

위성통신에서의 전파전파 및 초고주파 기술

白 定 基

東亞大學校 電子工學科 教授

I. 서 론

Early Bird(INTELSAT I)가 발사된 이래 현재 통신위성의 통신용량은 300배 이상 증가하였으나 날로 증가하는 통신수요, 다양한 형태의 통신목적 및 급속히 발전하고 있는 광통신 기술은 가격면에서 보다 효율적이고 많은 채널을 수용할 수 있는 새로운 개념의 위성통신기술을 요구하고 있다.

C 대역(6/4GHz)에서 유효방사전력(EIRP) 10dBW의 단순한 전파중계소 개념으로 시작된 위성통신은 주파수 측면에서 보면 Ka 대역(30/20GHz)까지 사용영역이 확장되었고 유효방사전력은 스폿빔(spot beam)인 경우 60dBW 정도로 증가하였다. 안테나 형태는 단순한 혼(또는 슬롯배열) 안테나에서 주사 및 재조정이 가능한 다중빔을 만들어낼 수 있는 능동 위상배열 안테나의 형태로 발전하고 있다.

트랜스폰더 기술은 보다 소형화, 경량화, 집적화 추세로 발전하고 있으며 시스템 개념에서 보면 그림 1의 ACTS(advanced communications technology satellite)와 같이 전술한 다중 스폿빔을 이용하여 위성에서 RF 또는 기저대역스위칭 기능을 가진 시스템이 머지않은 장래에 운용될 것이다. 그리고 가격면에서 효율적이며 지구전역을 커버할 수 있는 진보된 개념의 추적

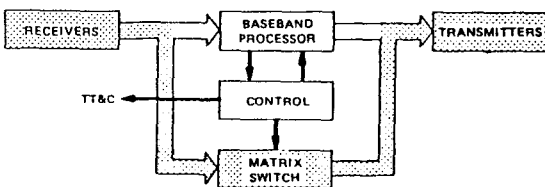


그림 1. ACTS의 시스템 구성도

및 데이터 중계 시스템을 개발하고 있다(ATDRS).

본 고에서는 시스템의 링크설계에 필요한 대기권에서의 전파경로상의 신호손상 및 간섭 등을 확장된 주파수 영역에 중점을 두어 살펴보고 현재의 안테나 및 트랜스폰더 관련기술들을 살펴보고자 한다.

II. 전파전파 및 간섭

1. 개요

위성통신 시스템에서는 전파가 위성과 지상공간을 전파할 때 대기, 비, 구름, 전리층, 지표면 또는 지표의 장애물, 다른 통신시스템 등의 영향을 받아 수신신호의 열화를 가져오고 궁극적으로 채널의 가용도(availability)를 저하시킨다. 이러한 여러가지 요인에 의한 영향을 개략적으로 요약하면 표 1과 같다.^[1] 표 1에서 알 수 있

표 1. 위성통신에서의 전파전파 특성

시스템에 미치는 영향	원 인	고 려 대 상
감쇠 및 잡음의 증가	대기층의 기체, 구름, 비	10GHz 이상의 주파수 대역
편파상태의 변동	비, 얼음결정체	두가지 편파를 이용하는 시스템(C 대역 이상)
굴절 및 대기중 다경로	대기층 기체	저양각에서의 통신 및 추적 시스템
신호변동 (scintillation)	대류권 및 전리층의 굴절율변동	대류권인 경우 10GHz 이상의 저양각 시스템, 전리층인 경우 10GHz 이하
다경로 반사, 차폐	지표면, 지표의 장애물	위성이동통신 시스템
전파 지연시간의 변동	성층권, 전리층	TDMA 시스템, 위치결정 시스템
시스템간 간섭	덕트(duct), 산란, 회절	주로 C 대역(비에 의한 산란은 Ka 대역에서는 중요한 수도 있음)

는 바와 같이 각각의 요인이 통신링크의 성능에 미치는 영향은 시스템의 사용 주파수 대역 및 서비스 종류에 따라 다르므로 시스템 설계시 이를 적절히 고려하여야 할 것이다.

위성통신에서 RF링크의 성능은 전송전력, 전파경로상의 손실, 송수신 안테나의 이득, 간섭 및 잡음 등에 의해 결정되며 아래와 같이 반송파 대 잡음전력비(C/N 비)로 나타낸다. 간섭이 없는 경우의 C/N 비(dB)는

$$C/N = EIRP + G_R/T_S - L_t - L_p - k - B \quad (1)$$

로 주어지며, 여기에서

EIRP = 유효 등방성 방사전력(effective isotropic radiated power) (dBW),

G_R/T_S = 수신기의 성능지수 (안테나이득 대 잡음온도비) (dB/K),

L_t = 자유공간 손실 (dB),

L_p = 전파손실 (dB),

k = Boltzman 상수 (-228.6 dBW/K · Hz),

B = 잡음대역폭 (dB Hz)

로 정의된 양들이다.

송신기 출력과 안테나 이득을 각각 P_T, G_T 라 할 때 EIRP는 $P_T G_T$ 로 주어지며, 자유공간 손실 L_p 는 비, 대기, 안테나의 방향오차 등에 의한 손실을 나타내며 시스템 마진도 여기에 포함된다. 또한 시스템의 잡음온도 T_S 는 우주공간, 태양 및 지표면에 의한 잡음, 비, 대기 중의 기체 등에 의한 잡음, 안테나 급전부의 잡음, 수신기의 잡음 등에 의해 결정된다.^[2]

실제 위성통신 시스템에서는 표 1에서 언급된 간섭의 예도 여러가지 형태의 시스템간 또는 시스템 내부의 간섭현상이 존재하게 되며 이를 정리해 보면 표 2와 같다.

간섭의 정도는 반송파대 간섭전력비(C/I 비)로 나타내며 간섭전력이 가산적 가우시안(additive Gaussian) 특성을 가질 때 (실제 C/I가 20dB이상이고 C/N보다 3dB이상 클 경우 이러한 가정이 성립함^[3]), 간섭을 고려한 전체 C/N 비는

$$(C/N)_T^{-1} = (C/N)^{-1} + (C/I)^{-1} \quad (2)$$

로 주어짐을 쉽게 알 수 있다.

2 전파경로상의 신호손실

표 2. 위성통신에서의 간섭

구 분		원 인
시스템 간 간섭	위성간 간섭	인접한 위성 및 지상국의 직접파 및 산란파
	지상 간섭(terrestrial interference)	지상 전파 중계시스템의 덕트, 산란, 회절에 의한 전파
시스템 내부 간섭	편파 간섭 (cross-polarization interference)	비 또는 얼음 결정체에 의한 편파 변동, 전리층의 Faraday 회절
	인접채널간의 간섭	전력증폭기의 비선형성
	상호변조 (intermodulation)	전력증폭기의 비선형성

1) 기체분자에 의한 흡수

위성통신에서 사용되는 주파수대역에서의 흡수는 주로 대기중의 물분자 및 산소분자에 기인한다. 100GHz 이하의 대역에서 물분자의 공진주파수는 22.2GHz이며 산소분자는 60GHz에서 전파를 흡수한다. 전리층의 자유전자에 의한 흡수는 f^2 에 거의 반비례하므로 UHF이상의 대역에서는 그 영향은 무시할 수 있으며 이산화탄소 분자의 흡수대역은 300GHz 이상에 존재한다. CCIR에 언급된 모델을 사용하여 표면 수증기밀도 $10g/cm^3$, 표면온도 $15^\circ C$ 일 때에 계산된 흡수손실은 그림 2와 같다.^[1] 10GHz 이하에서의 손실은 1dB 이하로 그렇게 크지 않으나 30/20GHz 대역에서는 양각이 적은 경우 손실이 상당히 크며 또한 수증기밀도에 따라 감쇠량이 변하므로 강우에 의한 손실을 보상하기 위하여 송신출력을 조정하는 적응시스템에서 문제가 될 수 있다.

