

개인휴대통신 기지국용 적층된 마이크로스트립 안테나 설계

Stacked Microstrip Antenna Design for PCS Base Station

박종성*, 전주성**, 김형범***, 김동원***, 진성우***, 이진***, 이윤현***

Jong-Sung Park*, Joo-Seong Jeon**, Hyung-Bum Kim***, Dong-Won Kim***,
Sung-Woo Jin***, Jin Lee***, and Yun-Hyun Lee***

요약

본 논문에서는 적층된 구조에 의한 광대역 방법을 사용하여 PCS 기지국용 안테나 설계를 연구하였다. 적층된 구간의 마이크로스트립 안테나의 특성변화에 민감한 파라미터들 즉, 기생소자의 크기, 상하패치 사이의 공기층 높이, 급전점 변화 등을 각각 분류하고 시뮬레이션을 통하여 특성을 고찰하였다. 설계된 안테나는 임피던스 대역폭이 257.5MHz($VSWR \leq 2$), 수평빔폭 64.1° , 이득 14.7dBi인 비교적 양호한 특성을 확인하였다.

본 논문에서 연구한 적층된 마이크로스트립 안테나의 설계를 통하여 국내 PCS 기지국용 안테나로의 이용 가능성을 고찰하였다.

Abstract

In this paper, the design for a PCS base station antenna which is using broadband method by a stacked structure has been studied. The sensitive parameters, such as the parasitic elements, the height of air layer between the upper and lower patch, and the variation of feed point, of the microstrip antenna that has stacked structure in a characteristics variation situation are classified and the characteristics has been investigated through the simulations. A designed antenna has following characters. Impedance bandwidth is 257.5MHz($VSWR \leq 2$), horizontal beamwidth is 64.1° , and gain is 14.7dBi. Therefore, it is confirmed the characteristics is good.

In this paper, through the designing of a stacked microstrip antenna, we has investigated the availability for Korea PCS base station antenna.

I. 서론

1980년대 후반에 시작된 셀룰러 이동전화 서비스는 유선통신의 최대단점인 이동성 제약이라는 불편함을 해소했다는 측면에서 보면 과히 통신 서비스의 혁명이라 표현해도 부족함이 없다. 그러나 과다한

통신망 건설비, 고가의 단말기, 서비스 용량의 제한 등과 같은 셀룰러 이동전화 서비스의 한계성 때문에 이동통신이 국민의 보편적 서비스로 자리잡기에는 어려운 실정이었다. 따라서 우리나라 전국민을 대상으로 하는 보편적 이동통신 서비스 제공에 대한 요구는 개인휴대통신(PCS) 서비스를 탄생하게 만들었다. PCS는 셀룰러 이동전화 서비스에서 진일보하

* 공주영상정보대학 방송기술과(Dept. of Broadcasting Technology, Kongju Communication Arts College)

** 한솔엠닷컴(주) 정보통신연구소(Hansol M·Com Corp. R&D Center)

*** 한국항공대학교 항공통신정보공학과(Dept. of Telecom. & Inform. Eng., Hankuk Aviation Univ.)

· 논문번호 : 2000-1-3

· 접수일자 : 2000년 5월 22일

여 개인의 이동성 개념을 바탕으로 휴대성과 보편성을 특징으로 하는 새로운 이동통신 서비스라고 볼 수 있다. 국내 PCS 사업자들은 셀룰러 사업자에 비해서 서비스 역사가 짧기 때문에 무한경쟁을 펼치고 있다. 특히, 이동통신 서비스 경쟁력을 결정하는 중요한 변수 중에 하나는 통화품질이다[1]. 통화품질을 결정하는 변수는 수없이 많이 존재하지만 기지국에 설치되는 안테나와 RF 컴포넌트들의 역할 또한 매우 중요한 파라미터이다.

현재 사용 중인 PCS 기지국용 안테나는 복사 특성에 따라 크게 전방향 지향성 안테나와 지향성 안테나로 분류할 수 있다. 전방향 지향성 안테나는 Collinear 어레이 안테나이다. Collinear 어레이 안테나는 $\lambda/2$ 수직 다이폴 안테나를 원형으로 한 복사소자를 세로 방향으로 다단 접속하여 개개의 복사소자의 전류가 동상이 되도록 급전시킨 안테나이다. PCS 기지국에서 전방향 지향성 안테나는 인구밀도가 높지 않은 지방 소도시 혹은 나대지의 기지국에서 주로 사용된다. 반면, 지향성 안테나의 구조는 다이폴 어레이 안테나이다. 다이폴 복사소자를 적절한 간격으로 이격시켜 어레이 안테나로 설계한 지향성 안테나는 기지국이 위치할 주변환경 즉, 지형지물, 도로망의 배치 등 여러 가지의 변수들과 인구밀도와 같이 중요 변수들을 고려하여 안테나의 수평빔폭, 이득특성 등을 고려하여 사용한다. 이와 같이 사용되는 다이폴 어레이 안테나는 해석이 용이한 반면 안테나의 대역폭이 다른 안테나에 비해서 협대역인 단점을 가지고 있다. 또한 복사소자의 크기와 복사소자간의 이격 때문에 적층형 마이크로스트립 안테나에 비해서 크기와 부피가 커지는 단점을 가지고 있다.

본 논문에서는 국내 PCS 3개 사업자들에게 할당된 주파수 대역폭 120MHz에서 기지국 안테나로 사용될 수 있는 SPEC의 안테나 설계를 연구하였다. 안테나 설계 및 제작의 용이성과 철답 기지국을 환경 친화형으로 제작하기 위해서 마이크로스트립 안테나 구조가 적절할 것으로 생각된다. 마이크로스트립 안테나는 소형, 박형, 경량 특성[2],[3]이므로 기지국용 안테나로 적합하다. PCS 기지국용 안테나를 설계하기 위해서 마이크로스트립 안테나의 협대역

특성을 개선하기 위해서 적층된 마이크로스트립 안테나를 설계하였다.

본 논문에서 연구한 적층된 마이크로스트립 안테나는 국내 PCS 주파수 전대역에서 안테나 이득이 15dBi, VSWR \leq 1.5~1.7, 수평 빔폭 65°로 설계 목표를 설정하였다. 연구된 안테나의 이득특성 목표인 15dBi를 위해서 4개의 방사소자를 선형 어레이로 구성하였으며 제작된 안테나의 특성결과를 고찰하여 국내 PCS 기지국용 안테나로의 이용 가능성을 제시 및 고찰하였다.

