

---

# 구형 캐비티 부착형 고이득 마이크로스트립 안테나 설계

임정섭\* · 이문수\*

Design of a High Gain Microstrip Antenna with Rectangular Cavity Backed

Jung Sup Lim\* · Mun Soo Lee\*

## 요 약

본 논문에서는 구형 캐비티 부착형 고이득 마이크로스트립 안테나를 설계 및 제작하였다. 단일 마이크로스트립 패치는 기본적으로 이득이 낮다. 이득개선법에 따라 상층기판을 두는 기술이 캐비티 부착형 2×2 마이크로스트립 배열 안테나에 적용된다. 안테나를 설계함에 있어서 비록 캐비티가 커짐에 따라 이득이 증가하지만 캐비티 크기가 3×3 파장이면 충분하다. 방사 소자간의 길이는 1.5배의 자유공간 파장으로 한다. 안테나 방사특성은 IE3D 소프트웨어로 계산되고 측정치와 실험적으로 비교한다. 실험 결과는 최대 이득이 9.16GHz에서 18.6dBi의 이득을 가지고 이는 계산결과와 잘 일치한다.

## ABSTRACT

In this paper, a high gain microstrip antenna with rectangular cavity backed is designed. A single microstrip patch is basically a low gain radiator. As a gain enhancement method, superstrate loading techniques are applied to the 2×2 microstrip array antenna with cavity backed. In antenna design, although the broadside gain increases as the cavity is enlarged, a cavity size of 3×3 wavelength is sufficient. The distance between the radiating elements is chosen as 1.5 free-space wavelength. The antenna radiation characteristics are calculated by IE3D software and compared with the experimental results. Experimental results show that the maximum gain is 18.6dBi at the frequency of 9.16GHz, which is good agreement with the calculations.

## 1. 서론

일반적인 마이크로스트립 안테나는 소형, 경량, 두께가 얇고 제작이 용이한 장점이 있는 반면 좁은 대역폭과 낮은 이득을 가지는 단점이 있다. 마이크로스트립 안테나의 이득을 개선하기 위한 방법으로 적층구조를 사용하는 방법, 배열구조를 사용하는 방법 그리고 캐비티를 사용하는 방법 등이 있다.

본 연구에서는 항공무선항행용 Beacon 시스템에 사용되는 중심주파수 9.2GHz인 2×2 배열 마이크로스트립 배열 안테나를 설계하고 그 위에는 공기층과 유전체층의 상층기판을 사용하고, 아래는 구형 캐비티를 부착시켜 20dB이상의 고이득 마이크로스트립 안테나를 설계한다.[1]

구형 캐비티 부착형 고이득 마이크로스트립 패치 안테나는 Moment Method법으로 작성된 IE3D를 사용하여 설계하고, 회로망 분석기(Network Analyzer,

---

\* 경상대학교 전자공학과  
접수일자: 2001. 7. 31

Anritzu 37369A)와 근계 측정장비(Near-Field Measurement System, ORBIT FR959, FR Inc.)로 방사특성을 실험적으로 고찰한다.

## II. 캐비티 부착형 패치 안테나의 특성

### 1. 상층기판을 둔 마이크로스트립 안테나의 방사

그림 1은 상층기판을 둔 마이크로스트립 안테나를 나타낸 것이다. 수평 헤르츠 다이폴 안테나는 두께 B, 비유전율 및 투자율이  $\epsilon_1, \mu_1$ 인 접지된 하층기판 위에 있다. 하층기판 위에는 두께 t, 비유전율 및 투자율이  $\epsilon_2, \mu_2$ 인 상층기판이 놓여 있다. 상층기판 위에는  $\epsilon_0, \mu_0$ 인 자유공간이다.