2) 구름 및 강우에 의한 감쇠

10GHz 이상의 대역에서는 구름이나 강우에 의한 감쇠가 RF 링크의 성능을 결정하는 주된 요인이 된다. 구름에 의한 감쇠는 그렇게 크지 않으나 전력마진이 적은 시스템인 경우는 무시할 수 없으며, 이에 대한 만족할 만한 전송손실 예측 모델은 아직 개발되어 있지 않다.^[1]

강우에 의한 손실예측모델은 여러가지 이론적, 실험적 모델이 제안되어 있다.^{[4][7]} 실제 링크설계에는 NASA나 CCIR이 개발한 실험적 모델이 많이 사용되며, 이를 간략히 나타내면 다음 식과 같다.

$$L_R = \eta D_o a R_p^b \quad (3)$$

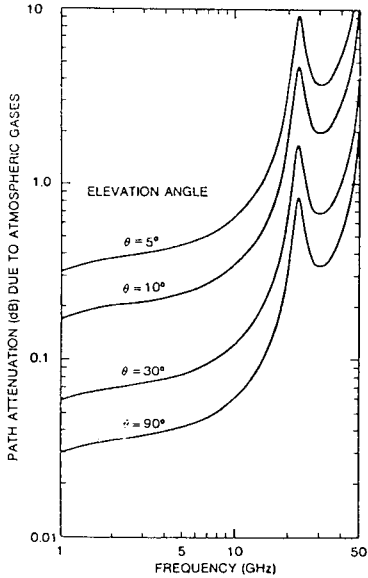


그림 2. 대기중의 기체분자에 의한 흡수

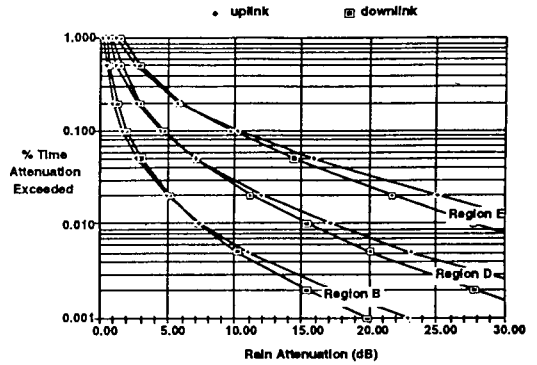
여기에서 R_p 는 강우통계로 부터 얻어지는 양으로서 주어진 기간 (1개월 또는 1년)의 P% 동안 초과될 수 있는 강우율(mm/hr)을 나타내며 기후대에 따라 다르다. 실측데이터가 있는 경우는 그 값을 사용하고, 그렇지 않은 경우는 기후대별로 주어진 표준치를 사용하면 된다. 변수 a, b는 실험에 의하여 결정된 상수로서 주파수의 함수이며 R_p 나 편파상태에 따라 서로 다소 다른 값을 갖는다. D_0 는 강우영역내의 실제의 전파경로를 나타내며 η 는 강우율에 따른 유효경로 길이의 변화에 대한 보정항으로서 1에 가깝다.

NASA의 모델을 사용하여 Ku 대역(14/12GHz)과 Ka 대역(30/20GHz)에서의 P값에 따른 예측손실을 계산한 결과를 그림 3에 보였다.^[8] 그림에서 기후대 B는 침엽수림지대(타이거 기후지역), D는 한국과 같은 대륙성 기후지역, E는 아열대 기후지역이 대략 여기에 속한다.^[11]

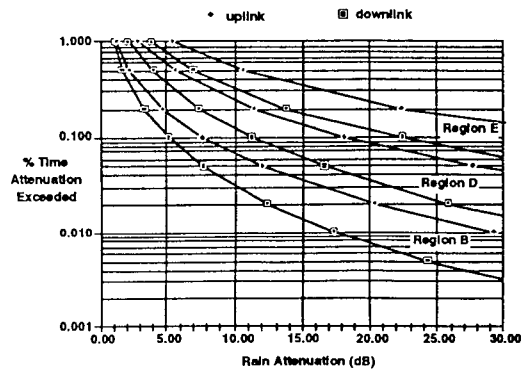
3) 대류권에 의한 신호변동(tropospheric scintillation) 대류권의 굴절율은 크기가 다양한 위상렌즈들이 무질서하게 움직이는 것 같은 교란(turbulence) 상태에 있다. 이러한 굴절을 변동으로 인해 페이딩이 발생한다(scintillation fading).

이 경우 신호크기의 대수값의 분산 σ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.^[9]

$$\sigma = \sigma_r \eta_t \eta_\theta \eta_a \quad (4)$$



(a) 14/12GHz 에서의 강우감쇠



(b) 30/20GHz 에서의 강우감쇠

그림 3. 강우감쇠의 확률분포

여기에서 σ_r 는 평균 굴절율의 함수이고(결국 온도와 상대습도의 함수임) η_t 는 주파수의 함수로서 $f^{0.45}$ 에 비례하며 η_θ 는 앙각의 함수, η_a 는 안테나 직경의 함수이다. 이 모델을 이용하여 계산한 12GHz에서의 페이딩의 깊이는 그림 4와 같다.

그림에서 알 수 있듯이 앙각이 낮을 경우 페이딩의 영향이 크며, 특히 4° 의 이하의 앙각에서는 지표 가까이에 굴절율이 급격하게 변하는 얇은 층내의 다경로 페이딩으로 인해 상당히 큰 페이딩이 일어난다(low-angle fading).^[10]

4) 전리층에 의한 신호변동

전리층에서의 전자밀도의 교란도 페이딩의 원인이 된다(주로 고도 200-400Km에 위치한 F층에 기인함). 중위도지역에서의 페이딩은 저위도 및 고위도지역에 비해 약하다. 중저위도지방의 페이딩은 각각 자정무렵 및 자정 몇시간 전에 강하게 일어나며 흑점활동이 그리 활발

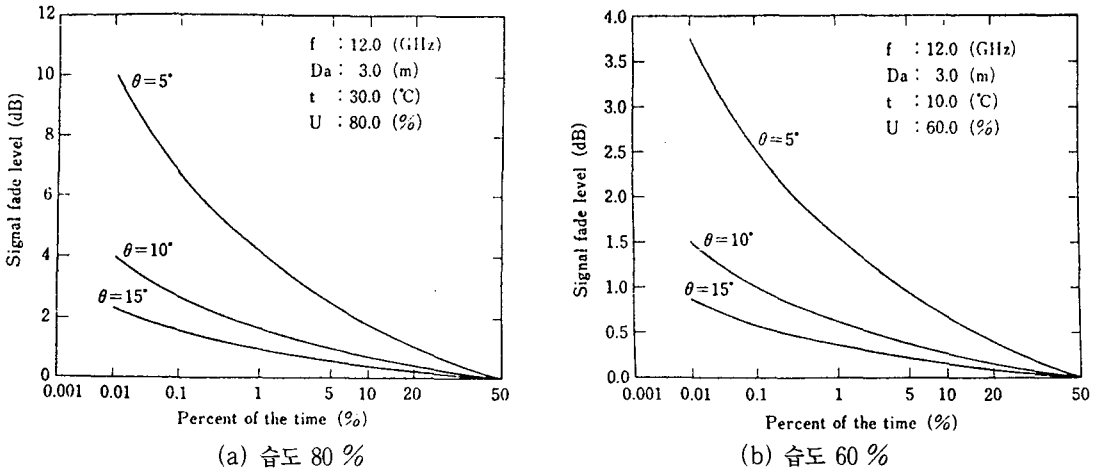


그림 4. 대류권 신호변동에 의한 페이딩(안테나 직경 3m, 온도 10°C)

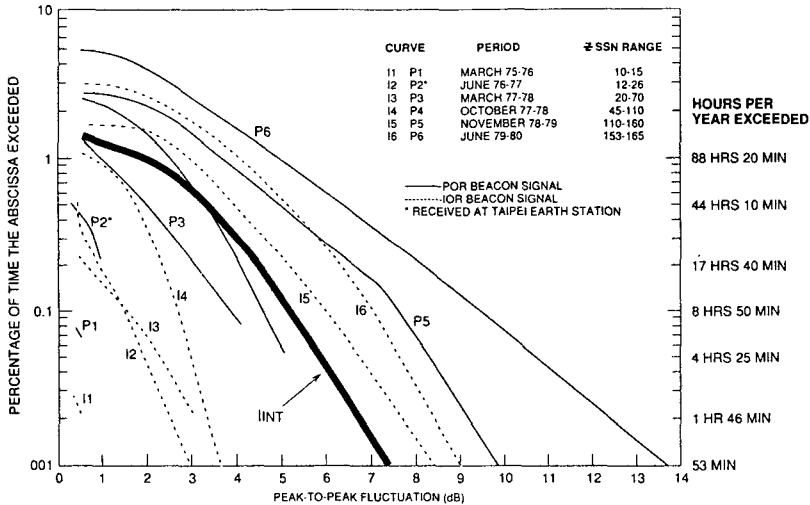


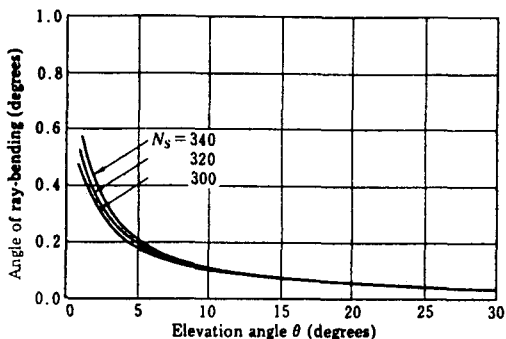
그림 5. 홍콩 지구국에서의 전리층에 의한 신호변동

하지 않은 경우 낮시간의 페이딩은 매우 미약하다. 신호 레벨의 침투치 변동은 $f^{3/2} \sim f^2$ 에 비례하므로 10GHz 이상의 주파수 대역에서는 그 영향을 무시할 수 있다.

참고로 홍콩지구국에서 측정된 인도양(IOR) 및 태평양지역(POR)의 정지위성으로부터 수신된 4GHz 신호의 페이딩 특성을 그림 5에 보였다.^[10] 태양의 흑점활동은 약 10년 주기로 변하며 그림에서의 굵은 실선은 92년 여름과 93년 여름 사이의 예상 ZSSN(Zurich Sun spot number)에 대해 IOR 데이터를 보간하여 얻은 값이다. 그림에서 알 수 있듯이 양각이 낮아질수록(POR) 신호 변동은 크게 되므로 10GHz 이하의 저양각시스템에서는 경우는 전리층 페이딩을 고려해야 할 것이다.