II. 마이크로스트립 안테나의 해석

마이크로스트립 안테나는 대역폭이 좁고, 이득과 출력력이 낮은 단점을 가지고 있으나 소형, 경량이며 유전체 기판상에 포토 에칭 방법으로 대량생산이 가능하다는 장점을 가지고 있다. 또한 설치가 용이하며 평면형 구조이므로 로켓, 미사일, 항공기와 같은 비행물체의 실장 등에 널리 활용되고 있다. 이와 같은 마이크로스트립 안테나를 해석하는 방법의 많은 연구가 보고되었다[4]~[6].

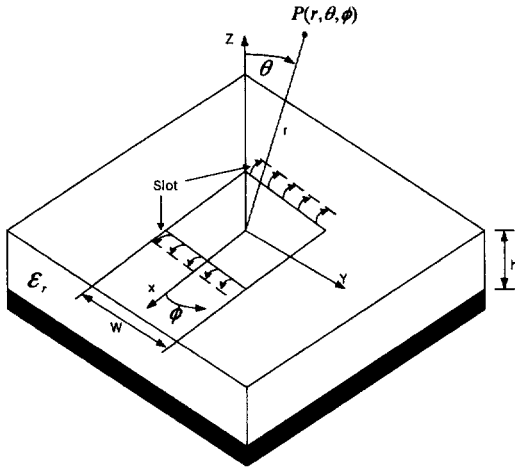
본 논문에서는 사각형 마이크로스트립 안테나의 해석을 전송선로 모델링 방법을 사용하였다.

전송선로 모델링 방법은 그림 1에 도시된 바와 같이 사각형 패치를 폭(W)이 다른 전송선로가 연결되어 있는 선형 공진기로 가정한다. 패치 안테나의 길이(L)를 사용 주파수의 반파장이 되도록 구성하면 패치 안테나의 양단에 누설되는 전계의 수직성분은 상쇄되어 없어지고 수평성분만 남으므로, 두 개의 슬롯이 약 반파장 정도 떨어진 경우로 등가화시킬 수 있다[7],[8].

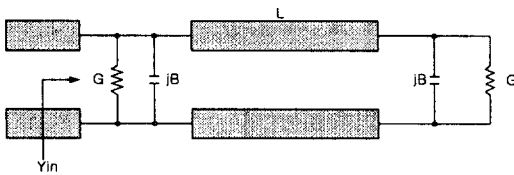
2-1 슬롯 서셉턴스와 공진 주파수

그림 1에 도시된 사각형 마이크로스트립 안테나의 등가회로에서 슬롯 서셉턴스 B는 개방된 전송선의 누설 전자계 효과에 의한 것이므로 Δl 로 생각할 수 있다. Δl 는 안테나의 공진 주파수에 영향을 미친다.

사각형 마이크로스트립 안테나의 공진 주파수는



(a)



(b)

그림 1. 사각형 마이크로스트립 안테나와 등가회로. (a) 마이크로스트립 안테나, (b) 등가회로

Fig. 1. Rectangular microstrip antenna and equivalent circuit. (a) microstrip antenna, (b) equivalent circuit.

사각형 길이 L 에 좌우되며, 공진 주파수 f_r 는

$$f_r = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{ere}}(L + 2\Delta l)} \quad (1)$$

여기서,

$$\Delta l = \frac{h}{2\pi} \left(\frac{W}{h} + 0.366 \right) \left(0.28 + \frac{\epsilon_r + 1}{\epsilon_r} \left(0.274 + \ln \left(\frac{W}{h} + 2.518 \right) \right) \right) \quad (2)$$

$$\epsilon_{ere} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{W} \right)^{-1/2} \quad (3)$$

여기서 Δl 은 누설 전자계 때문에 생기는 것으로 $L + 2\Delta l$ 이 반파장의 정수배가 되는 주파수에서 공진이 발생된다.

2-2 방사 콘덕턴스

사각형 마이크로스트립 안테나에 전력 전달을 효과적으로 하기 위해서는 방사 콘덕턴스를 정확히 구해야만 한다. 슬롯 하나로부터 방사되는 방사전력은, 반평면으로 방사를 하기 때문에 슬롯의 왼쪽 반공간의 포인팅 벡터의 실수 부분을 적분하면 구할 수 있다[4]. 슬롯으로부터 방사되는 전력 P_r 는,

$$P_r = \frac{V_0^2 I_1}{240\pi^2} \quad (4)$$

여기서,

$$I_1 = \int_0^\pi \sin^2 \left(-\frac{k_0 W \cos \theta}{2} \right) \tan^2 \theta \sin \theta d\theta \quad (5)$$

방사 저항 R_r 은

$$R_r = \frac{V_0^2}{2 P_r} = \frac{120 \pi^2}{I_1^2} \quad (6)$$

방사소자의 입력 어드미턴스는 식 (7)과 같이 표현될 수 있다.

$$Y_{in} = G + jB + Y_0 \frac{G + j(B + Y_0) \tan \beta L}{Y_0 + j(G + jB) \tan \beta L} \quad (7)$$

여기서,

$$G = 1/R_r, B = \frac{k_0 \Delta l \sqrt{\epsilon_{ere}}}{Z_0} \quad (8)$$

$$\beta = \frac{2\pi \sqrt{\epsilon_{ere}}}{\lambda_0}, Y_0 = 1/Z_0 \quad (9)$$

그림 1에서 도시한 바와 같이 사각형 마이크로스트립 안테나의 등가회로는 전송선로상에 두 개의 어

드미턴스가 연결된 것과 같다. 공진시에는 입력 어드미턴스 Y_{in} 의 허수부는 0이며, 이때 방사소자의 공진 주파수는 식 (10)과 같다.

$$\tan \beta L = \frac{2 Y_0 B}{B^2 + G^2 - Y_0^2} \quad (10)$$

임의의 급전점에서의 입력 어드미턴스는 그 점에 대한 슬롯 어드미턴스로 변형함으로써 나타낼 수 있고 식 (11)과 같다.

$$Y_{in}(z) = 2G \left[\cos^2(\beta z) + \frac{G^2 + B^2}{Y_0^2} \cdot \sin^2(\beta z) - \frac{B}{Y_0} \sin(2\beta z) \right]^{-1} \quad (11)$$

여기서, z 는 사각형 패치 안테나의 코너에서 급전점 사이까지의 거리이다.

