
碩士學位論文

커러게이트 혼 안테나로 給電된 Ku帶域
캐서그레인 안테나 最適設計

濟州大學校 大學院



通信工學科
제주대학교중앙도서관
JEJU NATIONAL UNIVERSITY LIBRARY

徐 守 德

1997 年 12 月

커리게이트 혼 안테나로 給電된 Ku帶域
캐서그레인 안테나 最適設計

指導教授 梁 斗 榮

徐 守 德

이 論文을 工學 碩士學位 論文으로 提出함

1997年 12月

徐 守 德의 工學 碩士學位 論文을 認准함

審査委員長 李 鎔 鶴 印

委員 金 興 洙 印

委員 梁 斗 榮 印

濟州大學校 大學院

1997年 12 月

**Optimum Design of Ku-band Cassegrain
Antenna System
with Corrugated Feed Horn**

Su-dug Seo

(Supervised by professor Doo-yeong Yang)

**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING**

**DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATION ENGINEERING
GRADUATE SCHOOL
CHEJU NATIONAL UNIVERSITY**

1997. 12

목 차

Abstract	1
I. 서 론	2
II. 혼 내부의 전자계	4
1. 구좌표 하이브리드 모드 해석	4
2. 평형 하이브리드 조건	7
3. 홈의 깊이, 폭, 분리간격 결정	8
4. 복사 전계	10
III. 캐서그레인 안테나	14
1. 캐서그레인 안테나의 곡면방정식	14
2. 최적곡면 캐서그레인 안테나	17
3. 스피오버 효율	22
4. 조사 효율	22
5. 블라킹 효율 및 이득	23
IV. 캐서그레인 안테나 설계 및 고찰	25
1. 혼 개구면에서의 정규화된 복사패턴	25
2. 커러게이트 혼 안테나의 복사패턴	26
3. 효율계산	29
4. 혼 안테나 설계	34
5. 캐서그레인 안테나 설계	35
6. 결과 고찰	39
V. 결 론	40
참 고 문 헌	42

Abstract

In this thesis, we designed Ku-band cassegrain antenna system with corrugated feed horn. we applied spherical-mode analysis to the corrugated conical horn and investigate the radiation patterns. Using the radiation patterns, the design data for corrugated conical horn are obtained by efficiency investigation. we design the Ku-band corrugated conical horn with the determined flare angle and horn length. The main and sub-reflector are designed using Snell's law and the principle of energy conservation, then we obtain the uniform direction and energy density of traveling wave the aperture of main-reflector. The maximum size of main-reflector is determined by investigating blocking efficiency. The last step of design is that the curvature of main-reflector is modified to satisfy the condition of uniform phase. The gain of cassegrain antenna system is obtained with the calculated efficiencies and the size of main-reflector.

I. 서론

캐서그레인 안테나 시스템은 마이크로파대에서 위성통신 기지국용으로 주로 사용되고 있다. 이 시스템은 급전용 안테나로 커러게이트 혼을 사용하며 부반사판과 주반사판으로 구성된다. 급전용으로 사용되는 커러게이트 혼 안테나는 일반적인 혼 안테나의 단점인 부엽이 크고 복사패턴이 비대칭인 점을 보완하고 특히, 주편파와 교차편파의 비가 큰 특징을 갖고 있기 때문에 이중 편파를 사용하는 통신 시스템 안테나로 널리 이용되고 있다.

커러게이트 혼 안테나는 1960년 초기에 미국과 오스트리아에서 천문학 시스템용 안테나의 성능을 개선하기 위하여 최초로 연구되었다.(Rumsey, 1966) A. F. Kay(1964)는 혼각(flare angle)이 큰 경우에 혼의 복사패턴이 대칭이고, 부엽준위가 낮은 커러게이트 혼을 연구하였다. 또한 Minnett와 Rumsey (1966a, 1966b)가 제시한 방법을 이용하여 혼각(flare angle)이 작은 경우에는 혼 내부에 전자계를 원통형 모드로 해석하는 방법을 사용하였다. 커러게이트 혼 안테나의 특성해석 방법에는 일반적으로 혼각이 작을 때와 클 때로 나누어 해석한다. 혼각이 작을 때는 혼 내부에 급전되는 전자계의 형태가 대부분 그대로 유지되므로 원통형 모드이론을 적용하며, 혼각이 클 때는 파의 형태가 구형파에 가까우므로 원통형 모드이론을 적용하면 오차가 심하다. 따라서 혼각이 10° 이상일 때는 구형 모드이론을 적용하여야 정확한 특성을 알 수 있다.(Clarricoats 등 1971) K. M. Jansen 등(1972)은 구형모드이론은 적용하여 커러게이트 영역의 홈의 깊이가 $\lambda/4$ 가 됨을 보였고, Mentzer(1974)는 커러게이트영역에서 홈의 폭과 분리간격 결정방법을 제시하였다.

일반적인 캐서그레인 안테나는 주반사판인 포물면과 부반사판인 쌍곡면으로 구성되어있다. 이 안테나는 개구면에서 전력밀도와 위상이 일정하지 않기 때문에 조사 효율이 낮고 블라킹이 많아지는 단점을 갖고 있다.(Hannan, 1961) 이러한 단점을 보완하기 위해서는 급전 안테나의 복사패턴으로부터 스피오버와 조사 효율에 대한 면밀한 고찰이 이루어져야 하며, 주반사판의 개구면에서 위상이 일정하도록 반사판의 곡면을 수정하여야 한다. 이렇게 설계된 캐서그레인 안테나는 일반적인 캐서그레인 안테나에 비해 효율을 높일 수 있기 때문에 안테나이득을 향상시킬 수 있다.(Galindo, 1964) 최적곡면 캐서그레인 안테나의 반사판 설계에 관한 연구는 Galindo(1964), Williams(1965), Collins(1973)등에 의해 진행되었다.

본 논문에서는 커리게이트 혼 안테나를 급전 안테나로 하는 Ku대역 캐서그레인 안테나를 설계한다. 전체 시스템중 커리게이트 혼 안테나는 구형 모드이론을 적용하여 복사전계식을 유도하고 이득특성을 고찰한다. 계산된 복사전계로부터 스피오버 및 조사 효율에 대한 고찰을 통해 혼각과 혼의 길이 및 부반사판의 최대반사각을 결정한다. 그리고 결정된 혼각과 혼의길이로부터 Ku대역용 커리게이트 혼 안테나를 설계한다. 캐서그레인 안테나 시스템에서 주반사판과 부반사판의 곡면설계는 전반사원리인 스넬의 법칙과 주반사판의 개구면에서 일정한 전력밀도를 갖는 에너지 보존법칙을 이용한다. 주반사판의 최대 크기는 블라킹 효율에 대한 고찰을 통하여 결정하며, 마지막 설계단계로 급전점에서 주반사판의 개구면까지 도달된 전파가 같은 위상을 갖도록 주반사판의 곡면을 수정한다. 또한 계산된 전체 효율과 주반사판의 크기로부터 캐서그레인 안테나 시스템의 이득을 구한다.

II. 혼 내부의 전자계

1. 구조표 하이브리드 모드 해석

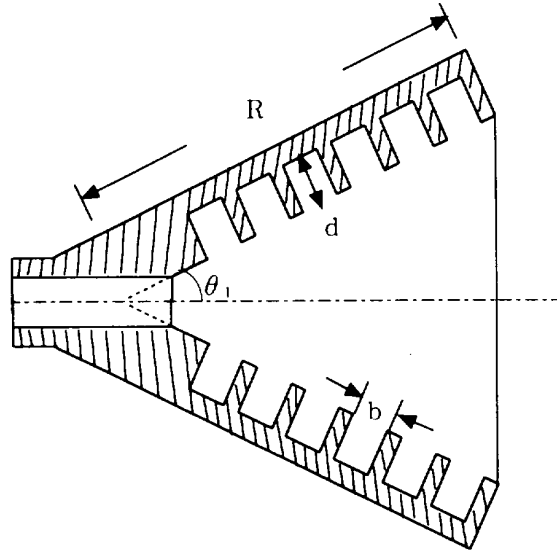


Fig. 1 Corrugated conical horn



Fig. 1은 일반적인 커리케이트 혼 안테나의 구조적 단면을 도시한 그림이다. 그림에서 혼각(θ_1)이 10° 이하일 경우 혼 안테나로 급전되는 전자계 형태가 대부분 그대로 유지되므로 일반적인 원통 하이브리드 모드이론을 적용하여도 오차가 크게 나타나지 않는다. 그러나 혼각이 커질수록 혼 내부의 전자계가 구형과 형태로 되므로 좀더 정확한 해석을 위해 구조표 하이브리드 모드 이론을 적용하여야 한다. Fig. 1에서 $\theta < \theta_1$ 일 경우 혼 내부의 전자계는 TE모드와 TM모드가 모두 존재하는 하이브리드 모드이며 파동방정식을 만족하는 모드함수로부터 전계 및 자계 스칼라 포텐셜 함수를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$A_R = A \hat{H}_\nu^{(2)}(kR) P_\nu^m(\cos\theta) e^{jm\phi} \quad (1)$$

$$F_R = B \hat{H}_\nu^{(2)}(kR) P_\nu^m(\cos\theta) e^{jm\phi} \quad (2)$$

$$k = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$$

위 식에서 $\hat{H}_\nu^{(2)}(kR)$ 는 제 2종 구형 Hankel함수이고, $P_\nu^m(\cos\theta)$ 는 제 1종 associated Legendre함수이다. 그리고 A, B는 각 포텐셜 함수의 크기를 나타내며 두 계수의 비는 식(3)과 같은 관계식으로 나타낼 수 있다.