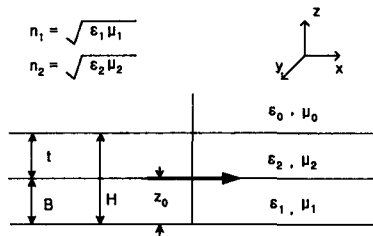


그림 1. 상층기판-하층기판 구조  
Fig. 1. Superstrate-substrate geometry

이 안테나 구조의 방사를 해석하기 위한 간단한 방법은 전송선로 모델을 사용하는 것이다.[2] 전송선로 모델에 의하면 가역성의 원리에 따라 하층기판내에 있는 수평 다이폴에 의한 점  $P(R, \theta, \phi)$ 의 전계  $E_\theta$ 와  $E_\phi$ 는 점 P에  $(\hat{\theta}, \hat{\phi})$ 방향으로 놓인 미소 다이폴에 의한 하층기판내의 수평 다이폴이 위치하는 점의 전계  $E_x$ 와 같다. 다이폴 대신 패치가  $z=z_0$ 에 수평으로 있을 때도 먼거리 점  $(R, \theta, \phi)$ 에 전계  $E_\theta$  또는  $E_\phi$ 가 존재한다. 점  $(R, \theta, \phi)$ 의 가역적 방사원인 미소 다이폴에 의한 적층구조 부근의 전계  $E_x$ 는 평면파가 되고, 따라서 각 층은 방향  $\theta$ 에 따라 변화하는 특성 임피던스와 전파상수를 가진 그림 2의 전송선로 모델로 표현할 수 있다.

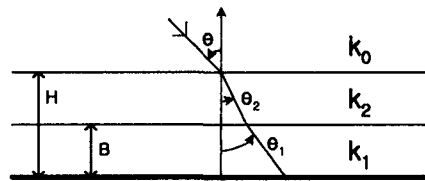
점  $(R, \theta, \phi)$ 의 가역적 방사원에 의한 방사전계 ( $e^{j\omega t}$ 는 생략)는

$$E_\theta = -\cos\phi \left( \frac{j\omega\mu_0}{4\pi R} \right) e^{-jk_0 R} G(\theta) \quad (2-1)$$

$$E_\phi = \sin\phi \left( \frac{j\omega\mu_0}{4\pi R} \right) e^{-jk_0 R} F(\theta) \quad j \quad (2-2)$$

로 된다.

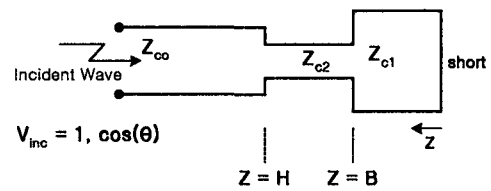
$F(\theta)$ 와  $G(\theta)$ 는  $\theta$ 에만 관계되며 전송선로 모델에서 입사파 전압 1 또는  $\cos\theta$ 에 의한  $z=z_0$ 에서  $z$ 에 수직인 전계성분인  $\overline{E}_t$ 에 상응하는 전압을 나타낸다.



$$n_1(\theta) = n_1 \cos(\theta_1) = \sqrt{n_1^2 - \sin^2(\theta)}$$

$$n_2(\theta) = n_2 \cos(\theta_2) = \sqrt{n_2^2 - \sin^2(\theta)}$$

For $F(\theta)$	For $G(\theta)$
$Z_{c0} = \eta_0 \sec(\theta)$	$Z_{c0} = \eta_0 \cos(\theta)$
$Z_{c1} = \eta_0 \mu_1 / n_1(\theta)$	$Z_{c1} = \eta_0 n_1(\theta) / \epsilon_1$
$Z_{c2} = \eta_0 \mu_2 / n_2(\theta)$	$Z_{c2} = \eta_0 n_2(\theta) / \epsilon_2$



$$\beta_0 = k_0$$

$$\beta_1 = k_0 n_1(\theta)$$

$$\beta_2 = k_0 n_2(\theta)$$

그림 2. 전송선로 해석  
Fig. 2. Transmission line analogy.

