

Ka-band 대역의 급전 혼과 카셋그레인 안테나 개발

Design of Ka-band Feed Horn and Cassegrain Antenna

안 승 범 · 추 호 성 · 강 진 섭*

Seungbeom Ahn · Hosung Choo · Jinseob Kang*

요 약

본 논문에서는 Ka-band에서 동작하는 스칼라 급전 혼을 가진 카셋그레인 안테나를 개발하였다. 카셋그레인 안테나의 효과적인 EM 시뮬레이션을 위해 계산된 급전 혼의 근거리장을 표면 등가 이론을 이용하여 카셋그레인 안테나의 등가 전원으로 사용하였다. 급전 혼은 HE₁₁ 모드로 동작하는 주름 원형 혼 안테나를 사용하였으며, 카셋그레인의 주·부경 각도 및 급전 중심점을 안테나 효율이 최대가 되도록 설계하였다. 제안된 급전 혼 안테나는 33 GHz에서 19 dBi 이득을 보이며, 부엽의 크기는 -25 dB 이하, 20°의 반전력 빔 폭을 가졌다. 카셋그레인 안테나는 33 GHz에서 41 dBi 이득을 가져 60 %의 안테나 효율을 보이며 부엽의 크기는 -20 dB 이하, 1.2°의 반전력 빔 폭을 보였다.

Abstract

In this paper, we propose a Cassegrain antenna with a scalar feed horn operating in Ka-band. For an effective EM simulation of the Cassegrain antenna, the near-field of the feed hone is used as the equivalent source of the Cassegrain antenna using the surface equivalent theorem. A corrugated circular horn operating with HE₁₁ mode is used as the feed horn. The angle and feed center of the main and sub reflectors are optimized to achieve maximum antenna efficiency. The designed feed horn shows the gain of 19 dBi, the side-lobe level of less than -25 dB and the half power beam width of 20° at 33 GHz. The Cassegrain antenna shows the gain of 41 dBi, the efficiency of 60 %, the side-lobe level of less than -20 dB and the half power beam width of 1.2°.

Key words : Ka-band, Scalar Feed Horn, Cassegrain Antenna, MLFMM Method, Antenna Efficiency

I. 서 론

최근 이동 통신과 우주 관련 산업의 발달과 함께 위성 방송과 통신이 보편화 되면서 위성 통신 분야의 지속적인 연구가 이루어지고 있다. 위성 통신의 발전과 보급을 위해 새로운 주파수 대역의 연구가 필요하게 되었으며, 기존 위성 통신의 주파수 대역인 C-band(3.9~6.2 GHz)나 Ku-band(11~14 GHz)에 비해 직진성이 뛰어나며 안테나의 크기가 작고 광대

역 서비스가 용이한 Ka-band(26.5~40 GHz)에 대한 관심과 연구가 증가하고 있으며, 차세대 위성 통신의 중심이 될 전망이다^[1].

그러나 Ka-band 대역 위성 안테나는 해당 주파수의 위성파와 위성 시스템이 구축되지 않아 집중적인 연구가 미진하였으며, 고주파 대역에서 고이득 특성을 가지기 위해 매우 정교한 설계 및 가공을 필요로 하는 어려움이 있다. 또한, 주·부경 및 급전부를 포함하는 전체 안테나의 크기가 파장에 비해 매우 커

「본 논문은 과학기술부 특정연구개발사업 중 “고성능안테나평가기술개발” 과제에 의해 지원받았습니다.»

홍익대학교 전자전기공학부(School of Electronic and Electrical Engineering, Hongik University)

*한국표준과학연구원 기반기준부(Division of Physical Metrology, Korea Research Institute of Standards and Science)

· 논문 번호 : 20070518-14S

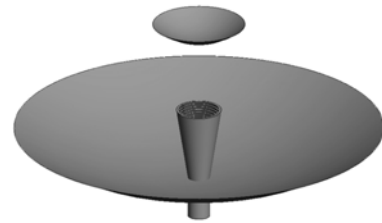
· 수정완료일자 : 2007년 8월 2일

서 GO(Geometrical Optics), PO(Physical Optics) 또는 GTD(Geometrical Theory of Diffraction) 등의 해석 방식을 일반적으로 사용하지만^{[2],[3]} 정확한 성능 예측 및 정밀 설계가 어려운 단점이 있다.

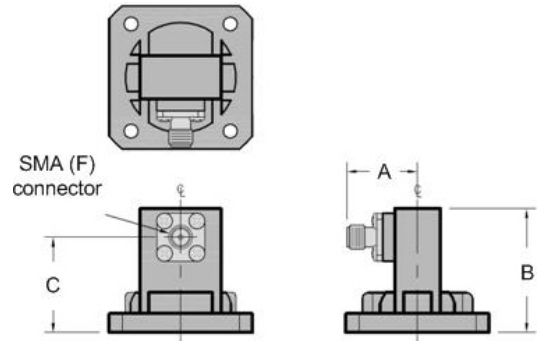
본 논문에서는 Ka-band에서 동작하는 급전 혼과 카셋그레인 안테나를 설계하였다. 동작 주파수 33 GHz에서 최고 이득을 가지며 넓은 주파수 대역에서 이득, 부엽, 빔 폭 특성을 고려하여 안테나를 설계하였다. 급전 혼은 E-평면과 H-평면이 대칭적 복사 패턴과 낮은 부엽을 가지도록 주름 원형 혼 안테나를 사용하였다. 안테나 해석의 정확성과 소요 시간을 단축시키기 위해 급전 혼 부분은 MoM(Method of Moment) 방식으로 해석한 후 안테나의 등가 전원으로 사용되며, 주경 및 부경은 FEKO EM 시뮬레이터에서 지원하는 MLFMM(Multilevel Fast Multipole Method) 방식으로 해석하였다^[4]. 최적화된 카셋그레인 안테나는 33 GHz에서 40 dBi 이상의 높은 이득과 -20 dB 이하의 부엽 크기 1.5° 내의 좁은 빔 폭을 가졌으며, E-평면과 H-평면의 대칭적인 복사 패턴을 가져 위성 통신용 안테나로 적합한 형태임을 확인하였다.

