

고전력 전송을 위한 다중 모드 원형 혼 안테나에 관한 연구

The Multi-Mode Circular Horn Antenna for the Transfer of High Power

최선웅 · 이병무 · 박경순 · 윤영중 · 소준호* · 임중수*

Seon-Woong Choi · Byoung-Mu Lee · Kyoung-Sun Park · Young-Joong Yoon · Joon-Ho So* · Joong-Su Lim*

요 약

본 논문에서는 고전력을 전송하기 위한 시스템에 사용되는 혼 안테나에 요구되는 특성을 연구하고 그에 따라 여러 혼 안테나의 특성을 비교, 분석하였으며, 최종적으로 다중 모드를 사용하는 원형 혼 안테나를 제안하였다. 고전력 전송 시스템에서는 전력 전송 효율이 매우 중요하며, 이를 위해 반사판 급전 혼 안테나로서 원형의 대칭적인 방사패턴이 필요하며, 전력 누수와 간섭을 줄이기 위해 부엽이 억제되어야 한다. 뿐만 아니라 다중 모드를 사용함으로써, 혼 안테나의 전체적인 길이를 줄일 수 있고, 반사판 안테나의 형태, 방향에 따라 혼 안테나의 방사 패턴을 자유로이 조절할 수 있다. 또한 제작을 통해 이를 확인하였다.

Abstract

In this paper, the characteristics of the horn antenna for the high power transfertation system is stuided and several kinds of a horn antenna are compared and finally a conical horn antenna using multi-mode is proposed. In the high power system, the efficiency of power transfer is very important. Therefore the feeding horn of a reflector must have a circular symmetric radiation pattern. And the side lobe must be suppressed to reduce a spillover power loss and interference. By using multi-mode in a circular horn antenna, the whole length can be shorter and the radiation pattern can be adjusted according to the shape and direction of a reflector. This is confirmed by the experiments.

Key words : Horn Antenna, Reflector, Breakdown, Multimode, High Power System

I. 서 론

고전력 안테나 시스템은 태양전지를 이용한 위성 발전소에 사용되거나, 지상에서 비행기 등에 직접 마이크로파 에너지를 공급하는 무선 전력 전송(WPT : Wireless Power Transfer)에 사용되거나, 지하탐사 레이더(GPR : Ground Penetrating Radar), 혹은 장거리 고정 무선 통신 등에서 사용될 수 있다. 또한 살균이나 포장 등의 목적으로 상업용, 의학용

의 마이크로파 가열 시스템으로 상용화 될 수 있다.

이러한 고전력 무선 전송 시스템에서는 도파관, 도파관과 혼 안테나의 불연속점 등에서의 정전파괴를 반드시 고려하여야 한다. 정전파괴 현상이 일어나면, 신호 전송이 불가능할 뿐만 아니라 반사된 신호에 의해 급전 시스템에 심각한 손상을 야기한다. 고출력 안테나는 제한된 크기에서 일반적인 제한치 30 KV/cm 이상의 전계를 갖는 마이크로파를 전송해야 하므로 일반적으로 진공, 혹은 SF₆ 가스 등을

연세대학교 전기전자공학과(Department of Electrical and Electronic Engineering, Yonsei University)

*국방과학연구소(Agency for Defense Development)

· 논문 번호 : 20021128-167

· 수정완료일자 : 2003년 1월 29일

사용하며, 이를 유지하기 위한 시스템이 부가적으로 필요하게 된다. 그러나, 진공 상태에서도 air breakdown 외에 SEE(Secondary Electron Emission, 전자 방출)에 의한 surface breakdown이 일어나게 되고, 이를 고려하여 시스템을 구현하여야 한다.