$G/Y_0 \ll 1$, $B/Y_0 \ll 1$ 인 경우에는 식 (12)와 같이 간략화 할 수 있다.

$$Y_{in}(z) = \frac{2G}{\cos^2(\beta z)} \quad (12)$$

두 방사 슬롯 사이의 상호 전자기적 결합에 의한 상호 컨덕턴스는 아래의 식과 같다.

$$g_{12} = \frac{1}{120 \pi^2} \int_0^\pi \frac{\sin^2\left(\frac{\pi W \cos \theta}{\lambda_0}\right) \tan^2 \theta \sin \theta J_0\left(\frac{2\pi L}{\lambda_0} \sin \theta\right)}{G} d\theta \quad (13)$$

여기서 $J_0(x)$ 는 베셀함수이다.

윗 식 (13)을 이용하면 입력 어드미턴스는 식 (14)와 같이 표현할 수 있다.

$$Y_{in}(z) = \frac{2(G \pm g_{12})}{\cos^2(\beta z)} \quad (14)$$

식 (14)를 이용하면 사각형 마이크로스트립 안테나의 입력 어드미턴스를 구할 수 있다.

III. 적층된 마이크로스트립 안테나의 해석 및 설계

표 1에서 국내 PCS 사업자에 할당된 주파수 밴드와 기지국용 안테나 SPEC.을 나타냈다. 국내 PCS 사업자에 할당된 주파수는 송, 수신 주파수 대역에 각 10MHz씩을 할당하였다. 따라서 PCS 주파수 대역폭은 총 120MHz이다. 따라서 PCS 기지국용 안테나의 대역폭은 120MHz 이상의 주파수 대역에서 이득 및 제반의 복사특성을 만족해야만 한다. 또한 표 1에서 나타낸 바와 같이 다양한 특성을 가진 안테나가 있으나 공통적으로 만족해야 할 특성들은 전후방비, 입력전력, VSWR의 특성이다.

지금까지 연구, 보고된 마이크로스트립 안테나의 단점인 협대역 특성을 개선하기 위한 방법에는 물리적 방법, 적층된 구조에 의한 광대역 방법, 기생소자를 이용하는 방법 Tuning stub나 Reactive load를 이용하는 방법 등이 있다. 물리적 방법은 두께가 두꺼운 유전체를 사용하거나 유전율이 낮은 유전체를 방사소자로 사용하여 대역폭 증가를 가져오는 방법

표 1. 국내 PCS 주파수 할당 및 기지국용 안테나의 SPEC.

Table 1. Domestic PCS frequency allocation & antennas SPEC. of base station.

PCS Frequency		Band	기지국용 안테나 Gain[dBi]	수평빔폭 [°]	전후방비 [dB]	입력전력 [W]	VSWR	편파
TX	RX							
1840~1850	1750~1760	A	5	33	25	Min.100이상	1.5:1	수직
			7	45				
1850~1860	1760~1770	B	9	65	25	Min.100이상	1.5:1	수직
			12	90				
1860~1870	1770~1780	C	15	120	25	Min.100이상	1.5:1	수직
			18	360				

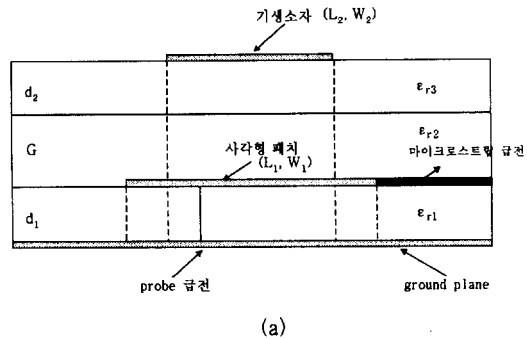
으로 유전체 기판의 Q값을 줄여 대역폭은 증가하지만 저 유전체 기판의 사용은 제작상 한계점이 존재한다[9]. 또 다른 광대역 방법 적층된 구조에 의한 광대역 방법은 두 패치에 의한 이중 공진과 상호 커플링에 의한 대역폭 증가와 평면 부피의 증가가 없는 장점을 가지고 있지만 두 장의 유전체 기판이 사용되며 안테나 두께가 두꺼워지는 단점을 가진다.

3-1 적층된 구조에 의한 광대역 방법

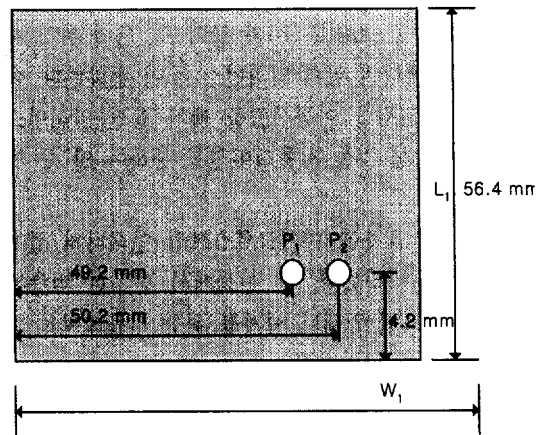
본 논문에서는 적층된 구조에 의한 광대역 방법을 사용하여 안테나를 설계하였다. 지금까지 보고된 연구 결과에서 적층된 구조의 마이크로스트립 안테나 특성은 단층 구조의 마이크로스트립 안테나에 비해서 이득과 대역폭 특성이 개선되는 것으로 보고되었다[10]. 물리적 구조에 의한 광대역 방법은 단층의 저 유전체 기판을 사용하므로 설계가 간편하다. 그러나 두꺼운 유전체 기판을 사용하므로 표면파가 증가되어 방사효율이 저하되며, 임피던스 특성을 변화시키는 고차모드가 발생하는 단점이 있다[11], [12].

적층된 구조의 안테나는 그림 2와 같이 두 개의 이상의 패치를 서로 다른 층에 수직으로 배열하고, 기생소자와 아래 패치간의 높이와 두 패치의 크기를 적절히 조정함으로써 각각의 패치에 의한 공진과 패치 상호간의 결합에 의해 20% 이상의 광대역 특성을 가질 수 있다[13]. 따라서, 적층된 마이크로스트립 안테나는 본 논문의 PCS 기지국용 광대역 안테나로 적합한 안테나로 생각된다. 기생소자의 크기를 크게 하면 공진 주파수가 감소하며 스미스차트 상에서 궤적이 반시계 방향으로 이동하는 특성이 있다. 그러나 기생소자의 크기를 작게 하면 공진 주파수에는 거의 영향을 주지 않는다. 또한 상하 패치간의 offset이 발생할 경우 높은 공진 주파수에서 심각한 변화를 초래하지만, 낮은 주파수에는 크게 영향을 주지 않는 특성이 있다.

