

다중 대역 안테나 피드용 직교모드 변환기 설계

Design of An Orthomode Transducer for Use in Multi-Band Antenna Feeds

황순미 · 김영민 · 이석곤 · 안병철

Soon-mi Hwang · Young-mean Kim · Seok-gon Lee · Bierng-Chearl Ahn

요 약

본 논문에서는 다중대역 피드를 위한 직교모드 변환기를 설계하였다. 직교모드 변환기의 전체적인 모양은 사각 테이퍼진 형태이고, 18~20 GHz에서 우원편파와 좌원편파를 발생시키기 위해 테이퍼 부분에 2개의 측면포트를 두고, 직선포트는 30~45 GHz의 광대역에서 -20 dB 이하의 반사계수와 15 dB 이하의 분리도를 가지도록 설계하였다. 직선포트에서의 반사계수 특성을 향상시키기 위해서 측면포트에 얇은 격막을 삽입하였다. 전체적인 설계에 상용소프트웨어인 HFSS[®]를 사용하였다.

Abstract

In this paper, we present design results for an orthomode transducer(OMT) to be used in multi-band antenna feeds. The OMT is realized in the form of a tapered square waveguide, where 18-20 GHz ports are placed in the taper region normal to the waveguide axis, while 30-45 GHz ports are placed in line with the waveguide axis. The reflection coefficient of each port is designed to be less than 20 dB, while the isolation between ports are greater than 15 dB. Thin septa are placed in side ports to reduce the effect of side ports on the return loss of the in-line port. The commercial software HFSS[®] is used to design the whole structure.

I. 서 론

직교모드변환기(Orthomode Transducer ; OMT)는 서로 직각으로 편파된 두 전자파 성분을 분리하는 장치로서, 위성통신 안테나 피드 구현에 있어서 중요한 부품이다^{[1]~[5]}. 최근 인공위성의 발달로 직교모드변환기의 활용도가 증가하고 있을 뿐만 아니라, 무선통신의 급격한 증가로 편파를 달리하여 같은 주파수를 공유하는 경우가 많으며 여러 가지 형태의 변환기가 본격적으로 사용되기 시작하였다^{[6],[7]}. 위성 방송이 보편화되면서 하나의 반사판으로 몇

가지의 위성 방송을 수신하기 위한 안테나 피드로서 직교모드변환기를 사용하고 있다.

본 논문에서는 다중대역(K, Ka, Q-band) 피드를 위한 직교모드변환기의 상용 소프트웨어(HFSS[®])를 이용한 설계결과를 제시하였다.

II. 본 론

그림 1은 본 논문에서 설계한 OMT를 보인 것이다. 이 OMT는 4개 대역(18.1~19.1 GHz, 20.2~21.2 GHz, 30.0~31.0 GHz, 43.5~45.5 GHz)에 걸

충북대학교 전파공학과(Dept. of Radio Engineering, Chungbuk National University)