또한 무선 전송 시스템에서는 전송 효율을 높이기 위해 고이득의 안테나가 필수적이며, 주로 반사판 안테나가 사용된다. 따라서, 전력 전송 효율을 높이기 위해 이에 대한 급전 혼 안테나는 반사판 안테나의 spill over efficiency, illumination efficiency를 높이기 위해 원형의 대칭적인 방사패턴을 가져야 한다. 또한 SLL를 최대한 억제하여야 하는데, 이는 전력 누수뿐만 아니라 고전력을 갖는 부엽에 의해 인근 통신시스템 등에 장애를 유발할 수 있기 때문이다. 또한 고전력 시스템에서는 인근 지역에서의 간섭을 피하기 위해 skin-depth이상의 두께를 갖도록 설계되어야 하므로, 혼 안테나의 크기, 길이 등도 매우 중요하다.

따라서 본 논문에서는 고전력 시스템에 사용되는 혼 안테나의 요구조건을 바탕으로 여러 가지 혼 안테나를 비교 분석하고, 최종적으로 다중 모드를 사용하는 혼 안테나를 제안하였으며, 실험을 통해 그 특성을 확인하고자 하였다. EM 시뮬레이션은 MICROWAVE STUDIO™를 사용하였다.

II. 단일 모드 혼 안테나

수 백 MW 이상의 고전력 전원부는 일반적으로 원형 도파관을 통해 TM_{01} 모드를 사용하여 전력을 공급한다. 그러나, TM_{01} 모드를 혼 안테나를 통해 방사하면, 가운데에서 영점(null)이 생기는 도우넛 모양의 방사패턴을 갖게 되어 반사판 급전 안테나로서 적당하지 않다. 따라서 전원부에서 모드 변환기(mode converter)가 필요하게 되며, 고풍력 모드 변환기에서 정전파괴 가능성으로 인해 그 구조는 매우 제한된다. 따라서 도파관 차단주파수를 이용하여 고차모드 발생을 억제하고 기본모드(dominant mode)로 동작하거나 혹은 기본 모드로부터의 모드 변환이 이루어지도록 설계해야 한다.

기본 모드로 동작하는 혼 안테나의 전력 용량은 전계가 가장 큰 도파관에서의 정전파괴에 의해 결

정된다. 이 때 정전파괴는 SEE에 의해 발생하며, 도체 표면에 인가되는 전계에 의해 결정되며, Kilpatrick의 예측에 의하면 수식 (1)과 같다^[1]. 이는 이상적인 도체표면 가공과 진공이 보장되는 경우이다. TE_{10} 모드로 동작하는 구형 도파관의 경우 식 (2)를 이용해 도체 벽면의 전계와 전력의 관계를 쉽게 구할 수 있고, 식 (1)을 이용해 도파관의 전력 용량을 얻을 수 있다. E_s 는 정전파괴가 시작되는 전계 크기, E_0 는 도파관 내의 최대 전계값이다.

$$E_s \approx 195 \sqrt{f(GHz)} [MV/m] \quad (1)$$

$$P_{peak} = \frac{E_0^2}{\eta} \frac{ab}{2} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2} \quad (2)$$

따라서 고차모드가 발생하지 않도록 최대한 확장하고, 진공을 유지하여 고전력을 전송할 수 있다. 그러나, 기본 모드로 동작하는 단일 모드 안테나는 도파관 경계조건에 의해 일정한 전계 분포가 결정되고, 이는 위상 오차를 고려하지 않는다면 혼 안테나의 개구면에서도 거의 동일하게 나타난다. 그림 1은 일반적으로 사용되는 rectangular, circular, diagonal 도파관에서의 전계분포를 보여준다. 그림에서 보여 지듯이 구형 도파관에서는 수직으로 균일한 크기가 나타나고, 원형 도파관도 대각선 방향으로 거의 유사하다. 이는 도체 벽면전계가 증가하여 전력용량을 감소시킬 뿐 아니라, 방사 패턴에서 부엽을 발생시킨다. 즉, 전계 크기가 테이퍼된 평면에서는 부엽이 거의 없는 반면, 크기가 일정한 평면에서 큰 부엽이 발생하게 된다.