단층기판의 사각형 마이크로스트립 안테나 해석은 앞 절에 나타난 전송선로 모델링 방법으로 해석할 수 있다. 그러나 적층된 마이크로스트립 안테나의 해석은 불가능하다. 그러므로 본 논문에서는 적



(a)



(b)

그림 2. 적층된 구조의 마이크로스트립 안테나의 구조.

(a) 단면도, (b) 급전점

Fig. 2. Structure on the stacked microstrip antenna.

(a) cross-sectional view, (b) feed point.

층된 마이크로스트립 안테나의 전체적인 해석은 Ensemble[14]을 이용하였다. 전송선로 모델링 방법은 단층기판의 사각형 마이크로스트립 안테나를 설계할때 초기 계산에 사용되었다. 즉 전송선로 모델링 방법으로 PCS 주파수 대역에 적합한 단층기판의 마이크로스트립 안테나를 해석하고 이때 구한 설계 파라미터를 초기 값으로 설정하여 Ensemble에 입력, 반복 수행과정을 거쳐 적층된 마이크로스트립 안테나를 설계하였다. 설계 과정에서 기생소자의 크기와 상하 패치간의 높이 즉 공기층 높이에 따라 안테나의 공진 주파수가 변화하므로 수많은 반복 시뮬레이션이 필요하였다. 전송선로 모델링 방법으로 구한 단층 기판의 사각형 마이크로스트립 안테나의 설계

파라미터는 다음과 같다. 패치 폭 $W_1=56.4\text{mm}$, 패치 길이 $L_1=56.4\text{mm}$, 기판의 유전율 $\epsilon_r=2.17$, 기판의 두께 $d_1=1.524\text{mm}$ 인 경우, 급전점을 정 중앙에 위치한다고 가정하였을 때 안테나의 입력 임피던스 $Z_{in}=286 \Omega$ ($f_0=1810\text{MHz}$ 에서)이다. 만약 급전점을 정 중앙에 위치하지 않고 좌우로 이동을 시키면 안테나의 입력 임피던스 Z_{in} 도 변화한다. 입력 임피던스 Z_{in} 을 크게 변화시킬 수 있다면 임피던스 정합이 용이하므로 본 논문에서는 급전점을 가변시켜 안테나를 설계하였다. 급전점을 패치의 정 중앙에 위치하지 않고 그림 2 (b)와 같이 P_1, P_2 에 위치시켰을 때 안테나의 입력 임피던스 Z_{in} 이 변화한다. 이와 같이 급전점을 이동시켰을 때가 훨씬 임피던스 정합이 용이한 것을 시뮬레이션을 통하여 알 수 있었다.

표 2에서 적층된 마이크로스트립 안테나의 설계 파라미터를 나타냈다. 본 논문에서 연구한 적층된 마이크로스트립 안테나 설계를 위한 시뮬레이션 과

정 중에서 안테나의 특성 변화에 민감하게 작용하는 파라미터들을 크게 세 가지로 분류하면 기생소자의 크기(W_2) 변화, 상하 패치 사이의 공기층 높이(G), 급전점(P)의 변화 등으로 세분화할 수 있다. 따라서 표 2에 나타낸 6개의 안테나 모델들은 기생소자의 크기 변화(안테나 A, B, C)와 상하 패치사이의 공기층 높이에 따른 변화(안테나 A, D, E) 그리고 급전점의 변화(안테나 A, F) 등으로 각각 분류하여 시뮬레이션 결과를 비교하여 그림 3, 4, 5에 도시하였다.

그림 3에서 기생소자의 크기 변화에 따른 적층된 마이크로스트립 안테나의 임피던스 궤적을 도시하였다. 즉 표 2에서 나타낸 안테나 A, B, C 모델들에 따른 임피던스 특성을 스미스 차트 상에 도시하였다. 하층의 사각형 패치 크기(W_1)를 변화시키지 않고 고정한 상태에서 기생 소자(W_2)의 크기를 62.4 mm, 60mm, 64mm로 각각 변화시켰다. 그림 3에 도시한 시뮬레이션 결과에서 62.4mm일 때 가장 임피던스 대역폭이 넓어지는 것을 확인하였다. 즉 기

표 2. 적층된 마이크로스트립 안테나의 설계 파라미터

Table 2. Design parameters of the stacked microstrip antenna.

	패치폭 W [mm]	패치 길이 L [mm]	기판 유전율 ϵ_r	기판의 두께 d [mm]	공기층 높이 G [mm]	급전점 P
안테나 A	$W_1 = 56.4$ $W_2 = 62.4$	$L_1 = 56.4$ $L_2 = 62.4$	$\epsilon_{r1} = 2.17$ $\epsilon_{r2} = 1$ $\epsilon_{r3} = 2.17$	$d_1 = 1.524$ $d_2 = 0.508$	11	P_2
안테나 B	$W_1 = 56.4$ $W_2 = 60$	$L_1 = 56.4$ $L_2 = 60$	$\epsilon_{r1} = 2.17$ $\epsilon_{r2} = 1$ $\epsilon_{r3} = 2.17$	$d_1 = 1.524$ $d_2 = 0.508$	11	P_2
안테나 C	$W_1 = 56.4$ $W_2 = 64$	$L_1 = 56.4$ $L_2 = 64$	$\epsilon_{r1} = 2.17$ $\epsilon_{r2} = 1$ $\epsilon_{r3} = 2.17$	$d_1 = 1.524$ $d_2 = 0.508$	11	P_2
안테나 D	$W_1 = 56.4$ $W_2 = 62.4$	$L_1 = 56.4$ $L_2 = 62.4$	$\epsilon_{r1} = 2.17$ $\epsilon_{r2} = 1$ $\epsilon_{r3} = 2.17$	$d_1 = 1.524$ $d_2 = 0.508$	10	P_2
안테나 E	$W_1 = 56.4$ $W_2 = 62.4$	$L_1 = 56.4$ $L_2 = 62.4$	$\epsilon_{r1} = 2.17$ $\epsilon_{r2} = 1$ $\epsilon_{r3} = 2.17$	$d_1 = 1.524$ $d_2 = 0.508$	12	P_2
안테나 F	$W_1 = 56.4$ $W_2 = 62.4$	$L_1 = 56.4$ $L_2 = 62.4$	$\epsilon_{r1} = 2.17$ $\epsilon_{r2} = 1$ $\epsilon_{r3} = 2.17$	$d_1 = 1.524$ $d_2 = 0.508$	11	P_1