$$\frac{B}{A} = -j\eta_0 \bar{\Lambda}, \quad \eta_0 = (\mu_0/\epsilon_0)^{1/2} \quad (3)$$

구좌표 모드에서는 E_R 과 H_R 성분의 비가 자유공간 임피던스 값을 가질 때를 평형 하이브리드 모드라 하며, 이것은 주편파 성분에 비해 교차편파 성분이 거의 없음을 의미한다. 즉, $\bar{\Lambda}$ 값이 ± 1 일 때 평형 하이브리드 모드가 되고, 이 조건 하에서 식(1),(2)을 Helmholtz 방정식에 대입하면 다음과 같이 전자계 성분을 구할 수 있다.

$$E_R = A\eta_0 \nu \frac{(\nu+1)}{jkR^2} \hat{H}_\nu P_\nu^m \quad (4)$$

$$H_R = -A\bar{\Lambda} \nu \frac{(\nu+1)}{kR^2} \hat{H}_\nu P_\nu^m \quad (5)$$

$$E_\theta = -\eta_0 A \left(\frac{m\bar{\Lambda}}{R\sin\theta} \hat{H}_\nu P_\nu^m + \frac{j}{R} \hat{H}_\nu' \frac{dP_\nu^m}{d\theta} \right) \quad (6)$$

$$E_\phi = \eta_0 A \left(-\frac{j\bar{\Lambda}}{R} \hat{H}_\nu \frac{dP_\nu^m}{d\theta} + \frac{m}{R\sin\theta} \hat{H}_\nu' P_\nu^m \right) \quad (7)$$

$$H_\theta = A \left(\frac{j m \hat{H}_\nu}{R \sin \theta} P_\nu^m - \bar{\Lambda} \frac{\hat{H}_\nu'}{R} \frac{dP_\nu^m}{d\theta} \right) \quad (8)$$

$$H_\phi = -A \left(\frac{\hat{H}_\nu}{R} \frac{dP_\nu^m}{d\theta} + j \frac{\bar{\Lambda} m \hat{H}_\nu'}{R \sin \theta} P_\nu^m \right) \quad (9)$$

여기서

$$\hat{H}_\nu = \hat{H}_\nu^{(2)}(kR), \quad P_\nu^m = P_\nu^m(\cos \theta), \quad \hat{H}_\nu' = d(\hat{H}_\nu)/dr$$

이다.

위의 전자계식에서 E_ϕ/H_R 과 H_ϕ/E_R 의 성분비는 다음과 같다.

$$\frac{E_\phi}{H_R} = \frac{jkR\eta_0}{\nu(\nu+1)} \left(P_\nu^m(\theta) + \frac{jmh_\nu(kr)}{\Lambda \sin \theta} \right) \quad (10)$$

$$\frac{H_\phi}{E_R} = \frac{-jkR\gamma_0}{\nu(\nu+1)} \left(P_\nu^m(\theta) + \frac{j\bar{\Lambda} m h_\nu(kr)}{\sin \theta} \right) \quad (11)$$

여기서

$$P_\nu^m(\theta) = \frac{dP_\nu^m(\cos \theta)}{d\theta} / P_\nu^m(\cos \theta), \quad h_\nu(kr) = \frac{\hat{H}_\nu'(kr)}{\hat{H}_\nu(kr)} \quad (12)$$

이다

식(11)는 $\theta < \theta_1$ 인 영역에서 어드미턴스 값을 나타낸다. $\theta > \theta_1$ 인 영역에서
 홈의 분리간격이 파장보다 작을 때 즉, $kb < 2\pi$ 이면 TE모드는 홈 내부에 존재하
 지 못하고 TM 모드의 정재파만 존재한다. 따라서 홈 내부 끝단에서 $E_\phi = 0$ 인
 경계조건으로부터 $\theta = \theta_1$ 에서의 어드미턴스 H_ϕ/E_R 은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \left. \frac{H_\phi}{E_R} \right|_{\theta=\theta_1} &= Y \\ &= \frac{-j\gamma_0}{kR} \frac{\frac{\partial}{\partial \theta} \{P_\nu^m(\cos \theta)Q_\nu^m(\cos \theta_2) - P_\nu^m(\cos \theta_2)Q_\nu^m(\cos \theta)\}}{P_\nu^m(\cos \theta_1)Q_\nu^m(\cos \theta_2) - P_\nu^m(\cos \theta_2)Q_\nu^m(\cos \theta_1)} \Big|_{\theta=\theta_1} \quad (13) \end{aligned}$$

여기서 θ_2 는 기준축과 홈 내부 끝단사이의 각이며, y_0 는 자유공간 어드미턴스를 나타낸다.

2. 평형 하이브리드 조건

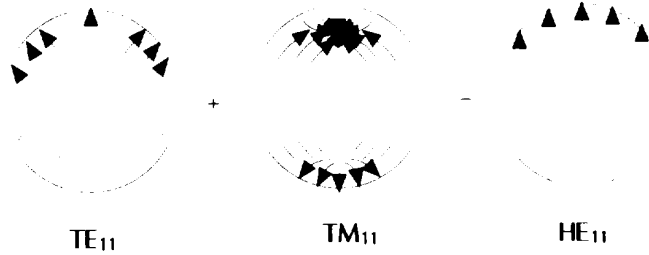


Fig. 2 Field pattern with HE₁₁ hybrid mode

Fig. 2는 혼 안테나로 급전된 TE₁₁, TM₁₁ 모드가 평형 하이브리드 조건을 만족하여 HE₁₁모드로 변환되었을 때를 나타낸 것이다. 평형 하이브리드 조건을 구하기 위해 Fig. 1에서 $\theta < \theta_1$ 인 영역과 $\theta > \theta_1$ 인 영역에서의 어드미턴스인 식 (11)와 식(13) 값이 $\theta = \theta_1$ 일 때 같다는 조건으로부터 $\bar{\Lambda} = \pm 1$ 이 되는 ν 값을 찾는다. 평형하이브리드 모드가 되는 ν 값을 얻기 위해 $\theta = \theta_1$ 일 때 식(11)과 식 (12)의 관계식을 가지고 ν 에 대한 특성 방정식을 얻을 수 있다.

$$P_\nu^m(\theta_1) \left\{ Y + \frac{jkRy_0}{\nu(\nu+1)} P_\nu^m(\theta_1) \right\} = \frac{-jm^2kRy_0(h_\nu(kr))^2}{\nu(\nu+1)\sin^2\theta} \quad (14)$$

$kR \gg 1$ 인 조건이면 식(13)을 다음식과 같이 근사화 시킬 수 있다.

$$Y \approx jy_0 \cot kd \quad (15)$$

$Y=0$ 인 경우는 혼의 복사 패턴이 대칭이고 교차편파 성분이 0 이므로 완전한 평행하이브리드 모드이다. 이 조건하에서 식(14)은 다음식으로 단순화된다.

$$\sin^2 \theta_1 \{P_\nu^m(\theta_1)\}^2 = m^2 \quad (16)$$

혼각이 θ_1 일 때 식(16)을 만족하는 ν 값이 평행하이브리드 조건이 된다.

3. 홈의 깊이, 폭, 분리간격 결정

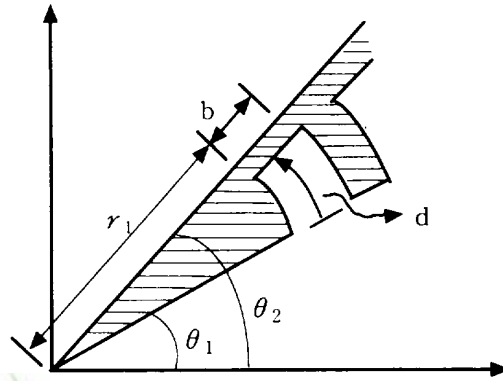


Fig. 3 Corrugated groove and spherical coordinate system

Fig. 3에서 홈의 폭(b)을 반파장보다 작게 하면 홈 내부에는 TM 모드만 존재하며 $\theta = \theta_1$ 일 때 $E_\phi = 0$ 인 경계조건으로부터 다음 조건이 성립함을 알 수 있다.

$$\begin{aligned} P_\nu^m(\cos \theta_1) Q_\nu^m(\cos \theta_2) - P_\nu^m(\cos \theta_2) Q_\nu^m(\cos \theta_1) &= 0 \\ P_\nu^m &= d(P_\nu^m)/d\theta, \quad Q_\nu^m = d(Q_\nu^m)/d\theta \end{aligned} \quad (17)$$

식(17)를 계산하기 위해 다음식을 사용한다.

