

안테나와 레이더

金 英 植

韓國電子通信研究所 移動通信시스템研究室

I. 서 론

유선이 갖는 공간적인 한계를 무선을 이용하여 극복하려는 노력은 Hertz가 100여년전에 실험적으로 전자파를 확인한 이래 꾸준한 발전이 있어왔다. Hertz가 실험할 시대 전후에는 RF기술의 부족으로 겨우 무선신호의 파장의 500배 정도 밖에 전송할 수 없었으나 근래에 괄목할 만한 기술의 발전으로 멀리 우주에서 날아오는 미약한 전파까지도 수신이 가능하게 되었다.

현재에는 SHF대(3-30GHz)에까지는 상용이나 군사용 등의 분야에 활용되고 있으며, EHF대(30-300GHz) 이상은 주로 전파천문 분야에 활용되고 있다. 그러나 과학기술의 발전과 병행하여 정보 전송량의 증가에 따라 EHF대도 조만간 일반 상용 분야에 활용될 전망이다.

전파의 이용은 방송분야를 제외한다면 무선전화나 인공위성을 이용한 통신등의 상용화된 기술은 최근에서야 일반화되고 있으나 군용이나 우주선등에 응용되는 기술들에 비하면 미미한 실정이다. 특히 군관련된 C³I나 SDI로 불리우는 계획들은 고도의 기술을 요하며 특히 무선기술은 이러한 계획의 핵심기술에 속한다.

무선기술과 관련하여 안테나, 그중에서도 레이더에 많이 쓰이는 array 및 reflector 안테나들에 대해서 간단히 고찰한 후 고해상도의 특성을 갖는 synthetic aperture radar에 대해서 살펴보고자 한다.

II. 안테나

안테나는 전송선으로부터 오는 RF신호를 공간으

로 송신되게 하는 변환기(transducer)이며 안테나 부근의 영역을 near field 또는 Fresnel영역($R < 2L^2/\lambda$; R은 거리, L은 안테나 크기, λ 는 파장)이라 하며 그보다 먼 영역을 far field 또는 Fraunhofer 영역이라고 한다. 안테나는 송, 수신간에 가역의 관계(reciprocity theorem)를 갖는다.

점원(point source, 예를들면 태양)의 특성을 갖는 안테나를 제외한 모든 안테나로부터 전파되는 전자파는 공간에 대해 지향성을 갖는다. 지향성 정도를 지향성이득(directivity 또는 directive gain)이라는 양으로 표현한다. 지향성 이득, Dir은 안테나의 방사 패턴(radiation pattern)으로 구할 수 있으며, 최대방사 강도를 평균방사 강도로 나눈 값으로 다음 식과 같이 정의한다.

$$\text{Dir} = \frac{|E_{\theta}|^2 + |E_{\phi}|^2 |_{\max}}{\frac{\Pi}{4} \iint (|E_{\theta}|^2 + |E_{\phi}|^2) \sin\theta d\theta d\phi}$$

여기서 E_{θ} , E_{ϕ} 는 θ 및 ϕ 의 함수로 θ 방향 및 ϕ 방향의 전계강도 성분이다.

만일 점원에서 방사되는 경우와 같이 각 전계강도 성분이 같고 전공간에 대해 균일하다면($E_{\theta}=E_{\phi}=1$) 지향성 이득은 1이 된다. 이 경우를 isotropic source라고도 한다.

그 반대로 안테나 패턴이 한 방향으로 편중되는 고도의 지향성을 갖을수록 지향성 이득은 커지며 일반적으로 안테나의 면적에 비례하여 증가한다. 지향성 이득이 매우 큰 안테나를 초지향성 안테나(superdirective antenna)라고 하는데 이론적으로는 가능하나 현실적으로 구현하는 데는 어려움이 있다! 일반적으로 안테나의 크기가 주어지면 그에 대응하

여 최대 지향성 이득은 제한된다.^[2]

$$Dir = 4\pi \frac{A}{\lambda^2}$$

여기서 A는 안테나의 면적, λ는 파장이다.