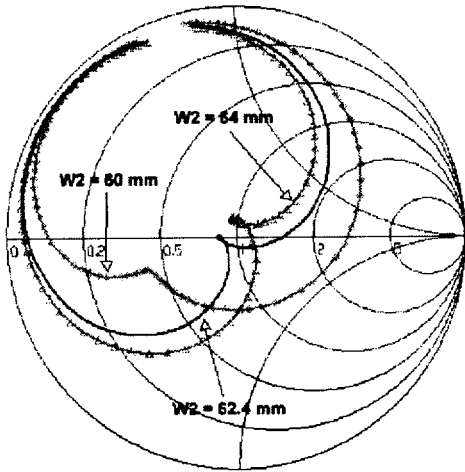


그림 3. 기생소자의 크기 변화에 따른 적층된 마이크로스트립 안테나의 임피던스 궤적

Fig. 3. Impedance loci for a stacked microstrip antenna with different parasitic patch.

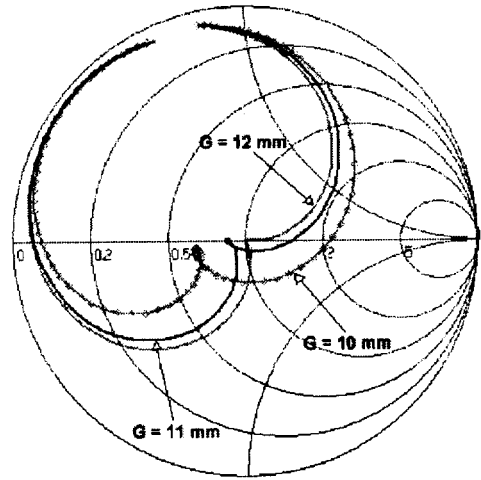


그림 4. 공기층 높이 G 변화에 따른 적층된 마이크로스트립 안테나의 임피던스 궤적

Fig. 4. Impedance loci for a stacked microstrip antenna with different air gap G.

생소자의 크기(W_2)가 62.4mm일 때 전체적으로 큰 임피던스 궤적내에 다시 작은 궤적이 스미스차트 상의 정 중앙에서 발생되는 것으로 볼 때 이중공진에 의한 좋은 광대역 특성을 확인할 수 있었다. 또한 기생소자의 크기를 크게 하면 공진 주파수가 감소하여 스미스차트 상에서 궤적이 반시계 방향으로 이동하는 특성을 확인할 수 있었다.

그림 4에서 기생소자와 하층의 사각형 패치 사이에 공기층 높이를 안테나 A, D, E 모델들에서 각각 11mm, 10mm, 12mm로 변화시켰을 때의 적층된 마이크로스트립 안테나의 특성변화를 도시하였다. 기생소자의 크기 변화에 따른 특성과 유사하게, 공기층 높이에 따라서 공진 주파수와 임피던스 궤적이 변화하였으며 공기층 높이가 11mm일 때 가장 좋은 특성을 나타냈다.

그림 5에서 급전점을 가변하였을 때 즉, 안테나 A, F 모델들을 그림 2(b)와 같이 급전점 P_1 , P_2 로 각각 급전할 때의 적층된 마이크로스트립 안테나의 특성변화를 도시하였다. 그림 5의 임피던스특성에서 궤적 A가 안테나 A 모델의 결과이며, 궤적 B는 안테나 F 모델의 결과이다. 안테나 A의 결과 궤적이 이중공진 효과와 임피던스 정합특성이 우수한

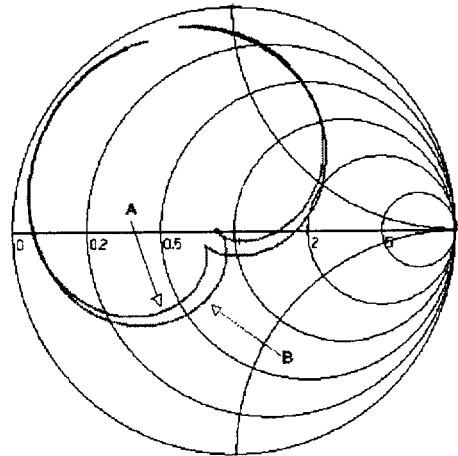


그림 5. 임의의 급전점을 가진 적층된 마이크로스트립 안테나의 임피던스 궤적

Fig. 5. Impedance loci for a stacked microstrip antenna with arbitrary feed point.

것을 알 수 있다.

3-2 윌킨슨 전력 분배기

본 논문에서 제작된 안테나는 단일 소자 4개를

선형 배열하였기 때문에 윌킨슨 전력 분배기가 가장 적합한 형태의 급전구조이다. 윌킨슨 전력 분배기의 종류로는 보상 전력 분배기 구조와 비보상 전력 분배기 구조의 두 가지로 나눌 수 있다. 보상 전력 분배기는 대역폭을 향상시키고 입력측 전압 정재파비는 작게 요구되고 결합이 적고 출력측 전압 정재파비가 다소 크게 요구되는 용도로 사용된다. 비보상 전력 분배기는 상호결합이 많이 발생하고 출력측 전압 정재파비는 적게 요구되는 반면 입력측 전압 정재파비가 다소 크게 요구되는 용도로 사용된다.

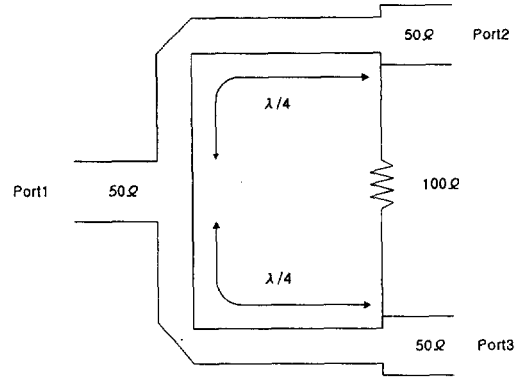


그림 6. 마이크로스트립으로 구현한 윌킨슨 전력 분배기
Fig. 6. Wilkinson power divider with microstrip.