II. 주름 원형 급전 혼의 설계와 측정

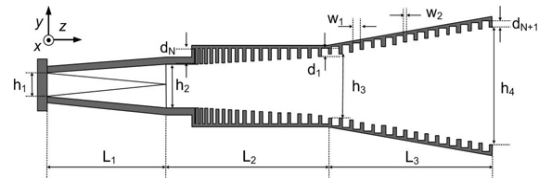
그림 1은 본 논문에서 제안한 카셋그레인 안테나의 구조와 급전에 사용된 도파관 및 혼 안테나의 구조를 보여준다. 카셋그레인 안테나의 주경은 포물면 반사경으로 부경은 쌍곡면 반사경으로 설계하였으며, 급전부는 주경 중심에 부착되는 구조를 가진다. 안테나의 급전부는 일반적으로 혼 안테나를 사용하는데 혼 안테나의 경우 개구면의 전계 분포에 따라 TE_{11} 모드가 발생하는 원형 혼 안테나, TE_{11} 모드와 TM_{11} 모드가 동시에 발생하는 이중 모드 혼 안테나, HE_{11} 모드가 발생하는 주름 원형 혼 안테나 등이 있다. 원형 혼 안테나는 제작은 용이하지만 복사 패턴이 비대칭적이고 부엽의 크기가 큰 단점이 있으며, 이중 모드 혼 안테나는 복사 패턴이 대칭적이지만, 이득이 낮은 단점이 있다. 이에 비해 주름 원형 혼 안테나는 제작이 어려운 반면 복사 패턴이 대칭적이고, 교차 편파와 부엽의 크기가 상대적으로 작아 제안된 안테나의 급전부로 사용하였다^{[5]-[7]}.



(a) 카셋그레인 안테나 구조
(a) The Cassegrain antenna structure



(b) 구형 도파관 WR-28
(b) The rectangular waveguide WR-28



(c) 주름 원형 급전 혼 안테나 구조
(L₁: 전환부, L₂: 모드 변환부, L₃: 플레어)
(c) The corrugated circular feed horn antenna structure
(L₁: Transition, L₂: Mode converter, L₃: Flare)

그림 1. 안테나 구조
Fig. 1. The antenna structure.

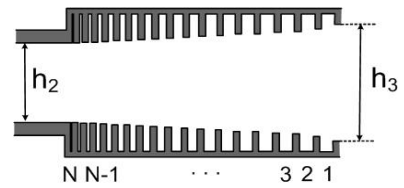
안테나의 급전 전면부는 그림 1(b)와 같이 가로 0.28 inch(71 mm), 세로 0.14 inch(35.5 mm), 총 길이 0.95 inch(24 mm)의 구형 도파관인 WR-28로 설계하였으며, WR-28은 26.5 GHz에서 40 GHz의 Ka-band 전용 급전 도파관이다. 안테나 급전부는 주름 원형 혼 안테나를 사용하였으며 도파관의 형태를 구형에서 원형 형태로 변화시켜 주는 전환부(L₁), 모드를 변화시켜 주는 모드 변환부(L₂), 전계를 증폭시켜 주는 플레어 부분(L₃)으로 나누어 설계하였다. WR-28에서 발생하는 구형 TE_{10} 모드가 원형 도파관 변형 부분인 L₁을 지나면서 TE_{11} 모드로 전환되며, 모드 변

환 부분인 L_2 를 지나면서 혼성(hybrid) 모드인 HE_{11} 모드로 전환되게 된다^{[8],[9]}.

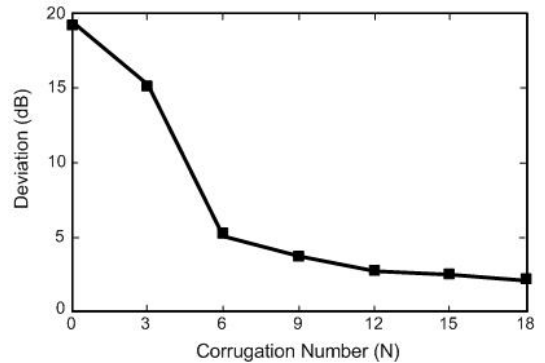
혼 안테나의 개구면에서 전계 분포가 HE_{11} 모드 형태가 되기 위해서는 원형 혼 내부에 지름이 다른 원형 도파관으로 주름을 만들어 TE_{11} , TM_{11} 모드를 동시에 발생시킨 후 이 두 모드를 적절히 조합하여 HE_{11} 모드로 결합시켜야 한다. 주름 원형 혼에서 모드 변환부는 혼의 임피던스 정합과 대칭적인 복사 패턴, 부엽과 교차 편파 등에 영향을 미치는데, 임피던스 정합을 위해 주름의 깊이가 L_1 와 접촉하는 부분은 파장의 1/2 깊이에서 L_3 와 맞닿는 부분은 파장의 1/4이 되도록 설계하여야 한다. 주름의 깊이뿐만 아니라, 주름의 폭도 임피던스 정합에 영향을 주므로 내부 위치에 따라 폭의 두께를 변화시켜야 하며, 일반적으로 한 파장에 주름의 개수를 3 이상 구현하여야 혼성 모드가 발생할 수 있다. 전계를 증폭시키는 플레어 부분은 급전 혼의 빔 폭과 개구면의 크기 및 카셋그레인 안테나의 부경 크기를 결정한다.

제안된 급전 혼의 경우는 제작과정의 용이성과 제작 단가를 고려하여 모드 변환부의 주름 깊이를 파장의 2/5에서 1/4로 변환시켰으며, 주름의 폭도 내부 위치와 관계 없이 w_1 와 w_2 의 일정한 변화를 주었다. 주름의 개수는 모드 변환부의 길이가 46 mm(약 5λ)일 때 정교한 모드 변환을 위해서 15개 정도가 필요하지만, 주름 개수에 따른 성능 변화를 관찰하여 위성 안테나의 복사 패턴 특성을 만족하는 최소 주름 수를 설계에 사용하였다. 그림 2(a)는 급전 혼 안테나의 모드 변환부 설계를 보여주며, 그림 2(b)는 모드 변환부 주름의 개수에 따른 33 GHz에서 급전 혼 안테나의 E-평면과 H-평면의 부엽 크기 차이를 보여준다. 주름의 개수가 6개 이상일 경우에 부엽 크기 차이가 5 dB 이내로 수렴하여 위성 안테나의 급전용으로 적합함을 확인할 수 있다.