$$P_\nu^m(\cos \theta) = \frac{\Gamma(m+\nu+1)}{\Gamma(\nu+\frac{3}{2})} \left(\frac{\pi \sin \theta}{2}\right)^{-\frac{1}{2}} \times \cos\left[\left(\nu+\frac{1}{2}\right)\theta - \frac{\pi}{4} - \frac{m\pi}{2}\right] \quad (18)$$

$$Q_\nu^m(\cos \theta) = \frac{\Gamma(m+\nu+1)}{\Gamma(\nu+\frac{3}{2})} \left(\frac{\pi}{2\sin \theta}\right)^{\frac{1}{2}} \times \cos\left[\left(\nu+\frac{1}{2}\right)\theta + \frac{\pi}{4} + \frac{m\pi}{2}\right] \quad (19)$$

$$L_\nu^m(u) = \frac{-u}{1-u^2} L_\nu^m(u) - \frac{1}{(1-u^2)^{\frac{1}{2}}} L_\nu^{m+1}(u) \quad (20)$$

$$L_\nu^m(u) = \begin{Bmatrix} P_\nu^m \\ Q_\nu^m \end{Bmatrix}$$

식(18)~(20)을 식(17)에 대입하여 다음식과 같은 $(\theta_2 - \theta_1)$ 함수를 구한다.

$$\tan\left[\left(\frac{\nu+1}{2}\right)(\theta_2 - \theta_1)\right] = (\nu+2) \tan \theta_1 \quad (21)$$

$$(\theta_2 - \theta_1) = \frac{\tan^{-1}[(\nu+1) \tan \theta_1]}{\frac{\nu+1}{2}} = \frac{\pi(2l+1)}{2\nu} \quad (22)$$

$$l = 0, 1, 2, \dots$$

$kr_1 \gg 1$ 이고 $kb < 1$ 일 때 $\nu \simeq kr_1$ 인 근사식을 이용하면 식(22)으로부터 홈의 깊이 d 를 구할 수 있다.

$$d = r_1(\theta_2 - \theta_1) = \frac{\pi(2l+1)}{2k} = \frac{\lambda}{4}(2l+1) \quad (23)$$

식(23)으로부터 $l=0$ 인 경우 홈의 깊이 d 가 $\frac{\lambda}{4}$ 가 됨을 알 수 있다.

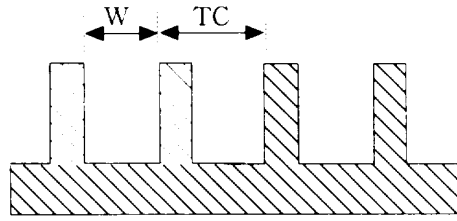


Fig. 4 Geometry for corrugation width and period

Fig. 4는 혼 안테나 내부의 커리케이트 영역을 나타낸 그림으로 W 는 홈의 폭, TC 는 홈의 분리간격이다. Mentzer(1974)는 논문에서 홈의 깊이가 $\lambda/4$ 일 때, 홈의 분리간격이 $\lambda/8$ 이고 W/TC 가 0.75인 값을 가질 때가 빔패턴이 가장 양호함을 보였다. 따라서 홈의 폭과 분리간격의 결정은 Mentzer(1974)가 제시한 방법을 이용한다.

4. 복사 전개

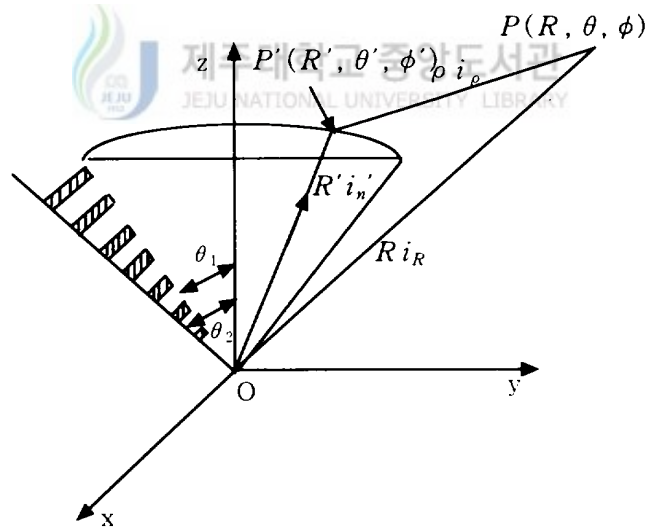


Fig. 5 Coordinate system for horn analysis

식(4)~(9)에서 $kR \gg 1$ 일 때 $h_\nu(kR) = -j$ 인 근사식을 이용하여 θ, ϕ 성분을 다시 전개하면 다음과 같이 혼 개구면 $P'(R', \theta', \phi')$ 에서의 전자계 식을 구할 수 있다.

$$E_{\theta'} = -\eta_0 \frac{A \hat{H}_\nu}{R'} \left(\frac{m \bar{\Lambda} P_\nu^m}{\sin \theta'} + \frac{dP_\nu^m}{d\theta'} \right) \cos m\phi' \quad (24)$$

$$E_{\phi'} = \eta_0 \frac{A \hat{H}_\nu}{R'} \left(\frac{\bar{\Lambda} dP_\nu^m}{d\theta'} + \frac{m P_\nu^m}{\sin \theta'} \right) \sin m\phi' \quad (25)$$

$$H_{\theta'} = -y_0 E_{\phi'} \quad (26)$$

$$H_{\phi'} = y_0 E_{\theta'} \quad (27)$$

$$y_0 = (\epsilon_0 / \mu_0)^{1/2}$$

위 식에서 평행하이브리드 모드일 때 즉, $\bar{\Lambda} = 1, m = 1$ 인 경우 혼 개구면에서 복사 패턴은 다음식에 의해 좌우된다.

$$f_\nu^1(\theta') = \frac{P_\nu^1}{\sin \theta'} + \frac{dP_\nu^1}{d\theta'} \quad (28)$$

Fig. 5에서 관찰점 $P(R, \theta, \phi)$ 에서의 복사 전계는 $R = R', -\theta_1 < \theta' < \theta_1, 0 < \phi' < 2\pi$ 인 개구면 영역의 전계로부터 다음식으로 구할 수 있다

$$E_P(R, \theta, \phi) = \frac{jk \exp(-jkR)}{4\pi R} i_R \times \int_S \{ i_n' \times E_{\tan g} - \eta_0 \times (i_n' \times H_{\tan g}) \} \exp(jkR' i_R \cdot i_n') ds \quad (29)$$

여기서 i_n' 과 i_R 은 각각 개구면과 관찰점 방향의 법선벡터이고 $E_{\tan R}$ 와 $H_{\tan g}$ 는 $R=R'$ 인 개구면에서의 접선 성분이다.

식(29)에서 관찰점에서의 θ 성분의 전체 $E_{P\theta}(\theta, \phi)$ 와 ϕ 성분의 전체 $E_{P\phi}(\theta, \phi)$ 성분을 구하면 다음과 같다.

$$E_{P\theta}(\theta, \phi) = c \int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_1} [-E_{\theta'} \cos(\phi - \phi') - E_{\phi'} \cos \theta' \sin(\phi - \phi') + z_0 H_{\theta'} \cos \theta \sin(\phi - \phi') - z_0 H_{\phi'} \{(\sin \theta' \sin \theta) + \cos \theta' \cos \theta \cos(\phi - \phi')\}] \exp[jkR' \{ \cos \theta' \cos \theta + \sin \theta' \sin \theta \cos(\phi - \phi') \}] \sin \theta' d\theta' d\phi' \quad (30)$$

$$E_{P\phi}(\theta, \phi) = c \int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_1} [E_{\theta'} \cos \theta \cos(\phi - \phi') - E_{\phi'} \{ \sin \theta' \sin \theta + \cos \theta' \cos \theta \cos(\phi - \phi') + z_0 H_{\theta'} \cos(\phi - \phi') + z_0 H_{\phi'} \cos \theta' \sin(\phi - \phi') \}] \exp[jkR' \{ \cos \theta' \cos \theta + \sin \theta' \sin \theta \cos(\phi - \phi') \}] \sin \theta' d\theta' d\phi' \quad (31)$$

$$c = jk \exp(-jkR)/(4\pi R)$$

여기서, $E_{\theta'}$, $E_{\phi'}$ 를 다음과 같이 놓으면 중앙도서관 JEJU NATIONAL UNIVERSITY LIBRARY

$$E_{\theta'} = -g(\theta') C \cos m\phi', \quad C = -\eta_0 A \hat{H}_v(kR')/R' \quad (32)$$

$$E_{\phi'} = h(\theta') C \sin m\phi' \quad (33)$$

이고, $E_{P\theta}$ 는 다음과 같이 간략화 시킬 수 있다.

$$E_{P\theta}(\theta, \phi) = D \cos m\phi \int_0^{\theta_1} [2jg(\theta') J_m(b \sin \theta') \sin \theta' \sin \theta + (j)^{m+1} J_{m+1}(b \sin \theta') \{g(\theta')(1 + \cos \theta' \cos \theta) \mp h(\theta')(\cos \theta + \cos \theta') + j^{m-1} J_{m-1}(b \sin \theta') \{g(\theta')(1 + \cos \theta' \cos \theta) \pm h(\theta')(\cos \theta' + \cos \theta)\}] e^{ja \cos \theta'} \sin \theta' d\theta' \quad (34)$$

$$D = c \times C$$

여기서 $a = kR' \cos \theta$, $b = kR' \sin \theta$ 이고, 식(34)에서 $g(\theta')$ 를 $h(\theta')$, $h(\theta')$ 를 $g(\theta')$ 로 놓고 $\cos m\phi'$ 를 $-\sin m\phi'$ 로 바꾸면 $E_{P\phi}$ 성분을 구할 수 있다.