· 논문 번호 : 20011103-09S

· 수정완료일자 : 2001년 12월 1일

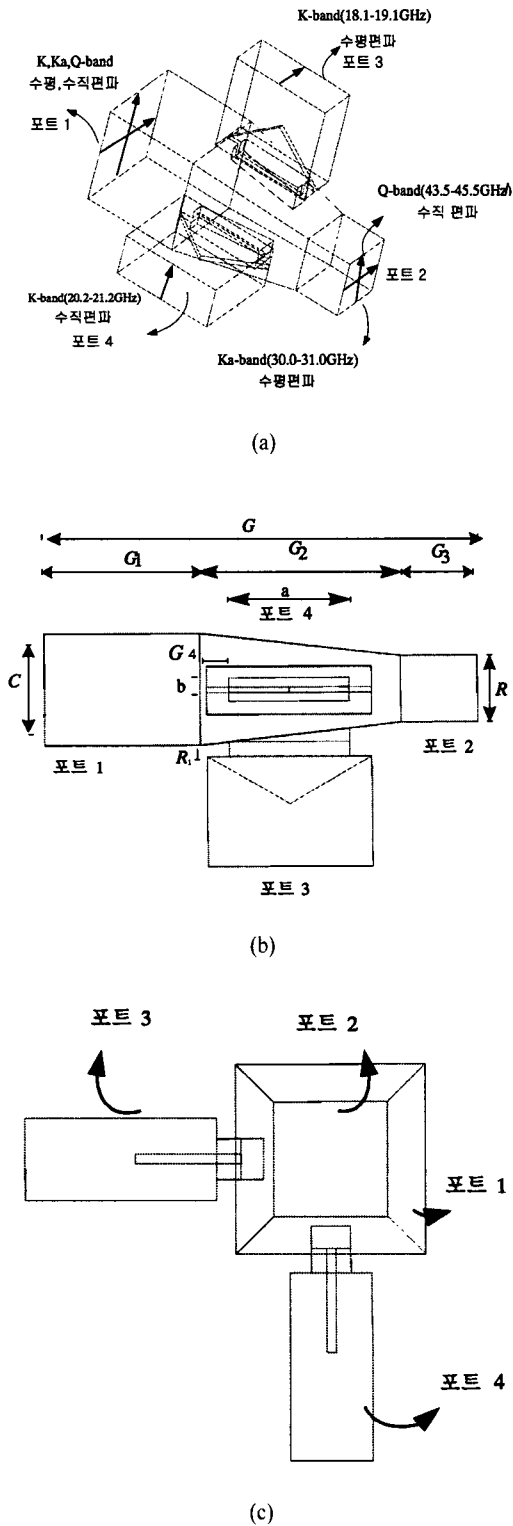


그림 1. 다중대역 안테나 피드용 직교모드 변환기. (a) 구조도, (b) 측면도, (c) 정면도

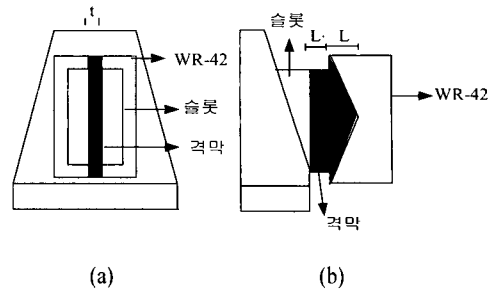


그림 2. 측면 포트에 격막이 삽입된 모양. (a) 정면도, (b) 측면도

쳐 동작한다. OMT의 송수신포트에 적절한 광대역 편파기를 연결하면 선형편파 신호를 원편파 신호로 변환할 수 있다. 본 논문 OMT의 설계 목표는 각 대역의 포트에서 반사계수가 낮으며(-15 dB에서 -25 dB 이하) 또한 결합(전달)계수도 낮게(-18 dB에서 -40 dB 이하) 하는 것이다. 이 OMT는 그림 1과 같이 a) 포트 1 정사각형 도파관(단면크기 $C \times C$), b) 포트 2의 정사각형 도파관(단면크기 $R \times R$), c) 포트 1과 포트 2의 변환부(길이 G_2), d) 포트 3, 4의 결합슬롯(가로 \times 세로 = $a \times b$), e) 포트 3, 4의 도파관 (가로 \times 세로 = $A \times B$) 및 f) 포트 3, 4의 격막(두께 = t , 길이 L_1, L_2) 등으로 구성된다. 각 구성품의 설계방법은 다음과 같다.

2-1 직교모드 변환기의 설계과정

2-1-1 포트 1과 포트 2의 정사각형 도파관 설계

정사각형 도파관의 크기는 차단주파수가 최소 동작 주파수의 0.7~0.9배가 되도록 설계하며 포트 1과 포트 2에 연결되는 다른 도파관의 크기를 고려하여 그 값을 결정한다. 포트 1의 경우 $C = 10 \text{ mm}$ 이며 차단주파수는 15 GHz로서 18.1 GHz의 0.83 배가 되게 하였다. 포트 2의 경우 $R = 6.6 \text{ mm}$ 이며 차단주파수는 22.73 GHz로써 30.0 GHz의 0.76 배로 하였다.

2-1-2 포트 1과 포트 2의 변환부 설계

변환부는 $10 \times 10 \text{ mm}$ 도파관을 $6.6 \times 6.6 \text{ mm}$ 도파관과 연결해주는 부품으로써 30.0~45.5 GHz에서 낮은 반사계수를 가지도록 설계하였다. 변환부 모양

