

위성통신용 Ka-Band 마이크로스트립 배열안테나의 설계

Design of a Ka-Band Microstrip Array Antenna for Satellite Communication

류정기* · 임인성** · 이덕재* · 민경일*** · 오승엽*

Jeong-Ki Ryoo* · In-Sung Yim** · Duck-Jae Lee* · Kyoung-Il Min*** · Seung-Hyeub Oh*

요 약

위성통신용 Ka-Band 마이크로스트립 배열안테나를 설계·제작하였다. 방사소자는 개구결합 급전 방법을 이용하여 해석하였으며, 전력분배기는 $\lambda g/4$ 변환기와 T-junction 전력분배기를 이용하여 설계하였다. 제안된 이론에 의해 공진주파수 20 GHz인 2×2 마이크로스트립 배열 안테나를 제작·실험하여 공진 주파수 19.62 GHz, VSWR 1.0692, 반사손실 29.61dB, 대역폭(VSWR<2) 1.76 GHz, -3 dB 빔폭 42°을 얻었다.

Abstract

In this paper, Aperture-coupled microstrip array antenna was designed and manufactured for satellite communication at Ka-Band. We analyzed a microstrip radiation element and designed power divider using $\lambda g/4$ transformer and T-junction power divider. A manufactured Aperture-coupled 2×2 microstrip array antenna has a resonant frequency of 20 GHz. The experimental results are as followings; resonant frequency of 19.62 GHz, VSWR 1.0692, return loss -29.61 dB, Bandwidth 1.76 GHz and -3 dB beamwidth 42°.

I. 서 론

1965년 세계 최초의 상업위성인 'Early Bird' (INTELSAT-1)가 발사되어 실질적인 위성서비스를 제공하여 왔으며 국내에서도 1995년 국내 최초의 통신방송위성인 무궁화위성이 발사되어 다양한 위성통신 및 방송서비스가 가능하게 되었다. 국내외적으로 다양한 위성통신 서비스가 확대되고 수용자가 급증하고 있으므로 주파수 대역의 확장이

요구되고 있어 지금까지 대부분의 위성이 사용하던 4 GHz 와 6 GHz의 C-band나 11~12 GHz의 Ku- Band 보다 높은 대역인 Ka-Band가 차세대 통신 주파수 대역으로 자리잡을 것으로 예상된다^{[1],[2],[3]}. Ka-band 시스템은 광대역 전송이 가능하고, 안테나 및 RF장비의 소형화가 가능하다는 장점이 있어 새로운 서비스가 펼쳐질 초고속 위성통신망 구축과 관련하여 매우 중요한 위성 시스템으로 간주되고 있다.

「이 연구는 1997년도 한국학술진흥재단 학술연구 지원사업에 의해 이루어졌음.」

*충남대학교 공과대학 전자공학과(Dept. of Electronics Eng., Chungnam Nat'l Univ.)

**한국표준과학연구원 부설 천문대(Korea Astronomy Observatory)

***영동대학교 전자공학부(Dept. of Electronic Eng., Young Dong Univ.)

· 논문 번호 : 981130-124

· 수정완료일자 : 1999년 1월 11일

현대의 위성통신 단말시스템은 효율적인 이동성의 확보를 위하여 소형 경량화 추세에 있으며 신호를 송수신하기 위해서 필수적인 안테나 역시 종래의 고이득 특성을 만족하면서 소형 경량화가 요구되고 있다. 마이크로스트립 안테나와 같은 평판 안테나는 경량, 박형의 구조에 따른 다양한 응용영역과 인쇄회로 기판 제작방법을 이용한 대량생산에 의한 저렴한 제작 비용등의 장점 때문에 기존의 다소 부피가 크고 무거워 취급이 어려운 반사기 안테나 보다 널리 사용될 것으로 보인다^{[4],[5]}. 개구결합 급전 방식은 1985년 Pozar에 의해 제안된 이후 국내외에서 많은 연구가 진행되고 있다. 국내에서도 디지털 방송을 위한 Ku-Band 대역에서의 개구결합 마이크로스트립 배열 안테나에 관한 연구가 진행되고 있다.