평형 하이브리드 모드에서 $m=1$, $\bar{\Lambda}=1$ 인 $E_{P\theta}$, $E_{P\phi}$ 성분을 구하면 다음과 같다.

$$E_{P\theta}(\theta, \phi) = \{F_r(\theta) + jF_i(\theta)\} \cos \phi \quad (35)$$

$$E_{P\phi}(\theta, \phi) = \{F_r(\theta) + jF_i(\theta)\} \sin \phi \quad (36)$$

$$F_{r,i}(\theta) = D \int_0^\theta f_v^1(\theta') G_{r,i}(\theta', \theta) d\theta', \quad D = c \times C \quad (37)$$

$$\begin{aligned} G_r(\theta', \theta) = & \{(1 + \cos \theta')(1 + \cos \theta) \sin \theta' \cos(a \cos \theta') J_0(b \sin \theta')\} \\ & - \{(1 - \cos \theta')(1 - \cos \theta) \sin \theta' \cos(a \cos \theta') J_2(b \sin \theta')\} \\ & - \{2 \sin \theta \sin^2 \theta' \sin(a \cos \theta') J_1(b \sin \theta')\} \end{aligned} \quad (38)$$

$$\begin{aligned} G_i(\theta', \theta) = & \{(1 + \cos \theta')(1 + \cos \theta) \sin \theta' \sin(a \cos \theta') J_0(b \sin \theta')\} \\ & - \{(1 - \cos \theta')(1 - \cos \theta) \sin \theta' \sin(a \cos \theta') J_2(b \sin \theta')\} \\ & + \{2 \sin \theta \sin^2 \theta' \cos(a \cos \theta') J_1(b \sin \theta')\} \end{aligned} \quad (39)$$

혼에서의 전계가 x방향으로 편파 되었을 경우, 복사 전계의 주편파 성분이 E_x 성분과 교차 편파 성분인 E_y 성분은 식(35), (36)를 이용하여 구할 수 있다.

$$E_x = E_{P\theta} \cos \phi - E_{P\phi} \sin \phi \quad (40)$$

$$E_y = E_{P\theta} \sin \phi + E_{P\phi} \cos \phi \quad (41)$$

Ⅲ. 캐서그레인 안테나

캐서그레인 안테나는 주반사판인 포물면과 부반사판인 쌍곡면으로 구성되어 있고 급전안테나로는 일반적으로 혼 안테나가 사용된다. 반사판의 곡면을 설계하는 방법은 기하광학적 원리를 기초로한 스넬의 법칙과 에너지보존 법칙을 이용한다. 혼 안테나의 급전전력이 주반사판 개구면에 일정한 전력밀도로 분포한다는 에너지보존 법칙으로부터 주반사판의 횡축 좌표를 구한다. 그리고 전반사 조건인 스넬의 법칙을 이용하여 부반사판의 곡면좌표를 계산한다. 혼 안테나의 급전각도에 따른 부반사판의 곡면이 구해지면, 주반사판 개구면까지의 경로가 일정하도록 주반사판의 곡면을 수정하므로써 위상이 같은 안테나를 설계할 수 있다. 주반사판과 부반사판의 크기는 전체 안테나 효율에 영향을 미치므로 이점을 고려하여 설계를 하여야 한다. 부반사판의 크기는 스필오버 효율과 조사 효율이 양호한 값을 갖도록 설계하여야 하며 주반사판의 크기는 블라킹 효율을 고려하여 설계하여야 한다.



1. 캐서그레인 안테나의 곡면방정식

Fig. 6은 캐서그레인 안테나의 구조를 나타낸 그림이다. 주반사판 및 부반사판의 직경을 D_m , D_s 로 표시하고, 쌍곡선의 두 초점간의 거리는 F_c 로, 포물면인 주반사판의 초점거리 F_m 은 쌍곡선의 허초점과 같은 위치에 놓는다. 즉, 커러게이트 혼 안테나의 급전점을 허초점에 위치하게 한다. ϕ_r 은 실초점에서 부반사판의

끝부분으로 진행하는 빔이 x축과 이루는 각이며 ϕ_r 는 부반사판에서 주반사판으로 진행하는 경로의 최대각도이다. 그리고 L_v 는 부반사판의 중심에서 허초점까지의 거리이며 h_l 은 혼 안테나의 길이를 나타낸다.

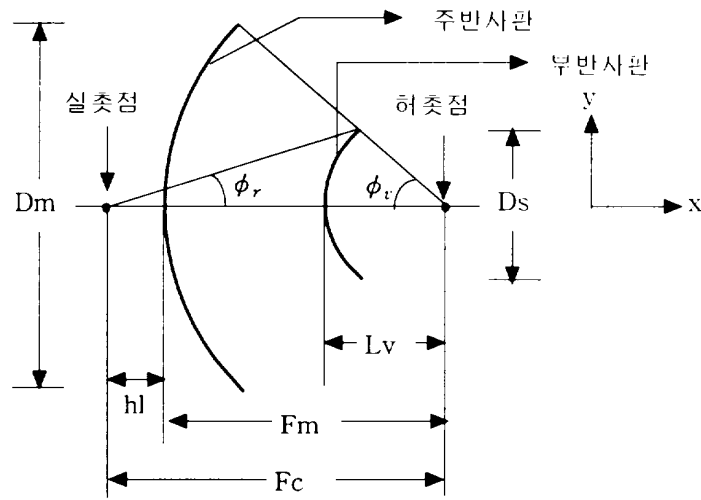


Fig. 6 Geometry of cassegrain system

Fig. 6에서 혼 안테나의 길이 h_l 과 혼각 ϕ_r 은 알고있는 값이고 부반사판의 크기 D_s 는 ϕ_r 과 초점거리에 의해 결정된다. 그리고 결정된 부반사판의 크기에 의해서 주반사판과 부반사판사이의 거리를 알 수 있다. 쌍곡선 초점거리 F_c 는 부반사판의 곡률과 주반사판의 크기결정에 영향을 미친다. 즉 D_s 가 일정할 때 F_c 가 길어지면 부반사판의 곡률과 ϕ_v 가 작아지므로 주반사판의 크기가 줄어들게 된다. 반대로 F_c 가 짧아지면 부반사판의 곡률과 주반사판의 크기가 커지게 된다. 따라서 블라킹효율이 90%가 넘는 범위에서 F_c 값을 설정하여 주반사판의 크기 D_m 을 결정한다.

Fig. 6에서 각각의 변수들은 기하학적 관계에 의해 다음과 같은 관계식을 만족한다.

$$\frac{1}{\tan \phi_i} + \frac{1}{\tan \phi_r} = 2 \frac{F_c}{D_s} \quad (42)$$

변수 F_c , D_s , ϕ_r 이 결정되면 식(42)로부터 ϕ_i 값을 구할 수 있고, 다음 관계식에 의해 주반사판의 직경 D_m 을 구할 수 있다.

$$\tan \frac{1}{2} \phi_i = \frac{1}{4} \frac{D_m}{F_m} \quad (43)$$

주반사판의 좌표를 x_m , y_m 이라 하고 부반사판의 좌표를 x_s , y_s 라 하면, 포물면 및 쌍곡선방정식에 의해 다음식을 얻을 수 있다.

$$y_m^2 = 4F_m x_m \quad (44)$$

$$x_s = a[\sqrt{1 + (y_s/b)^2} - 1] \quad (45)$$

여기서

$$a = F_c/2e$$

$$b = a\sqrt{e^2 - 1} \quad (46)$$

$$e = \frac{\sin \frac{1}{2}(\phi_i + \phi_r)}{\sin \frac{1}{2}(\phi_i - \phi_r)}$$

로서, a 는 쌍곡선의 주축길이의 1/2, b 는 종축길이의 1/2, e 는 편심율이다.

캐서그레인 안테나 개구면에서의 전계는 구좌표 모드이론을 적용하여 해석한다. 이때 부반사판에 의해 수식이 매우 복잡해지기 때문에 다음 그림과 같이 등가개념을 도입하여 해석한다.

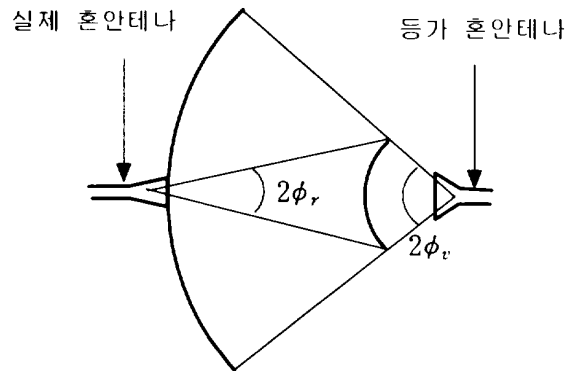


Fig. 7 Equivalent concept of virtual feeding case

Fig. 7은 실제 혼으로 급전하는 캐서그레인 안테나를 등가개념으로 빔폭이 넓은 등가 혼을 이용한 파라보라 안테나로 구현한 그림이다. 이 때 실제 혼안테나의 복사패턴식을 등가 혼안테나에 의한 복사패턴으로 변환할 경우 파라보라 안테나 해석식으로 캐서그레인 안테나의 전계식을 구할 수 있다.