$F(\theta)$ 와  $G(\theta)$ 는 아래와 같이 쓸 수 있다.

$$G(\theta) = 2 \frac{T}{Q + jP} \cos\theta \quad (2-3)$$

$$F(\theta) = 2 \frac{T}{M + jN} \quad (2-4)$$

여기서

$$T = \sin[\beta_1 z_0] \sec[\beta_1 B] \sec[\beta_1 t]$$

$$Q = \tan[\beta_1 B] + \frac{\epsilon_1}{\epsilon_2} \frac{n_2(\theta)}{n_1(\theta)} \tan[\beta_2 t]$$

$$P = -\frac{\epsilon_1}{n_1(\theta)} \cos \theta \left[ 1 - \frac{\epsilon_2}{\epsilon_1} \frac{n_1(\theta)}{n_2(\theta)} \tan[\beta_1 B] \tan[\beta_2 t] \right]$$

$$M = \tan[\beta_1 B] + \frac{\mu_2}{\mu_1} \frac{n_1(\theta)}{n_2(\theta)} \tan[\beta_2 t]$$

$$N = -\frac{n_1(\theta)}{\mu_1} \sec \theta \left[ 1 - \frac{\mu_1}{\mu_2} \frac{n_2(\theta)}{n_1(\theta)} \tan[\beta_1 B] \tan[\beta_2 t] \right]$$

$$\beta_1 = k_0 n_1(\theta)$$

$$\beta_2 = k_0 n_{21}(\theta) \text{ 이고}$$

$$n_1(\theta) = \sqrt{n_1^2 - \sin^2 \theta}$$

$$n_2(\theta) = \sqrt{n_2^2 - \sin^2 \theta}$$

$n_1(\theta)$ 와  $n_2(\theta)$ 는 각  $\theta$ 에 따라 변하는 실효 굴절율이다.[2]

식(2-1)과 (2-2)로부터 등방성 안테나를 기준으로 각  $(\theta, \phi)$ 에서 발생한 이득은 아래와 같다.

$$G(\theta, \phi) = \frac{4(\sin^2 \phi |F(\theta)|^2 + \cos^2 \phi |G(\theta)|^2)}{\int_0^{\pi/2} \sin \theta [|F(\theta)|^2 + |G(\theta)|^2] d\theta} \quad (2-5)$$

이것을 dB로 나타내면,

$$G_{dB}(\theta, \phi) = 10 \log_{10} G(\theta, \phi) \quad j \quad (2-6)$$

일반적으로 식(2-5)의 분모는 정확한 이득을 얻기 위해 수치적으로 적분식을 계산해야 한다. 그러나 고이득 공진 조건에서는 근사식을 사용하여 이득을 간단히 구할 수 있다.

## 2. 공진 조건

그림 1과 같은 적층구조에서의 공진조건에는 두가지 경우가 있다.

1)  $\epsilon_2 \gg 1$ 인 경우

$$\frac{n_1 B}{\lambda_0} = \frac{m}{2}$$

$$\frac{n_1 z_0}{\lambda_0} = \frac{2n-1}{4}$$

$$\frac{n_2 t}{\lambda_0} = \frac{2p-1}{4}$$

여기서 B는 하층기판의 두께,  $z_0$ 는 패치의 높이, t는 상층기판의 두께이고 m, n, p는 양의 정수이다. 이러한 조건하에서 상층기판의 유전율이 높기 때문에 각  $\theta = 0$ 의 방향에서 높은 이득 패턴이 생긴다.

2)  $\mu_2 \gg 1$ 인 경우

$$\frac{n_1 B}{\lambda_0} = \frac{2m-1}{2}$$

$$\frac{n_1 z_0}{\lambda_0} = \frac{2n-1}{4}$$

$$\frac{n_2 t}{\lambda_0} = \frac{2p-1}{4}$$

위의 조건이 만족할 때 각  $\theta = 0$ 에서 높은 이득을 얻을 수 있다.