개구면의 크기는 급전 혼의 반전력 빔 폭, 카셋그레인 안테나의 부경의 크기 및 차단 효과, 이득 등을 고려하여 33 mm로 결정하였다. 표 1은 본 논문에서 제안한 주름 원형 급전 혼 안테나의 수치를 보여주고 있다. 그림 3(a)는 카셋그레인 안테나의 급전부로 쓰이는 주름 원형 혼 안테나의 전계 분포를 보여주고 있으며, 그림 3(b)는 일반적인 원형 혼 안테나의 전계 분포를 보여준다. 원형 혼 안테나의 전계 분



(a) 모드 변환부 구조
(a) The mode converter structure



(b) 주름 개수에 따른 E-평면과 H-평면의 부엽 크기 차이
(b) The difference of the side-lobe level of the E&H-plane for the corrugation number

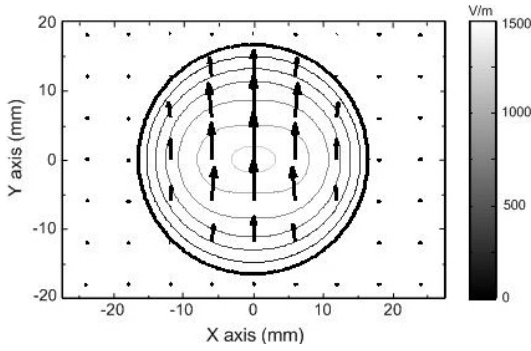
그림 2. 급전 혼 안테나의 모드 변환부 설계
Fig. 2. The designed mode converter of the feed horn antenna.

표 1. 제안된 급전 혼 안테나의 수치
Table 1. The size of the designed feed horn antenna.

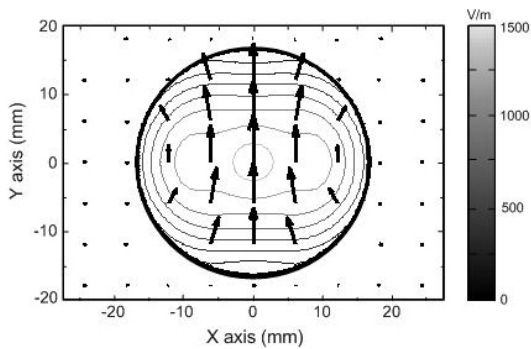
변수	크기(mm)	변수	크기(mm)
h_1	7.12	L_1	35
h_2	13	L_2	46
h_3	22	L_3	45
h_4	33	d_1	2.3
w_1	2	d_6	4.5
w_2	1	d_7	1.8

포와 상이하게 주름 원형 혼 안테나의 전계 분포는 일정한 방향으로 향하는 혼성 모드인 HE_{11} 모드임을 알 수 있으며, 두 형태의 혼 안테나 모두 전계가 중앙에 집중된다.

급전 혼 안테나 및 카셋그레인 안테나의 복사 패턴은 전파 무반사실에서 근접 전계 측정 방식을 이용하여 측정하였다^[10]. 급전 혼 안테나의 경우는 크기를 고려하여 가로 75 mm, 세로 75 mm 면적의 근



(a) 제안된 주름 원형 혼의 전계 분포
(a) The E-field distribution of the suggested corrugated circular horn

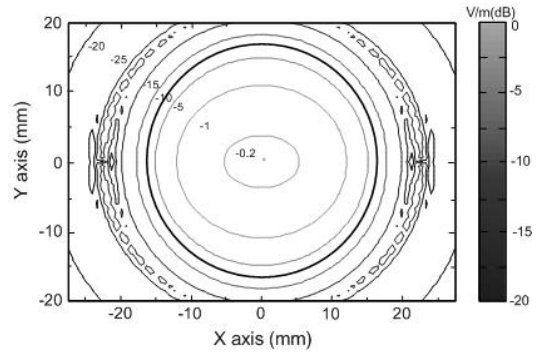


(b) 일반적인 원형 혼의 전계 분포
(b) The E-field distribution of the typical circular horn

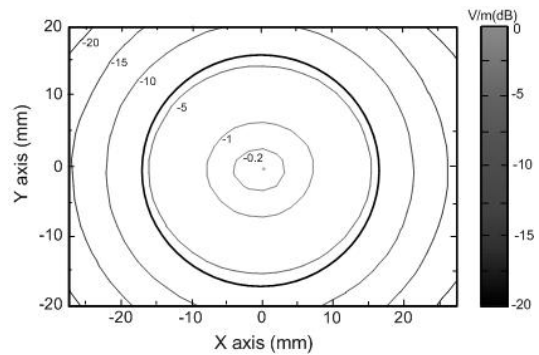
그림 3. 혼 안테나의 모드 분포 비교
Fig. 3. The comparison for mode distribution of the horn antenna.

접 전계를 측정하였으며, 혼 안테나의 대칭적인 구조에 의한 위상 분포를 확인하여 측정의 정확성을 높였다. 그림 4는 급전 혼의 개구면 전계 분포로서 시뮬레이션과 측정 전계 분포가 유사하며 혼의 중앙부가 최외각에 비해 약 5 dB 큰 것을 확인할 수 있다.

그림 5는 급전용 주름 원형 혼 안테나의 θ 각도에 따른 E-평면과 H-평면의 이득 분포를 나타내고 있으며, 실선은 측정 결과를 점선은 시뮬레이션 결과를 보여주고 있다. E-평면과 H-평면의 이득 분포가 유사한 형태를 가지며, 최대 이득은 $\theta = 0^\circ$ 일 때 시뮬레이션 결과 19.8 dBi, 측정 결과 18.7 dBi를 보인다. 또한, 부엽은 -20 dB 이하이며, 20° 정도의 좁은 반전력 빔 폭을 가진다. 시뮬레이션과 측정의 이득 차이는 1.1 dBi이며 이는 주름 원형 혼과 입력 구형 도파관인 WR-28의 연결 부분의 반사 손실과 제



(a) 시뮬레이션 전계 분포
(a) The simulation E-field distribution

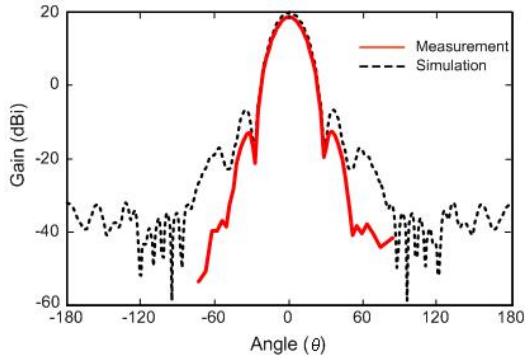


(b) 측정 전계 분포
(b) The measurement E-field distribution

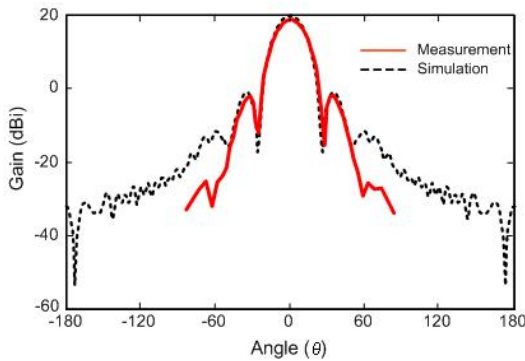
그림 4. 급전 혼의 개구면 전계 분포
Fig. 4. The E-field distribution at an aperture of the feed horn.