5) 도래각 및 지연시간 변동

대기의 굴절율은 고도가 증가함에 따라 감소하므로 위성으로부터의 전파경로가 휘게 되어(ray-bending) 실제의 양각보다 Δθ만큼 더 높은 위치에 있는 것으로 측정된다. 또한 굴절율의 시간에 따른 불규칙적인 변동으로 인해 Δθ는 매우 미약하기는 하나 평균값을 중심으로 변동하게 된다. 지표와 고도 1Km에서의 굴절율의 차를 $\Delta N = -3.42 \exp(0.007576 N_s)$ 로 가정했을 때 (Ns는 지표에서의 굴절율) 양각 θ에 따른 Δθ의 평균값은 그림 6과 같다.^[11] θ = 1°에서의 도래각오차 Δθ의 평균값은 약 0.5° 이므로 저양각에서 좁은 빔으로 위성을 추적하고자 할 때 문제가 될 수 있다.



N_s : Refractivity at the earth surface.

ON: $-3.42 \exp(0.007576 \bar{N}_s)$ is assumed.

그림 6. 양각에 따른 평균 도래각오차

또한 대기의 굴절률변동으로 인해 10° 이하의 저양각인 경우 ± 10 ms 정도의 전파지연시간이 변동하게 되며, 위치결정 시스템의 거리오차 또는 TDMA 시스템의 타이밍오차의 원인이 된다. [11, 3]

6) 지구표면에서의 다경로반사에 의한 페이딩

위성을 이용한 육상 및 해상이동통신에서는(주로 L 대역을 사용함) 해면이나 지면의 장애물에 의한 다경로반사 및 차단(shadowing) 현상으로 인해 페이딩이 발생한다. 해상이동통신의 경우는 강한 직접파 성분과 해면으로부터의 다경로 반사파가 존재한다. 원형편파를 사용할 경우 양각이 L 대역에 대한 해면의 Brewster각(1.5GHz 에서 약 5°) 보다 클 경우는 반사파는 co-polarization 성분이 지배적이 되므로 페이딩현상이 적으나 이득이 낮고 빔폭이 넓은 안테나를 사용하는 저양각의 시스템에서는 페이딩의 영향이 크다. 원형편파된 1.5GHz 신호의 반사전력은 그림 7과 같다. [12]

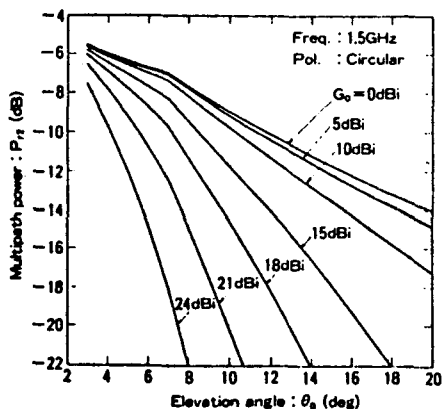


그림 7. 해면에서의 평균 다경로 반사전력

이 경우 수신신호(직접파+반사파)는 Rice 분포를 하므로 페이딩에 대한 통계적 특성은 그림 7과 같은 반사전력에 따른 신호레벨의 확률분포로 부터 계산할 수 있다. 육상이동통신에서는 대부분의 경우 직접파 성분이 존재하며 나무나 숲, 건물등에 의해 차단되어 감쇠가 될 수도 있다. 반사파는 대류권에서 확산된 파의 지면에서의 반사파(diffuse 성분)와 직접파의 지면이나 건물등으로부터의 반사파(specular 성분)로 나눌 수 있으며 이들 다경로 반사파에 의해 신호레벨이 변동하여 강한 페이딩이 일어난다.

이를 정확히 모델링 하기 위한 이론적, 실험적 연구가 진행되고 있으며 주변에 나무와 숲이 있는 고속도로 상에서의 1.5GHz 신호에 대한 측정데이터의 예를 그림 8에 보였다. 그림에서 보면 페이드 깊이가 15dB 보다 클 확률은 21° 의 양각에서는 20% , 30° 의 양각에서는 5% 로서 양각에 따른 페이딩의 강도변화가 심하다.

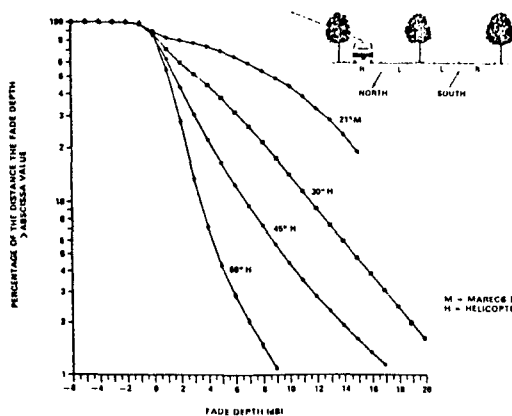


그림 8. 고속도로상의 페이딩 특성

7) 강우감쇠와 순시페이딩에 대한 대응책

강우에 의한 감쇠를 극복하는 대표적 방법은 다음과 같다. [2]

- a) 장소 다이버시티(site diversity): 적정거리(10-30Km) 만큼 떨어진 두 지구국을 운용
- b) 가변 정보전송률 사용: 감쇠량에 따라 전송정보율을 감소
- c) 상향링크 전력제어(UPC): 감쇠량에 따라 송신전력증가
- d) TDMA의 적응 페이드 대책(FCM-TDMA): 강우감쇠가 심한 지상국에 많은 시간 할당
- e) 주파수변환: 강우시 감쇠가 적은 하위주파수로 대체
- f) 위성탐제 다중 협빔 사용: 빔당 하나의 국(SSPB)

을 할당하여 위성의 EIRP와 지상국의 G/T를 증가시켜 감쇠를 극복

순시페이딩에 대한 기본대책은 두 개 이상의 상관관계가 없는 신호를 혼합함으로써 순간적인 깊은 페이드를 없애는 것으로 미시적 다이버시티(microscopic diversity)라고도 한다. 순시페이딩이 특히 심한 이동통신 시스템에서는 다음의 방법을 사용할 수 있다.^[14]

- a) 공간 다이버시티(space diversity) : 수신기에서 충분히 떨어진 두 개 이상의 안테나 사용
- b) 편파 다이버시티: 두 가지 편파 사용
- c) 각 다이버시티: 두 개의 안테나 방향을 다르게 함
- d) 주파수 다이버시티: 두 개의 주파수 사용
- e) 시간 다이버시티: 페이드율의 역수정도에 해당하는 시간간격을 두고 같은 데이터를 반복해서 보냄

3. 간섭현상

1) 위성간 간섭

위성간 간섭은 위상사이의 각도가 크지 않을 경우 다른 위성으로부터의 신호가 지상국 또는 위성에 수신됨으로써 생긴다. 동일한 위성이 θ_s 의 각도로 떨어져서 하나의 지상국으로 신호를 전송한다고 가정하고 직경이 D인 안테나의 부엽포락선 레벨이 CCIR에서 권고한

$$g(\theta) = \begin{cases} 32 - 25 \log \theta, & (D/\lambda \geq 100) \\ 52 - 25 \log \theta - 16 \log D/\lambda, & (D/\lambda < 100) \end{cases} \quad (5)$$

의 특성을 가질 때 CCIR에서 개발한 방법에 의한 하향 링크의 반송파대 간섭전력비는

$$C/I = \begin{cases} 28.5 + 20 \log(D/\lambda) + 25 \log \theta_s, & D/\lambda \geq 100 \\ -48.5 + 30 \log(D/\lambda) + 25 \log \theta_s, & D/\lambda < 100 \end{cases} \quad (6)$$

로 주어진다. $\theta_s = 2^\circ, 6^\circ, 9^\circ$ 일 때의 안테나의 직경에 따른 C/I 비는 그림 9와 같다.^[15]

북미지방의 고정위성의 간격이 실제 2° 이며 이 경우 C/I비가 10dB 이상이 되려면 안테나 직경은 대략 50파장(4GHz인 경우) 이상이 되어야 한다.

2) 지상간섭

위성통신에 사용되는 주파수는 지상 전파중계링크와 공유되는 부분이 있으며 특히 현재의 C 대역(6/4GHz)

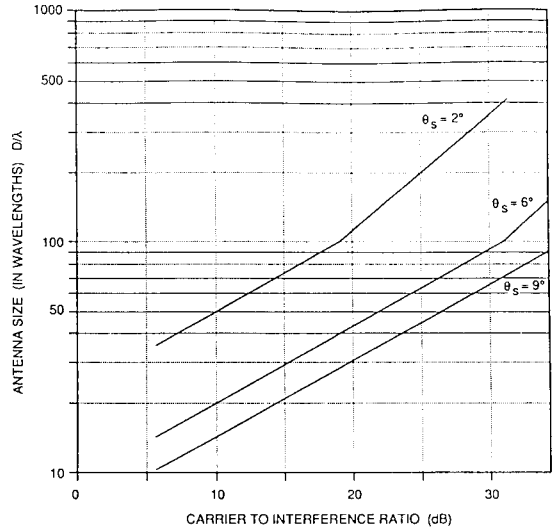


그림 9. 위성간 간격에 대한 C/I비의 변화

의 위성통신에서의 지상국은 지상의 초고주파링크에 의해 간섭을 받게 되며 대기중의 덕트(duct)나 비에 의한 산란 등으로 수백 Km 또는 1000Km 이내의 지역에 위치한 중계국은 간섭의 대상이 된다.