지향성 이득에 방사효율을 곱한 값을 최대전력 이득(maximum power gain)이라고 하는데 윗식에 지향성 이득 대신에 최대 전력 이득으로 표현하기도 한다.

Reflector 안테나에서 중요한 파라미터인 개구면 효율(aperture efficiency)은 안테나의 물리적 크기의 효용성을 의미하는데 스페일오버(spill-over), 테이퍼(taper), 위상(phase), 분극(polarization), 가림(blockage), 랜덤에러(random error) 효율 등에 의하여 결정되며 각각의 효율들을 전부 곱합 양이다.^[3]

앞의 네가지 효율은 feed 안테나의 특성에 의하여 뒤의 두가지는 reflector의 특성에 의하여 그 효율이 좌우된다. 그중 제일 끝에 있는 랜덤에러 효율은 파라볼로이드(paraboloid)의 표면의 균일성, 곡면의 이그러짐 등에 의한 것이다. 스페일 오버 효율은 feed 안테나에서 방사되는 총 전력중 reflector 안테나에로만 가는 전력의 정도를 뜻하며 테이퍼효율은 reflector 안테나의 면에 전계의 크기의 균일성 정도를 의미한다. (그림 1 참조)

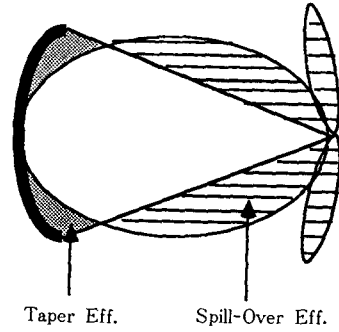
Feed 안테나 패턴이 $(\cos \theta)^n$ 이고 이상적인 파라볼로이달(paraboloidal) 안테나라고 가정하여 개구면 효율을 구하면 최대치는 81.6% 정도이다.^[4]

1. 어레이 안테나(array antenna)

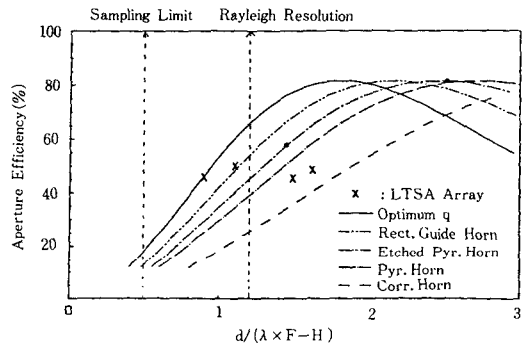
1) Monopulse 안테나

Monopulse 안테나는 그림2(a)에서 보는 바와 같이 4개의 안테나 소자로 구성되는 어레이 안테나의 일종으로 각 안테나 소자에 대한 4개의 신호들에 대해 합과 차를 적절히 결합하면 수직(elevation)축과 수평(azimuth)축에 대한 차의 신호와 전체 합인 신호를 그림 2(b)와 같이 구할 수 있으므로 3개의 성분에 대한 정보를 얻을 수 있다.

이와 같이 수직 및 수평축에 대해 동시에 신호의 변화를 알 수 있기 때문에 안테나의 tracking system, 3D레이더 등에 응용할 수 있다. 그러나 합에 대한 패턴은 높은 지향성 이득을 가져야 하며 차에 대한 패턴의 교차각 부호에서 경사가 급격해야 하며 모든 패턴에서 상당히 낮은 sidelobe를 가질수록 좋은 성능의 시스템이 구현될 수 있다. 각의 해상도를 높이기 위하여 리플렉터 안테나 또는 phased array를 사