작 과정에서 의 오차로 사료된다. 그림 6은 31 GHz, 33 GHz, 35 GHz에서 E-평면과 H-평면의 측정 복사 패턴의 차이를 보여주고 있으며, $-45^\circ < \theta < 45^\circ$ 범위에서 측정 복사 패턴의 차이가 20 dB 이하이고, 반전력 빔 폭에 해당하는 $-12^\circ < \theta < 12^\circ$ 범위에서는 차이가 10 dB 이내로 매우 유사함을 알 수 있다.

그림 7은 각 주파수에 따른 급전 혼 안테나의 이득과 부엽의 크기, 반전력 빔 폭을 보여주고 있다. 측정과 시뮬레이션 값은 매우 유사하며, 이득은 31 GHz $< f <$ 35 GHz에서 중심 주파수인 33 GHz 이득에 대비 ± 3 dB 이내의 값을 가져 반전력 이득 대역폭이 10% 이상임을 알 수 있다. 부엽의 크기는 모든 주파수 대역에서 -20 dB 이하의 값을 가지며, 반전력 빔 폭도 모든 주파수에서 20° 내외의 값으로 급전 혼으로 적합한 빔 폭을 만족하였다.



(a) E-평면 이득
(a) The E-plane gain



(b) H-평면 이득
(b) The H-plane gain

그림 5. 주름 원형 급전 혼 이득
Fig. 5. The gain of the corrugated circular feed horn.

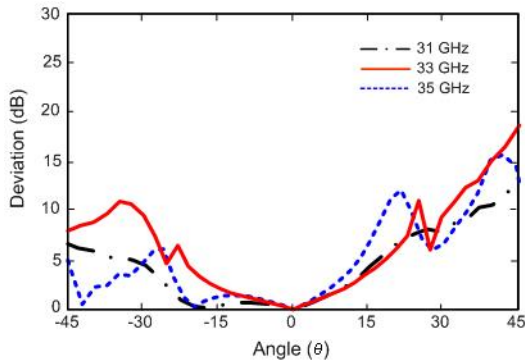
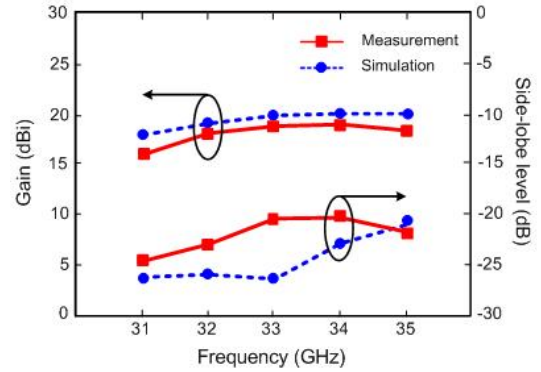


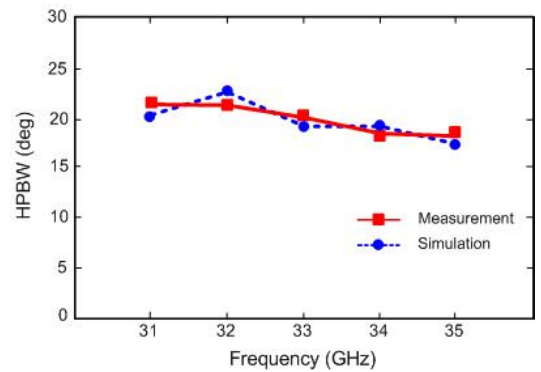
그림 6. 급전 혼의 E-평면과 H-평면의 복사 패턴 차이
Fig. 6. The radiation pattern deviation between E-plane and H-plane of the feed horn.

III. 카셋그레인 안테나의 설계와 측정

위성 통신용 안테나는 3만 5,800 km 높이의 정지



(a) 이득과 부엽의 크기
(a) Gain and side-lobe level



(b) 반전력 빔 폭
(b) Half power beam width

그림 7. 주파수 대역별 급전 혼 안테나 성능
Fig. 7. The feed horn antenna performance for the frequency.

위성과 고주파 신호를 송·수신해야 하며, 이 과정에서 대기 감쇠, 발산 감쇠 그리고 확산 감쇠 등 많은 전력 손실이 발생한다^[11]. 전력 손실에 의한 정보 손실을 최소화하기 위해 고이득 안테나가 필요하며 일반적으로 반사형 안테나를 많이 사용한다. 반사형 안테나에는 단일 반사형 안테나, 이중 반사형 안테나, 다중 반사형 안테나 등이 있으며, 제작이 용이하고 이득을 향상시키기에 적절한 이중 반사형 안테나가 널리 사용되고 있다^[12]. 이중 반사형 안테나 중 주경을 포물면 반사경(paraboloidal mirror)으로 하고, 부경을 쌍곡면 반사경(hyperboloidal mirror)으로 하는 카셋그레인 안테나(Cassegrain antenna)가 대표적이며, 카셋그레인 안테나는 고주파 영역에서 안테나 크기에 비해 파장이 작아 회절 현상(diffraction)에 의

한 부엽의 증가나 이득 감소 등을 줄일 수 있는 장점이 있다^[13].

카셋그레인 안테나의 급전부는 앞에서 언급한 주름 원형 혼 안테나를 사용하였으며, 안테나의 이득과 효율을 고려하여 주경의 크기를 결정하고 edge taper와 차단 효과를 고려하여 부경의 크기를 결정한다. 이후 주·부경의 각도를 결정하고 포물면과 쌍곡면 공식을 이용하여 주·부경의 모양을 결정한다. 본 논문에서는 중심 주파수 33 GHz에서 안테나의 효율을 0.7로 가정하여 안테나의 이득이 40 dBi 이상이 되고 제작비용이 최소화하도록 주경의 지름을 500 mm로 결정하였다. 식 (1)은 안테나의 효율을 나타내며, G 는 이득을 ϵ_{ap} 는 개구면에서의 안테나 효율, D 는 주경의 직경을 의미한다^[14].