본 논문에서는 개구결합 마이크로스트립 방사소자의 특성과 배열 안테나에 대한 급전 방식에 대하여 살펴본 후 이를 이용하여 Ka-Band용 위성통신의 다운링크에서 사용될 수 있는 2x2 마이크로스트립 배열 안테나를 설계·제작 및 실험하여 결과를 고찰하였다.

II. 개구결합 마이크로스트립 배열안테나의 설계

2-1 개구결합 마이크로스트립 배열 안테나의 설계^{[6]~[8]}

개구 결합 마이크로스트립 방사 소자를 이용하여 Ka-Band 위성 통신에 사용될 수 있는 공진주파수가 20 GHz 이고, 대역폭이 1 GHz인 배열 안테나를 설계 하였다. 방사소자의 대역폭 및 복사 효율을 높이기 위해 상층기판은 유전상수가 작고 두꺼운 기판을 선택 하였고, 하층 기판은 급전회로의 크기를 줄이고 전자파의 도파 성질을 향상시키기 위해 유전상수가 큰 기판을 사용하였다. 표 1은 본 논문에서 사용된 기판의 종류를 나타낸다. 개구결합 마이크로스트립 배열 안테나는 Ensemble

5.0을 이용하여 설계하였다.

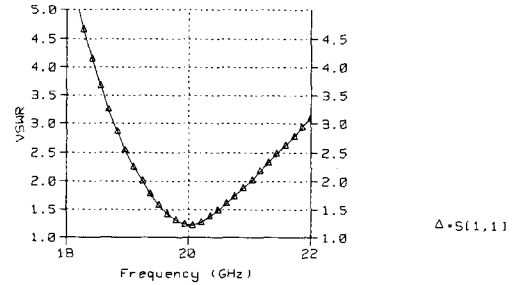
표 1. 제작에 사용된 마이크로스트립 기판
Table1. Used microstrip circuit laminates.

	상층기판 (RT/Duroid 5880)	하층기판 (RT/Duroid 6006)
유 전 율	$\epsilon_r = 2.2$	$\epsilon_r = 6.15$
두 겜	31 mil	25 mil

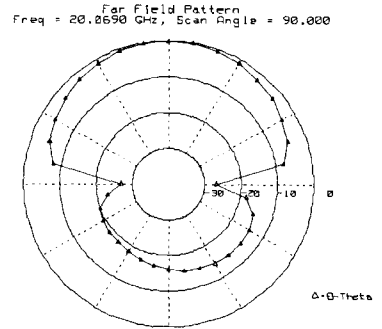
2-1-1 개구 결합 마이크로스트립 안테나 설계시 고려사항

상층기판의 유전 상수는 안테나의 대역폭 및 복사 효율과 관계가 있다. 상층기판의 유전 상수가 감소하면 패치와 접지면 사이에 전자파가 적게 저장되어 대역폭이 증가하고, 표면파의 발생을 억제할 수 있다. 또한 상층기판의 두께는 안테나 대역폭 및 패치와 슬롯과의 전자기적 결합에 영향을 준다. 상층기판의 두께가 증가하여 슬롯과 패치사이의 거리가 증가하면 전자파가 적게 저장되므로 대역폭이 증가하게 된다. 한편 상층기판의 두께가 증가하면 패치와 슬롯의 거리가 멀어져 상호 결합이 약해지게 되므로, 이를 보상하기 위해서는 슬롯의 폭이 길어져야 한다. 그러나 슬롯의 폭이 너무 길어지면 공진이 일어날 수도 있고, 안테나 주변 소자들과 전자기적 결합을 할 수도 있음을 유의해야 한다. 일반적으로 패치 안테나의 중심 주파수는 패치의 길이에 의해 결정된다. 그러나 개구면 결합 마이크로스트립 안테나는 슬롯과 패치의 전자기적 상호결합에 의해 중심주파수가 낮아지므로 이를 고려하여 패치의 길이를 결정해야 한다. 슬롯과 패치의 최적 결합이 이루어질 경우 중심주파수가 약 20% 까지 감소한다. 패치의 폭은 안테나의 공진 저항 값과 관련이 있어, 패치의 폭이 넓어지면 저항값이 감소한다. 그러나 패치의 폭이 감소하여 패치의 길이와 비슷해지면 복사패턴에서 Cross Pol-