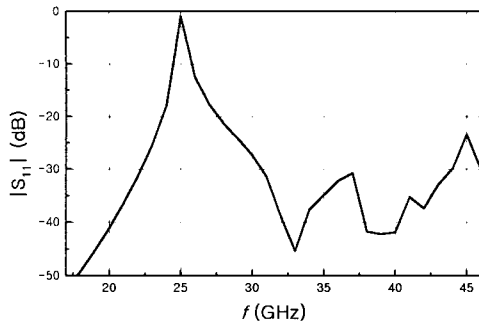
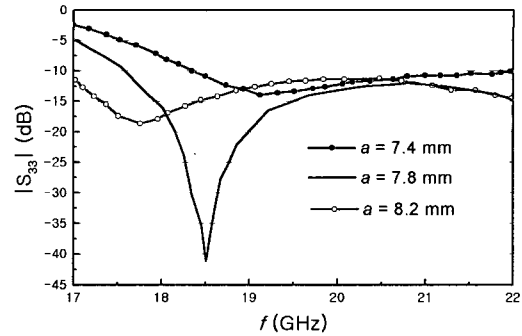


그림 3. 정사각형-정사각형 도파관 변환부 특성.

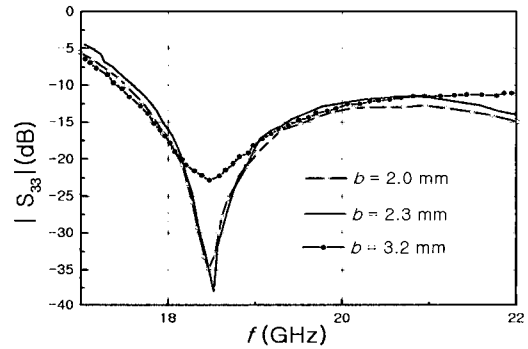
은 선형, 지수함수형, Klopfenstein형, 계단형 등 여러 가지를 적용할 수 있으나^[11] 본 논문에서는 간단한 선형 모양을 사용하였다. 변환부의 길이는 반사계수가 주어진 값 이하가 되는 최소값으로 한다. 그 이유는 변환부의 길이가 클수록 측면포트(포트 3과 포트 4)의 대역폭이 감소하기 때문이다. 본 논문에서는 변환부의 길이 $G_2 = 13$ mm로 하였으며 그림 3은 전 대역에서 이의 반사특성을 보인 것이다.

2-1-3 측면 포트(포트 3, 포트 4)의 결합슬롯 설계

측면포트의 도파관 크기는 보통 표준도파관(본 논문의 경우 WR-42, $A = 10.67$ mm, $B = 4.32$ mm) 수치로 주어지며 임피던스 정합을 위해 불가피하게 다른 크기를 사용할 경우에는 테이퍼를 이용하여 원하는 치수로 변환한다. 측면포트 도파관의 크기가 결정되면 다음 단계로 결합슬롯을 설계한다. 결합슬롯의 설계가 가장 어려운 작업으로, 보통 두께는 구현 가능한 적절한 값(1~3 mm)으로 하고 크기($a \times b$)와 위치 G_4 를 결정한다. 본 연구에서는 결합슬롯의 두께를 1.3 mm로 하였고, $G_4 = 0$ 으로 한 다음 a 와 b 를 바꾸어가면서 18.1~21.2 GHz 대역에서 반사특성이 양호한 값을 찾았다. a 값은 보통 $0.8 A$ 전후일 경우 최적이며, 본 논문에서는 $a = 0.78 A$ 를 초기값으로 하였다. b 의 크기는 반사특성을 민감하게 변화시키지 않으므로 a 값의 0.3~0.6 배 범위에서 적절한 값으로 한다. 하지만 B 값이 작을수록 포트간의 상호결합이 감소하므로 반사 특성을 만족하는 최소값으로 해야 한다. 본 논문에서는 여러 번의



(a)



(b)

그림 4. 측면포트 결합슬롯. (a) 길이, (b) 폭에 따른 반사특성.

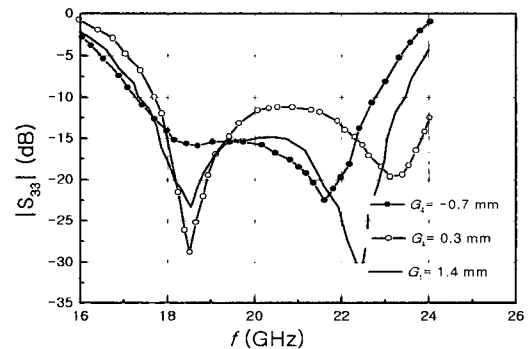


그림 5. 측면포트 결합슬롯 위치에 따른 반사특성.