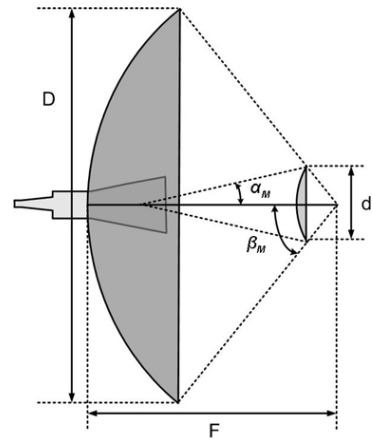
$$\epsilon_{ap} = G \frac{\lambda^2}{D^2 \pi^2} \quad (1)$$

주경의 크기를 결정한 후 부경의 edge taper와 차단 효과를 고려하여 부경의 지름을 70 mm로 설계하였다^{[15],[16]}. 주·부경의 각도 및 급전 중심을 변화시키면서 식 (2)를 이용하여 부경의 모양을 결정하였으며, r 은 급전 중심에서 부경까지의 거리를 나타내고, α 와 β 는 부경의 두 초점과 각 지점에서의 각도를 의미한다^[17].

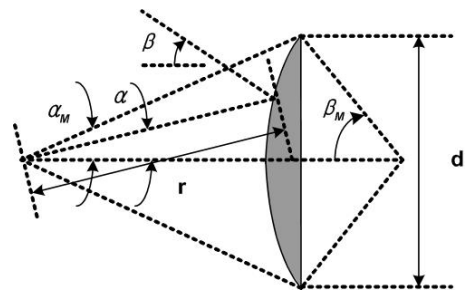
$$\frac{1}{r} \frac{dr}{d\alpha} = \tan\left(\frac{\alpha + \beta}{2}\right) \quad (2)$$

그림 8(a)는 카셋그레인 안테나의 주·부경의 구조와 설계 변수를 보여주며, 그림 8(b)는 좀 더 자세한 부경의 구조를 나타내고 있다. 그림 9는 주·부경의 각도인 α_M 과 β_M 에 따른 카셋그레인 안테나의 효율 변화를 보여준다. 안테나 효율은 α_M 이 15°, β_M 이 70°일 때 0.72로 가장 큰 값을 가졌다.

카셋그레인 안테나는 파장에 비해 크기가 큰 안테나로 MoM이나 FEM 등을 이용하였을 경우, 정확한 해석은 가능하지만 시뮬레이션 시간이 급격히 증가하는 단점이 있어 지금까지 PO, GO, GTD 등의 수치 해석 방법을 이용하여 근사적으로 해석하였다. 시뮬레이션 시간을 줄이면서도 해석의 정확도를 높이기 위해 정교한 해석을 필요로 하는 주름 원형 혼 안테나는 MoM 방식을 이용하여 근거리장을 계산하고, 계산된 근거리장의 전계와 자계 분포를 표면 등



(a) 카셋그레인 안테나 구조와 변수
(a) The structure and variable of the Cassegrain antenna



(b) 부경의 구조와 변수
(b) The structure and variable of the sub reflector

그림 8. 카셋그레인 주경과 부경의 구조
Fig. 8. The structure of the Cassegrain antenna main and sub reflector.

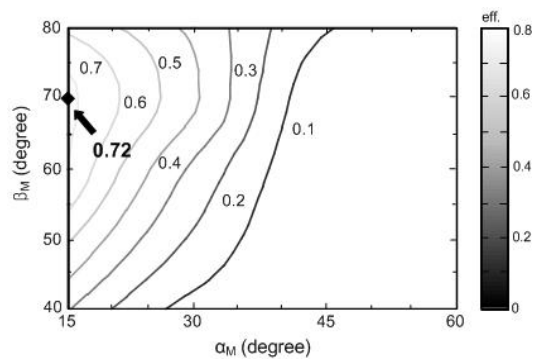


그림 9. 주·부경 각도의 따른 안테나 효율
Fig. 9. The antenna efficiency for degree of the main and sub reflector.

가 이론(surface equivalent theory)을 적용하여 카셋그레인의 등가 전원으로 사용하였다^[18]. 파장에 비해

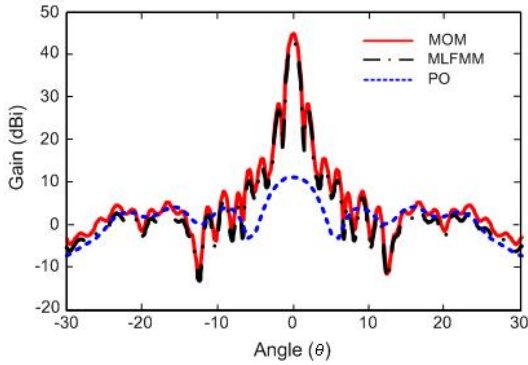
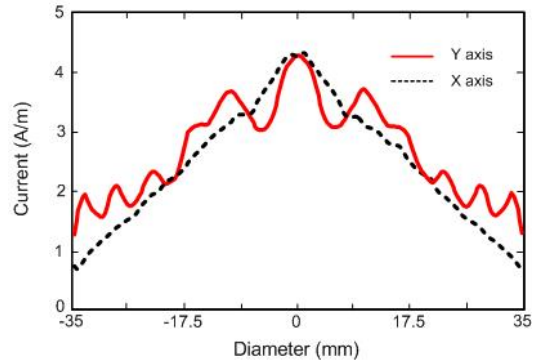


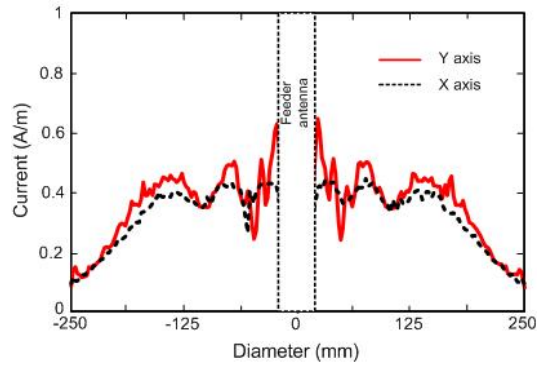
그림 10. 안테나 해석 방식 비교
Fig. 10. The comparison for solution method of the antenna.