3-2-1 윌킨슨 전력 분배기의 특징

윌킨슨 전력 분배기의 가장 큰 장점은 모든 포트에서 정합이 가능하다는 점이다. 즉, 그림 6과 같이 중간단에 $\lambda/4$ 변환기를 사용함으로써 입력 포트 측에서 분리 저항측을 바라다 볼 때는 단락상태로 영전압이고, 분리 저항측에서 입력 포트를 바라다 볼 때는 개방상태로 영전류를 나타내므로 입출력간에 정합이 이루어진다. 두번째로 두 출력 포트간의 저항에 의해 출력 포트간의 완전 분리가 가능하여 누화를 줄일 수 있는 반면, 두 포트간 분리를 위해 사용된 저항에 의해 약간의 손실과 저항값이 전력비에 의존한다는 것과 출력 포트가 3개 이상이 되면 이 분리 저항의 상호 연결을 위해 공통 분기점이 형성되어야 하므로 평면에 회로를 구현하기가 어려운 단점이 있다. 본 논문에서처럼 4개의 방사 패치를 갖는 마이크로스트립 안테나를 설계하기 위해서는 4개의 출력 포트를 가져야 하므로 3개의 윌킨슨 전력 분배기를 각각 설계하여 상호 연결함으로써 전체 회로를 구성해야 한다. 또한 윌킨슨 전력 분배기는 임의의 전력 분배 비율을 갖도록 회로구현이 가능하다.

그림 6에서 설계해야 할 특성 임피던스 값들 Z_{02} 와 Z_{03} , 그리고 분리 저항 R의 값을 정하기 위해서는 포트 2와 포트 3에서 분배된 전력비에 의해 다음과 같은 전력 분배 상수 K를 정의해서 사용하는 것이 필요하다.

$$K = \sqrt{\frac{P_3}{P_2}} \quad (15)$$

Wilkinson 전력 분배기를 비균등 전력 분배기로 만들 경우, 출력포트 2와 출력포트 3의 임피던스를 각각 Z_{02} 와 Z_{03} 라고 하고 전력 분배 상수 K를 식 (15)와 같이 구하면 기본 Wilkinson 전력 분배기의 Z_{02} 와 Z_{03} 는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} Z_{03} &= Z_0 \sqrt{\frac{1+K^2}{K^3}} \\ Z_{02} &= K^2 Z_{03} = Z_0 \sqrt{K(1+K^2)} \\ R &= Z_0 \left(K + \frac{1}{K} \right) \end{aligned} \quad (16)$$

식 (16)에서 $K=1$ 이면 균등 분배기의 경우가 된다.

3-3 제작 실험 및 결과

앞 절에서 설명한 바와 같이 안테나의 설계 파라미터를 변화시켜 시뮬레이션을 반복 수행한 결과, 표 2에 나타낸 여러 안테나 모델 중 안테나 A가 가장 좋은 특성을 가진 것을 알 수 있었다. 따라서 안테나 A 모델을 제작하여 시뮬레이션 결과와 비교하고자 한다. 본 논문에서 제작된 안테나의 유전체 기판은 (미) Tarconic사의 TLX 기판을 사용하였으며 측정에 사용된 장비는 (미) Agilent사의 Vector Network Analyzer이다.

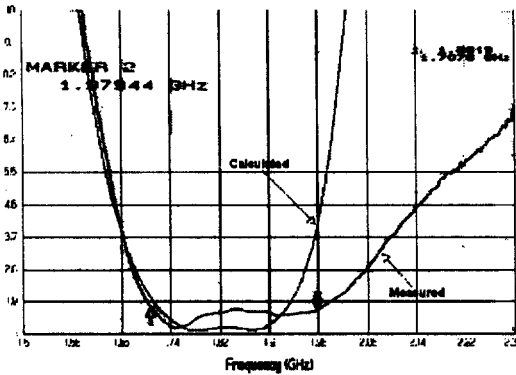
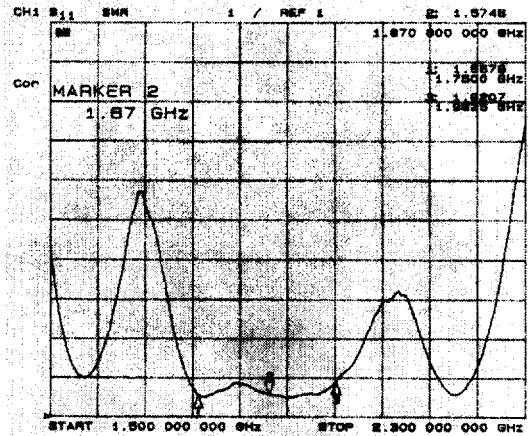


그림 7. 계산 및 측정된 전압 정재파비의 비교
 Fig. 7. Comparison between the calculated and measured VSWR.

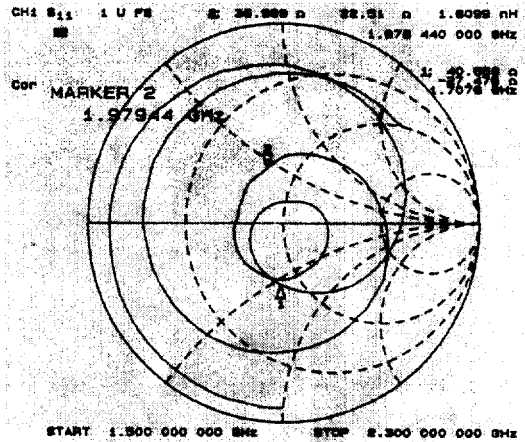
그림 7에서 단일소자의 적층된 마이크로스트립 안테나의 시뮬레이션 결과와 제작한 적층된 마이크로스트립 안테나의 전압정재파비를 비교하였다. 전압정재파비가 그 이하인 조건으로 계산치와 측정치를 비교한다면 계산치가 230MHz이며 측정치가 272MHz로 나타났다. 참고적으로 그림 7의 결과는 단일소자 안테나의 특성이다. 따라서 단일소자 안테나의 특성결과만을 기준으로 생각할 때 국내 PCS 3개 사업자의 주파수 대역폭이 총 120MHz임을 감안한다면 PCS 기지국용 안테나로의 사용이 가능함을 알 수 있다.