## III. 3층 구조 마이크로스트립 패치 안테나

그림 3은 이득 개선을 향상시키기 위하여 3층으로 구성된 상층기판을 사용한 마이크로스트립 패치 안테나 구조를 나타낸다.

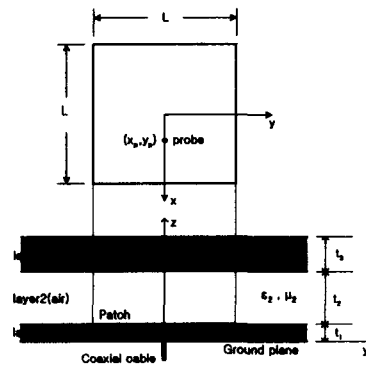


그림 3. 2단 상층기판 마이크로스트립 패치 안테나  
Fig. 3. The microstrip patch antenna with two superstrate layers.

그림 4(E-면 패턴)와 그림 5(H-면 패턴)는 3층 구조 마이크로스트립 패치 안테나의 상층기판의 크기에 따른 방사패턴의 변화를 나타낸 것으로 상층기판의 크기가 클수록 이득이 커짐을 알 수 있다.[3]

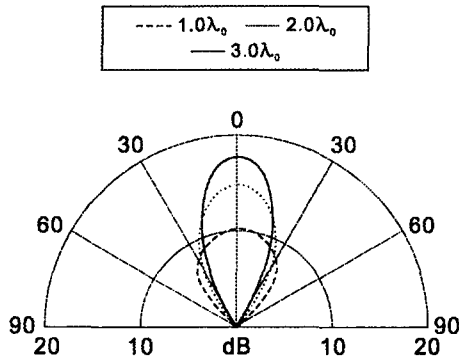


그림 4. 3층 구조 캐비티 부착형 패치 안테나의 E-면 패턴  
Fig. 4. E-plane patterns of a three-layered cavity-backed patch.

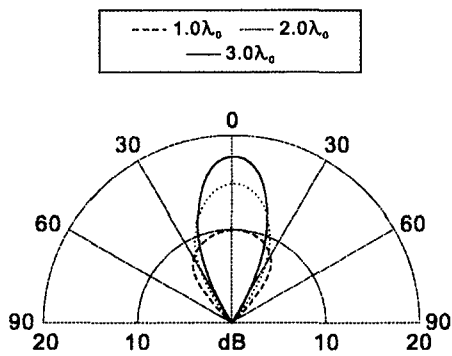


그림 5. 3층 구조 캐비티 부착형 패치 안테나의 H-면 패턴  
Fig. 5. H-plane patterns of a three-layered cavity-backed patch.

#### N. 설계 및 실험

##### 1. 안테나 설계

3층 구조의 안테나는 단일 층 마이크로스트립 안테나일 때보다 중심주파수가 조금 낮아진다는 것을 고려

하여 단일 패치의 중심주파수를 9.2GHz로 설계하였다. 2×2 배열 안테나 설계에서 정사각형 패치의 크기는 가장자리 효과를 고려한  $\lambda_g/2$ 보다 약간 작은 10.2mm이며, 단일 패치의 입력 임피던스와 급전선 임피던스간에는  $\lambda_g/4$  변환기를 사용하여 정합시켰으며, 패치간의 간격은 가로, 세로 모두  $1.5\lambda_0$ 인 48mm이다. 3층 구조에서 각층의 두께는  $t_1=0.7874\text{mm}$ ,  $t_2=15.4\text{mm}$ , 그리고  $t_3=2.54\text{mm}$ 이고, 상층기판의 크기는  $3\lambda_0$ 보다 약간 큰  $100\times 100\text{mm}$ 이다. 안테나 설계 및 방사특성 계산에는 모멘트법을 사용하여 작성된 소프트웨어 IE3D(version 4.1)를 이용하였다.