arization 준위가 증가 할 수 있으므로, Dual 또는 Circular Polarization의 경우를 제외 하고는 패치의 폭을 패치의 길이보다 길게 해야 한다. 하층기판의 유전상수가 증가하면 그 유전체 층에서 파장이 짧아지므로 개구면 크기를 작게 할 수 있다. 광대역 특성을 가진 개구결합 마이크로스트립 안테나를 설계하기 위해서는 상층기판의 두께가 두꺼운 것을 사용해야 하는데 상층기판의 두께가 증가하면 패치와 슬롯의 거리가 멀어져서 상호결합이 약해지게 되므로, 이를 보상하기 위해서는 슬롯의 폭이 길어져야 한다. 슬롯의 폭이 길어지면 패치의 폭보다 길어질 수 있다. 이런 구조의 방사 소자를 사용해서 어레이 안테나를 구현하면 이웃한 소자들의 슬롯간에 원하지 않는 상호 결합이 일어날 수 있다. 이를 방지하기 위해 하층기판의 유전상수를 증가시키면 매질내 상호파장이 짧아지므로 슬롯의 폭을 감소시킬 수 있다. 일반적인 하층기판의 비유전상수로는 2에서 10까지 이다. 하층기판의 두께가 작아지면 유전체 층으로 전자파가 잘 도파되므로 접지면에서 급전선 방향으로의 Spurious 복사(Backward Radiation)가 적게 일어난다. 슬롯의 폭은 슬롯과 패치의 전자기적 상호 결합 및 접지면에서 급전선 방향으로의 복사량(Back Radiation Level)을 결정한다. 따라서 슬롯과 패치가 최적결합이 되는 길이보다 슬롯의 폭이 길어지면 Back Radiation Level이 증가하므로 바람직하지 못하다. 슬롯의 길이는 안테나 동작주파수 대역에서 공진이 일어나지 않도록 안테나 공진주파수의 파장에 비해



(a) VSWR



(b) E-Field Pattern.

그림 1. 단일 방사소자의 시뮬레이션 결과
Fig. 1. Simulation result of unit radiation element.

매우 작게 한다. 일반적으로 슬롯의 길이는 슬롯의 폭의 약 1/10 정도가 되도록 정한다. 패치에 대한 슬롯의 상대적 위치는 슬롯과 패치의 전자기적 최대 결합을 위해 패치의 중앙에 슬롯이 위치하도록 한다. 급전선의 Open-end와 슬롯 사이의 거리는

표 2. 설계된 방사 소자의 변수값

Table 2. Designed variables of radiation elements.

패치의 길이	3.855 mm	급전선의 폭	0.1822 mm
패치의 폭	5.129 mm	급전선의 개방선로에서 개구면까지의 거리	1.32 mm
개구면의 길이	0.3 mm	개구면의 패치에 대한 상대적 위치	개구면을 패치의 중앙에 위치
개구면의 폭	2.9 mm		

개구결합 안테나의 임피던스값을 결정하므로, 이를 조절하여 임피던스 정합을 시킬 수 있다. 표 2는 설계된 방사 소자의 변수값을 나타낸다.

그림 1은 설계된 방사소자의 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 그림 1에서 설계된 방사소자는 약 10%의 대역폭(VSWR<2)과 약 140°의 -3dB 빔폭을 얻을 수 있었다.

