

직사각형 도파관내에 놓여 있는 사각형 마이크로스트립 패치 안테나의 근사적 해석

(Approximate Analysis of Rectangular Microstrip Patch Antenna Located in A Rectangular Waveguide)

朴東國*, 李大成**, 黃鶴仁**

(Dong Kook Park, Dae Sung Lee, and Hak In Hwang)

요 약

본 논문에서는 직사각형 도파관내에 놓여 있는 사각형 마이크로스트립 패치 안테나의 입력 임피던스 및 효율을 공진기 모델 및 도파관내에 놓여있는 패치 안테나를 도체면위의 등가 자기 면전류로 모델링하여 안테나에 의해 여기되는 도파관의 전송 모드로부터 이론적으로 계산하였다. 중심주파수가 5.93 GHz인 사각형 마이크로스트립 패치안테나를 자유공간 및 직사각형 도파관 내에서 각각 return loss를 측정하여 이론치와 비교하였고, 두 결과가 잘 일치함을 확인하였다.

Abstract

In this paper, the input impedance and efficiency of a rectangular microstrip patch antenna located inside a rectangular waveguide is calculated by using the cavity model and the mode excited by the patch antenna which is modeled as an equivalent surface magnetic current on the conducting plate. Measured return losses of a rectangular microstrip patch antenna tuned at 5.93 GHz in the free space and inside the rectangular waveguide are compared and found to be in good agreement with calculated results.

1. 서 론

플랫트 배관등의 유지보수 관리 작업을 위한 마이크로머신 기술에 관한 연구 개발이 1990년대 초부터 이루어지고 있다^[1]. 배관 내의 좁은 공간을 따라 움직이면서 전외선에의하 이상부위의 부선작업이 가능하

마이크로머신을 개발한다면 비파괴로 변질 및 부착물의 분석이 가능해진다. 이처럼 마이크로머신이 배관의 좁은 공간에서 움직이기 위해서는 마이크로머신의 크기가 아주 작아야 하기 때문에 마이크로머신의 구동에 필요한 전원을 공급하는 배터리를 마이크로머신에 장착할 수가 없다. 따라서 다른 형태로 마이크로머신에 전원을 공급할 필요가 있으며, 이러한 구동 전력을 배관의 입구에서 전자파 에너지 형태로 배관을 통해 마이크로머신에 전달하고자 하는 연구가 최근 발표가 되고 있다^[1]. 즉 마이크로머신에 장착된 안테나를 이용하여 배관을 통해 전달된 전자파 에너지를 수신하고 이것을 마이크로머신의 구동에너지로 변환하고자 한다.

본 논문에서는 이러한 일련의 연구의 기초 연구로서

* 正會員, 韓國海洋大學校 電子通信工學科
(Dept. of Electronics & Telecom. Eng., Korea Maritime University)

** 正會員, 電子部品綜合技術研究所 部品研究2팀
(Materials & Components Research Team #2, Korea Electronics Technology Institute)

接受日字:1997年7月21日, 수정완료일:1997年11月25日

직사각형 금속 도파관 속에서 사각형 마이크로스트립 패치 안테나가 수신 안테나로 사용되는 경우의 패치 안테나 입력 임피던스 및 효율을 조사하고자 한다. 자유공간에 놓여 있는 패치 안테나의 해석 방법중의 하나인 공진기 모델 방법^[2]과 도파관 속에서의 패치 안테나로부터 여기되는 전송모드를 구하여 안테나의 입력 임피던스 및 효율을 이론적으로 구하였고, 중심 주파수가 5.93 GHz인 패치 안테나를 제작하여 자유 공간 및 도파관 속에서 패치 안테나의 입력 임피던스의 차이를 실험하여 이론치와 비교하였다.

II. 직사각형 도파관 속에서의 사각형 패치 안테나 해석

동축케이블로 급전되는 사각형 마이크로스트립 패치 안테나가 직사각형 도파관 속에서 그림 1처럼 놓여 있다. 자유공간에 놓여 있는 패치 안테나의 해석 방법중의 하나인 공진기 모델 방법을 사용하기 위해, 그림 1에서 패치면과 접지면 사이의 영역에서 전계는 z 성분만 있고, 자계는 x, y 성분만이 존재하고, z의 변화에 대해서는 전자계의 변화가 없으며, 패치면 상의 전기 전류는 패치면의 임의의 모서리에서 모서리와 수직인 성분은 없다고 가정한다.