그림 6은 3층 구조 2×2 마이크로스트립 배열 안테나의 반사손실(return loss)을 계산한 결과로써 공진주파수 9.11GHz에서 -36dB이며 대역폭은 4.4%(9~9.4GHz)이다.

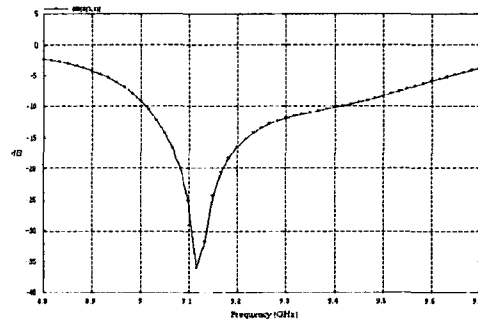


그림 6. 계산된 3층구조의 2×2 배열 안테나의 반사손실  
Fig. 6. Calculated return loss of a three-layered 2×2 patch array.

그림 7은 9.16GHz에서 계산된 E면( $\phi = 0^\circ$ )과 H면( $\phi = 90^\circ$ ) 방사패턴을 나타낸 것이다. 최대 지향성은 20.94dBi이고 안테나의 효율 85.1% (-0.7dBi)를 곱하면 최대 이득은 20.24dBi로 단일 층에 비해 8.51dBi의 이득이 향상되었다.

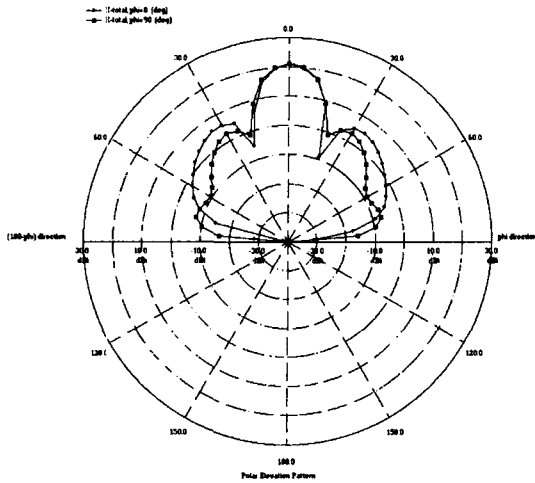


그림 7. 계산된 3층 구조의 2x2 배열 안테나의 패턴  
Fig. 7. Calculated patterns of three-layered 2x2 patch array.

설계된 안테나의 캐비티 크기는 그림 8과 같으며 급전부는 0.6mm인 SMA커넥터를 사용하였다.

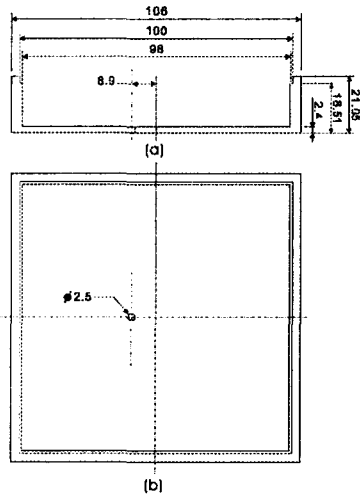


그림 8. 캐비티 치수 (a)측면 (b)윗면  
Fig. 8. Dimensions of the cavity. (a) side view (b) top view

그림 9는 캐비티가 부착된 안테나 구조를 나타낸 것이고 그림 10은 제작된 안테나의 사진이다.

## 2. 안테나 측정

그림 11은 회로망 분석기(network analyzer, Anritsu 37369A)를 이용하여 안테나의 반사손실을 측정된 결과로써 대역폭은 6.1%(8.76~9.31GHz)이다.