그림 8은 본 논문에서 제작한 4개 소자를 선형 배열한 어레이 안테나의 전압정재파비와 임피던스 특성을 측정된 결과이다. 제작한 안테나는 1725~1982.5MHz, 대역폭 257.5MHz에서 전압 정재파비가 2이하로 비교적 광대역 안테나로 판명된다. PCS 송수신 주파수 대역인 1870MHz, 1750MHz에서도 전압 정재파비가 1.6이하의 좋은 특성을 나타냈다. 스미스 차트상에서 임피던스 궤적이 큰 궤적내에 작은 궤적이 스미스차트의 중앙(VSWR=1)에 위치한 것으로 볼 때 이중 공진에 의한 임피던스 특성의 광대역화로 볼 수 있다.

그림 9은 선형배열로 제작된 안테나의 복사패턴을 측정된 결과이다. PCS 송수신 중심 주파수인 1810MHz에서 측정된 결과 수평 빔폭이 64.1°, 수직



(a)



(b)

그림 8. 4개 소자 어레이 안테나의 측정 결과. (a) 전압 정재파비, (b) 스미스차트

Fig. 8. Measured results for a four-element array antenna. (a) VSWR, (b) Smith chart.

빔폭이 15.6°를 나타냈다. 수직빔의 좌우 사이드 로브 레벨은 각각 -13dB, -15dB로 비교적 양호한 특성을 나타냈다. 또한 제작된 안테나의 이득은 초기 설계 목표였다. 15dBi에 근접한 14.7dBi($f_0=1810$ MHz)로 판명되었다. 안테나의 복사패턴과 이득측정은 구형 전자파 무반사실에 설치된 (미)NSI사의 근역장 측정 장비를 이용하였다.

본 논문에서 제작된 안테나는 단일소자 4개를 선형 배열하였기 때문에 그림 10와 같은 전력 분배기

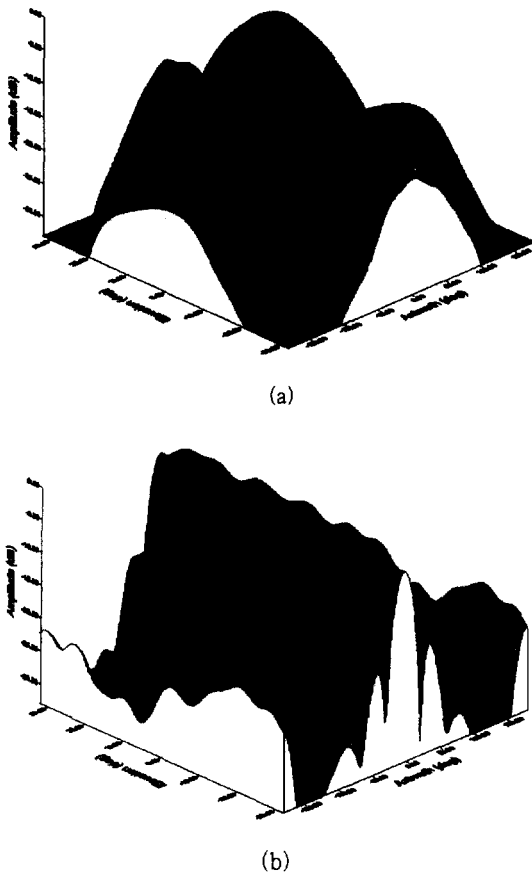
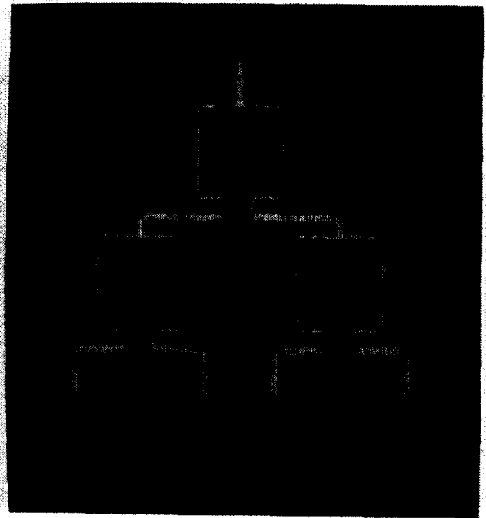


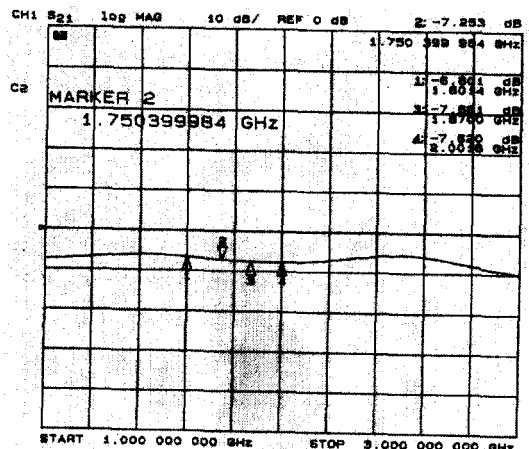
그림 9. 측정된 복사 패턴. (a) H-패턴, (b) E-패턴
 Fig. 9. Measured radiation pattern. (a) H-plane, (b) E-plane.

설계가 필수적이다. 전력 분배기는 윌킨슨 방식을 사용하였으며, 그림 10(b)에서 제작된 윌킨슨 전력 분배기의 전송 손실 특성을 도시하였다. 전송 손실은 PCS 주파수 대역에서 최대 -7.68dB이며 측정 조건은 3개의 단자에 50 Ω으로 임피던스 정합을 시키지 않은 상태로 측정하였다. 따라서 3개 단자에 50 Ω 터미네이션을 시킨 상태로 측정한다면 이론적인 값 6dB에 근접한 특성을 확인할 수 있을 것으로 예상된다.

본 논문에서 연구한 적층된 마이크로스트립 안테나를 그림 11에 도시하였다. 상하 패치사이의 공기층(G) 간격의 가변은 플라스틱 볼트, 너트를 사용하였으며 제작된 안테나의 크기는 15×50cm이다.



(a)



(b)

그림 10. 제작된 전력 분배기. (a) 윌킨슨 전력 분배기, (b) 전송손실
 Fig. 10. Fabricated Power divider. (a) Wilkinson Power divider, (b) Transmission loss.

IV. 결 론

본 논문은 최근 국내 이동통신 시장을 폭발적으로 신장시키고 있는 PCS에 사용될 수 있는 기지국용 안테나 설계를 연구하였다. 이동통신 시스템의 RF부분에서 통화 품질에 영향을 미칠 수 있는 파라미터가 cell planning이다. 그리고 cell planning의 중



그림 11. 제작된 안테나

Fig. 11. Fabricated antenna.