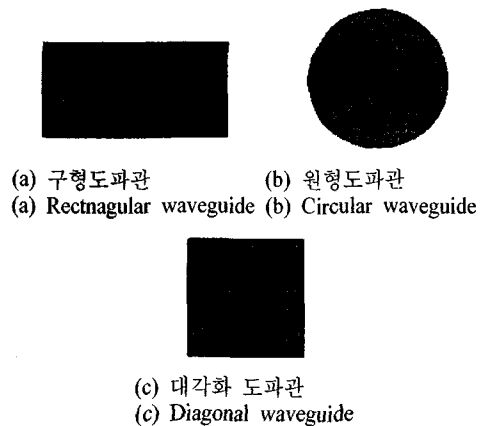


그림 1. 도파관에서의 전계분포
Fig. 1. Field distribution in waveguides.

따라서 단일 모드로 동작하는 혼 안테나를 이용하여 고전력을 전송할 경우, spillover로 인한 전력 누수가 크며, 고출력 부엽은 인근 시스템에 간섭을 일으킬 수 있다. 또한 그림 (c)의 대각화 도파관은 구형 도파관의 TE_{10} , TE_{01} 모드를 동시에 사용하여 수직 방향에서 전계를 테이퍼시켜 E 평면에서 부엽을 감소시킬 수 있다^[2]. 모두 동일하게 20 dBi 이득을 갖도록 최적화하여 각각의 단일 모드 혼 안테나의 방사 특성을 확인해 본 결과, Pyramidal 혼 안테나에서는 -10 dB, Conical 혼 안테나에서는 -14 dB, Diagonal 혼 안테나는 -18 dB의 부엽을 갖는 것을 확인할 수 있었다. 그러나 실제 고출력 전송을 위해서는 약 -30 dB 이하의 SLL가 요구되므로, 단일 모드로 전송되는 혼 안테나는 고전력 시스템의 반사판 급전 안테나로 적합하지 않다.

III. 이중 모드 원형 혼 안테나

원형 도파관에서 TE_{11} 모드와 TM_{11} 모드를 약 85:15의 비율을 가지도록 동시에 여기시키면, 대칭인 방사패턴을 얻을 수 있으며, 교차편파 특성을 향상시킬 수 있다^[3]. 그림 2는 각각의 경우의 전계분포를 보여주고, 그림 3은 도파관에서 TM_{11} 모드를 여기시키는 방법을 보여준다^[4]. TM_{11} 모드는 가운데 부분에서는 TE_{11} 모드와 동일한 방향을 가지나, 양쪽 끝부분에서는 반대 방향의 전계를 갖게 된다. 따라서 두 모드의 비를 조절하여 그림 (c)와 같이 원형의 대칭적인 전계분포를 얻을 수 있고, 두 모드의 수직방향 성분은 서로 반대가 되어 상쇄되므로 교차편파 특성을 향상시킬 수 있다. 고출력 시스템에서는 전력 전송을 목적으로 하므로, 편파 특성은 중요하지 않으나, 반사판 안테나 설계 용이성을 위해 필요하다. TM_{11} 모드를 여기시키는 대표적인 방법으로는 그림 3 (a), (b)와 같은 방법이 있다. 방법 (a)는 두 반지름의 비(r_2, r_3)를, 방법 (b)는 열림각(θ)을 조절하여 두 모드의 비를 조절한다. 그러나, 방법 (a)는 15% 정도의 TM_{11} 모드를 발생시키기 위해서 그림과 같이 도파관의 크기를 여러 단계를 거쳐 확장해야 하고, 이 때 TM_{11} 모드를 비롯한 다른 고차모드가 발생하지 않도록 수 λ 이상의 도파관(r_2)의 길이가 필요하게 된다. 이는 전체 혼 안테나 시스템 크기가 증가하게 되고, 불연속점이 증가하므로 정전

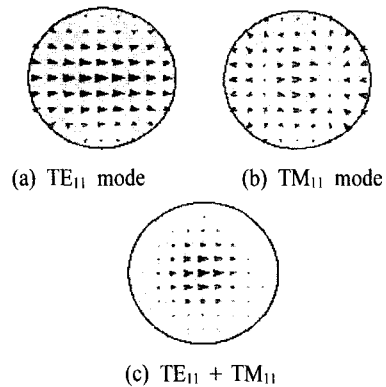


그림 2. 이중 모드 원형 혼 안테나의 전계분포
Fig. 2. Field distribution in dual-mode circular horn antenna.