2. 최적곡면 캐서그레인 안테나

주반사판의 개구면에서 전력밀도와 위상이 일정하기 위해서는 주·부반사판의 곡면을 적절하게 조정해야 한다.

Fig. 8은 최적곡면 캐서그레인 안테나를 설계하기 위한 단면을 나타낸 그림이다. 여기서 주반사판의 좌표는 (x_2, y_2) , 부반사판의 좌표는 (x_1, y_1) 이며, A는 초점에서 주반사판의 개구면까지 거리, B는 부반사판 끝까지의 거리이다. θ_1 은

혼안테나의 복사각, θ_2 는 부반사판으로부터 반사된 파가 주반사판으로 향할 때 y 축과 이루는 각이며 θ_3 는 주반사판에서 반사된 파와 y축이 이루는 각도이다.

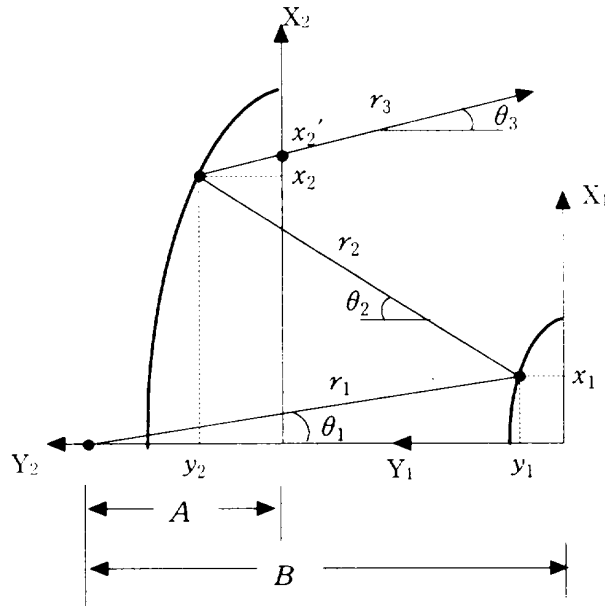


Fig. 8 Cross section of cassegrain antenna

캐서그레인 안테나로 급전되는 급전복사 패턴은 가우시안 분포이므로 주반사판의 임의의 점 x_2' 에서의 전력밀도는 변화된다. 그러므로 전력밀도를 일정하게 하기 위하여 에너지보존법칙을 이용한다.

$$\int_0^{\theta_1 \max} F(\theta_1) 2\pi \sin \theta_1 d\theta_1 = \int_0^{x_2' \max} I(x_2') 2\pi x_2' dx_2' \quad (47)$$

여기서 $F(\theta_1)$ 는 혼 개구면에서의 전력밀도이다. 위식에서 좌변항은 계산되는 값

이고, 우변항의 $I(x_2')$ 은 주반사판 개구면에서 전력밀도가 일정하기 위해서 상수가 되어야 한다. 따라서 식(47)로부터 $I(x_2')$ 를 구할 수 있고 다음식으로부터 급전각 θ_1 에 대응하는 x_2' 을 구할 수 있다.

$$\int_0^{\theta_1} F(\theta_1) 2\pi \sin \theta_1 d\theta_1 = \int_0^{x_2'} I(x_2') 2\pi x_2' dx_2' \quad (48)$$

Fig. 8에서 부반사판의 기울기는 스넬의 법칙에 따라 다음식을 만족한다.

$$\frac{dy_1}{dx_1} = \tan \left[\frac{\theta_1 - \theta_2}{2} \right], \quad \theta_2 = \tan^{-1} \left[\frac{x_2' - x_1}{B - A + y_2 - y_1} \right] \quad (49)$$

위식의 미분방정식은 부반사판의 곡률좌표 y_1 을 구하는데 이용된다. 또한 주반사판 곡면의 기울기는 다음식을 만족하여야 한다.

$$\frac{dy_2}{dx_2} = -\tan \left[\frac{\theta_2 - \theta_3}{2} \right], \quad \theta_3 = \tan^{-1} \left[\frac{x_2' - x_2}{y_2} \right] \quad (50)$$

미적분 방정식을 풀기 위한 초기값인 $x_{1\max}$, $x'_{2\max}$, $\theta_{1\max}$, $\theta_{2\max}$, A 및 B 값들은 간단한 기하학적 관계식과 포물선 및 쌍곡선 방정식으로 쉽게 구할 수 있다.

급전점으로부터 주반사판 개구면까지의 경로길이를 $C(x_2')$ 이라 하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$C(x_2') = r_1(\theta_1, y_1) + r_2(\theta_1, y_1, x_2, y_2) + r_3(x_2, y_2, x_2') \quad (51)$$

여기서 r_1, r_2, r_3 를 캐서그레인 안테나의 좌표함수로 바꾸면 다음과 같다

$$r_1 = \frac{B - y_1}{\cos \theta_1} \quad (52)$$

$$r_2 = [(x_2 - x_1)^2 + (B - A + y_2 - y_1)^2]^{1/2} \quad (53)$$

$$r_3 = [(x_2' - x_2)^2 + y_2^2]^{1/2} = \frac{y_2}{\cos \theta_3} \quad (54)$$

급전점으로부터 주반사판의 개구면까지의 경로길이 변화와 x_2' 의 비가 $\sin \theta_3$ 와 같게되는 Malus정리를 이용하면 식(54)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r_3 = \frac{y_2}{\sqrt{1 - (\frac{dC}{dx_2'})^2}}, \quad \frac{dC}{dx_2'} = \sin \theta_3 \quad (55)$$

식(52)~(55)를 식(51)에 대입하여 정리하면 다음과 같이 x_2, y_2 에 대한 식을 유도할 수 있다.

$$x_2 = x_2' + \frac{[(x_1 - x_2')^2 + (B - A - y_1)^2 - D^2]}{2 \left[(x_1 - x_2') + \frac{(B - A - y_1)^2 \sqrt{1 - (\frac{dC}{dx_2'})^2} + D}{\frac{dC}{dx_2'}} \right]} \quad (56)$$

$$y_2 = - \frac{[(x_1 - x_2')^2 + (B - A - y_1)^2 - D^2]}{2 \left[(B - A - y_1) + \frac{\frac{dC}{dx_2'}(x_1 - x_2') + D}{\sqrt{1 - (\frac{dC}{dx_2'})^2}} \right]} \quad (57)$$

$$D = C - (B - y_1) \sec \theta_1 \quad (58)$$

캐서그레인 안테나 설계시 급전각 θ_1 이 주어지면 식(48)의 적분 방정식으로부터 x_2' 을 구한 후 식(49)의 미분 방정식을 이용하여 y_1 값을 구한다. 그러나 식(49)에서 미지항 y_2 가 포함되어 있으므로 미분 방정식의 해를 구할 수 없다. 본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하기 위해 Williams(1965)가 제시한 방법을 이용하여 반사판의 곡률좌표를 구한다. 식(48)에 의해 x_2' 이 구해지면 이 값을 일반적인 포물면 방정식에 대입하여 y_2 값을 우선적으로 계산한다. 그 이유는 식(49)의 미분 방정식을 풀기 위함이고 이 y_2 값은 최종 설계시 동위상 조건을 만족하도록 재조정하여야 한다. 주반사판에서 반사되는 빔은 개구면과 수직이 되어야 하므로 식(55)에서 $\theta_3 = 0$ 이므로 $x_2' = x_2$, $y_2' = y_2$ 가 된다. 따라서 구해진 x_2 , y_2 값을 가지고 식(49)의 미분 방정식을 풀면 부반사판의 곡률좌표 x_1 , y_1 을 구할 수 있다. 반사판의 곡률좌표를 얻는 마지막 단계는 동위상 조건을 만족하도록 y_2 값을 재조정하는 단계이다. 동위상을 위한 전파경로길이는 θ_1 이 0° 일 때 식(51)에 의해 다음과 같이 구할 수 있다.

$$C(x_2') = A + 2[B - A - y_1(x_2' = 0)] + 2\left[\frac{x_2'^2 \max}{4Fm}\right] \quad (59)$$

식(59)의 경로 길이가 일정하게 유지되는 조건으로 식(57)을 이용하여 다시 y_2 를 구하면 개구면에서 동위상 조건을 만족하는 주반사판의 곡률좌표를 얻을 수 있다.

3. 스피로버 효율

반사판을 갖는 안테나 시스템은 급전된 에너지의 일부가 반사판에서 반사되지 않고 반사판 밖으로 빠져나가는 손실을 갖는다. 스피로버 효율은 급전된 에너지에 대한 반사판에 의해 반사되는 에너지의 비이다.

급전안테나인 혼 안테나의 복사전계식을 $F(\theta, \phi)$, 반사판의 끝부분으로 복사하는 복사각을 θ_{\max} 라 하면 스피로버 효율 η_s 는 다음식으로부터 구할 수 있다.

$$\eta_s = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_{\max}} F^2(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} F^2(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi} \quad (60)$$

스피로버 효율은 캐서그레인 안테나 시스템에서 반사판의 크기를 결정하는 중요한 요소로, 효율이 80% 이상이 되도록 반사판의 크기를 결정한다.