튜닝 결과 $b = 2.3$ mm로 하였다.

슬롯의 크기가 결정되면, 다음 단계로 슬롯위치 G_4 를 변경하면서 반사 특성이 가장 양호한 경우를 찾는다. G_4 값의 변화에 따라 a , b 값도 미세 조정하

여 반사특성을 최적화 한다. 여러 번의 시뮬레이션에 의한 최적화 결과 $a = 7.8 \text{ mm}$, $b = 2.3 \text{ mm}$, $G_4 = 1.4 \text{ mm}$ 의 값을 얻었다.

그림 5는 슬롯위치에 따른 측면포트 반사특성을 보인 것이다.

2-1-4 측면포트의 격막 설계

측면 포트 결합슬롯은 포트 2의 30.0~31.0 GHz, 43.5~45.5 GHz신호의 반사계수를 증가시킨다. 이 문제를 해결하기 위해 측면 포트 결합슬롯에 횡격막을 설치하여 측면포트의 반사계수에는 영향을 주지 않으며 포트 2의 신호에 대한 간섭을 최소화시킬 수 있다. 포트 2의 반사특성을 가장 좋게 하는 횡격막의 형태는 그림 6과 같은 형태이지만, 이렇게 격막을 삽입할 경우 측면포트의 반사계수가 상대적으로 나빠지게 된다. 이런 경우 그림 2와 같이 측면 포트에 테이퍼진 횡격막을 삽입하면, 포트 2의 반사 특성 뿐만 아니라 측면포트의 반사특성도 개선시킬 수 있다. 본 논문에서는 최종적으로 그림 2와 같은 방법으로 측면포트에 격막을 삽입하였다. 여러 번의 시뮬레이션 결과 $t = 0.5 \text{ mm}$, $L_1 = 1.3 \text{ mm}$, $L_2 = 5 \text{ mm}$ 의 경우에 가장 좋은 특성을 나타내었다. 그림 7은 횡격막을 사용할 경우와 사용하지 않을 경우의 반사특성을 비교한 것이다. 이로부터 횡격막을 사용하여 포트 2 신호의 반사계수를 -18 dB 이하로 개선할 수 있음을 알 수 있다. 마지막으로 각 포트의 도파관 길이(G_1, G_3, R_2)는 고차모드가 충분히 감쇠하는 값(보통 도파관 단면의 가로, 세로 중 가장

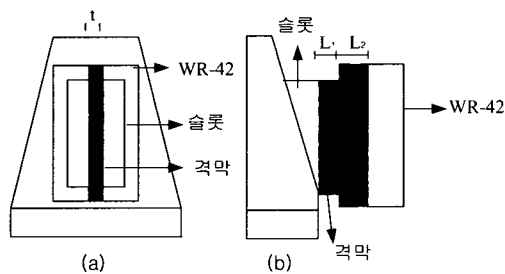
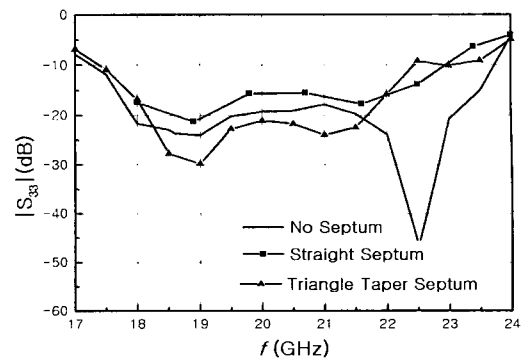
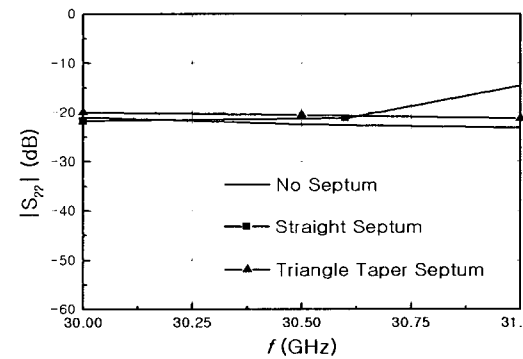


그림 6. 포트 2 반사계수를 최소화하는 격막 삽입 방법.