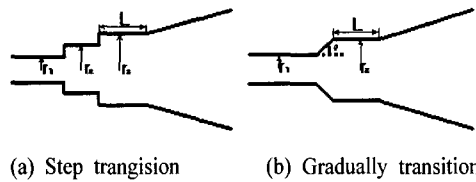


그림 3. TM_{11} 모드 여기 방법
Fig. 3. The method of TM_{11} mode conversion.

파괴 가능성이 증가할 수 있다. 이에 반해 방법(b)는 방법 (a)에 비해 도파관 반지름의 선택이 자유로우며, 짧은 길이를 이용해 모드 변환이 가능하다. 따라서 본 논문에서는 방법 (b)를 사용하여 TM_{11} 모드를 여기하도록 설계하였다. TE_{11} 모드와 TM_{11} 모드가 85:15의 비율로 방사되고, 혼 개구면에서 두 모드가 동위상을 가질 때 가장 좋은 특성을 보인다^{[3],[5]}. 두 모드는 모드 변환시 서로 다른 위상을 가지게 되고, 도파관내에서의 전파상수 또한 다르기 때문에 개구면에 동위상이 되도록 하기 위해 두 번째 도파관의 길이(r_2)를 조절해 주어야 하며, 이를 phasing section 이라고 한다. 이 때 TM_{11} 모드 이외에 더 높은 차단 주파수를 갖는 다른 고차모드가 발생하지 않도록 반지름의 크기를 제한해 주어야 한다($r_2 < 0.8485 \lambda$).

IV. 다중 모드 원형 혼 안테나

TE_{11} , TM_{11} 모드를 사용하는 이중 모드 원형 혼 안테나에서 TM_{11} 모드 이외의 고차모드가 발생하지 않도록 반지름의 크기를 제한한다. 모드 변환을 위해 필요한 열림각(θ)이 혼 안테나 flare angle보다

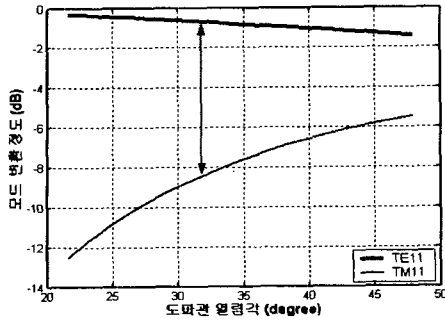


그림 4. 이중 모드 변환 정도
Fig. 4. Dual-mode conversion($r_2 < 0.8485 \lambda$).

크므로 동일한 개구면 크기를 얻기 위해서는 r_2 가 클수록 전체 혼 안테나의 길이는 짧아질 수 있다. 또한 실제 혼 안테나 flare angle에서도 고차모드 TE₁₂ 모드가 발생하고 실제 약 6.5°에서 1%의 모드 변환이 발생한다. 따라서 r_2 를 0.8485 λ 보다 크게 하고, 혼 안테나의 flare angle까지 고려하여 TE₁₁, TM₁₁, TE₁₂ 모드를 모두 포함한 다중 모드를 사용하는 원형 혼 안테나를 사용하여, 전체 급전 혼 안테나의 길이를 줄일 수 있다. 이는 고출력 시스템에서는 skin depth보다 두꺼운 금속판을 사용해야 하므로 매우 중요하다.