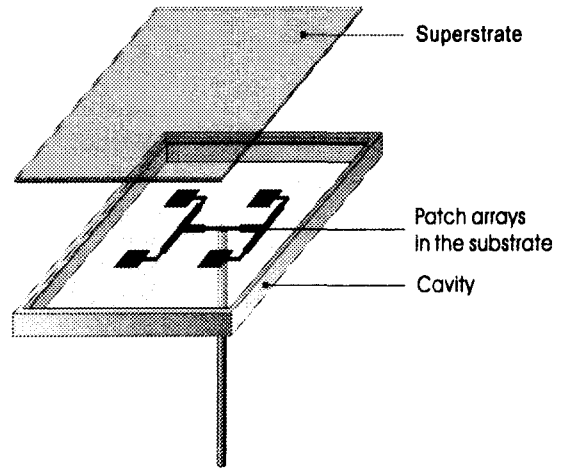


그림 9. 구형 캐비티 부착형 고이득 마이크로스트립 안테나 구조  
Fig. 9. The structure of a high gain microstrip antenna with rectangular cavity backed.

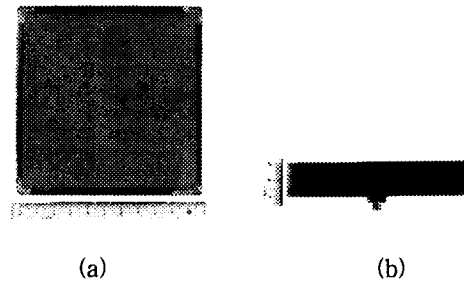


그림 10. 제작된 구형 캐비티 부착형 고이득 마이크로스트립 안테나  
Fig. 10. The fabricated high gain microstrip antenna with rectangular cavity backed. (a) top view (b) side view

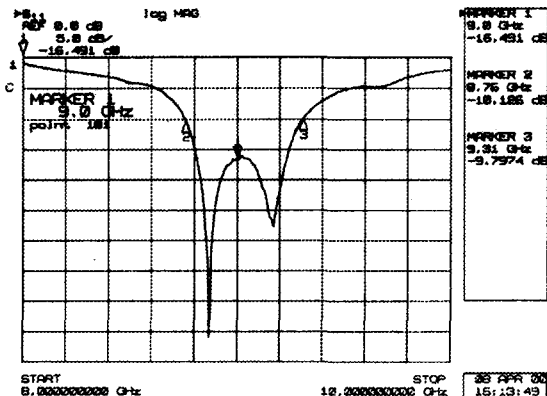


그림 11. 측정된 고이득 마이크로스트립 안테나의 반사손실  
Fig. 11. Measured return loss of a high gain microstrip

antenna.

그림 12와 13은 9.16GHz에서 측정된 E면 ( $\phi = 0^\circ$ )과 H면 ( $\phi = 90^\circ$ )의 방사패턴으로 지향성은 9.16GHz에서 19.79dBi로 이득은 18.6dBi이다(안테나의 효율 -1.19dB).

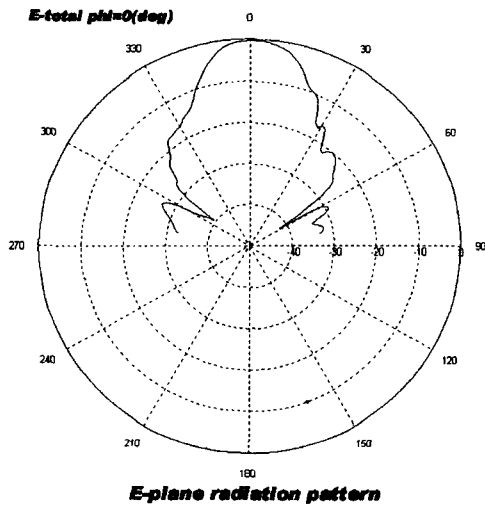


그림 12. 9.16GHz에서 측정된 E-면 방사패턴  
Fig. 12. Measured E-plane radiation pattern at 9.16GHz.