덕트는 높이에 따른 굴절율 변화가 $\Delta N/\Delta h < -157$ (Nu/Km) 일 때 전파경로의 곡률반경이 지표의 곡률반경보다 작아짐으로 해서 형성되는 도파로와 같은 층으로서 1000Km 이상 떨어진 지역으로부터의 신호도 전파될 수 있다. 이러한 외부신호로부터의 간섭이 심한 경우는 차폐벽(site shielding)이나 적응소거장치를 사용해야 할 것이다.

또한 강우지역의 빗방울에 의한 산란으로 수백 Km 이내의 중계국으로부터의 신호가 위성통신 지상국에 영향을 미칠 수 있다. 이 경우는 덕트와 달리 산란된 파의 모든 방향에 위치한 중계국도 고려 대상이 된다. 4-15GHz의 주파수에 대한 산란손실은 비슷하며 강우율 55mm/h, 유효강우영역의 길이 2.8Km 일 때 100-500Km 떨어진 이득 42dB의 중계국 안테나로부터의 신호감쇠량은 약 130-155dB정도이다.^[11]

3) 편파간섭

주파수의 재사용을 위해 두 개의 편파(수직/수평편파, 좌/우 원형편파)를 사용하는 위성통신시스템에서는 빗방울이나 대류권상층의 얼음결정체에 의해 교차편파(cross-polarization)성분이 생겨 간섭의 원인이 된다. 예컨대 투과계수가 다른 두 개의 대칭축을 가진 타원체를 통과한 전파는 편파방향이 대칭축에 평행이 아닐 경

우 다른 직교방향의 성분이 생기며, 이러한 교차편파의 정도는 선형편파보다 원형편파인 경우가 더 심하다.^[1] INTELSAT-IV로부터 전송된 4GHz의 원형편파된 신호에 대한 XPD(cross-polarization discrimination) 즉, 정편파(co-polarization) 성분과 교차편파성분의 전력비의 경우율에 따른 측정치의 통계를 그림 10에 보였다.^[11] 강우기간동안에도 20dB 정도의 XPD값이 유지되는 것이 바람직하며, 1% 기간동안은 20dB 이상이나 0.1%의 기간동안은 15dB 정도가 됨을 보여주고 있다. XPD가 큰 경우는 이를 보상해 줄 수 있는 장치가 필요할 것이다.

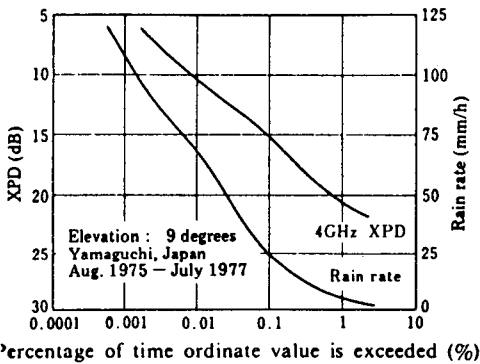


그림 10. 4GHz에서의 강우율에 따른 XPD

또한, 전리층에서의 파라데이효과로 인해 편파방향이 전파경로를 따라 회전하게 된다. 파라데이 회전각 Ω 는 주파수, 지자기의 세기, 전리층의 전자밀도, 경로길이의 함수이며 f^2 에 비례하므로 10GHz 이상에서는 무시할 수 있다. 편파방향 회전은 XPD를 $20\log(\cot \Omega)$ 만큼 열화시키며 6/4GHz에서의 최대 회전각은 각각 $9^\circ/4^\circ$ 정도이다.^[11] 원형편파를 사용하는 것이 유리하다.

4) 상호변조

FDMA 시스템에서 그 영향이 크며 주로 전력증폭기의 비선형성으로 인해 생긴 고조파 성분들의 합성에 의한 간섭으로서, 3차 상호변조성분 (등간격의 n carrier를 가정할 때 $w_i + w_{i+1} - w_{i+2}$, $2w_i - w_{i+1}$)이 다른 채널 ($i-1$ 번째)의 통과대역으로 결합됨으로써 생긴다.^[3] 그 영향이 클 경우 출력 back-off를 줄이던가 SCPT(single carrier per transponder) 방식을 채택한다.

5) 인접채널간 간섭

대역제한된 디지털 채널에서 전력증폭기의 비선형성에 의해 인접채널의 확산된 스펙트럼의 일부가 결합됨

으로써 생기는 간섭이다. 그림 11은 대역제한된 QPSK 신호의 스펙트럼의 확산정도를 나타낸 것으로 반송파대 인접채널간 간섭비를 25dB 이상되게 하려면 6dB정도의 출력 back-off(최대 포화출력-실제출력)가 필요함을 보여준다.^[3]

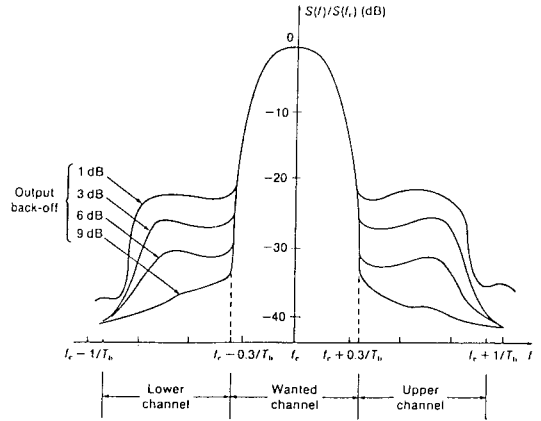


그림 11. 전력증폭기의 비선형성에 의한 스펙트럼 확산 (대역제한된 QPSK 신호)

4. 잡음

우주공간, 태양 및 지표면, 그리고 대기중에서 전파에 너지를 흡수하는 기체, 강우 등은 안테나의 잡음원이 된다. 맑은 하늘에서 앙각에 따른 공간잡음온도(sky noise temperature)는 그림 12와 같다.^[11]

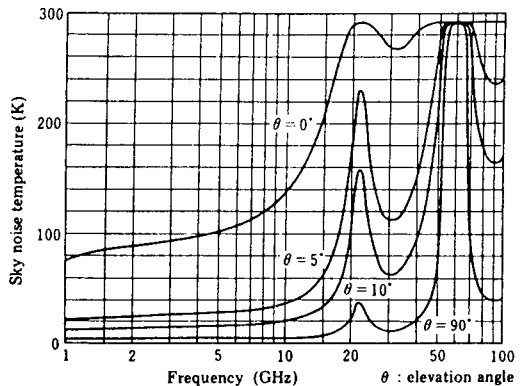


그림 12. 맑은 하늘의 공간잡음온도 (1기압, 20°C, 수증기밀도: 10g/cm³)

강우 및 급전부의 감쇠는 안테나의 잡음온도를 증가시킨다. 시스템의 수신기의 잡음온도를 T_R 이라 할 때 시스템 전체의 잡음온도는

$$\begin{aligned} T_s &= T_a + \Delta T_a + T_R, \\ T_a &= (T_c + T_e) / \alpha + (\alpha - 1) T_f / \alpha \\ \Delta T_a &= (L_R - 1)(T_{atm} - T_c) / \alpha L_R \end{aligned} \quad (7)$$

로 주어진다.^[2] 여기에서 T_e , T_f , T_{atm} 은 지표, 급전부 및 대기의 실제온도이며 α , L_R 은 급전부 손실 및 강우와 대기에 의한 손실을 나타낸다.

III. 안테나 및 트랜스폰더

1. 개요

보다 많은 채널을 수용하고 효율을 높이기 위한 노력은 통신위성의 기술을 지속적으로 발전시켜 왔다. 그림 13은 시스템 측면에서의 발달과정을 간략히 보인다. 초기의 단순한 전파중계개념에서 MSM(microwave switch matrix)을 사용한 초고주파 영역의 스위칭, 더 나아가 변·복조기를 탑재하고 기저대역에서 스위칭(BBP: base band processing)을 하여 각 지구국으로 전송하는 탑재스위칭(on-board switching) 개념으로 발전되고 있다.

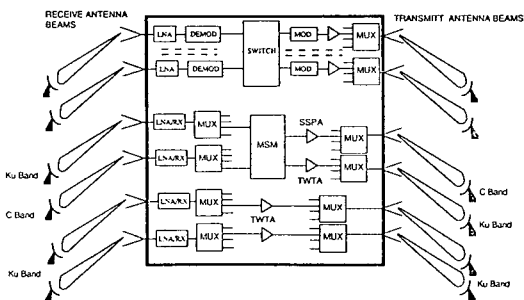


그림 13. 위성통신시스템의 개념도

이러한 개념의 구현은 관련 안테나 및 초고주파 소자 기술이 선행되어야 할 것이다. 먼저 안테나의 경우 주파수 이용효율을 높이기 위해 다중스폿빔(multiple spot beam)을 사용한 공간다중화 및 이중편파(dual polarization)가 사용되고 있고, 재배치 정형빔 및 동적으로 주사할 수 있는 다중스폿빔, 다중빔 사이의 동적호핑(dynamic hopping) 등의 기술이 개발되고 있다.