그림 4는 열림각(θ)에 따른 TM₁₁ 모드 발생 정도를 보여준다. 이 때 r_2 는 0.8485 λ 보다 작은 이중 모드 혼 안테나의 경우이다. 변환각이 커질수록 TM₁₁ 모드 발생량이 증가하는 것을 알 수 있고, 약 32°에서 15%의 TM₁₁ 모드가 발생하는 것을 확인할 수 있다. 그림 5는 r_2 가 0.8485 λ 보다 큰 다중 모드 변환을 보여준다. 이중 모드를 사용하는 경우와 마찬가지로 각이 증가할수록 고차모드 발생량이 증

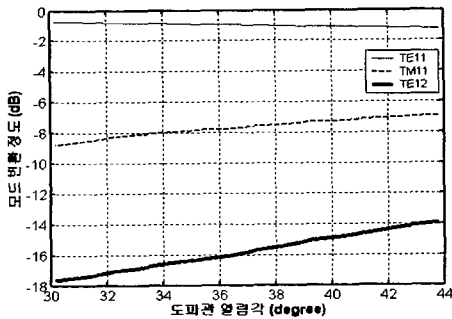


그림 5. 다중 모드 변환 정도
Fig. 5. Multi-mode conversion($r_2 > 0.8485 \lambda$).

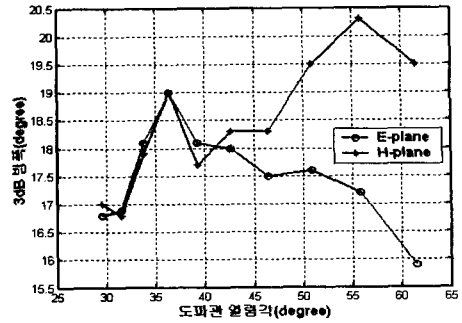


그림 6. 열림각(θ)과 방사 패턴과의 관계
Fig. 6. The relation between a radiation pattern and a opening angle(θ).

가하는 것을 확인할 수 있다. 32°에서 TE₁₁, TM₁₁, TE₁₂ 모드 비율은 83.3:14.8:1.9가 되고, TE₁₁, TM₁₁ 두 모드의 비율은 이중 모드와 마찬가지로 약 85:15가 되는데, 이는 TE₁₂ 모드는 TE₁₁, TM₁₁ 모드의 전력 비에는 크게 영향을 끼치지 않음을 알 수 있다.

그림 6은 r_2 를 0.8485 λ 보다 크게 하여 다중 모드를 사용하였을 경우 그림 5의 모드 변환과 혼 안테나 flare angle에서의 TE₁₂ 모드 변환을 포함하여 flare angle을 고정하였을 경우 모드 변환부의 열림각과 방사패턴과의 관계를 보여준다. 원형의 회전 대칭적인 방사패턴 특성을 확인하기 위해 E, H평면에서의 3 dB 빔폭을 보여주고 있다. 약 31°~36°에서의 두 평면에서의 3 dB 빔폭이 거의 유사하고, 원형의 패턴을 가지는 것을 확인할 수 있다. 이 때 혼안테나의 flare angle은 11.7°일 경우이다. 실제 반사판의 모양과 위치 등에 따라 두 모드의 비율을 조절하여, 혼 안테나의 방사패턴을 타원형 등으로 조절할 수 있다. 그림 7은 위의 결과를 이용하여 최적화한 다중모드 원형 혼 안테나를 보여준다. 실제 도파관을 통해 직접 급전되나, 혼 안테나만의 특성을 확인하기 위해 WC-94 표준 원형 도파관을 사용하였으며, coaxial to WR-90, WR-90 to WC-94 transition을 통해 급전

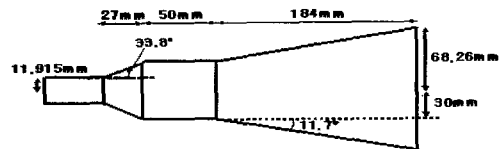


그림 7. 최적화된 다중 모드 원형 혼 안테나
Fig. 7. Optimized multi-mode circular horn antenna.