4. 조사 효율

개구면을 갖는 안테나의 개구면에서 전계의 크기와 위상차는 안테나 이득에 영향을 준다. 개구면에서 전계의 크기와 위상이 변화하면 실효개구면적이 작아지고 이득이 감소한다. 따라서 조사 효율은 빔패턴의 균일성을 나타내는 값으로 스피로버 효율과 함께 부반사판의 크기를 결정하는데 중요한 역할을 한다.

조사 효율 η_i 는 다음식으로부터 구해진다.

$$\eta_i = 2 \cot^2\left(\frac{\theta_{\max}}{2}\right) \frac{\left| \int_0^{\theta_{\max}} F(\theta) \tan\left(\frac{\theta}{2}\right) d\theta \right|^2}{\int_0^{\theta_{\max}} F(\theta) \sin(\theta) d\theta} \quad (61)$$

여기서 θ_{\max} 와 $F(\theta)$ 는 스펙오버 효율의 θ_{\max} 와 $F(\theta, \phi)$ 와 같다. 스펙오버 효율은 복사각 θ 가 커질수록 증가하는 반면, 조사 효율은 감소하는 특징을 갖는다. 따라서 부반사판의 크기를 결정할 때 두 개의 효율을 곱한 값이 가장 큰 값을 선정하여야 한다.

3. 블라킹 효율 및 이득

블라킹 효율은 부반사판이나 지지대에 의한 복사 에너지의 차단 정도를 나타내는 것이다. 지지대에 의한 전파차단 정도는 매우 적지만 부반사판을 거쳐 주반사판에서 반사된 파가, 다시 부반사판에 의해 차단되는 정도가 블라킹 효율을 감소시키는 주 원인이 된다. 그러나 주반사판의 반경을 부반사판의 반경보다 훨씬 크게 설계하면 블라킹 효율과 안테나 이득은 증가하게 된다. 따라서 주반사판의 크기를 양호한 블라킹 효율을 갖도록 설정한다.

주반사판의 개구면적을 A , 부반사판에 의해 블라킹되는 면적을 A_b 라 할 때 블라킹 효율 η_b 는 다음과 같다.

$$\eta_b = 1 - \frac{\left[\int \int_{A_b} |I(\rho, \phi)| dA \right]^2}{\left[\int \int_A |I(\rho, \phi)| dA \right]^2} \quad (62)$$

여기서, $I(\rho, \phi)$ 는 개구면에서의 전계성분으로써 빔 패턴이 대칭이고 캐서그레인

안테나와 같이 개구면에서 전력성분과 위상이 일정할 경우, 식(62)은 다음과 같이 간략화 된다.

$$\eta_b = 1 - \frac{A_b}{A} \quad (63)$$

안테나 시스템의 전체 효율은 앞에서 제시된 모든 효율을 곱한 값으로 전체 효율을 구함으로써 캐서그레인 안테나의 이득을 다음식으로부터 계산할 수 있다.

$$G = \frac{4\pi A \eta}{\lambda^2}, \quad \eta = \eta_s \eta_i \eta_b \quad (64)$$

여기서, G 는 기준 안테나를 등방성 안테나로 했을 때 절대 이득을 나타낸다. 그리고 A 는 주반사판의 개구면적, η 는 전체 효율, λ 는 파장을 나타낸다.



IV. 캐서그레인 안테나 설계 및 고찰

1. 혼 개구면에서의 정규화된 복사패턴

Fig. 9와 Table 1은 식(16)에서 $m=1$ 일 때 평형하이브리드 모드의 기본 모드인 HE_{11} 모드에 대해 $15 < \theta_1 < 60$ 인 영역에서 ν 의 변화를 나타낸 것이다. 혼 각이 커질 수록 ν 값은 지수 함수적으로 감소함을 알 수 있다.

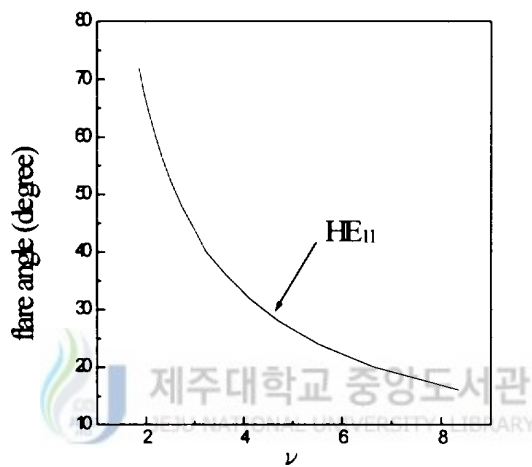


Fig. 9 ν characteristic curve on HE_{11} mode for flare angles

Table 1 ν values on HE_{11} mode for flare angles

θ_1	ν	θ_1	ν	θ_1	ν
15	8.72	36	3.64	56	2.35
20	6.65	40	3.23	60	2.20
24	5.52	44	2.99	64	2.07
28	4.71	48	2.73	68	1.95
32	4.11	50	2.48	72	1.86

Fig. 10은 식(28)에 Table 1의 ν 값을 대입하여 평형하이브리드 모드가 됐을 때, 혼각이 각각 15° , 20° , 30° , 40° , 50° 에 대한 혼 개구면에서의 정규화된 전자계 분포를 나타낸 것으로 혼각이 커질수록 빔 패턴이 넓어짐을 알 수 있다.

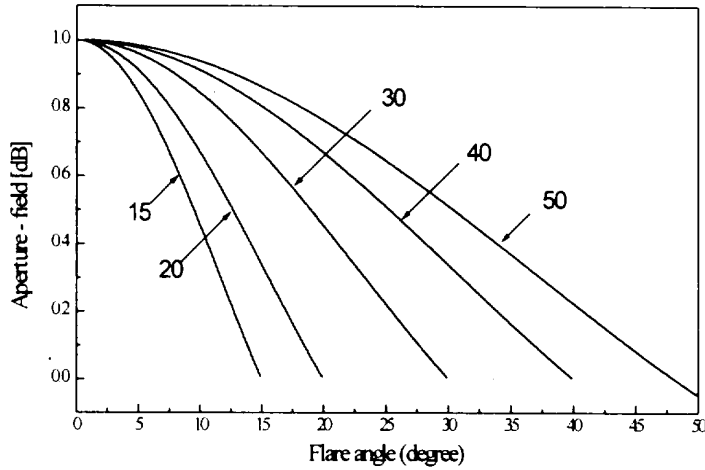


Fig. 10 Normalized aperture-field distributions for corrugated horn



2. 커리케이트 혼 안테나의 복사패턴

앞에서 계산된 혼각에 따른 개구면에서의 전자계 분포와 식(35)~(41)를 이용하여 커리케이트 혼 안테나의 복사패턴을 구할 수 있다. 복사패턴은 혼각과 혼 안테나의 길이에 따라 달라지며, 캐서그레인 안테나 설계시 스피오버 효율과 조사 효율을 구하는데 이용된다.

Fig. 11은 복사각이 $0 \leq \theta \leq 90^\circ$ 인 영역에서 혼각(flare angle)이 15° 일 때 혼 안테나의 길이 변화에 따른 이득특성을 나타낸다.

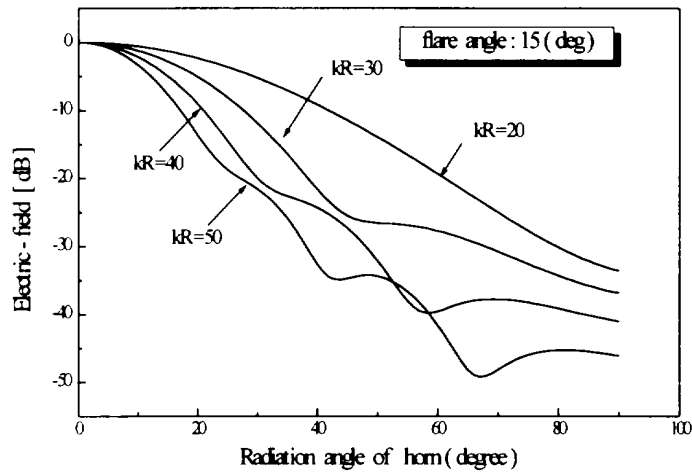


Fig. 11 Radiation patterns for corrugated horn with flare angle 15°

Fig. 11에서 kR 은 혼의 길이를 나타내며 혼의 길이가 길어질수록 복사패턴이 예리해지고, 복사패턴의 변화율은 매우 큼을 알 수 있다. 복사패턴의 변화율이 크다는 것은 효율의 변화율도 커짐을 의미한다.

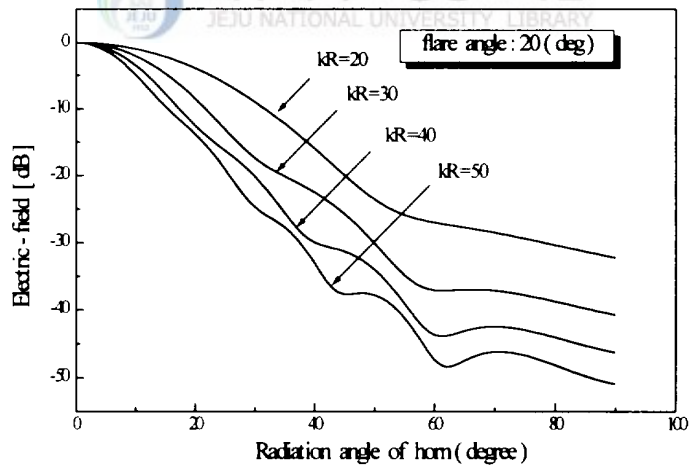


Fig. 12 Radiation patterns for corrugated horn with flare angle 20°

Fig. 12는 혼각이 20° 일 때 이득특성을 나타낸 것이다. 혼각이 15° 일 때와 마찬가지로 혼의 길이가 길어질수록 복사패턴은 예리해지고 있지만, 변화율은 적어지고 있으므로 효율의 변화율도 혼각이 15° 일 때 보다는 적어지고 있음을 알 수 있다.