크기가 큰 주·부경은 시뮬레이션의 정확성과 함께 시뮬레이션 시간을 고려하여 MLFMM 방식을 사용하였다. 그림 10은 주·부경의 해석 방식에 따른 시뮬레이션 정확성을 보여주며, MLFMM 방식의 경우 시뮬레이션 결과가 MoM 방식과 가장 유사한 형태를 보였다. 해석 시간 또한 한 주파수의 원거리장 복사 패턴을 해석하는데 MoM 방식은 3.5시간, MLFMM 방식은 1.4시간, PO 방식은 2.5시간으로 MLFMM 방식이 MoM 방식에 비해 약 60% 정도의 해석 시간 단축 효과를 보였다. 또한, 표면 등가 전원을 사용하지 않고 전체 구조를 MoM 방식으로 해석하는데 걸리는 72시간에 비해 1.4시간의 등가 전원을 사용한 MLFMM 해석은 시뮬레이션을 이용한 최적화를 가능하게 하였다.

그림 11은 제안된 안테나의 시뮬레이션 표면 전류 분포를 보여주고 있다. 주·부경 안테나의 곡면에 흐르는 전류 분포를 해석하여 2차원으로 도시하였으며, 부경의 전류 분포는 0.68~4.24 A/m 값으로 15.9 dB의 edge taper를 보였다. 이는 일반적인 카셋그레인 안테나의 edge taper 값인 10~20 dB 사이의 값으로 설계가 최적화 되었음을 확인할 수 있다. X축의 값과 Y축의 전류 분포가 상이한 이유는 제안된 안테나의 급전 부분 X축과 Y축의 전계 분포가 동일하지 않기 때문이다. 그림 11(b)는 주경의 시뮬레이션 표면 전류 분포로서 0.05~0.65 A/m로 22 dB의 edge taper를 가졌으며, 중앙 부분은 급전 안테나로 인해 전류 분포가 삭제되었다. 주·부경 모두 전류



(a) 부경의 표면 전류 분포
(a) The surface current distribution of sub reflector



(b) 주경의 표면 전류 분포
(b) The surface current distribution of main reflector

그림 11. 주·부경의 표면 전류 분포
Fig. 11. The surface current distribution of main and sub reflector.

분포가 중앙에 집중되며 대칭적인 형태를 띠을 알 수 있다.

그림 12는 제작된 카셋그레인 안테나의 사진이다. 급전 혼 안테나는 개구면의 지름이 33 mm, 총 길이가 약 130 mm이며 급전 혼의 전면부는 구형 도파관인 WR-28을 삽입하여 급전부를 고정시킬 수 있게 제작되었다. 카셋그레인 안테나의 경우, 4각 지지대를 이용하여 부경을 고정시켰으며, 초점거리와 급전 중심의 미세한 움직임을 통해 안테나 효율을 최적화 하도록 주·부경 안테나 모두 전후 이동이 가능하게 제작되었다. 카셋그레인 안테나의 측정은 급전 혼과 동일하게 근접 전계 측정 방식을 이용하였으며, 주경의 크기를 고려하여 가로 350 mm, 세로 350 mm 면적의 근접 전계를 측정하였다. 그림 13은 안테나

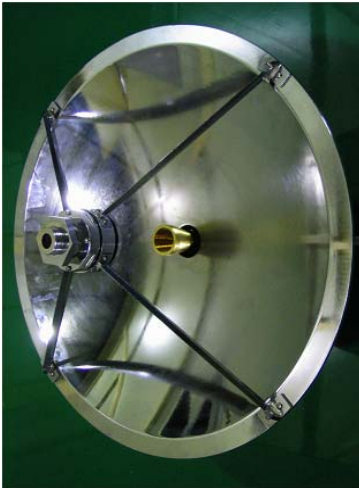
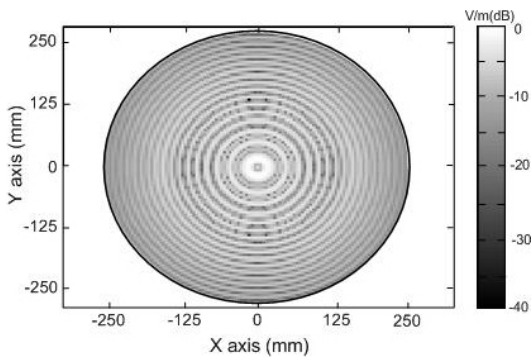
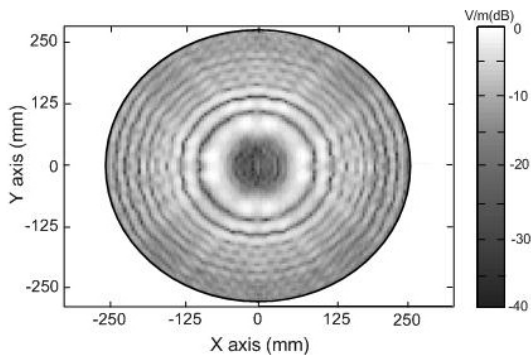


그림 12. 제작된 카셋그레인 안테나 사진
Fig. 12. The picture of Cassegrain antenna.

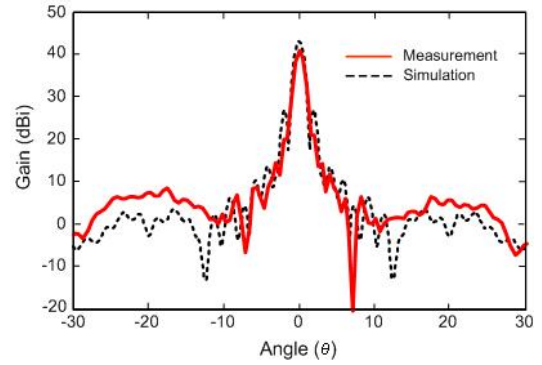


(a) 시뮬레이션 전계 분포
(a) The simulation E-field distribution

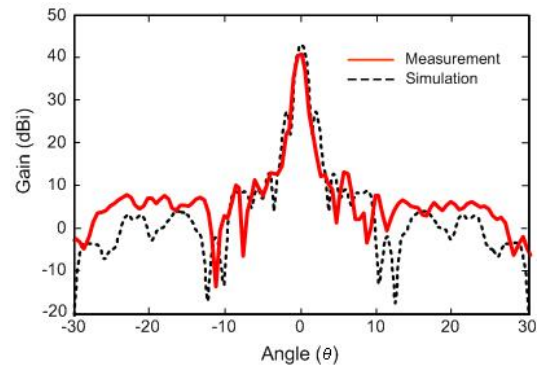


(b) 측정 전계 분포
(b) The measurement E-field distribution

그림 13. 주경의 개구면 전계 분포
Fig. 13. The E-field distribution of main reflector aperture.