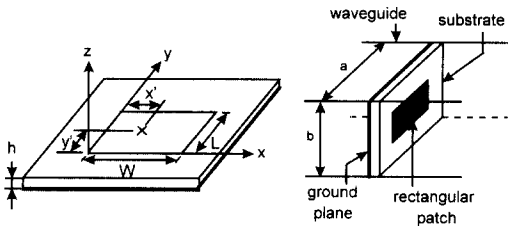


그림 1. 직사각형 도파관 속에 놓여있는 사각형 마이크로스트립 패치 안테나 구조

Fig. 1. Schematic diagrams of the rectangular microstrip patch antenna in rectangular waveguide.

그림 1의 사각형 마이크로스트립 패치 안테나를 동축 케이블을 사용하여 점 (x', y') 에서 급전하는 경우, 동축케이블의 내심의 직경을 균일 전류가 흐르는 스트립 선으로 근사했을때의 유효 스트립 폭을 d 라고 하면 안테나에 인가되는 전류는

$$J_z = \begin{cases} 1, & |x-x'| < d/2, \quad y=y' \\ 0, & \text{그밖의영역} \end{cases} \quad (1)$$

으로 모델링 할 수 있다. 패치면과 접지면의 도체벽 (electric wall)과 패치 모서리를 따라 패치면과 접지면 사이의 자기벽(magnetic wall)으로 이루어진 공동 (cavity)에 식 (1)의 전류 J_z 가 인가될 때 공진기 내에서의 전계 E_z 는

$$(\nabla^2 + k^2)E_z = j\omega\mu J_z \quad (2)$$

인 파동 방정식을 만족하며, E_z 는 모드함수의 중첩으로

$$E_z = jk_0\eta_0 \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\psi_{mn}(x, y) \psi_{mn}^*(x', y')}{k^2 - k_{mn}^2} \text{Si}(\frac{m\pi d}{2W}) \quad (3)$$

으로 표현된다^[2]. 여기서 k_0 는 자유공간의 파수,

$$\eta_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0},$$

$$k^2 = \epsilon_r(1 - j\tan\delta)k_0^2, k_{mn}^2 = \left(\frac{m\pi}{W}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2, \text{Si}(x) = \frac{\sin x}{x},$$

$$\psi_{mn}(x, y) = \sqrt{\frac{\epsilon_0 m \epsilon_{0n}}{WL}} \cos \frac{m\pi x}{W} \cos \frac{n\pi y}{L}, \epsilon_{0m} = \begin{cases} 1, & m=0 \\ 2, & m \neq 0 \end{cases}$$

이다. 여기서 W 는 패치폭이며, L 는 패치의 길이에 해당한다.

패치 길이는 사용주파수의 파장에 대략 1/2배 되도록 선택하고, 급전점이 패치폭의 중심선 상에 위치하면 전자파 진행 방향을 z 축이라 할 때 E_z 는 TM_{01} 모드만으로 표시하는 것이 가능하다. TM_{01} 모드의 전계 E_z 는 식 (3)으로부터

$$E_z(y) = E_0 \cos \frac{\pi}{L} y \quad (4)$$

이며 여기서 계수 E_0 는

$$E_0 = jk_0\eta_0 \frac{(\frac{2}{WL})d}{k^2 - (\frac{\pi}{L})^2} \cos \frac{\pi y'}{L} \quad (5)$$

이다.

한편 급전점에서의 전압 V_0 은

$$V_0 = \frac{h}{d} \int_{x'-\frac{d}{2}}^{x'+\frac{d}{2}} E_z(x, y') dx = h E_0 \cos \frac{\pi}{L} y' \quad (6)$$

으로 표현된다.

포인팅 이론에 의하여 패치 안테나에 공급되는 입력 전력 P_{in} 은

$$P_{in} = P_T + j2\omega(W_E - W_H) \quad (7)$$

으로 표현되며, 여기서 P_T 는 유전손실 전력(P_d), 도체손실 전력(P_c), 복사손실 전력(P_r)의 합이며, W_E 는 시간평균 전계 저장에너지, W_H 는 시간평균 자계 저장에너지이다.