트랜스폰더 관련 소자들의 경우 기존 소자들의 소형화, 경량화 및 MMIC(monolithic microwave integrated circuit)기술을 이용한 집적화, 그리고 TWTA 및 SSPA(solid state power amplifier)의 출력과 효율 증대에 많은 연구 노력이 계속되고 있다. 통신위성의 채널 용량을 결정하는 중요한 요소중의 하나는 안테나이득과 전력증폭기 출력에 관계된 EIRP일 것이다. 안테나와 트랜스폰더 관련 기술들을 논하기 전에 안테나 및 관련 EIRP의 변화과정을 개략적으로 살펴보기로 하자.

중요하다고 생각되는 위성통신시스템 관련자료를 요약하면 표 1과 같다.^[16] 초기의 Early Bird는 원소수가 여섯 개인 선형슬롯안테나를 사용하여 $11^\circ \times 360^\circ$ 의 토로이드 형태의 빔을 만들었기 때문에 에너지 손실이 매우 컸고 TWTA 출력은 6W, EIRP는 10dBW에 불과했다. INTELSAT III는 원추형 혼 안테나를 써서 19° 의 지구빔(global beam)을 만들었고(정지궤도에서 본 지구전체의 각도는 약 17.4° 임), 12W의 TWTA로 얻은 EIRP는 최대 27dBW였다. INTELSAT IV는 처음으로 반사기 안테나를 사용하여 방향을 조절할 수 있는 4.5° 빔폭의 협빔을 만들어 6W TWTA로부터 34dBW의 EIRP를 얻었다. INTELSAT IV-A는 다중급전된 반사기를 이용하여 원하는 부엽레벨(sidelobe level) 및 방사특성을 갖는 여러 개의 정형빔(shaped beam)을 만들어 주파수 이용효율을 높였다.^[17]

INTELSAT V는 Ku 대역(14/12/11GHz)(2년정도 먼저 발사된 미국의 ANIK B도 Ku 대역)을 사용하였으며 C 대역에서 이중의 직교 원형편파를 사용하여 주파수 이용효율을 높였다. 1993년초 발사에정인 ACTS는 Ka 대역을 사용하고 빔폭이 매우 좁은 다중스폿빔을 사용할 계획이다. 3개의 고정빔에 13개의 0.3° 빔폭을 주기적으로 호핑(hopping)하며, 2개 역시 0.3° 의 빔폭의 주사빔, 1개의 1° 의 위치조정이 가능한(steerable)빔 등이 있으며 EIRP는 고정빔 64dBW, 스폿빔 62dBW이다.^[18]

2. 안테나

1) 반사기 안테나

지구빔(global beam)에는 아직도 혼안테나가 많이 사용되고 L대역의 해상이동통신에는 helical 배열안테나가 주로 사용되나 지상국이나 위성의 지역빔(zone beam), 스폿빔(spot beam)등에는 반사기 안테나가 많이 사용된다. 반사기 안테나의 기본구조는 그림 14와 같이 단일반사기와 이중반사기로 나눌 수 있다. 반사기 안테나의 기본원리는 초점에서 부터 개구면(반사기 앞의

표 3. 주요 위성들의 안테나 및 EIRP 특성

위 성	대역(up/ down GHz)	편 파	안테나(갯수)	EIRP(dBW)	용 도
INTELSAT IV	6/4	C	H(4)	22(global)	국제통신
			R(2)	33.7(4.5° steerable)	
IV-4	6/4	C	H(2)	22(global)	
			MFR(3)	26(hemi), 29(spot)	국제통신
V	6/4	C	H(2)	23.5(global)	국제통신
			MFR(2)	24.5(hemi), 29(zone)	
	14/12/11	L	R(2)	41.4(east spot), 44(west spot)	
	1.6/1.5	C	HeA	29.6-32.6(global)	(해사용)
VI	6/4	C	H(2)	26(global)	국제통신
			MFR(2)	34-37(hemi), 31(zone)	
MARECS	6/4	C	H	16.6(global)	국제해사
	1.6/1.5	C	R	35(global)	
INMARSAT2	6/4	C	DiA	24(global)	국제해사
	1.6/1.5	C	DiA(2)	39(global)	
EUTELSAT	14/12/11	L	MFMR	40-50(shaped)	유럽
OLYMPUS	18/12	C	R(3)	62.4/62.7(1×2.4°/1.5° steerable)	유럽
WESTAR IV	6/4	L	R(2)	34-35.2(shaped)	미국
-VIII				27.1-32.6(spot)	
TELSTAR 3	6/4	L	MFR(2)	33(shaped, spot)	미국
ANIK D	6/4	L	offset MFR	36(shaped)	캐나다
PALAPA(A/B)	6/4	L	offset MFR	32/34(shaped)	인도네시아
SAKURA	6/4	C	R(45° contoured)	29.5/29.5/30(shaped)	일본
(CS/CS2/CS3)	30/20	C	R()	33/37/39.4(shaped)	
INSAT	6/4	L	offset R(2)	332(shaped)	인도
	6/2.5	C/L	(C 대역과 공유)	42	
	0.4/4	L/C	SIA	19	
ARABSAT	6/4	C	offset FR	31(shaped)	아랍연방
	6/2.5	L/C	SIA(S 대역)	41	
BRASILSAT	6/4	L	MFR	34(shaped)	브라질
MORELOS	6/4	L	offset R	39(shaped)	멕시코
	14/12	L	MFR (C 대역과 반사기 공유)	44(shaped)	오스트레일리아
AUSSAT	12/14	L	offset R(3)	34/38(shaped)	
				4/45, 38/42(spot)	
KOREASAT	14/12	C	offset R(2)	50.2/59.4(spot)	한국(1995예정)

(H : horn, R : reflector, MFR : multiple feed reflector, MFMR : multiple feed multiple reflector, HeA : helical array, DiA : dipole array, SIA : slot array)

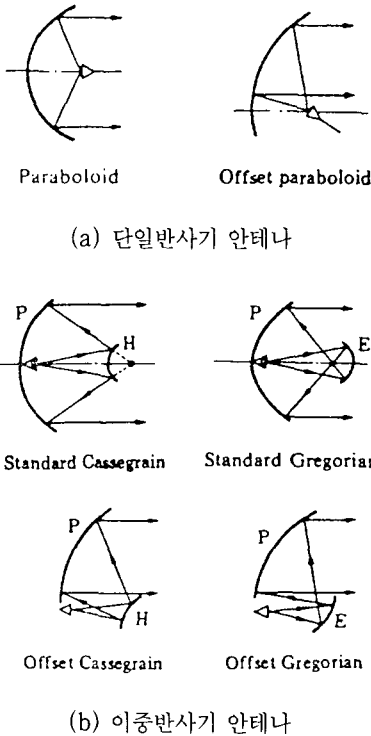


그림 14. 반사기 안테나의 기본구조

가상평면)까지의 전파경로를 같게 함으로써 좁은 빔폭을 만들어내는 것이다. 과거에는 중앙급전(centerfed)형을 많이 사용하였으나 요즘은 급전부에 의한 차단효과를 없애기 위해 오프셋 구조를 많이 사용한다. 단순한 원형이나 타원형 빔을 만들기 위해서는 단일급전 안테나가 적당하나, 복잡한 모양의 정형빔을 만들기 위해서는 반사기 모양자체를 정형하거나 기존의 반사기 안테나의 급전부에 여러 개의 급전안테나를 두어야 한다.

정지궤도를 이용하는 위성통신에서는 궤도효율을 높이고 간섭을 적게하기 위해서 CCIR에서 부엽전력레벨을 규정하고 있는 데, 기본적인 부엽특성은 개구면에서의 전계의 크기 및 위상분포 뿐만 아니라 가장자리 부근의 회절, spill-over, 개구면차폐 등에 의해서도 영향받으므로 이를 고려하여야 할 것이다.

2) 배열급전 반사기 안테나

배열급전 반사기 안테나는 그림 14(a)의 오프셋 반사기의 급전부에 배열안테나로 급전하며, 방사패턴은 각 원소 안테나에 의한 성분빔의 선형조합이 될 것이므로 그 크기와 위상을 적절히 조절하면 원하는 형태의 단일빔 또는 다중빔을 얻을 수 있다. 이러한 형태의 안테나는 INTELSAT IV-A, V, VI 등 널리 사용되고 있으

며 개략적인 설계과정은 다음과 같다.^[16]

먼저 주어진 조건, 예컨대 주어진 공간의 크기, 정형빔의 수, 각 성분빔의 교차정도 등에 의해 반사기의 크기, 오프셋 높이, 초점거리, 원소안테나의 크기 및 수 등을 결정하고, 빔성형을 위한 각 원소에 대한 크기와 위상을 주어진 빔모양을 만족하면서 빔내부의 이득은 최대가 되고 부엽레벨이나 교차편파분리도(cross-polarization isolation)는 최소가 되도록 최소자승 알고리즘을 이용한다.