2-2 전력 분배기의 설계

두개의 출력 포트에 동일한 전력을 분배하는 T-Junction 전력 분배기를 이용하였고, 서로 다른 임피던스를 매칭시키기 위해 $\lambda g / 4$ 임피던스 변환기를 이용하였다. 마이크로스트립 선로상의 서로 다른 두 개의 임피던스를 매칭시키는 일반적인 방법은 $\lambda g / 4$ 임피던스 변환기를 이용한 방법이다. 그림 2는 $\lambda g / 4$ 임피던스 변환기를 나타낸다 [9,10]

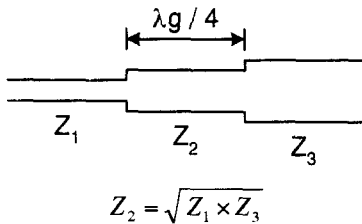


그림 2. 마이크로스트립 선로의 $\lambda g / 4$ 임피던스 변환기

Fig. 2. $\lambda g / 4$ Impedance transformer of microstrip circuit.

그림 2에서 λg 는 마이크로스트립 전송선에서의 유효 파장이다. 여기서는 50 Ω 마이크로스트립 라인과 100 Ω 의 마이크로스트립 라인을 매칭시키기 위해 70.7 Ω 의 $\lambda g / 4$ 임피던스 변환기를 이용하였다. 두 개의 출력 포트에 동일한 전력을 분배하는 전력 분배기로 T-Junction 전력 분배기를 이용하였다. 그림 3은 포트 1로부터의 전력을 포트 2

와 포트 3으로 동일한 전력으로 분배하는 T-Junction 전력 분배기이다. 본 논문에서 사용한 T-Junction 전력 분배기는 그림 3에서 포트 1의 w_1 은 100 Ω 마이크로스트립 라인이고, w_2 는 70.7 Ω 의 마이크로스트립 라인이다. 포트 2와 포트 3의 w_1 은 100 Ω 마이크로스트립 라인이다. 포트 2와 포트 3의 라인이 100 Ω 라인이 병렬로 연결되었고, 포트 1의 라인이 100 Ω 라인이므로 이를 매칭시키기 위해 $Z_1=70.7 \Omega$ 의 $\lambda g / 4$ 임피던스 변환기를 사용하였다.

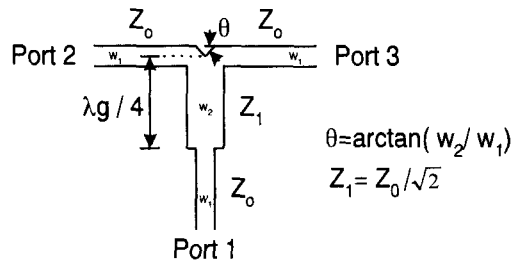


그림 3. $\lambda g / 4$ 임피던스 변환기를 이용한 T-Junction 전력 분배기

Fig. 3. T-Junction power divider using $\lambda g / 4$ Impedance transformer.

III. 2x2 개구결합 마이크로스트립 안테나의 설계 및 제작

3-1 안테나의 설계^{[11],[12]}

위에서 설계된 방사소자를 이용하여 2x2배열 안테나를 설계하였다. 배열 안테나의 급전은 $\lambda g / 4$ 트랜스포머를 이용한 전력 분배기 이용하였고, 방사소자와 소자간의 거리는 그림 4와 같이 8.929 mm와 8.375 mm이다.

그림 2에서 안테나의 전력 분배기중 방사소자의 급전선은 패치의 임피던스와 급전선의 폭이 개구면의 폭보다 넓어지는 것을 고려하여 100 Ω 으로 선정 하였고, 50 Ω 과 100 Ω 을 정합시키기 위해