따라서 급전점에서의 입력 어드미턴스는

$$Y_{in} = \frac{P_{in}}{|V_0|^2} = \frac{P_T + j2\omega(W_E - W_H)}{|V_0|^2} \\ = G_L + j(\omega C - \frac{1}{\omega L}) \quad (8)$$

으로 표현되며, G_L 은

$$G_L = G_r + G_d + G_c \quad (9)$$

이 되고,

$$G_r = \frac{P_r}{|V_0|^2}, G_d = \frac{P_d}{|V_0|^2}, G_c = \frac{P_c}{|V_0|^2} \quad (10)$$

으로 정의된다. 따라서 각각의 손실 전력 및 저장에너지를 구하면 입력 임피던스를 구할 수 있다. 유전체손실, 도체손실, 시간평균 전계 저장에너지 및 시간평균 자계 저장에너지를 구하는 방법은 자유공간에서의 패치 안테나의 각각의 파라미터를 구하는 방법과 같으며, 그 결과값을 그대로 사용할 수 있다. 단지 자유공간으로의 복사손실에 의한 전력이 도파관 속에서는 전파 모드에 의해 도파관을 따라 흐르는 전력으로 바뀌는 차이만 있다. 그러므로 G_L 을 구하는 문제는 결국 패치 안테나에 의해 여기되는 모드에 의해 전달되는 전력을 구하는 문제가 된다.

자유공간에서 패치 안테나의 복사전력을 구하는 방법은 안테나의 자기벽(magnetic wall) 위에 $\mathbf{M} = -\hat{n} \times \mathbf{E}$ 인 등가 자기전류 \mathbf{M} 을 놓고, 이것에 의한 원거리 영역에서의 전자계를 구하여 복사전력을 계산한다. 이것은 패치 안테나를 전자파에너지의 전달 관점에서 보면 도체면위에 등가 자기전류 \mathbf{M} 이 놓여 있는 것으로 근사 할 수 있음을 보여준다. 따라서 도파관 속에 놓여 있는 패치 안테나를 그림 2와 같이 도체면위의 등가 자기전류 \mathbf{M} 으로 두면, $\mathbf{M} = \hat{x} M_x$ 인 M_x 의 값은

$$M_x = \begin{cases} E_0, & x_0 - W/2 \leq x \leq x_0 + W/2 \\ & y_0 - h/2 \leq y \leq y_0 + h/2 \\ E_0, & x_0 - W/2 \leq x \leq x_0 + W/2 \\ & y_1 - h/2 \leq y \leq y_1 + h/2 \\ 0, & \text{그밖의영역} \end{cases} \quad (11)$$

으로 근사 할 수 있다. 여기서 (x_0, y_0) 및 (x_0, y_1) 은 각각 그림 2의 등가자기 전류원의 중심점의 좌표이다.

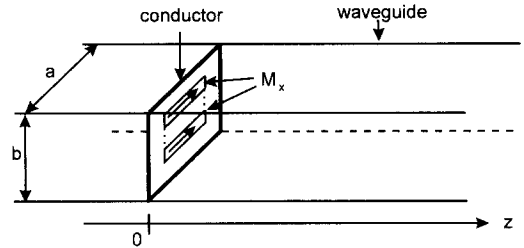


그림 2. 사각형 도파관 속에서의 사각형 마이크로스트립 패치 안테나 등가 모델
Fig. 2. Equivalent model of rectangular microstrip patch antenna in rectangular waveguide.

도파관의 x축 및 y축 방향의 길이를 각각 a, b라고 할 때, $a > b$ 을 가정하고, 패치 안테나의 길이가 y축과 나란하다고 가정한다. 도파관 속의 임의의 전류원에 의해서 여기되는 모드는 일반적으로 TE, TM 모드의 합으로 표현이 가능하며, 그림 2처럼 도체면위에 식 (11)의 등가 자기전류가 있는 경우 전자계는 $z=0$ 에서의 경계조건 (i) $E_x = 0$, (ii) $E_y = -M_x$ 을 만족해야 한다. 이 두 조건을 사용하여 TE, TM 모드의 모드 계수를 구할 수 있으며 먼저 경계조건 중 (i)을 만족하도록 하여 TM 모드의 모드 계수를 소거하여 TE 모드의 모드 계수만으로 표현된 수식을 구해보면 $z > 0$ 에서의 전자계는