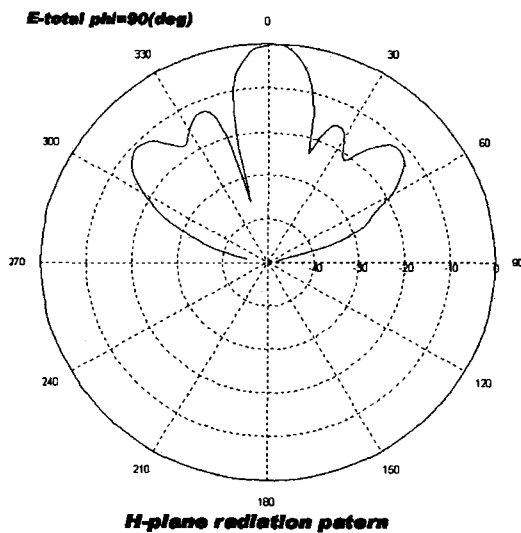


그림 13. 9.16GHz에서 측정된 H-면 방사패턴  
Fig. 13. Measured H-plane radiation pattern at 9.16GHz.

## V. 결론

본 논문에서는 마이크로스트립 패치 안테나의 이득을 개선하기 위하여 3층 구조의 구형 캐비티 부착형 마이크로스트립 안테나를 설계, 제작하였다.

단일층 구조의 마이크로스트립 안테나 위에 공기층과 상층기판을 둔 3층 구조의 마이크로스트립 안테나에서 안테나 주변을 도체벽으로 막으면 마이크로스트립 안테나의 접지면과 이들 도체벽은 하나의 캐비티를 구성한다. 이와 같이 구성된 캐비티 부착형 3층 구조의 마이크로스트립 안테나의 이득이 현저히 증가됨을 확인하였다. 캐비티 부착형 2x2 마이크로스트립 배열 안테나 크기를  $3\lambda_0$ 로 하였을 때 단일층 2x2 마이크로스트립 배열 안테나 이득 11.73dBi보다 8.51dBi 개선된 20.24dBi의 고이득 안테나를 구현하였다.

캐비티 부착형 마이크로스트립 안테나의 측정된 반사손실과 입력정재파비에서 우수한 임피던스 정합특성을 나타내었고 상층기판의 사용으로 중심주파수는 약간 이동하였지만 항공무선항행용 Beacon 시스템에 사용되는 안테나 대역폭에 만족하였다.

## 참고문헌

- [1] Shen, X., Vandenbosch, A., and Capelle, R. Study of Gain Enhancement Method for Microstrip Antennas Using Moment Method. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. AP-43(3), 227-231, 1995.
- [2] Jackson, D. and Alexopoulos, N. Gain Enhancement Methods for Printed Circuit Antennas. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. AP-33(9), 976-987, 1985.
- [3] Frank Zavosh, and James T. Aberle, Design of high gain microstrip antennas. Microwave Journal. 138-148, September 1999



임정섭(Jung-Sup Lim)

1998년 2월 경상대학교 전자공학과  
(공학사)

1999년 1월~현재 한국통신 진주통신  
망운용국 근무

2000년 8월 경상대학교 대학원 전  
자공학과(공학석사)

관심분야 : RF, 안테나, 무선이동통신



이문수(Mun-Soo Lee)

1970년 2월 한국항공대학교 항공통신  
공학과(공학사)

1980년 2월 한양대학교 대학원 전  
자통신공학과(공학석사)

1984년 8월 한양대학교 대학원 전  
자통신공학과(공학박사)

1981년 3월~1986년 2월 제주대학교 통신공학과 부  
교수

1986년 8월~1987년 8월 미국 COMSAT 연구소 연  
구원

1986년3월~현재 경상대학교 공과대학 전자공학과  
교수

1997년 9월~1999년 8월 경상대학교 부설 정보통신  
연구센터 소장

1998년 8월~2000년 7월 영남지부 전자파학회 지부장  
관심분야 : 이동통신, 마이크로파, 안테나 GIS 등