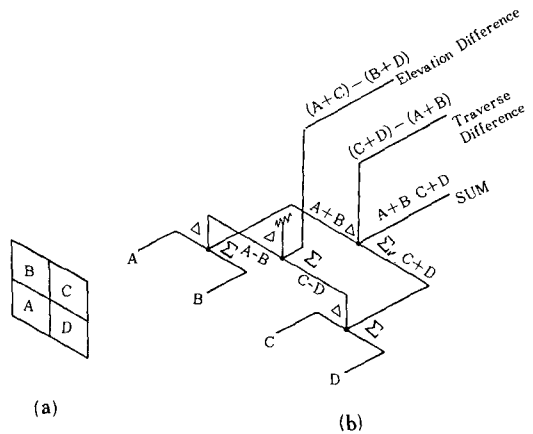


(a)



(b)

그림 1. 개구면 효율



(a)

(b)

그림 2. Monopulse 안테나의 구성도

용할 수 있다. 그림 3은 phased array인 경우이며 35 GHz에서 차 신호의 null이 20dB정도이며 1GHz의 주파수 대역 특성을 갖고 있다.^[5]

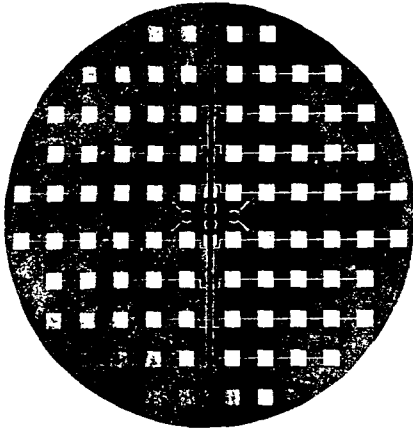


그림 3. Microstrip 소자로 phased array를 구성한 monopulse 안테나

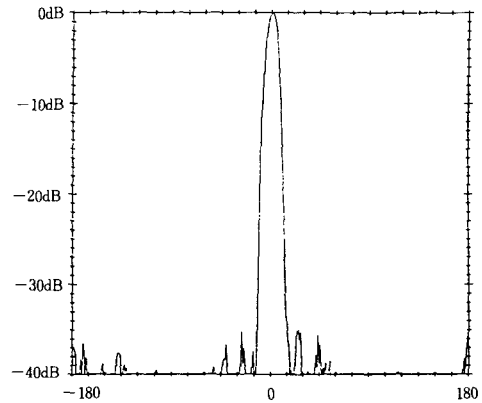


그림 4. Low-sidelobe 어레이 안테나 패턴

2) Phased array

Phased array는 동일한 안테나(소자안테나:element antenna)를 선형으로 또는 이차원으로 배열하여 구성하며 그의 패턴은 소자 안테나 패턴과 array factor의 곱으로 주어진다. Array 안테나의 지향성 이득은 소자 안테나의 수에 따라 증가하며 빔폭은 줄어든다. 그리고 소자 안테나의 간격에 대해서도 영향을 받는다.

각 소자안테나에 feed하는 방법은 병렬(parallel), 직렬(series), 공간(space) 등등의 방법이 있다.

빔을 scan하기 위하여 각 소자 안테나의 위상을 개별적으로 조절함으로써 가능하나 scan 각도가 커질수록 빔폭은 넓어지며 grating lobe가 나타난다. 또한 소자 안테나 상호간의 결합(mutual coupling)의 영향으로 어떤 scan 각에서는 방사가 안 일어나는데 이러한 것을 spot blindness 라고 한다.^[6] 따라서 grating lobe의 크기 및 spot blindness에 따른 scan각도 등을 고려하여 설계하여야 한다.

Sidelobe는 안테나의 기본 현상에 속하나 레이더의 특성을 높이기 위하여 작은 sidelobe를 필요로 하는데 이는 소자안테나의 간격, 위상, 진폭 등을 유효 적절히 조절함으로써 가능하다. 10여년전에는 이러한 조절하는 기술의 어려움으로 -30~-40dB 정도의 sidelobe를 얻을 수 있었으나 현재에는 -50dB 이상도 가능하다. 그림 4는 microstrip 안테나로 16소자 어레이 안테나를 구성하여 5GHz에 대해 측정된 H-plane 패턴이다. 각 소자 안테나의 feed는 Chebyshev 분포로 설계한 것이다.^[7]