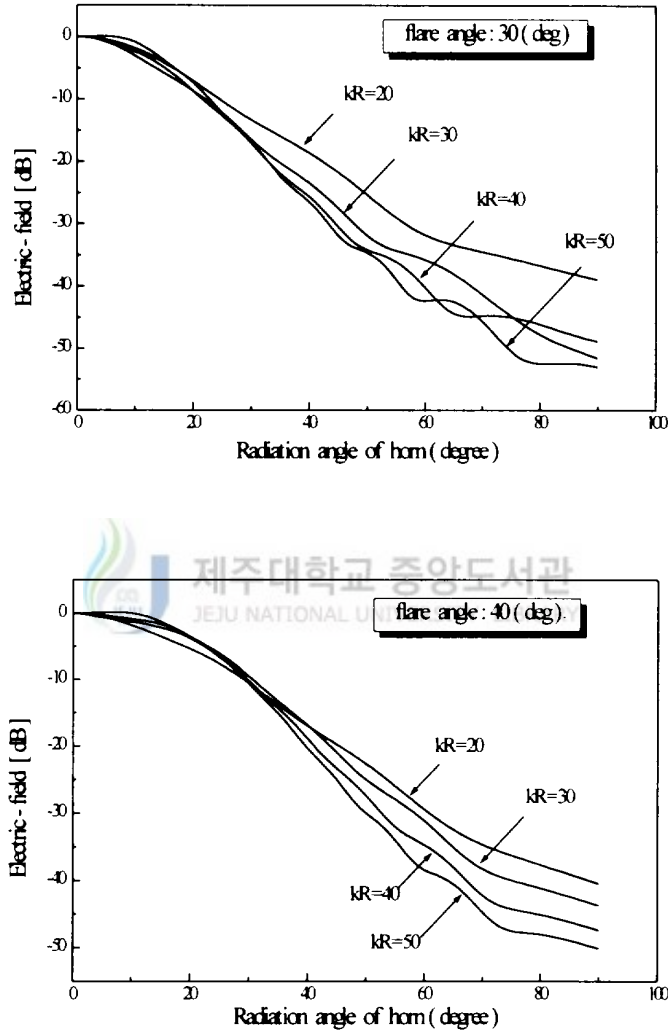
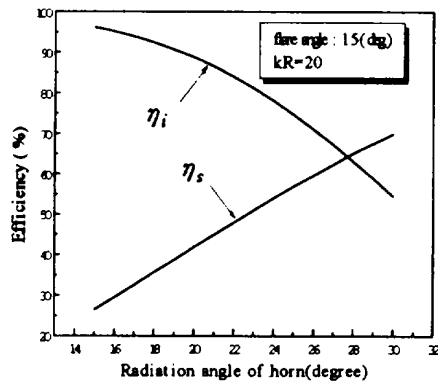


Fig. 13 Radiation patterns for corrugated horn with flare angle 30° , 40°

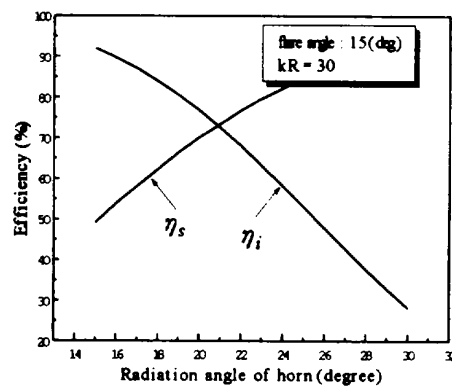
Fig. 13은 혼각이 각각 30°, 40° 일 때 이득특성을 나타낸 것이다. 혼각이 15°, 20° 일 때에 비해 혼의 길이 변화에 따른 복사패턴의 변화율이 매우 적음을 알 수 있다. 혼의 길이가 일정할 때 복사각에 따라 이득특성 변화가 크면, 스피오버 효율은 커지고 조사 효율은 감소하는 특성을 갖는다.

3. 효율계산

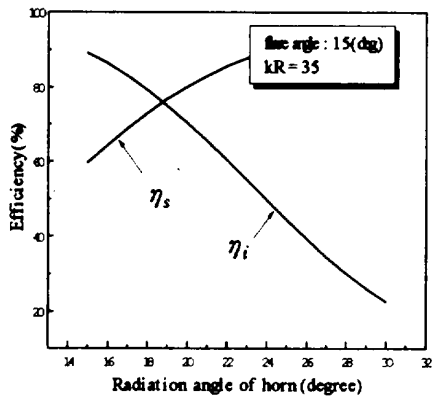
캐서그레인 안테나 시스템에 있어서 효율은 혼 안테나의 길이, 주반사판 및 부반사판의 크기를 결정하는 가장 중요한 요소이다. 효율의 종류에는 여러 가지가 있으나 그중 스피오버 효율, 조사 효율, 블라킹 효율이 가장 큰 비중을 차지한다. 그리고 이러한 효율을 모두 곱하므로써 안테나 시스템의 전체 효율을 구할 수 있다. 혼 안테나의 길이와 부반사판의 크기는 스피오버 효율과 조사 효율의 곱이 가장 좋은 조건하에서 결정되며, 부반사판의 최대반경과 급전빔이 이루는 각도가 20° 를 넘지 않도록 한다. 그리고 부반사판의 크기가 결정되면 주반사판의 크기는 블라킹 효율이 90% 이상이 되도록 설정하여야 한다.



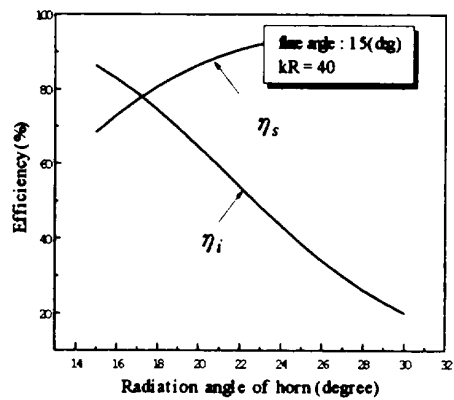
(a)



(b)



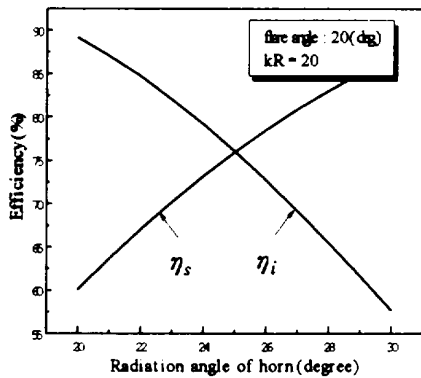
(c)



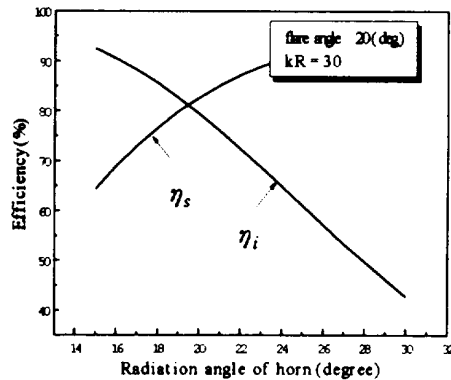
(d)

Fig. 14 Efficiencies comparison for flare angle 15°

Fig. 14는 혼각이 15° 일 때 설계 가능성을 알아보기 위해 혼의 길이 변화에 따른 스피로버 효율과 조사 효율의 변화를 그래프로 나타낸 것이다. 그림에서 횡축은 부반사판의 최대반경과 급전빔이 이루는 각도를 나타낸다. 그리고 η_s 는 스피로버 효율, η_i 는 조사 효율을 나타낸다. Fig. 14로부터 kR 이 커질수록 스피로버 효율은 증가하고 조사 효율은 감소하고 있다.