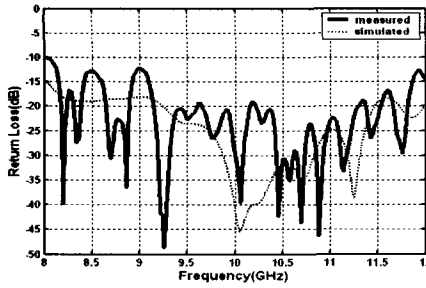
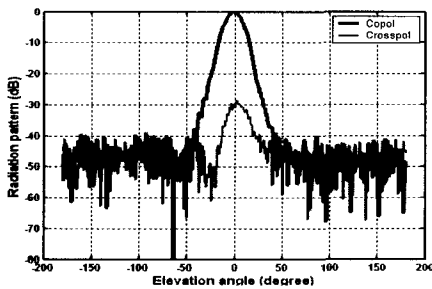
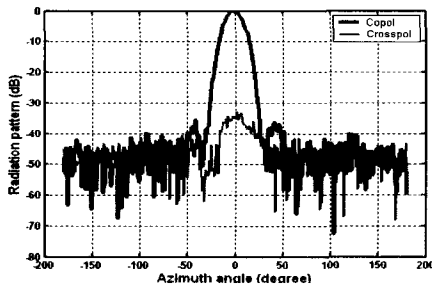


그림 8. 제작된 혼 안테나의 반사손실
Fig. 8. The measured return loss of the manu-
factured antenna.



(a) E-plane



(b) H-plane

그림 9. 제작된 혼 안테나의 방사패턴
Fig. 9. The measured radiation pattern of the manu-
factured antenna.

되도록 하였다.

그림 8은 제작된 혼 안테나의 반사손실을 보여준다. 사용주파수 10 GHz에서 -30 dB 이하의 반사손실을 보이고 있으며, $10 \sim 100$ ns의 폭을 갖는 펄스 전력을 사용하므로 100 MHz의 대역폭을 충분히 만족하는 것을 볼 수 있다. 시뮬레이션에 포함되지 않았으나, 실험을 위해 제작한 coaxial to WR-90, WR-90 to WC-94 transition의 영향으로 측정 결과와 시뮬레이션 결과와 차이를 보이고 있으나, 중심 주파수 10 GHz에서는 유사한 특징을 보이는 것을 확인할 수 있다.

그림 9는 중심 주파수 10 GHz에서 측정된 방사패턴을 보여준다. E, H 평면에서 모두 -30 dB 이하의 낮은 부엽을 가지는 것을 확인할 수 있다.

또한 두 평면에서의 3 dB 빔폭은 17.6° , 18.1° 로 거의 동일하며 모든 평면에서 매우 유사한 원형의 방사패턴을 보이는 것을 확인할 수 있다. 이는 방사패턴 측정시 혼 안테나의 무게로 인해 정확히 E, H 평면에서의 패턴을 측정하지 못하는 오차 범위 이내라고 생각된다. 고전력용 반사판 급전 안테나에서 고려되어야 하는 20 dB 빔폭은 약 48° , 46° 로 거의 유사하며 약 1.05 : 1의 비를 가지는 것을 확인할 수 있다. 또한 TE_{12} 모드를 포함하기 때문에 이중 모드 원형 혼 안테나에 비해 가운데에서 교차편파가 약간 증가하는 것을 확인할 수 있다.