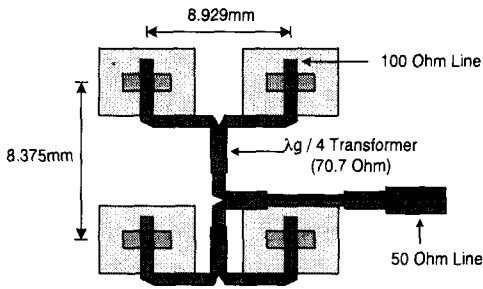
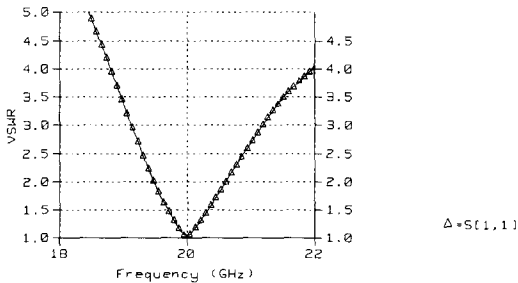
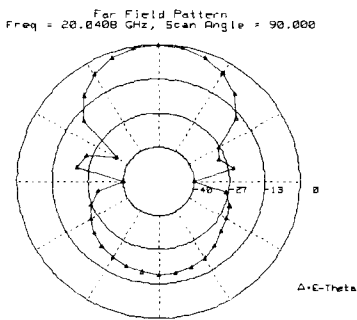


그림 4. 2x2배열 안테나의 구성도
Fig. 4. Diagram of 2x2 array antenna.



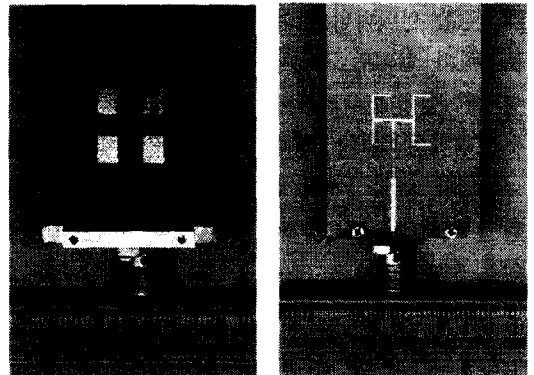
(a) VSWR



(b) E-Field Pattern

그림 5. 2x2 배열 안테나의 시뮬레이션 결과
Fig. 5. Simulation result of 2x2 array antenna.

70.7 Ω의 λg/4 임피던스 변환기를 사용하였다.
그림 5는 설계된 2x2배열 안테나의 시뮬레이션 결과를 나타낸다.
설계된 방사소자는 대역폭(VSWR<2) 5%, -3 dB 빔폭 40° 및 부엽준위 -20 dB를 얻을 수 있었다.



(a) 방사부 (b) 급전부

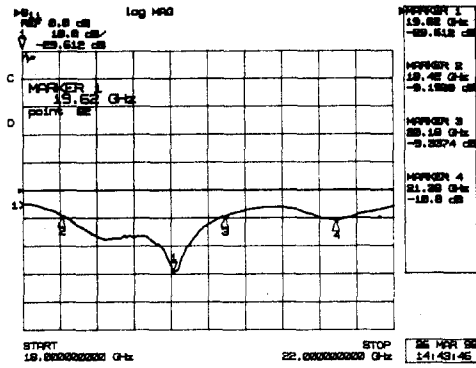
그림 6. 제작된 2x2 배열 안테나
Fig. 6. Manufactured 2x2 array antenna.

3-2 안테나의 제작

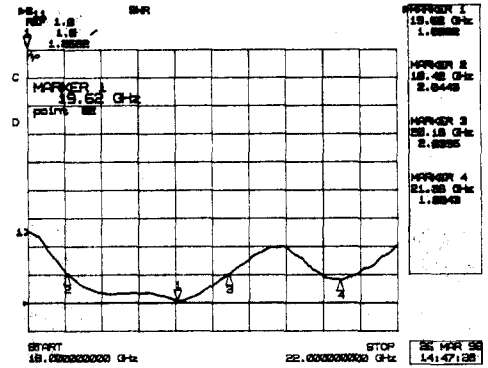
설계된 배열 안테나의 급전선 중 가장 좁은 폭이 0.1822 mm이므로 일반적인 마이크로스트립 기판의 제작 과정인 포토 리소그래피법으로의 구현이 어렵다. 따라서 이보다 정밀한 미국의 Ohm Craft사의 마이크로펜을 이용하여 마이크로스트립 기판에 직접 인쇄한 후 에칭하여 2x2 배열 안테나를 제작하였다.(마이크로펜으로는 2 mil의 gap을 그릴 수 있다). 그림 6은 제작된 2x2 배열 안테나의 사진이다.