3) 멀티빔(multibeam)안테나

멀티빔 안테나는 phased 어레이가 단일 RF신호를 송, 수신하는데 반해 독자적으로 동시에 각각의 소자 안테나로 부터 송, 수신하므로 다중빔을 얻을 수 있다. 다중 빔이기 때문에 안테나 이득을 어느 정도 갖고 있으면서 넓은 방향에 대해 송, 수신이 필요한 시스템이나 image시스템 등에 응용할 수 있다. 그러나, 이러한 다중빔을 구성하기 위해서는 beamforming network이 필요하며 Bultler 또는 Brass matrix, Rotman lens등이 이용된다. 리플렉터 안테나의 feed 안테나인 경우는 focal plane에서의 displacement로도 다중빔의 구성이 가능하나 최대 displacement에 대한 제한성이 있다. 그림 5는 100개의 소자안테나를 R-KR렌즈를 이용하여 원형어레이를 구성, 11.0GHz에서 측정된 방사패턴이다.^[8] 그림에서 보는 바와 같이 360° 전방위에 대해 방사가 됨을 알 수 있다.

그림 6은 94GHz에서 직경 30.4cm(Dλ=95)의 Cassagrain안테나의 다중빔 패턴을 보이고 있다.^[9] 여기서 소자안테나는 LTSA(linearly tapered slot antenna)이며 소자안테나 #3이 초점 중심에 위치해 있으며 소자 안테나 #1 및 #2가 displacement됨에 따라 빔도 좌우로 이동됨을 알 수 있다.

2. 리플렉터 안테나(reflector antenna)

리플렉터 안테나는 리플렉터의 형태와 리플렉터의 수에 따라 구분할 수 있다. 리플렉터 형태는 평면 및 곡면이 있으며 곡면은 파라볼라형과 구형(spherical) 등이 있다. 파라볼라 안테나도 리플렉터를 2개 사용한 Cassagrain 안테나 등이 있으나 여기서는

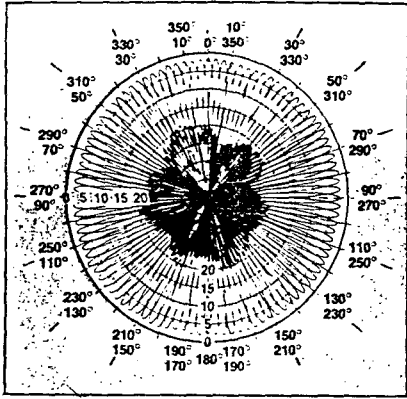


그림 5. R-KF 렌즈를 이용한 100소자 안테나의 멀티빔 패턴

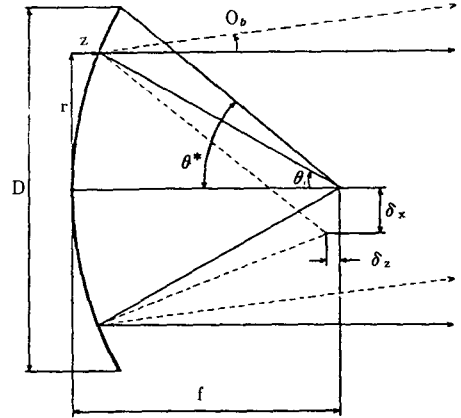


그림 7. 파라볼라 안테나의 구조도

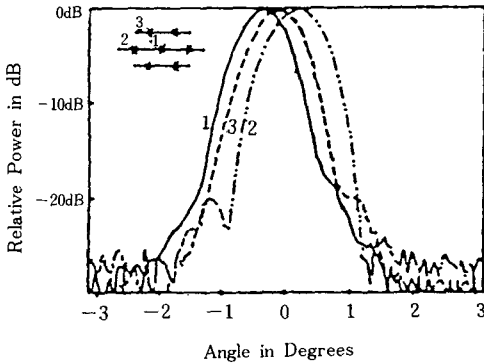


그림 6. LTSA 어레이의 다중빔 패턴

1개를 사용한 파라볼로이드(paraboloid)안테나에 대해 살펴보기로 한다.