(a) E-평면 이득
(a) The E-plane gain



(b) H-평면 이득
(b) The H-plane gain

그림 14. 카셋그레인 안테나의 이득
Fig. 14. The gain of the Cassegrain antenna.

주경의 개구면에서 시뮬레이션 및 측정 전계 분포를 보여주고 있으며, 시뮬레이션과 측정 전계 분포가 원형의 유사한 형태를 가지고, 주경의 위치에 따라 전계 분포의 강·약이 반복되었다.

그림 14는 효율이 최적화된 카셋그레인 안테나의 θ 에 따른 원거리장 이득 분포를 나타내고 있다. 실선은 측정 결과를 점선은 시뮬레이션 결과를 의미하며 (a)는 E-평면 이득을, (b)는 H-평면 이득을 의미한다. 안테나 최대 이득은 전파의 진행 방향($\theta=0^\circ$)에서 시뮬레이션 43.1 dBi, 측정 41.0 dBi값을 보였으며, E-평면과 H-평면에서 대칭적인 형태의 유사한 복사 패턴을 보였다. 부엽의 크기는 -25.8 dB이고, 반전력 빔 폭은 1.2° 로 위성 통신에 적합한 이득, 부엽 및 빔 폭 특성을 확인할 수 있다. 시뮬레이션과 측정 최대 이득의 차이는 카셋그레인의 급전 혼으로

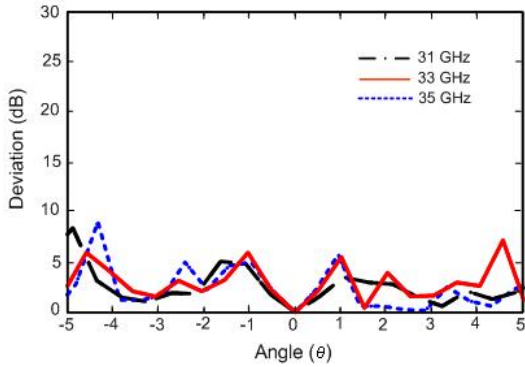


그림 15. 카셋그레인 안테나의 E-평면과 H-평면의 복사 패턴 차이

Fig. 15. The radiation pattern deviation between E-plane and H-plane of the Cassegrain antenna.

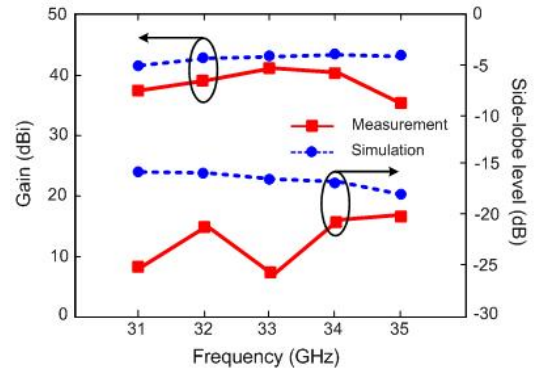
사용된 주름 원형 혼 안테나의 시뮬레이션 오차, 부경을 고정시키기 위한 4각 지지대 그리고 안테나 조립과 근접 전계 측정 시 발생할 수 있는 오차들에 의한 것으로 사료된다. 카셋그레인 안테나의 이득은 급전 혼에서 생긴 오차 1.1 dBi를 고려하면 42.1 dBi이며, 이때의 안테나의 효율은 0.6을 나타냈다.

그림 15는 카셋그레인 안테나의 주파수에 따른 E-평면과 H-평면의 측정 복사 패턴 차이를 나타내고 있으며, 측정 복사 패턴의 차이가 $-5^\circ < \theta < 5^\circ$ 범위에서 10 dB 이내의 값을 보였으며, 반전력 빔 폭에 해당하는 $-1^\circ < \theta < 1^\circ$ 범위에서는 차이가 5 dB 내외로 매우 유사한 E-평면과 H-평면 복사 패턴을 가졌다.

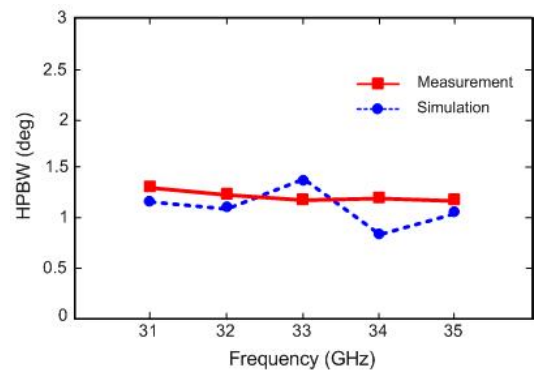
그림 16은 각 주파수에 따른 카셋그레인의 이득과 부엽의 크기, 반전력 빔 폭을 나타내고 있으며, 이득의 경우 중심 주파수인 33 GHz와 비교하여 9% 정도의 반전력 이득 대역폭을 가졌다. 부엽의 크기는 모든 주파수 대역에서 -15 dB 이하의 값을 가졌으며, 측정된 부엽의 크기는 33 GHz와 비교하여 5 dB 내외의 값으로 유사한 부엽 크기를 유지하였다. 반전력 빔 폭 역시 모든 주파수에서 2° 내외의 값으로 좁은 빔 폭을 만족하였으며, 측정과 시뮬레이션의 반전력 빔 폭 차이는 0.5° 이내로 매우 유사하였다.

IV. 결 론

본 논문에서는 Ka-band에서 동작하는 급전 혼과



(a) 이득과 부엽의 크기
(a) Gain and side-lobe level



(b) 반전력 빔 폭
(b) Half power beam width

그림 16. 주파수 대역별 카셋그레인 안테나 안테나 성능

Fig. 16. The Cassegrain antenna performance for the frequency.