3) 정형반사기 안테나

다중급전 반사기 안테나는 급전안테나의 수가 많을 경우 빔성형회로(BFN)가 복잡해지며 손실이 증가한다. 따라서 급전안테나를 이용하는 대신 반사기 자체의 모양을 정형함으로써 원하는 빔모양을 만들면 손실도 감소될 뿐 아니라 빔 패턴에 대한 신뢰도 높아질 것이다. 반사기 형태는 단일 또는 이중빔을 사용하며, 정형빔이 하나인 경우는 하나의 급전안테나가, 여러 개인 경우는 여러 개의 급전안테나가 필요하다. 정형반사기 안테나의 단점은 위성의 운용중에는 빔의 모양을 바꿀 수 없다는 것이나 최근 기계적인 방법으로 반사기의 모양을 바꿀 수 있는 가능성이 제시된 바 있다(reconfigurable mesh reflector).

4) 능동 위상배열안테나

위상배열 안테나는 기본적으로 반사기 없이 배열원소에 인가되는 신호의 크기와 위상을 전자적으로 조절함으로써 임의의 방사패턴을 만들어 낼 수 있는 안테나이며 원소 수가 많을 경우 손실이 커지므로 이 경우는 BFN의 출력단에 증폭기를 사용하여야 한다. MMIC 기술의 발전으로 이것이 가능하게 되었으며 COMSAT lab.에서 제작한 64원소 능동 위상배열안테나의 한 원소를 BFN의 블록선도와 함께 그림 15에 보였다. 이중편파를 이용하기 때문에 OMT(orthogonal mode transducer)를 사용하였으며 감쇠기, 이상기, 증폭기 부분은 집적화 되었다.

원하는 빔폭 및 구조를 얻기 위해 배열의 크기가 너무 커지는 경우는 위상배열 자체를 이중반사기 안테나(오프셋 그레고리안 또는 카세그레인 안테나)의 급전부로 사용하여 개구면을 등가적으로 확대시킴으로써 이 문제를 해결할 수도 있다.

5) 마이크로스트립 안테나

전술한 반사기안테나의 급전에는 혼안테나가 많이 사용되어 왔으나 최근들어 무게를 줄이기 위한 노력의 일환으로 마이크로스트립 안테나를 급전안테나로 사용하고자 하는 노력이 시도되고 있다. 이를 사용하면 혼안테나 뿐

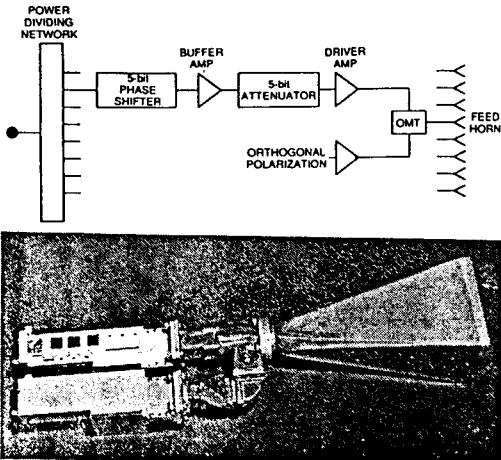


그림 15. 능동배열의 원소안테나 구조

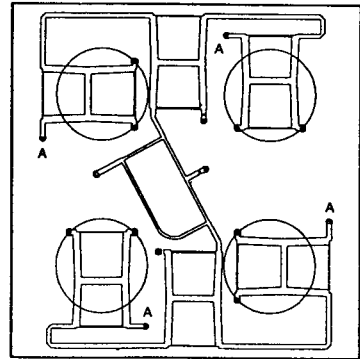
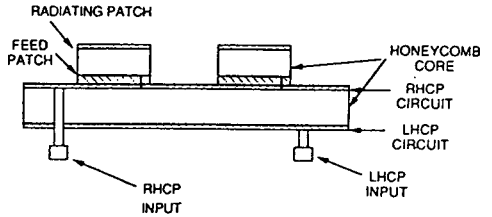


그림 16. 4원소 마이크로스트립 배열안테나

만 아니라 이중편파를 사용하는 경우 편파기와 OMT도 없앨 수 있다. 마이크로스트립 안테나는 이미 오래전부터 연구되어 왔으나 대역폭이 좁고 이중편파를 사용할 경우 XPD가 나쁜 단점이 있기 때문에 사용이 기피되어 왔다.

최근의 연구노력의 결과 다층구조를 사용한 EMCP (electromagnetically coupled patch)는 이러한 문제를 해결할 수 있는 가능성을 보여주고 있다. 그림 16은 COMSAT lab.에서 제작된 EMCP 구조의 4원소 마이크로스트립 배열안테나이다.

6) 광기술의 응용

전술한 위상배열 안테나의 원소수가 아주 많을 경우

BNF는 여러가지 문제점들을 가지며 이를 해결하기 위해서 광기술을 이용하고자 하는 노력이 시도되고 있다.

그 중 하나는 전력분배, 변조, 제어까지를 광섬유나 광소자들을 이용하고자 하는 것으로 종래의 BFN에 비해 무게와 부피가 작다는 장점이 있으나 광소자들의 주파수 한계, 광소자, 디지털 소자 및 초고주파소자들의

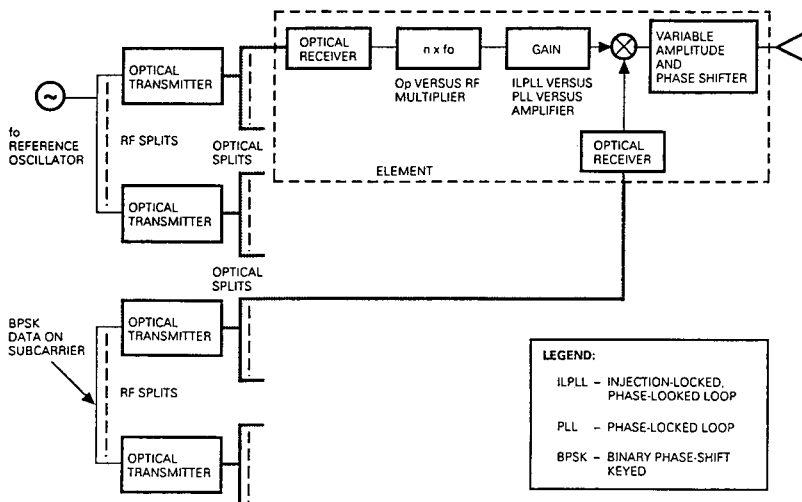


그림 17. 광섬유 및 소자를 이용한 빔성형 회로

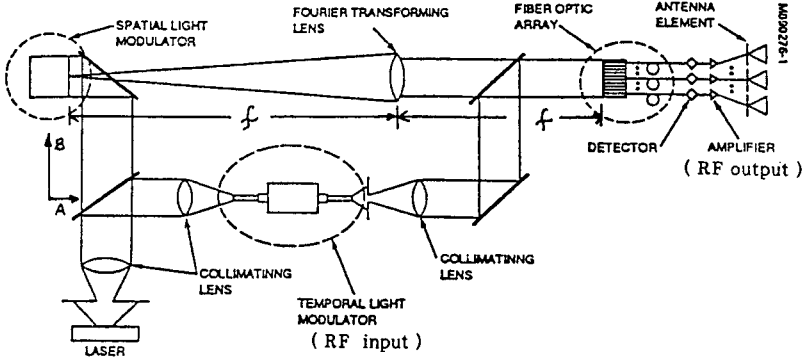


그림 18. 광신호처리기술을 이용한 빔성형회로

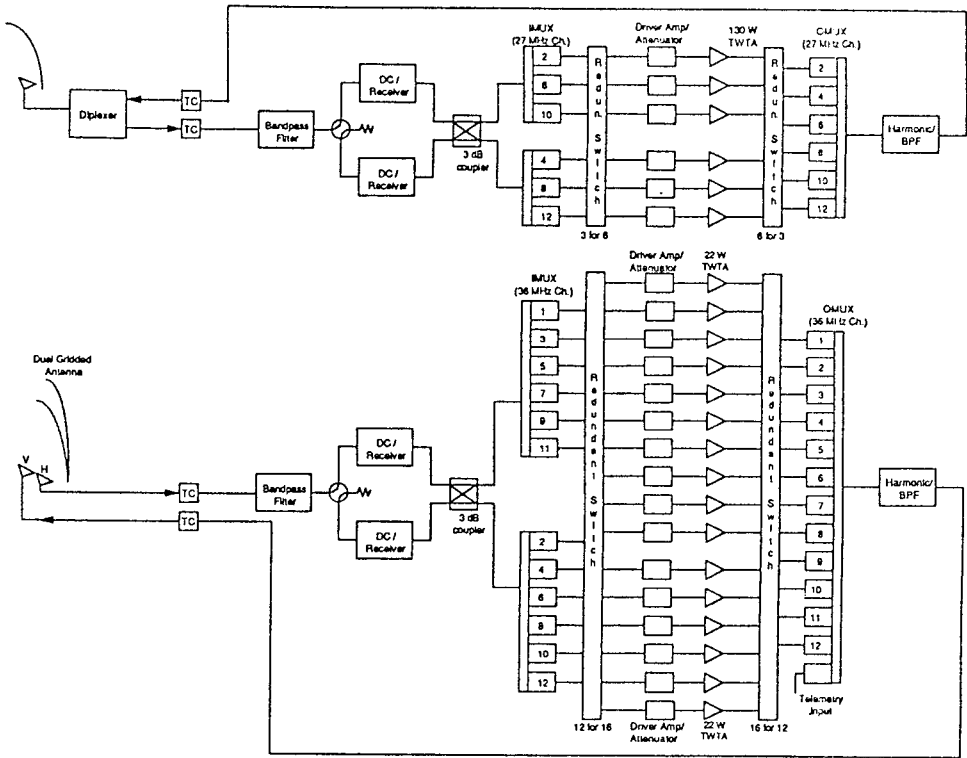


그림 19. 전형적인 통신위성의 탑재 시스템

집적화 문제, 광소자들에 의한 잡음증가 등이 그것이나 앞으로 연구노력이 계속될 것으로 생각된다.^[19]