그림 7은 파라볼로이드 안테나의 구조도이다. 초점 거리 f , 직경 D 및 최대각 θ^* 과의 관계는 다음과 같이 주어진다.

$$f/D = \frac{1}{4 \tan^2(\theta^*/2)}$$

f/D 를 f -수(f -number)라고 하는데 f/D 가 클수록 최대각 θ^* 가 작아지기 때문에 feed 안테나의 빔각이 좁아져야 한다.

Feed 안테나의 위치가 δ_x 만큼 초점면(focal plane)에서 변위가 주어지는 경우에 feed 안테나의 위치를 파라볼라 쪽으로 새로운 초점의 위치가 결정되며 이곳을 Petzval surface라고 하며 다음 식과 같이 표

현된다.^[10]

$$\delta_z = -\delta_x^2 / (2f)$$

그러나 f/D 가 작을수록 최대이득을 얻을 수 있는 feed 안테나의 최적의 위치가 Petzval surface에 있으나, 반면 f/D 가 클수록 초점면이 최적의 위치가 된다.^[11]

Feed 안테나의 빔방향에 의하거나 feed 안테나의 위치의 변위는 주빔 방향의 변화를 기할 수 있는데, feed 안테나의 위치의 변위에 따른 그의 관계식은 다음과 같다.^[12,13]

$$\theta_b \approx \tan^{-1} [\delta_x / f (1 - 0.72e^{-3.2f/D})]$$

여기서 θ_b 은 빔편이각(beam deviation angle)이다.

그림 8은 $f/D=1.2$ 및 $D=530\lambda$ 에 대한 빔이 편이됨을 알 수 있는데 squint각이 4°일 때 이득은 1dB 감소하며 coma lobe는 7.1dB되고 3dB 빔폭이 6.25% 정도 넓어짐을 알 수 있다.^[14]

따라서 이득의 감소나 coma lobe의 커짐에 따라 안테나로서의 성능이 감소되기 때문에 이득을 0.25dB 이내 coma sidelobe를 -15dB정도를 제한하면 -3dB로 교차할 수 있는 최대 빔수는 다음 식과 같이 주어진다.^[15]

$$N_{max} = 10 (f/D)^2$$

리플렉터안테나의 크기가 커질수록 안테나 이득은 직경의 제곱에 비례하여 증가하며 빔각은 직경에 반 비례하여 좁아진다. 전파 망원경인 경우 S/N비를

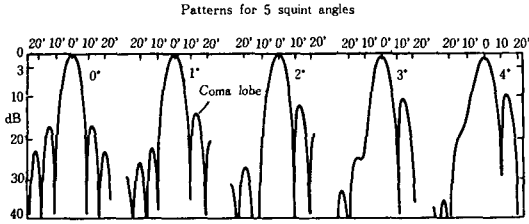


그림 8. Squint 각도에 따른 파라볼라 안테나의 패턴

높이기 위해 고이득 안테나를 필요로 하는데 안테나 이득이 100dB 정도되는 안테나도 있다. 세계에서 제일 큰 안테나는 제국의 곡면을 이용하여 직경 305m이며 미국 Puerto Rido에 있는 Arecibo안테나이고, 안테나의 방향을 조절할 수 있는 것 중에는 독일의 본에 직경 100m인 안테나가 제일 큰 안테나이다.

III. Rader

Radar (radio detection and ranging)는 전자파를 이용하여 원격의 목적물을 탐지하는 장치이며 이의 응용은 군사용 뿐만 아니라 우주 관측이나 우주선의 제어에 이르기까지 광범위하다. 또한 radar가 없다면 항공기의 관제가 육안으로 제한되기 때문에 현재와 같은 몇분 간격으로 이착륙하는 항공기 제어가 불가능하다.

Radar를 통하여 목적물에 대해 얻을 수 있는 정보가 거리 및 한 방위각(보통은 수평축)에 대응한 경우를 2D radar라 하며 여기에 그의 수직인 방위각(따라서 수직축 또는 고도)에 대한 정보까지도 얻을 수 있는 radar를 3D radar라고 한다.