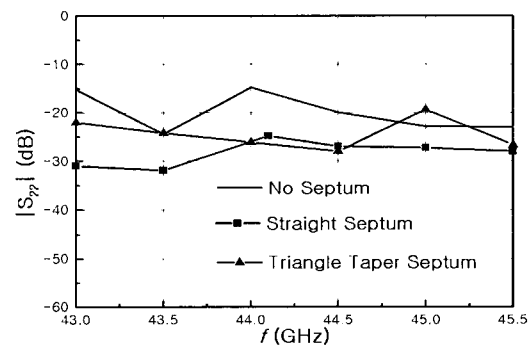
(a) 정면도, (b) 측면도.



(a)



(b)

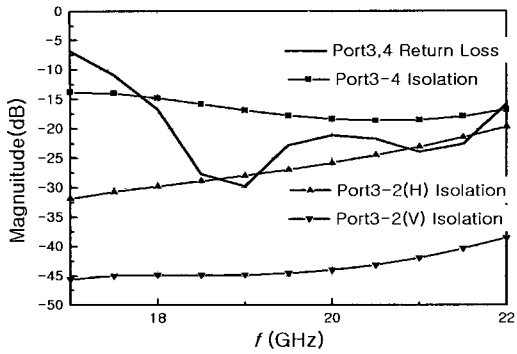


(c)

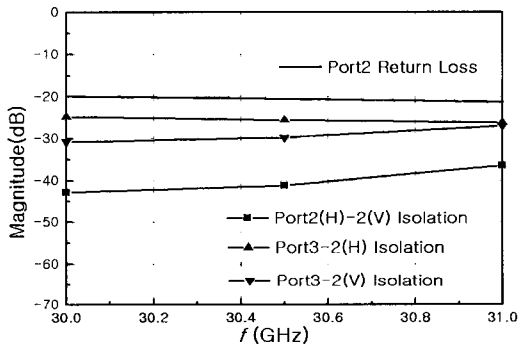
그림 7. 격막에 따른 반사손실 특성.

(a) 측면포트, (b), (c) 포트 2

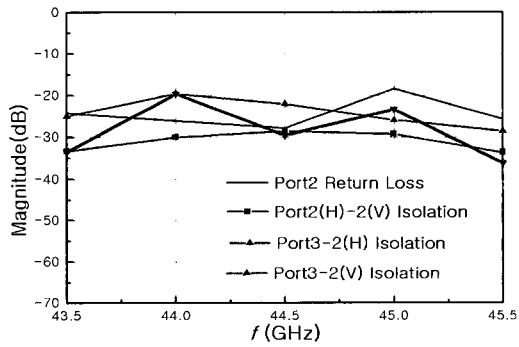
큰 값)으로 설정하면 된다. 본 논문에서는 그 각각의 값을 21.7 mm, 10 mm, 10 mm으로 하였다.



(a)



(b)

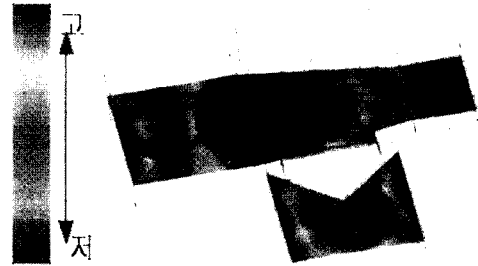


(c)

그림 8. 각 대역에서의 반사계수, 결합계수 특성.
(a) K-band 의 특성, (b) Ka-band 의 특성,
(c) Q-band 의 특성

2-2 직교모드 변환기 설계 결과

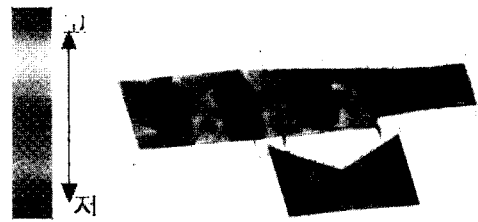
위와 같은 과정을 통해 최종적으로 설계된 OMT 플랫폼 HFSS[®]를 이용해 해석하였다. 그림 8, 그림 9는



(a)



(b)



(c)



(d)

그림 9. 각 대역에서의 전개.
(a) 18.1~19.1 GHz, (b) 20.2~21.2 GHz
(c) 30.0~31.0 GHz, (d) 43.5~45.5 GHz

그 결과를 보인 것이다.