다른 방법은 광신호처리기술을 이용하여 빔 성형을 하는 것이며 그림 18은 시스템의 개념도이다.^[20] 이 방법에서는 전력분배나 이상기 등이 필요없으며 그림에서의 공간 광변조기는 LCLV(liquid crystal light valve)를 이용하여 빔의 모양에 따라 투과도 패턴을 변화시킴으로

써 빔을 성형한다. 그러나 아직은 타당성 조사단계이며 시스템의 정확한 모델링에 관한 연구가 계속되어야 할 것이다.

3. 트랜스폰더

1) 시스템

전형적인 통신위성용 탑재장치는 그림 19와 같다. 위

부분은 대역폭 27MHz인 DBS채널이며 아랫부분은 대역폭 36MHz인 FSS(fixed satellite service)채널이다. 3dB 결합기 앞부분은 수신기의 신뢰도를 높이기 위한 1:1 중복도(redundancy)를 보여주고 있다. 이중편파인 경우는 각 편파성분에 대해 중복도를 줄 수도 있고 그림 20과 같이 1:2 중복도를 사용할 수도 있다. 그리고 전력증폭기에 대한 중복도는 TWTA 앞·뒤의 스위치를 통해 제공된다.

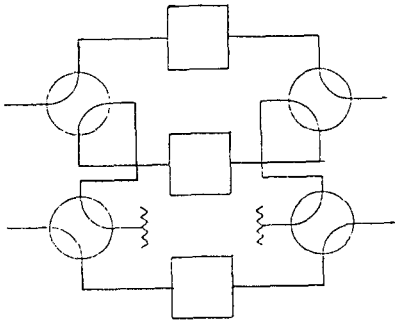


그림 20. 이중편파에 대한 1:2 중복도

2) 전력증폭기

지금까지 많이 사용되어 온 전력증폭기는 TWTA이며 GaAs FET를 이용한 SSPA(solid state power amplifier)에 대한 연구도 활발히 진행되고 있다. 전력증폭기에서 중요한 점은 출력과 효율 및 선형성일 것이다. 현시점에서 본다면 TWTA는 출력과 효율면에서 유리하고 SSPA는 선형성이 뛰어나다.

먼저 TWTA에 대해 살펴보자. 그림 21은 Hughes사의 나선형 TWTA의 여러 모델에 대한 주파수대 출력 특성으로 현재의 기술수준 및 출력과 f^2 와의 역비례 관계를 잘 보여주고 있다.^[21] 현재의 효율은 약 60% 정도이며 저손실에 보다 높은 출력을 낼 수 있는 재질의 개발에 노력하고 있다.

SSPA의 개발은 70년대 중반 4GHz 대역에 대해 연구가 시작되었으나 현재는 X, K 대역에서도 성능이 꾸준히 향상되고 있다. 현재 SSPA의 출력 및 효율은 C, Ku, Ka 대역에서 각각 25(40), 13(25), 2.6W(12%) 정도이다.^[23] 그림 22는 C 대역의 TWTA와 SSPA의 반송파대 상호변조비와 RF효율과의 관계를 나타내며 SSPA의 선형성이 뛰어난 것을 잘 보여주고 있다. TWTA의 포화점 부근에서의 비선형성 때문에 출력 back-off를 충분히 줄 수 없는 경우에는 선형화회로(linearizer)를 앞단에 붙임으로써 선형성을 높인다.

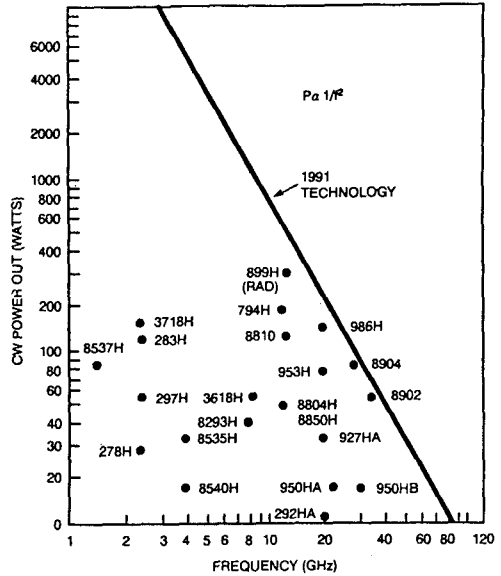


그림 21. TWTA의 주파수대 출력특성

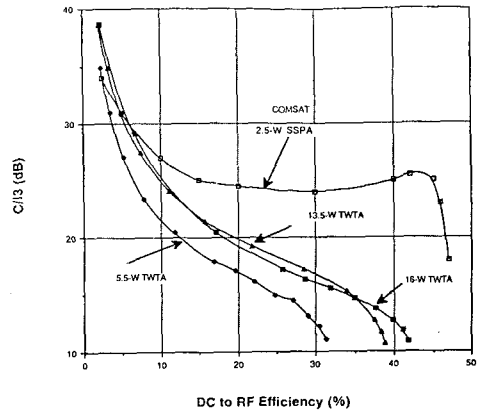


그림 22. RF효율(DC to RF)과 반송파대

3) 선형화회로 및 구동증폭기

그림 19에서 TWTA 앞부분은 LDA(linearizer driver amplifier)로서 그 기능은 선형화, 증폭, 이득조정 및 TWTA의 고주파 과구동 보호(RF overdrive protection)등이다. 선형화회로는 전방궤환(feed-forward), 부궤환(negative feedback), 전단왜곡(predistortion)등의 방법이 있으나 거의 대부분 전단왜곡 방식을 택하고 있다.

LDA 부분은 최근 MMIC 기술을 이용하여 집적화하기 시작하고 있으며 그림 23에 구성도를 보였다.^[23] 집

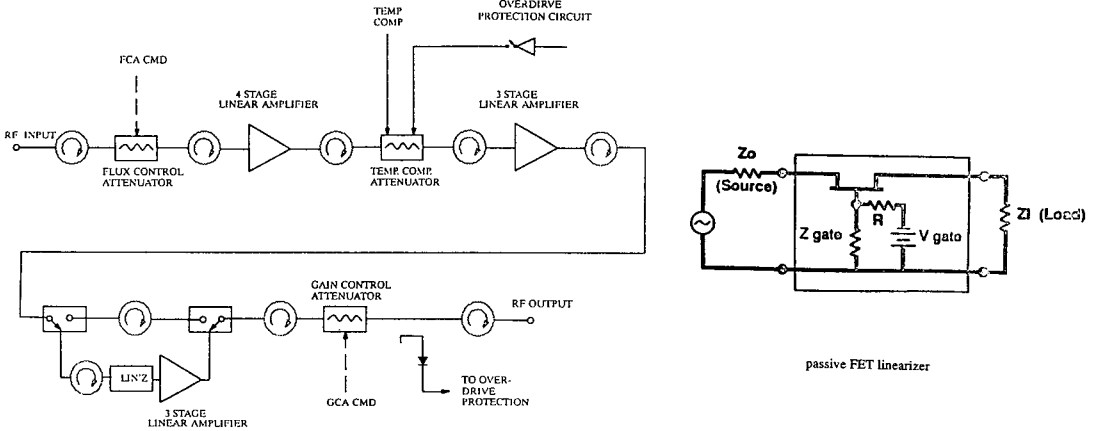


그림 23. LDA의 블록선도

적회로에 사용된 선형화회로는 GaAs FET를 감쇠기 처럼 사용하였다.