$$E_x = 0 \quad (12)$$

$$E_y = -j\omega \sum_{m,n} \frac{a}{m\pi} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (13)$$

$$E_z = \omega \sum_{m,n} \frac{1}{\beta} \frac{a}{m\pi} \frac{n\pi}{b} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (14)$$

$$H_x = \sum_{m,n} \frac{j\beta}{k_{m,n}^2} \frac{a}{m\pi} \left[\left(\frac{m\pi}{a} \right)^2 + \frac{k^2}{\beta^2} \left(\frac{m\pi}{a} \right)^2 \right] \\ \times A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (15)$$

$$H_y = -j \sum_{m,n} \beta \frac{n\pi}{b} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (16)$$

$$H_z = \sum_{m,n} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (17)$$

으로 표현이 된다^[3]. 여기서 전파상수 β 는

$$\beta = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (18)$$

이다.

한편 식 (11)의 자기 전류 밀도를 아래처럼 도파관 모드의 중첩으로 표현 할 수 있다.

$$M_x = \sum_{p,q} M_{pq} \sin \frac{p\pi x}{a} \cos \frac{q\pi y}{b} \quad (19)$$

각 모드의 직교성을 이용하여 M_x 와 mn번째 모드의 내적(inner product)으로부터 mn번째 모드의 계수 M_{mn} 을 구해보면 $n=0$ 일 때

$$M_{m0} = \frac{8 E_0}{m\pi} \frac{h}{b} \sin \frac{m\pi x_0}{a} \sin \frac{m\pi W}{2a} \quad (20)$$

이며, $n \neq 0$ 일 때

$$M_{mn} = \frac{16 E_0}{mn\pi^2} \sin \frac{m\pi x_0}{a} \sin \frac{m\pi W}{2a} \times \sin \frac{m\pi h}{2b} \left[\cos \frac{n\pi y_0}{b} + \cos \frac{n\pi y_1}{b} \right] \quad (21)$$

으로 표현됨을 알 수 있다.

$z=0$ 에서 자기 면전류는 $z=0$ 평면에서의 전계의 불연속을 야기하며, $M_x = -E_y$ 이므로

$$M_x = j\omega\mu \sum_m \sum_n \frac{a}{m\pi} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} = \sum_m \sum_n M_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \quad (22)$$

이다. 따라서

$$A_{mn} = M_{mn} \frac{m\pi}{a} \frac{1}{j\omega\mu} \quad (23)$$

이므로 식(20)과 (21)로부터 $n=0$ 일 때

$$A_{m0} = \frac{8 E_0}{j\omega\mu} \frac{h}{ab} \sin \frac{m\pi x_0}{a} \sin \frac{m\pi W}{2a} \quad (24)$$

이며, $n \neq 0$ 일 때

$$A_{mn} = \frac{16 E_0}{j\omega\mu} \frac{1}{a} \frac{1}{n\pi} \sin \frac{m\pi x_0}{a} \sin \frac{m\pi W}{2a} \times \sin \frac{m\pi h}{2b} \left[\cos \frac{n\pi y_0}{b} + \cos \frac{n\pi y_1}{b} \right] \quad (25)$$

이 됨을 알 수 있다.

한편 안테나의 동작주파수 범위에서 직사각형 도파관 속에 기본 모드(dominant mode)인 TE_{10} 모드만이 전파하는 경우, 패치 안테나에의해 TE_{10} 모드에의해 도파관을 따라 전달되는 전력은

$$P_{10} = \frac{1}{2} Re \int_{x=0}^a \int_{y=0}^b \mathbf{E} \times \mathbf{H}^* \cdot \hat{z} dy dx = \frac{\omega\mu a^3 \beta |A_{10}|^2 b}{4\pi^2} \quad (26)$$

으로 표현된다^[3].

따라서 식 (24)로부터 A_{10} 을 구하고 $P_{10} = |V_0|^2 G_r/2$ 의 관계를 이용하면 콘덕턴스 G_r 을 구할 수 있다.