그림 7은 제작된 2x2 배열 안테나의 VSWR과 반사손실을 나타낸다. VSWR과 반사손실의 측정에는 벡터 회로망 분석기인 HP 8510C를 이용하여 측정하였다. 공진 주파수인 19.62 GHz에서의 VSWR은 1.0692이고, 반사손실은 29.612 dB가 측정되었다. 그림 7의 측정값로부터 제작된 안테나의 공진 주파수는 설계한 안테나의 공진 주파수에 비해 약 0.38 GHz 정도 이동되었음을 알 수 있는데 이는 개구 결합 안테나의 공진 주파수에 영향을 미치는 요소인 패치에 의한 개구면의 상대적 위치가 제작시에 이동되어 발생된 것으로 생각된다.

그림 7의 측정값으로부터 대역폭(VSWR<2)은 약 1.76 GHz이다. 이는 약 8.5%에 해당하는 대역



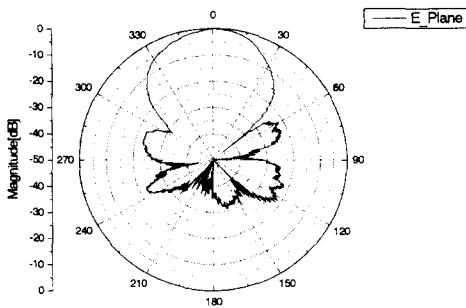
(a) VSWR



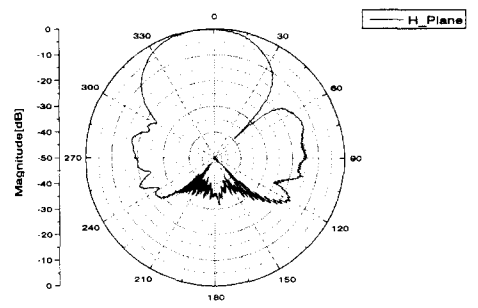
(b) 반사손실

그림 7. 제작된 2×2 배열 안테나의 VSWR과 반사손실

Fig. 7. VSWR and Insertion loss of manufactured 2×2 array antenna.



(a) E-Plane



(b) H-Plane

그림 8. 제작된 2×2 배열 안테나의 패턴 측정 결과

Fig 8. Result of manufactured 2×2 array antenna pattern.

폭으로 광대역의 특성을 지님을 알 수 있다. 그림 8은 제작된 2×2 배열 안테나의 패턴 측정 결과를 나타낸다. 방사 패턴의 측정은 표준과학연구원에 있는 전자파 무반향실(Anechoic Chamber)에서 측정 하였다. 그림 8의 측정 결과를 보면 방사패턴이 약 1.5정도 이동되었음을 알 수 있는데 이는 패턴 측정시 치구의 영향에 의한 것으로 생각되어진다. 또한 측정된 -3 dB빔폭은 약 42° (이론값 40°) 이다. 제작된 안테나의 측정 결과를 분석하여 표 3에 요약하였다.

IV. 결 론

공진주파수가 20 GHz인 2×2 마이크로스트립 배열 안테나를 설계·제작하였다. 개구결합 마이크로스트립 방사소자의 해석은 Ensemble과 Ie3d를 이용하였다. 급전선은 $\lambda/4$ 전력 분배기와 두 개의 포트에 동일한 전력을 공급해주는 T-Junction을 이용하여 설계·제작하였다. 제작된 2×2 배열 안테나는 공진 주파수 19.62 GHz, VSWR 1.0692, 반사손실 29.61 dB, 대역폭(VSWR<2) 약 8.5 %, -3 dB 빔폭 42° 을 얻을 수 있었다. 실험결과 시뮬레이션

표 3. 제작된 2×2 마이크로스트립 배열 안테나의 실험 결과표

Table 3. Table of experimental result of the manufactured microstrip array antenna.