요 부분이 기지국 환경에 적합한 특성의 안테나 선택이다. 이와 같이 이동통신 시스템에서 기지국 안테나가 차지하는 비율은 크다고 볼 수 있다.

본 논문에서 연구한 안테나는 적층된 구조에 의한 광대역 방법을 사용하여 마이크로 스트립 안테나의 단점인 협대역 특성을 개선하였다. 제작된 안테나는 임피던스 대역폭이 257.5MHz($VSWR \leq 2$)이며 수평 빔폭이 64.1° , 수직빔의 좌우 사이드로브 레벨은 각각 -13dB , 이득이 14.7dBi로 비교적 양호한 특성을 나타냈다. 따라서 본 논문에서 연구한 안테나는 PCS 기지국용 안테나로의 사용이 가능하리라고 확신한다. 특히 적층된 마이크로스트립 안테나는 다른 구조의 안테나에 비해서 소형 경량의 구조이므로 기지국 포화상태의 국내 이동통신 구조를 감안한다면 많은 가능성을 가질 것으로 예상된다.

참 고 문 헌

- [1] 김종율, "이동통신 기지국-사업자 및 서비스별 기지국 현황," 월간 셀룰라, pp. 37-43, 7월호 1999.
- [2] K. R. Carver and J. W. Mink, "Microstrip Antenna Technology," *IEEE Trans. Antennas Propaga.*, vol. AP.29, no. 1, pp. 2-24, Jan. 1981.
- [3] J. P. Daniel, G. Dubost and C. Terret, "Research on Planar Antennas and Arrays : Structures Rayonnantes," *IEEE Antennas Propaga. Mag.* vol. 35, no. 1, pp. 14-38, eb. 1993.
- [4] I. J. Bahl and P. Bhartia, *Microstrip Antennas*, Artech House, 1980.
- [5] K. Hirasawa and M. Haneishi, *Analysis, Design, and Measurement of Small and Low-Profile Antennas*, Artech House, 1992.
- [6] H. Puse and A. Van de Capelle, "Accurate transmission-line model for the rectangular microstrip antenna," *IEE Proceedings*, vol. 131, Pt. H, no. 5, pp. 334-340, 1988.
- [7] K. C. Gupta and A. Benalla, *Microstrip Antenna Design*, Artech House, pp. 263-265, 1988.
- [8] I. J. Bahl, "Simple and Accurate Formulas for Microstrip with Finite Strip Thickness," *Proc. IEEE*, vol. 65, pp. 1611-1612, 1977.
- [9] R. A. Sainati, *CAD of microstrip antennas for wireless applications*, Artech House, 1996.
- [10] K. F. Lee and W. Chen, *Advanced in microstrip and printed antennas*, John Wiley and Sons, Inc., pp. 57-63, 1997.
- [11] M. Edimo, K. Mahdjoubi, A. Sharaiha and C. Terret, "Simple circuit model for coax-fed stacked rectangular microstrip patch antenna," *IEE Proc.*, Pt. H., vol. 145, no. 3, pp. 268-272, 1998.
- [12] F. Abboud, J. P. Damiano and A. Papiernik, "Simple model for the input impedance of coax-fed rectangular microstrip patch antenna for CAD," *IEE Proc.*, Pt. H, vol. 135, no. 5, pp. 323-326, Oct., 1998.

[13] R. Q. Lee, K. F. Lee and J. Bobinchak, "Characteristics of a Two-Layer Electromagnetically Coupled Rectangular Patch Antenna," *Elect. Lett.*, vol. 23, no. 20, pp.

1070-1072. Sept., 1987.

[14] Ensemble 6.0, Boulder Microwave Technologies, Inc.

박 종 성(朴鍾誠)



1941년 8월 1일생
 1964년 2월 : 한국항공대학교 전자공학과(공학사)
 1978년 2월 : 단국대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
 1995년 3월~현재 : 한국항공대학교 항공통신정보공학과 박사과정

현재 : 공주영상정보대학 방송기술과 교수
 관심분야 : 디지털방송 송수신 시스템, 통신경영, 이동통신

김 동 원(金東元)



1973년 11월 21일생
 1999년 2월 : 한국항공대학교 항공통신정보공학과(공학사)
 1999년 3월~현재 : 한국항공대학교 항공통신정보공학과 석사과정

관심분야 : 초고주파 회로 설계 및 EMI/EMC

전 주 성(田周聖)



1962년 8월 17일 생
 1999년 8월 : 한국항공대학교 항공통신정보공학과(공학박사)
 1988년~1995년 : LG전자 중앙연구소 선임연구원
 1995년~1997년 : KETI 고주파 연구실 선임연구원

1997년~현재 : 한솔 엠닷컴(주) 정보통신연구원
 관심분야 : 마이크로스트립 안테나 및 전파전파, 마이크로파 회로설계, 이동통신

진 성 우(陳成宇)



1976년 2월 13일생
 1999년 2월 : 한국항공대학교 항공통신정보공학과(공학사)
 1999년 3월~현재 : 한국항공대학교 항공통신정보공학과 석사과정

주심분야 : 마이크로스트립 안테나 및 전파전파

김 형 범(金炯範)



1971년 8월 9일생
 1999년 2월 : 한국항공대학교 항공통신정보공학과(공학사)
 1999년 3월~현재 : 한국항공대학교 항공통신정보공학과 석사과정

관심분야 : 초고주파 회로 설계

이 진(李珍)



1935년 5월 17일생
 1961년 2월 : 한국항공대학교 통신공학과(공학사)
 1970년 3월~현재 : 한국항공대학교 항공통신정보공학과 교수(공학박사)
 1996년 9월~현재 : 한국항공대학교 전자정보통신개발연구소 소장

1997년 5월~현재 : 한국정보통신학원(학교법인) 이사
 1998년 1월~현재 : 한국통신학회 명예회장
 관심분야 : 무선통신, 정보통신경영

이 윤 현(李潤鉉)



1941년 8월 24일생

1965년 2월 : 한국항공대학교 전자공학과 졸업(공학사)

1985년 2월 : 경희대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학박사)

1979년 9월 : 정보통신기술사

1988년 7월 : New York State

University at Buffalo 교환교수

1980년~현재 : 한국항공대학교 항공통신정보공학과 교수

관심분야 : 초고주파 회로 설계, 마이크로파 통신, 안테나, 전파전파 및 EMI/EMC