soo Jin)

정회원



1984년 2월 : 충남대학교 공업교 육대학 전자공학과 졸업
 1995년 8월 : 충북대학교 산업대학 원 전기전산공학과 석사
 1996년 2월~현재 : 충북대학교 전자공학과 박사과정 수료

1996년 2월~현재 : 육천전문대학 전자과 전임강사
 <주관심 분야> 안테나, 초고주파회로설계

이 원 석(Won-suck Lee)

정회원



1977년 2월 : 광운대학교 응용전자 공학과 졸업
 1979년 8월 : 한양대학교 전자 통신과 석사
 1997년 9월~현재 : 광운대학교 전자공학과 박사과정

1980년 3월~현재 : 동양공업전문대학 전기전자통신 공학부 교수

<주관심 분야> 전력전자, 통신이론, 안테나

한 정 세(Jeong-se Han)

정회원



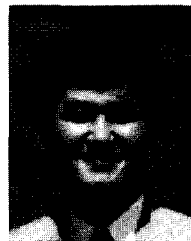
1991년 2월 : 청주대학교 전자 공학과 졸업
 1994년 2월 : 충북대학교 전자 공학과 석사
 1997년~현재 : 충북대학교 전자공학과 박사과정

1994년~현재 : LG정보통신(주) 통신연구소 주임 연구원

<주관심 분야> MIC 및 MMIC, 이동통신 시스템, 안테나

박 병 우(Byoung-woo Park)

정회원



1977년 2월 : 한양대학교 전자통신 공학과 졸업
 1983년 8월 : 한양대학교 전자통신 공학과 석사
 1991년 8월 : 한양대학교 전자통신공학과 박사

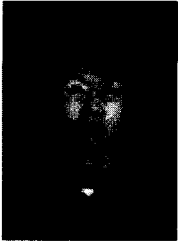
1977년 6월~1981년 3월 : 육군통신학교 교수부중계 학처 교관

1984년 5월~1989년 3월 : 동양공업전문대학 조교수
 1989년 2월~현재 : 충북대학교 전기전자공학부 교수
 1995년 11월~1996년 3월 : Texas Austim대학 방문 교수

<주관심 분야> 안테나 해석 및 설계, 초고주파 회로 설계, 초음파 응용

정 치 현(Chi-hyun Cheong)

준회원



1996년 2월 : 대전산업대학교

전자 공학과 졸업

1994년 2월 : 충북대학교

전자공학과 석사

<주관심분야> 안테나, MIC 및 MMIC, 이동통신
시스템