카셋그레인 안테나를 설계하였으며, 급전 혼 안테나의 근거리장 전계와 자계를 카셋그레인 안테나의 등가 전원으로 사용함으로써 기존의 해석 방법에 비해 계산 시간을 단축할 수 있었다. 그리고 수치 해석 방법들의 비교를 통해 MLFMM 방식이 기존의 해석 방식들에 비해 시간 단축과 정확한 해석이 가능함을 확인하였다. HE₁₁ 모드가 존재하는 급전 혼으로 주름 원형 혼 안테나를 보다 쉽게 제작할 수 있도록 주름의 개수와 깊이, 폭 등을 최적화 하였으며, 제작 비용과 이득을 고려하여 카셋그레인 주경의 크기를 결정하고 각도와 급전 중심을 조절하여 안테나 효율을 최적화 하였다. 제안된 안테나는 근접 전계 방식을 이용하여 측정하였으며, 급전 혼은 동작 주파수

인 33 GHz에서 19 dBi 이득과 -25 dB의 부엽의 크기 그리고 20° 내의 반전력 빔 폭을 나타냈으며, E-평면과 H-평면의 복사 패턴이 유사함을 확인하였다. 카셋그레인 안테나는 33 GHz에서 41 dBi의 이득, -20 dB 이하의 부엽의 크기, 1.5° 내의 좁은 반전력 빔 폭의 특성을 보였으며, 9 % 정도의 반전력 이득 대역폭을 가졌다. 제안된 카셋그레인 안테나는 제작이 용이하면서도 위성용 안테나로서 필요한 고성능 특성을 만족하였다.

참 고 문 헌

- [1] 황의환, "밀리미터파대 주파수자원에 대한 정책 방향", 한국전자과학회 전자과학기술지, 9(4), pp. 3-7, 1998년 12월.
- [2] L. Shung-Wu, P. Cramer, W. Kenneth, and Y. Rahmat-Samii, "Diffraction by an arbitrary subreflector: GTD solution", *IEEE Trans. Antenna Propaga.*, vol. 27, pp. 305-316, May 1979.
- [3] P. Rarnanujam, R. Hoffmeister, D. Kresco, and B. M. Park, "Different methods of PO analysis in a dual reflector antenna with a shaped main reflector", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 1, pp. 230-233, Jul. 1996.
- [4] <http://www.feko.info>, EM Software & Systems, "FEKO Suite 5.2".
- [5] B. M. Thomas, "Design of corrugated conical horns", *IEEE Trans. Antennas Propaga.*, vol. 26, pp. 367-372, Mar. 1978.
- [6] B. M. Thomas, "A review of the early developments of circular-aperture hybrid-mode corrugated horns", *IEEE Trans. Antennas Propaga.*, vol. 34, pp. 930-935, Jul. 1986.
- [7] R. J. Wylde, D. H. Martin, "Gaussian beam-mode analysis and phase-centers of corrugated feed horns", *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 41, pp. 1691-1699, Oct. 1993.
- [8] X. Zhang, "Design of conical corrugated feed horns for wide-band high frequency applications", *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 41, pp. 1263-1274, Aug. 1993.
- [9] L. C. Da Silva, "A method of analysis of TE₁₁-to-HE₁₁ mode converters", *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 36, pp. 480-488, Mar. 1998.
- [10] Z. A. Hussein, Y. Rahmat-Samii, "Application of cylindrical near-field measurement technique to the calibration of spaceborne radar antennas: NASA scatterometer and seawidns", *IEEE Trans. Geoscience and Remote Sensing*, vol. 37, pp. 360-373, Jan. 1999.
- [11] 백정기, "위성 통신에서의 전파전파 및 초고주파 기술", 한국전자과학회지, 19(10), pp. 993-1008, 1992년 10월.
- [12] W. L. Stutzman, G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, 2nd Ed., New York: John Wiley & Sons, 1998.
- [13] P. W. Hannan, "Microwave antenna derived from the Cassegrain telescope", *IRE Trans. Antennas Propaga.*, vol. 9, pp. 140-153, Mar. 1961.
- [14] P. Kildal, "The effects of subreflector diffraction on the aperture efficiency of a conventional Cassegrain antenna-An analytical approach", *IEEE Trans. Antennas Propaga.*, vol. 26, pp. 367-372, Mar. 1978.
- [15] P. Kildal, E. Lier, and E. Olsen, "Efficient computer programs for study and optimization of blockage and diffraction in symmetrical reflector antennas", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symp.*, vol. 24, pp. 469-472, Jun. 1986.
- [16] 이상우, 장원, 이병무, 양기주, 이상훈, 윤영중, "Spill-over 억제를 위한 X-band 카셋그레인 안테나 설계 연구", 한국전자과학회논문지, 17(9), pp. 829-835, 2006년 9월.
- [17] G. W. Collins, "Shaping of subreflectors in Cassegrainian antennas for maximum aperture efficiency", *IEEE Trans. Antennas Propaga.*, vol. 21, pp. 309-313, May 1973.
- [18] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, New York: John Wiley & Sons, 1997.

안 승 범



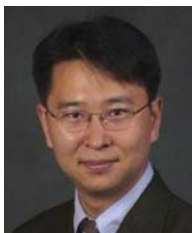
2004년 2월: 홍익대학교 전자전기공학부 (공학사)
2006년 2월: 홍익대학교 전자공학과 (공학석사)
2007년 3월~현재: 홍익대학교 전자정보통신공학과 박사과정
[주 관심분야] EIRP/ERP 측정, 위성 안테나 설계, 시간영역 혼 안테나 설계

강 진 섭



1987년 2월: 한양대학교 전자공학과 (공학사)
1989년 8월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)
1994년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)
1994년 3월~1995년 3월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 위촉연구원
1995년 3월~1996년 2월: University of Illinois at Urbana-Champaign, Dept. of Electrical and Computer Eng., Post-doctoral Research Associate
1996년 3월~1998년 2월: 충북대학교 전기전자공학부 초빙 조교수
1998년 3월~현재: 한국표준과학연구원 기반표준부 전자기그룹 책임연구원
[주 관심분야] 전자파 측정표준(임피던스, 고이득 안테나 특성), 전자파 산란 및 역산란, 수치해석

추 호 성



1998년 2월: 한양대학교 전파공학과 (공학사)
2000년 8월: 미국 Univ. of Texas at Austin 전자전기공학부 (공학석사)
2003년 5월: 미국 Univ. of Texas at Austin 전자전기공학부 (공학박사)
2003년 6월~2003년 8월: 미국 Univ. of Texas at Austin 전자전기공학부 (Post Doctor)
2003년 8월~현재: 홍익대학교 전자전기공학부 조교수
[주 관심분야] 초소형 안테나, 최적화 알고리즘을 이용한 안테나 설계, RFID용 태그 및 리더 안테나