현재 세계적으로 사용되는 radar는 1000여 종류가 넘으나 군사용, 항공 및 우주용, remote sensing용 등으로 구분할 수 있다. 다음 절에서는 고 해상도의 특성을 갖는 SAR에 대해 살펴보기로 한다.

1. SAR

SAR (synthetic aperture radar)를 높이기 위해서는 안테나의 크기가 커져야 하는데 이의 물리적 한계 때문에 항공기 등을 이용하여 움직이는 데에 레이더를 장치하여 일정거리를 비행하면서 한 목적물에 대하여 일정간격으로 자료를 수집함으로써 상대적으로 해상도를 높일 수 있는 레이더이다.

일반적으로 레이더의 해상도(δ)는 거리를 R, 안테나의 크기를 D라고 한다면 다음식과 같다.

(그림 9 참조)

$$\delta = R \theta_B = R \frac{\lambda}{D}$$

여기서 $\theta_B = \lambda/D$ 로 가정하였다.

SAR에 입사되어 오는 파를 평면파로 가정한 경우를 unfocused SAR라고 하며 이때의 해상도는

$$\delta = \frac{\sqrt{R\lambda}}{2}$$

로 주어져 거리의 함수이나, 위상을 보상할 경우에는 다음의 식과 같이 거리와 무관하다.

$$\delta = \frac{D}{2}$$

10GHz에서 D=3m인 안테나를 사용한 경우에 대해 거리에 따른 해상도를 레이더 종류별로 그림10에 나타냈다. 그러나 SAR의 안테나 크기에 대한 제한이 거리 또는 도래각의 불확실성을 고려할 때에 다음 식과 같이 주어진다.⁽¹⁶⁾

$$D \geq 2V/f_p$$

여기서 V는 SAR을 적재한 항공기의 속도이며 f_p 는 펄스 반복 주파수이다. 따라서 비행속도가 느리고 펄스 반복주파수가 클수록 안테나의 크기는 작아도 된다.

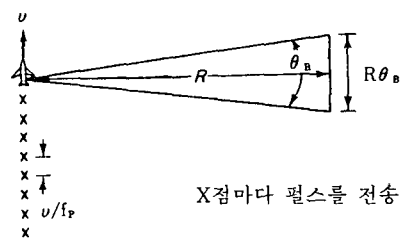


그림 9. SAR의 구성도

그러나 펄스 반복주파수가 클수록 수집되는 정보량의 증가로 이들 신호를 처리하는 데에 따른 문제도 간과할 수 없기 때문에 컴퓨터로 처리가 가능한지도 고려하여야 한다. 정지한 물체에 대해 SAR을 탑재한 경우에 대해 고려하였으나 그 역으로 움직이

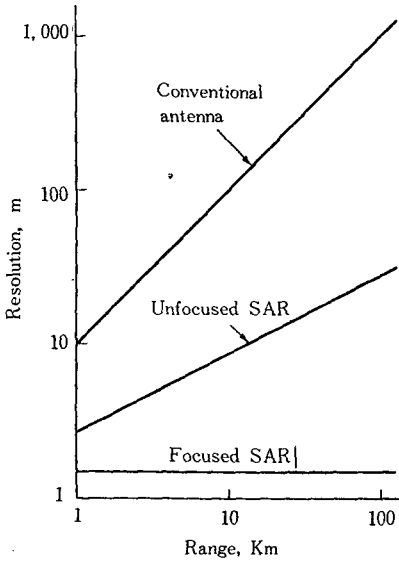


그림 10. 10GHz에서 D=3m에 대한 radar의 해상도 비교

는 물체에 대해 정지한 SAR을 사용할 수 있는데 이를 역(inverse) SAR 또는 range-doppler imaging radar 라고 한다.