위의 그림으로 포트 3에서는 18.1~19.1 GHz 에

서 수평편파, 포트 4에서는 20.2~21.2 GHz 의 수직 편파, 포트 2에서는 30.0~31.0 GHz에서 수평편파를, 43.5~45.5 GHz에서는 수직편파를 통과 시키고 있다는 것을 알 수 있다.

Ⅲ. 결 론

본 논문에서는 다중대역 피드를 위한 직교모드 변환기를 설계하였다. 설계된 포트의 형태는 공용 포트(18.1~19.1 GHz, 20.2~21.2 GHz, 30.0~31.0 GHz, 43.5~45.5 GHz 대역 통과) 정사각형 도파관을 사용하였고, 측면포트를 두개 두어서 한쪽(포트 3)에서는 18.1~19.1 GHz의 수평편파, 다른 쪽(포트 4)에서는 20.2~21.2 GHz의 수직편파가 통과되도록 했다. 포트 2에서는 30.0~31.0 GHz 에서 수평편파를, 43.5~45.5 GHz에서는 수직편파를 통과시키도록 했다. 특히 포트 2에서의 반사손실 특성을 향상시키기 위해 측면포트의 슬롯에 삼각테이퍼 형태의횡격막을 삽입하였다. 그 결과 포트 2에서의 반사손실이 -18 dB 이하가 되었다.

직교모드변환기의 시뮬레이션 결과 포트 반사손실은 모든 포트에서 -18 dB 이하, 격리도는 -15 dB 이하의 설계값을 얻었다.

참 고 문 헌

[1] H. P. Joglekar and M. Singh, "A rectangular waveguide orthomode transducer," *International Journal of Electronics*, vol. 47, no. 5, pp. 515-517, 1979.

[2] N. D. Dang, S. Kapartis, and D. J. Brain, "A wideband compact end-entry septum polariser OMT", *ICAP87*, vol. 1, no. 274, pp. 419-23.
[3] O. Shahan, "Orthomode transducer fits tight quarters", *Microwave Systems News*, vol. 19, no. 8, pp. 60-62, 1989.
[4] A. M. Boifot, "Simple and broadband orthomode transducer", *IEE Proceedings H*, vol. 137, no. 6, pp. 396-400.
[5] S. J. Skinner and G. L. James, "Wideband orthomode transducers," *IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques*, vol. 39, no. 2, pp. 294-300, Feb. 1991.
[6] F. Baylin and B. Gale, *Ku-band Satellite TV : Theory, Installation and Repair*, Baylin Publications, 1991.
[7] O. Ishida, Y. Isota, M. Miyazaki, and F. Takeda, "A wideband orthomode transducer for a Ku-band earth station", *Trans. Inst. Electronics Comm. Eng. Japan*, vol. J68, no. 11, pp. 1408-1414, Nov. 1986.
[8] J. Uher, J. Bornemann and U. Rosenerg, *Waveguide Components for Antenna Feed Systems : Theory and CAD*, Artech House, 1993.
[9] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*, McGraw-Hill, 1965.
[10] F. E. Terman, *Electronic and Radio Engineering*, McGraw-Hill, 1955.

황 순 미



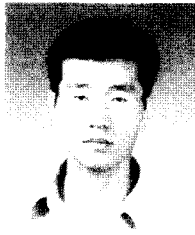
2001년 2월: 충북대학교 전파공학과 (공학사)
2001년 3월~현재: 충북대학교 전파공학과 석사과정
[주 관심분야] RF 소자 및 안테나 설계, 전자파 이론

김 영 민



2000년 2월: 충북대학교 전파공학과 (공학사)
2000년 3월~현재: 충북대학교 전파공학과 석사과정
[주 관심분야] RF 시스템, 전자장 수치해석

이 석 곤



1999년 2월: 충주대학교 전자통신 공학과 (공학사)
2001년 8월: 충북대학교 전파공학과 (공학석사)
2001년 8월~현재: 충북대학교 정보통신공학과 재학중
[주 관심분야] 안테나 설계, RF 시스템, RF 소자

안 병 철



1981년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학사)
1983년 2월: 한국과학기술원 전기전자공학과 (공학석사)
1992년 12월: Univ. of Mississippi, 전기전자공학과 (공학박사)
1983년~1986년: (주)금성정밀 주임연구원
1992년~1994년: 국방과학연구소 선임연구원
1995년~현재: 충북대학교 전파공학과 부교수
[주 관심분야] 전자파 응용, 안테나, 레이돔, 고주파 부품 설계, 전자장 수치해석