공진주파수 [GHz]	이론값	20
	측정값	19.62
대역폭(VSWR<2) [GHz]	이론값	1.2
	측정값	1.76
공진주파수에서의 VSWR	이론값	1.05
	측정값	1.0692
공진주파수에서의 반사손실 [dB]	측정값	-29.61
부엽준위 [dB]	이론값	-23
	측정값	-30
-3dB 빔폭[°]	이론값	40
	측정값	42

값과 측정값의 오차는 약 1~5 % 정도로 양호한 특성을 얻었다. 본 연구에서 제안된 마이크로스트립 배열 안테나는 위상 배열 안테나로 적용이 가능할 것이다.

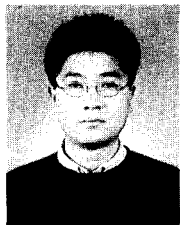
참 고 문 헌

[1] 박효달 "인공위성의 변천 과정에 관한 고찰.", 전자공학회지, 제19권, 제10호, pp. 110~116, 1992.10.
 [2] Jiro Hirokawa, et al., "A Single-Layer Slotted Leaky Waveguide Array Antenna for Mobile Reception of Direct Broadcast from

Satellite." *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. VT-44, no. 4, pp.749~754, Nov. 1995.

[3] John Huang and Arthur Densmore, "Microstrip Yagi Array Antenna for Mobile Satellite Vehicle Application." *IEEE Trans. on Antennas Propagation*, vol. AP-39, no. 7, pp. 1024~1030, July 1991.
 [4] Edited by J. R. James and P. S. Hall, *Handbook of Microstrip Antennas*, London, IEE Electromagnetic Waves Series 28, 1989.
 [5] C. A. Balanis, *Antenna Theory : Analysis and Design*, John Wiley & Sons, 1997
 [6] Robert A. Sainati, *CAD of microstrip Antennas for Wireless Applications*, Artech House, 1996.
 [7] J. F. Zurcher and F. E. Gardiol, *Broadband Patch Antennas*, Boston, Artech House, 1995.
 [8] HyokJae Sang, Marek E. Bialkowski, "A Multilayer Microstrip patch Antennas Subarray Design Using CAD," *Microwave Journal*, March 1997
 [9] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Addison Wesley, 1990.
 [10] R. E. Collin, *Antenna Theory part 1*, Mac-graw Hill, 1969.
 [11] Kai Forg Lee, Weichen: *Advances in microstrip and printed Antennas*, John Wiley & Son, 1997.

류 정 기



1997년 2월: 충남대학교 전자공학과 (공학사)
1997년 3월~현재: 충남대학교 대학원 전자공학과(석사과정)

임 인 성



1979년 2월: 충남대학교 공과대학 (공학사)
1986년 2월: 충남대학교 대학원(공학석사)
1996년 2월: 충남대학교 대학원 전자공학과(공학박사)
1986년 12월~현재: 한국표준과학연구원 부설 천문대 선임 연구원

이 덕 재



1998년 2월: 충남대학교 전자공학사 (공학사)
1998년 3월~현재: 충남대학교 대학원 전자공학과 석사과정

민 경 일



1977년 2월: 울산대학교 전자공학과 (공학사)
1984년 8월: 충남대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
1995년 2월: 충남대학교 대학원 전자공학과(공학박사)
1996년 2월~현재: 영동대학교 조교수

[주 관심분야] 안테나 및 초고주파 회로

오 승 업



1971년 2월: 연세대학교 전기공학과 (공학사)
1973년 2월: 연세대학교 전기공학과 (공학석사)
1982년 8월: 연세대학교 대학원(공학박사)

1980년 8월~1981년 8월: 일본 동북대학 전기통신연구소 객원 연구원
1985년 5월~1986년 5월: 미국 펜실베이니아 주립대학 전기과 객원 연구원
1975년 10월~현재: 충남대학교 전자공학과 교수
[주 관심분야] 초고주파 회로, 안테나 공학 및 위성통신 등