IV. 결 론


무선장치에서 안테나는 전송선과 공간을 증개해 주는 변환기로서 정보량의 증가에 따른 넓은 대역폭의 요구나 파장에 반비례하는 해상도를 높이기 위해서 점차 사용 주파수대가 높아질 것으로 전망된다. 그에 따라 millimeter 또는 submillimeter파에 쓰이는 안테나 개발이 요구되며 고 정밀도의 사양을 갖게 될 것이다. 또한 새로운 소자나 CAD를 이용한 안테나 개발로 제작이나 이용에 편의성을 제공할 것이며 인공 위성을 이용한 통신이나 이동통신 등의 보편화로 이에 쓰이는 안테나의 개발은 가격, 성능, 간편 등을 고려하여 개발될 것으로 전망된다.^[17]

신호처리 및 무선기술의 발달로 radar 기술 역시 괄목할 만한 발전을 보이고 있으나 초 고해상도의 3D radar, 3D imaging radar 등도 조만간 실현되리 라고 전망된다.

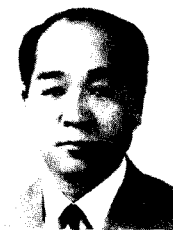
參 考 文 獻

[1] R.E. Collins, *Antennas and Radiowave Propagation*, McGraw-Hill, New York, pp.

133-134, 1985.
 [2] P.E. Hannan, "The element-gain paradox for a phased-array antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-12, pp. 423-433, July 1964.
 [3] R.E. Collins, "Aperture efficiency for paraboloidal reflectors," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-32, no. 9, pp. 997-1000, Sept. 1984.
 [4] Y.S. Kim et al, "Aperture Efficiency of LTSA Focal Plane Arrays for Millimeter Waves," 12th Int. Conference on Infrared and Millimeter Waves, pp. 220-221, Dec. 1987.
 [5] F. Lalezari et al, "mm-Wave Microstrip Antennas," *Microwave Journal*, pp. 87-96, April 1987.
 [6] D.M. Pozar, "Analysis of finite phased arrays of printed dipoles," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-33, no. 10, pp. 1045-1053, Oct. 1985.
 [7] B. Kaufman et al, "Design consideration for low sidelobe microstrip arrays," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.38, pp. 1176-1185, Aug. 1990.
 [8] D.H. Archer, "Lens-Fed Multiple Beam Arrays," *Microwave Journal*, pp. 171-195, Sept. 1984.
 [9] K.S. Yngvesson, "Imaging Front-End Systems for Millimeter Waves and Submillimeter Waves," SPIE Conference, pp.104-114, Dec 1985.
 [10] W.V.T. Rush, "Determination of the maximum scan-gain contours of a beam-scanning paraboloid and their relation to the Petzval surface," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-21, pp. 141-147, Mar. 1973.
 [11] K.S. Yngvesson, *Infrared and Millimeter Wave*, K. Button (Editor), vol. 10, Academic Press, New York, pp. 91-110, 1983.
 [12] Y.T. Lo, "On the beam deviation of a parabolic reflector," *IRE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-8, pp. 347-349, May 1960.
 [13] S.W. Lee et al, "Simple formulas for designing on offset multibeam parabolic reflector," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-29, no. 3, pp. 472-478, May 1981.
 [14] J.D. Kraus, *Antennas*, McGraw-Hill, pp. 592-

- 594, 1988.
- [15] A. van Ardenne, "Some Notes on a Multibeam Heterodyne Receiver System for Use a Millimeter Wavelength," NFRA-Note 430, Aug. 1985.
- [16] M.I. Skolnik, *Introduction to Radar Systems*, McGraw-Hill, pp. 517-529, 1980.
- [17] J.R. James, "What's new in antennas," *IEEE Antennas Propagat. Magazine*, vol. 32, no. 1, pp. 6-18, Feb. 1990. 

筆者紹介



金 英 植

1952年 1月 10日生

1973年 고려대학교 전자공학과 (공학사)

1977年 고려대학교 대학원 (공학석사)

1988年 Univ. of Massachusetts (박사)

1989年~현재 한국전자통신연구소 이동통신연구실