V. 결 론

고전력 안테나는 정전 파괴를 억제하면서 높은 전력을 전송할 수 있어야 하며, 높은 전송 효율을 가져야 하고, 따라서 이를 위해 고이득의 반사판 안테나가 필수적이다. 본 논문에서는 이러한 반사판 안테나 시스템의 급전 혼 안테나를 비교하고 TE_{11} , TM_{11} , TE_{12} 모드를 사용하는 다중 모드 원형 혼 안테나를 제안하고 최적화하였다. 다중 모드 원형 혼 안테나는 원형의 대칭적 패턴을 가지며, 부엽이 거의 존재하지 않고, 따라서 고출력 전송 시스템에 가장 적합한 혼 안테나라고 생각된다. 또한 다중 모드를 사용함으로써, 급전 혼 안테나 전체 길이를 줄일 수 있으며, 또한 고출력 전원은 주로 원형 도파관을 통해 급전되므로 직접 연결이 용이하다. 또한 모드간 전력비를 조절함으로써 반사판의 모양에 따른 방사패턴을 자유로이 조절할 수 있기 때문에 Offset Cassegrain 반사판 등에서 쉽게 적용될 수 있다. 따라서 고전력, 고이득, 고효율 급전 혼 안테나로서 multi-mode를 사용하는 원형 도파관이 가장 적합하다고 생각된다.

참 고 문 헌

- [1] J. W. Wang, G. A. Loew, "RF Breakdown studies in copper electron linac structures", 1989 Particle Accelerator Conference, Accelerator Science and

Technonogy, Proc. IEEE, pp. 1137-1139, 1989.

- [2] A. W. LOVE, "The diagonal horn antenna", *Microwave J.*, pp. 117-122, May 1962.
- [3] P. D. Potter, "A new horn with suppressed sidelobess and equal beamwidths", *Microwave J.*, pp. 71-78, June 1963.

[4] R. H. Turrin, "Dual mode small aperture antennas", *IEEE Trans.*, AP-15, pp. 307-308, 1967.

[5] W. J. English, "The circular waveguide step-discontinuity mode transducer", *IEEE Trans.*, MTT-21, pp. 633-636, 1973.

최 선 응



2001년 2월: 연세대학교 전파공학과 (공학사)
 2001년 3월~현재: 연세대학교 석사과정
 [주 관심분야] 안테나, 마이크로파 소자

윤 영 중



1981년 2월 : 연세대학교 전자공학과 (공학사)
 1986년 2월 : 연세대학교 전자공학과 (공학석사)
 1991년 2월: Georgia Institute of Technology (공학박사)
 1992년~1993년: ETRI 위성통신기술연구단

술연구단

1993년~현재: 연세대학교 전기전자공학과 교수

[주 관심분야] 마이크로파 소자, 안테나, 전파전파, EMI/EMC

이 병 무



1998년 2월: 순천향대학교 정보통신공학과 (공학사)
 2000년 2월: 연세대학교 전기전자공학과 (공학석사)
 2000년 3월~현재: 연세대학교 전기전자공학과
 [주 관심분야] 안테나, 마이크로파 소자

소자

소 준 호



1988년 2월: 서울시립대학교 전자공학과 (공학사)
 1990년 2월: 서울시립대학교 전자공학과 (공학석사)
 1990년 2월~현재: 국방과학연구소 선임연구원

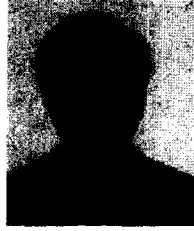
[주 관심분야] 능동위상배열 안테나 시스템 및 전자파 수치해석

박 경 순



2002년 2월: 경희대학교 전파공학과 (공학사)
 2002년 3월~현재: 연세대학교 석사과정
 [주 관심분야] 안테나, 마이크로파 소자

임 중 수



1978년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학사)
 1987년 8월: 충남대학교 전자공학과 (공학석사)
 1994년 3월: Auburn University Electrical Eng (공학박사)
 1980년 8월~현재: 국방과학연구소 초고주파기술 팀장

소 초고주파기술 팀장

1998년 3월~현재: 충남대학교 전파공학과 겸임 부교수

[주 관심분야] 레이더 및 전자전 장비 설계, 안테나 및 초고주파장치 설계 및 수치해석