또한 마이크로스트립 안테나의 효율은 안테나와 전송선 사이의 부정합에의한 반사와 마이크로스트립 안테나 내부에서의 유전체 및 도체 손실을 고려하여

$$\eta = \frac{P_r}{P_r + P_d + P_c} (1 - |\Gamma|^2) \quad (27)$$

으로 표현된다. 여기서 Γ 는 안테나의 급전점에서의 안테나를 바라본 반사계수이다.

III. 수치계산 및 실험

유전상수가 3.2, 두께가 0.79mm, 손실 탄젠트가 0.00045인 기판을 사용하여 길이 $L = 13.6$ mm, 폭 $W = 13.72$ mm 인 사각형 마이크로스트립 패치 안테나를 제작하고 50 Ω 의 동축케이블에 의해 $x' = 6.858$ mm, $y' = 8.268$ mm에서 급전되고 있을 때, 자유공간에서 return loss 특성을 측정하여 그림 3에 나타내었다. 자유공간에서 중심 주파수가 5.93 GHz 이었으며, 이 안테나를 사용주파수 범위가 4.64 GHz 에서 7.05 GHz까지인 직사각형 도파관 WR159 (40.390 mm \times 20.193 mm) 속에 두고 역시 return loss 특성을 측정하여 그림 3에 나타내었다. 측정에 사용한 도파관은 내부가 공기로 차 있으며, 길이가 30 cm이고, 도파관의 한쪽 입구에서 3 cm 안쪽에 측정용 안테나를 설치하고 도파관의 반대편은 어댑터와 50 Ω 부하를 사용하여 종단하였다.

한편 도파관내의 사각형 마이크로스트립 패치 안테나의 입력 임피던스를 앞 절의 방법으로 계산하여 그림 4에 나타내었다. 자유공간에서의 안테나의 입력 임

피더스는 자유공간으로의 복사전력을 Gaussian quadrature 방법을 사용하여 수치 계산하여 구하였으며 그 결과를 역시 그림 4에 나타내었다. 이것으로부터 계산한 return loss 값을 그림 5에 나타내었으며, 그림 3과 비교해보면 이론치와 실험치가 비슷함을 알 수 있으며, 도파관 및 자유공간에서 패치 안테나의 공진 주파수는 변화가 없음을 알 수 있다.

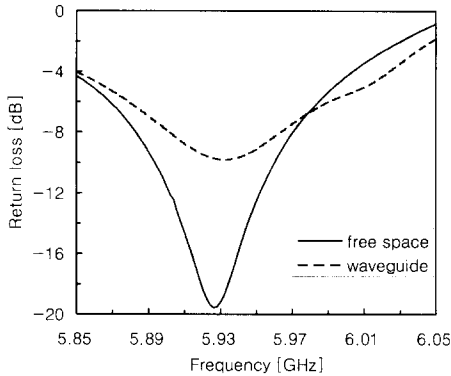
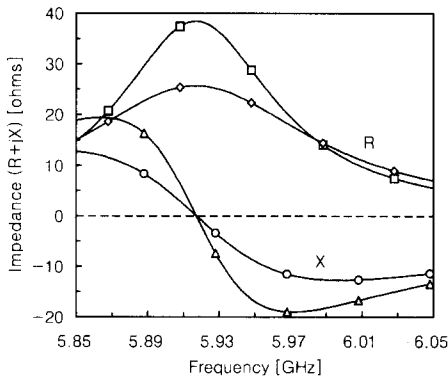


그림 3. 측정된 사각형 마이크로스트립 패치 안테나의 return loss
Fig. 3. Measured return loss of rectangular microstrip patch antenna.



—△— —□— : 자유공간
—○— —◇— : 도파관내

그림 4. 계산한 사각형 마이크로스트립 패치 안테나의 입력임피던스
Fig. 4. Calculated input impedance of rectangular microstrip patch antenna.

또한 도파관 및 자유공간에서 패치 안테나의 효율을 계산하여 보면 그림 6와 같다.

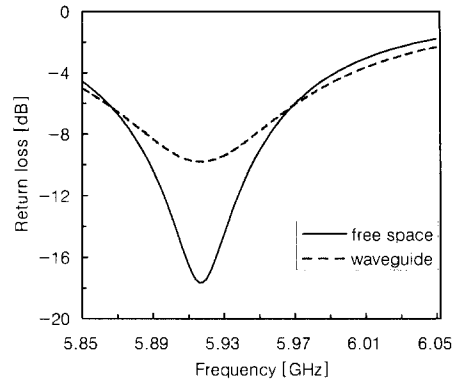


그림 5. 이론적으로 계산한 사각형 마이크로스트립 패치 안테나의 return loss
Fig. 5. Calculated return loss of rectangular microstrip patch antenna.