4) 수신기

그림 24는 Ku 대역에 대한 전형적인 수신기의 구성이다.^[24] 저잡음증폭기(LNA) 및 IF 증폭기는 GaAs FET 나 HEMT(high electron mobility transistor) 소자를 주로 이용하는 데, HEMT 소자는 잡음특성은 좋으나 아직 기술축적이 충분히 되지는 않았다는 단점이 있다. 국부발진기는 위상잡음을 적게 하기 위하여 안정된 저주파발진기와 곱셈기로 구성하나 최근 GaAs MESFET나 HEMT를 이용한 DRO(dielectric resonator oscillator)의 가능성도 타진되고 있다.^[24] Mixer는 소자의 비선형성을 이용하여 주파수를 변환하며 종래에는 다이오드를 많이 사용하였으나 최근에는 집적화와 관련하여 MESFET, HEMT를 주로 사용한다. 수신기 역시 MMIC 기술에 힘입어 수신기 전체를 GaAs(또는 InP)를 기판으로 한 MESFET 또는 HEMT를 사용하여 집

적화하고 있다.

5) 다중화기

입력 MUX는 증폭기 전단에 위치하므로 다소 손실이 있어도 되나 출력 MUX는 손실이 매우 적어야 한다. MUX용 필터의 크기는 종래의 Chebyshev 필터에 비해 elliptic function 필터 및 유전체적재 공진기(dielectric loaded cavity) 등의 개발로 소형화 되었으며, CAD 기술의 개발로 27MHz 채널에 대해 보호대역(guardband)이 3MHz 정도로 좁은 MUX도 제작이 가능하게 되었다.^[25]

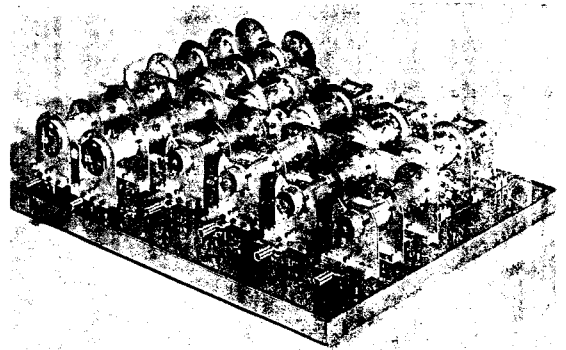


그림 25. 12채널 Ku대역의 출력 MUX

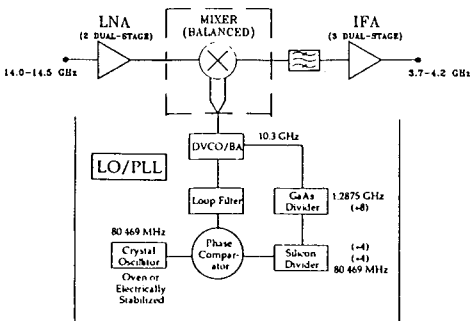


그림 24. 14/4GHz 수신기의 블록선도

6) 초고주파 스위치

다중빔을 동적으로 연결할 수 있는 SS-TDMA(satellite switched TDMA) 시스템을 위해 초고주파 대역에서 신호를 스위칭할 수 있는 MSM(microwave switch matrix)의 개발이 시작되었다. 초기의 PIN 다이오

드 또는 FET 스위치를 이용한 하이브리드 MIC 형태에서 최근 손실을 보상할 수 있는 증폭기 및 제어회로를 포함하여 432개의 FET로 구성된 C 대역의 6×6 MMIC 칩이 개발되었다.^[26] 앞으로 더욱더 고집적화가 이루어질 것으로 기대된다.


IV. 결 론

증가하는 통신수요 및 다양한 욕구를 충족시키기 위해 새로운 주파수, 개념 및 서비스의 위성통신 시스템이 개발되고 있으며 이와 관련된 안테나 및 소자개발, 그리고 기존의 것들에 대한 소형화 및 집적화에 많은 연구와 노력이 투자되고 있으며, 전파경로상의 신호손상에 대한 실험 및 모델링기법 개발에도 노력을 기울이지 않고 있다. 특히 여러 주파수대역에서 연구개발이 진행되고 있는 MESFET나 HEMT 소자를 이용한 HMIC 기술은 첨단 초고주파 소자기술로서 실용화 단계에 있으며 능동 위상배열 안테나, 마이크로스트립 안테나 등은 조만간 실용화될 것으로 보여진다.

위성시대를 맞고 있는 우리나라에서도 우리의 환경에 맞는 다양한 전파관계 실험데이터 확보 및 모델링, 새로운 안테나기술 개발, MMIC를 위한 CAD 및 제작기술 개발에 박차를 가해야 할 것이다.

参 考 文 献

- [1] G. Brussaard et al., "Propagation considerations in satellite communication systems," *Proc. IEEE*, vol. 78, pp. 1275-1282, 1990.
- [2] "Use of frequency band about 10 GHz in the fixed-satellite service," CCIR Rep. 552-4, vol. IV- I, 1990.
- [3] T. Ha, *Digital Satellite Communications*, Macmillan, 1986.
- [4] P. A. Watson et al., "Prediction of attenuation on satellite-earth links in the European region," *Proc. IEE*, vol. 184, pt, F, pp. 583-596, 1987.
- [5] P. K. Crane, "Prediction of attenuation by rain," *IEEE Trans. Comm.*, vol, Com-28, pp. 1717-1735, 1980.
- [6] "Propagation data and prediction methods for earth-space telecommunication systems," CC-TR Rep. 564-3, vol., V. 1986.
- [7] Propagation effects handbook for satellite systems design, NASA Reference Pub. 1082 (04), U. S. Department of Commerce, 1989.
- [8] T, Inukai et al., "On-board processing satellite network architectures for broadband ISDN," AIAA 14th Internatioal Communication Satellite Systems Conference, Washington D. C., pp. 1471-1484, 1992.
- [9] Y. Karasawa et al., "A new prediction method for tropospheric scintillation on earth-space paths," *IEEE Trans. Ant. Prop.*, vol. 36, pp. 1608-1614, 1988.
- [10] A. W. Dissanayake et al., "Considerations on C-band very low elevation angle satellite links in tropical climates," AIAA 14th Inter. Comm. Sat. Sys. Conf., Washington D. C., pp. 1428-1431, 1992.
- [11] K. Miya ed., *Satellite communications technology*, KDD Eng. & Consulting, Tokyo, 1980.
- [12] Y. Karasawa et al., "A simple prediction method for L-band multipath fading in rough sea conditions," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 36, pp. 1187-1194, 1988.
- [13] W. J. Voget et al., "Mobile satellite system propagation measurements at L-band using MARECS-B2," *IEEE Trans. Ant. Prop.*, vol. 38, pp. 259-264, 1990.
- [14] W. C. Y. Lee, *Mobile Communications Engineering*, McGrawHill, New York, 1982.
- [15] W. L. Pritchard et al., "Satellite direct broadcast," *Proc. IEEE*, vol. 78, pp. 1116-1140, 1990.
- [16] A. I. Zaghlovl et al., "Advances in multi-beam communications satellite antennas," *Pro. IEEE*, pp. 1214-1232, 1990.
- [17] C. E. Mahle et al., "The role of technology in influencing future civil communications satellite," *Pro. IEEE*, pp. 1214-1232, 1990.
- [18] D. Wright et al., "ACTS system capability

- and performance," AIAA 14th Inter. Comm. Sat. Sys. Conf., Washington D. C., pp. 1135-1145, 1992.
- [19] G. Mercherle, "Fiber optic distribution for phased array antennas," AIAA 14th Inter. Comm. Sat. Sys. Conf., Washington D. C., pp. 1272-1278, 1992.
- [20] L. Anderson et al., "Phased array antenna beam forming using optical processing," AIAA 14th Inter. Comm. Sat. Sys. Conf., Washington D. C., pp. 1279-1288, 1992.
- [21] G. Lewis et al., "New generation of space TWTS'S," AIAA 14th Inter. Comm. Sat. Sys. Conf., Washington D. C., pp. 126-132, 1992.
- [22] F. Ananasso et al., "Recent achievements and design guidelines for solid state power amplifiers in space applications," AIAA 14th Inter. Comm. Sat. Sys. Conf., Washington D. C., pp. 689-695, 1992.
- [23] S. Noochalla et al., "An integrated Ku-band linearizer driver amplifier for TWTAs with high gain and wide bandwidth," AIAA 14th Inter. Comm. Sat. Sys. Conf., Washington D. C., pp. 167-174, 1992.
- [24] H. Huges et al., "Monolithic integrated receiver technology for satellite applications," AIAA 14th Inter. Comm. Sat. Sys. Conf., Washington D. C., pp. 456-461, 1992.
- [25] D. Wolk et al., "Design and high power test of a 12 GHz/12 channel contiguous output multiplexer," AIAA 14th Inter. Comm. Sat. Sys. Conf., Washington D. C., pp. 943-950, 1992.
- [26] D. R. Chen et al., "Advanced large scale GaAs monolithic IF switch matrix subsystem," AIAA 14th Inter. Comm. Sat. Sys. Conf., Washington D. C., pp. 462-465, 1992. 

筆者紹介



白 定 基

1954年 3月 30日生

1978年 2月 서울대학교 전자공학과

1988年 9月 Virginia Tech. 전기공학과(석사 및 박사)

1978年 ~ 1983年 국방과학연구소 연구소

1988年 ~ 1989年 한국전자통신연구소 선임연구원

1989年 ~ 현재 동아대학교 조교수

주관심분야: 전파전파, 수직전자기학, 초고주파