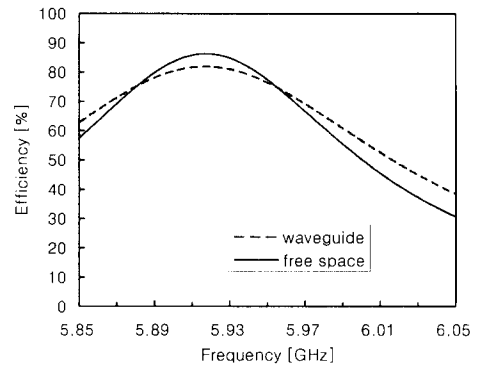


그림 6. 사각형 마이크로스트립 패치안테나의 효율
Fig. 6. Efficiency of rectangular microstrip patch antenna.

그림 6로부터 본 실험에서 제작한 안테나가 도파관내에 놓여있는 경우 공진주파수에서의 안테나의 효율은 약 82% 인 것을 알 수 있고, 자유공간에 있는 경우보다 다소 떨어짐을 볼 수 있다.

IV. 결 론

직사각형 도파관 내에 놓여 있는 사각형 마이크로스트립 패치 안테나의 입력 임피던스 및 효율을 공진기 모델과 패치 안테나로부터 여기되는 모드에 의해 전달되는 전력을 구하여 해석 하였으며, 그 결과를 5.93 GHz에서 실험하여 해석의 타당성을 보였다. 위의 결과를 이용하면 직사각형 도파관 속에서 도파관을 따라

진행하는 전자파 에너지를 손실이 적게 흡수할 수 있는 수신 마이크로스트립 패치 안테나를 설계할 수 있다. 또한 대부분의 파이프가 원형이므로 원형 도파관 속의 원형 패치 안테나에 대한 해석에도 동일한 방법의 적용이 가능하겠다. 그리고 패치 안테나의 접지면이 도파관의 단면적에 비해 작을 때 전력 변환 손실이 어떻게 되는지에 대한 연구도 필요하리라 본다.

참 고 문 헌

[1] K. Sasaki, "Technique of wireless energy

service for micro-robots using micro-wave," 4th Symp. Micromachine & Human Science, 1993.

[2] W. F. Richards, Y. T. Lo, and D. D. Harrison, "An improved theory for microstrip antennas and applications," *IEEE Trans., Antennas Propagat.*, vol. 29, pp. 38-46, 1981.

[3] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Addison-Wesley Publishing Company, p. 726, 1990.

저 자 소 개



朴 東 國(正會員)

1964年 10月 21日生. 1987年 2月 부산대 전자공학과 졸업(공학사). 1989年 2月 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학석사). 1994年 8月 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박사). 1994年 8月 ~ 1996年 3月 LG전자 미디어통신연구소 선임 연구원. 1996年 4月 ~ 현재 한국해양대학교 전자통신공학과 전임강사. 주관심 분야는 안테나, 무선통신, 다층 구조에서의 전자파 해석 등임

黃 鶴 仁(正會員)

1959年 1月 13日生. 1982年 2月 한양대학교 무기재료공학과 졸업(공학사). 1984年 2月 한양대학교 무기재료공학과 졸업(공학석사), 1997年 한양대학교 무기재료공학과 (공학박사) 1984年 ~ 1989年 삼성전자 정보통신연구소 선임연구원. 1989年 ~ 1993年 삼성전자 반도체 부품개발 팀장 1993年 ~ 현재 전자부품종합기술연구소 팀장. 주관심 분야는 Microwave sensor, Micromachined millimeter device

李 大 成(正會員)

1968年 1月 5日生. 1990年 2月 한국과학기술대 전기 및 전자공학과 졸업(공학사). 1990年 2月 ~ 1996年 8月 대성전기(주) 기술연구소 전임연구원. 1996年 9月 ~ 현재 전자부품종합기술연구소 전임연구원. 주관심 분야는 센서 및 신호처리, 안테나, 마이크로파 및 밀리미터파 감지기 등