(a)



(b)

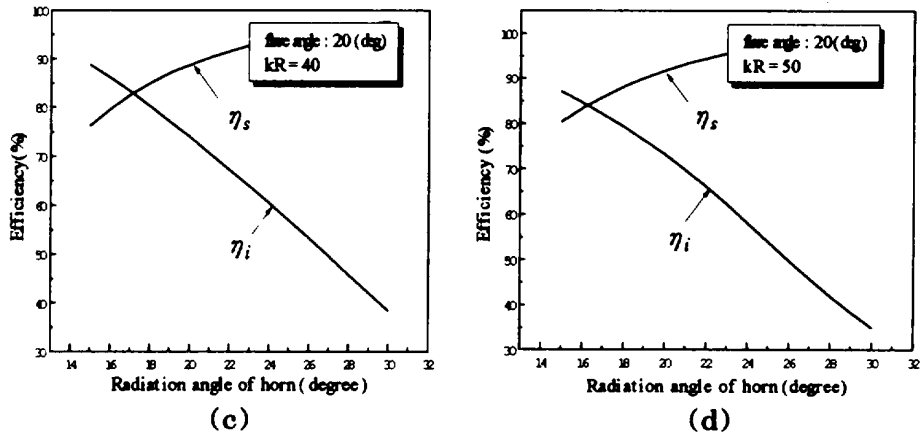


Fig. 15 Efficiencies comparison for flare angle 20°

Fig. 15는 혼각이 20° 일 때 kR에 대한 효율의 변화를 그래프로 나타낸 것이다. 계산상으로 스페어 효율과 조사 효율의 값이 최대치를 갖는 지점은 그래프 상의 교차점 부근에서 발생한다. 이 교차점이 kR이 클수록 효율이 증가하면서 부반사판의 최대반경과 급전림이 이루는 각도가 감소하는 방향으로 이동하고 있음을 볼 수 있다.

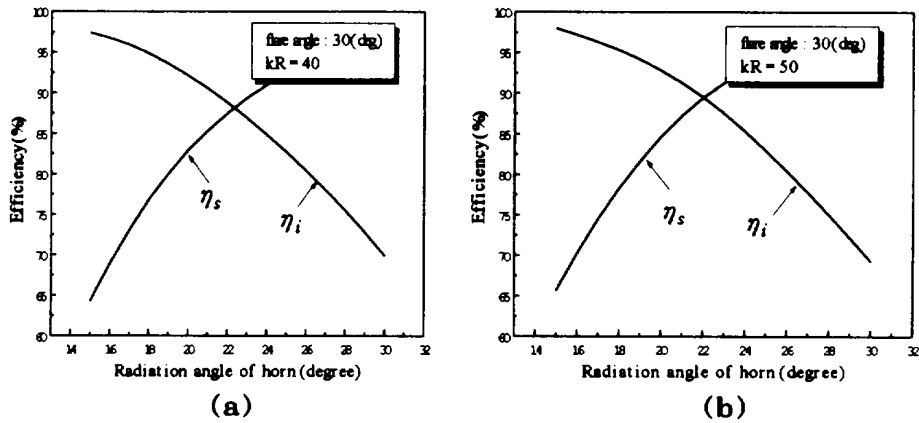


Fig. 16 Efficiencies comparison for flare angle 30°

Fig. 16은 혼각이 30° 일 때 효율변화를 그래프로 나타낸 것으로 최대 효율값을 갖는 교차점 부근에서 스페일오버 효율과 조사 효율이 거의 90%로 매우 양호한 값을 나타내고 있다. 그러나 부반사판의 최대반경과 급전빔이 이루는 각도가 20°를 벗어났기 때문에 부반사판이 커져야 하며, 혼각도 30°로 매우 크므로 혼 안테나를 설계하기도 적당하지 않다.

Table 2 Maximum efficiencies comparison for flare angle

flare angle	horn length(kR)	angle	spill over efficiency(η_s)	illumination efficiency(η_i)	$\eta_s \times \eta_i$
15°	20	27°	62.47 %	67.26 %	42.01 %
	30	20°	70.12 %	76.79 %	53.84 %
	35	19°	76.72 %	75.03 %	57.56 %
	40	17°	77.11 %	78.91 %	60.84 %
20°	20	25°	75.99 %	76.05 %	57.79 %
	30	19°	79.88 %	82.63 %	66.01 %
	40	17°	82.57 %	83.31 %	68.79 %
	50	16°	83.33 %	84.61 %	70.50 %
30°	40	23°	89.37 %	86.87 %	77.64 %
	50	22°	89.47 %	89.53 %	80.10 %

Table 2는 Fig. 14~16의 그래프에서 스페일오버 효율과 조사 효율의 곱이 최대가 되는 각도와 각각의 효율값들을 나타낸 것이다. 혼각이 15° 일 때는 전체 효율값이 매우작고, 혼각이 30° 일 때는 혼 안테나의 크기가 커지며 부반사판이 반사시켜야하는 최대각도가 20°를 넘기 때문에 설계하기에 부적합하다. 일반적으로 캐서그레인 안테나 시스템에 사용되는 혼 안테나의 혼각은 20° 이내여야 하며 kR은 20~50인 범위내에서 설계값이 결정되므로 가장 설계하기에 적합한 것은 혼각이 20° 이고 kR이 50일 때로, 스페일오버 효율 및 조사 효율이 80%이상이며 전체 효율도 70.5%로 양호한 값을 나타내고 있다.

Table 3 Blocking efficiency vs. blocking ratio

d/D	efficiency	d/D	efficiency
0.05	99.75%	0.30	91.00%
0.10	99.00%	0.35	87.75%
0.15	97.75%	0.40	84.00%
0.20	96.00%	0.45	79.75%
0.25	93.75%	0.50	75.00%

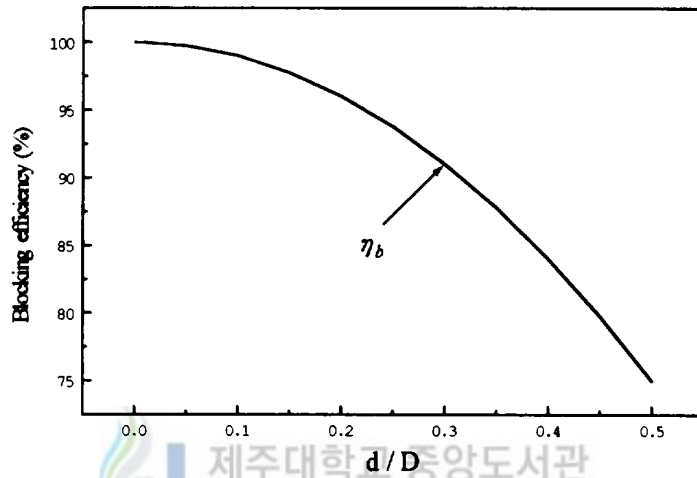


Fig. 17 Curve of blocking efficiency vs. blocking ratio

부반사판과 주반사판 크기의 비에 따른 블라킹 효율(η_b)을 표 3과 Fig. 17에 나타내었다. Table 3에서 블라킹 효율이 90%이상인 되는 d/D가 0.3이상으므로 부반사판의 반경(d)이 결정되면 주반사판의 반경(D)은 d/D가 0.3이상인 되도록 설정한다.

4. 혼 안테나 설계

3절에서 효율분석 결과 가장 최적값으로 설정된 혼각과 혼의 길이는 각각 20° , 50이다. Fig. 18은 결정된 혼각과 혼의 길이를 가지고 중심주파수가 11.95 GHz인 Ku대역용으로 설계된 커리케이트 혼 안테나이다.

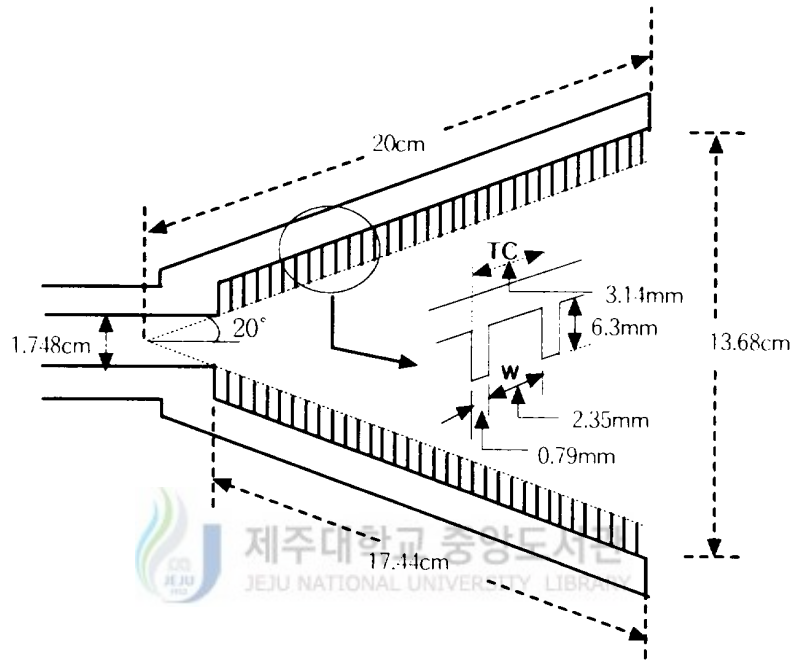


Fig. 18 Designed corrugate horn

커리케이트된 영역에서의 홈의 깊이는 $\lambda/4$ 이며, 홈의 폭과 분리간격은 Mentzer가 제시한 방법을 이용하여 홈의 분리간격인 TC를 $\lambda/8$, 폭과 분리간격의 비가 0.75가 되도록 설계하였다. 그리고 홈의 분리간격이 3.14mm이므로 17.44cm의 커리케이트 영역은 총 55개의 TC로 구성된다.

5. 캐서그레인 안테나 설계

캐서그레인 안테나 시스템의 주반사판과 부반사판을 설계하기 위해서는 설계주파수, 혼의 길이 및 전체 급전에너지중 부반사판에서 반사되는 최대각도가 우선적으로 결정되어야 하며 실제 반사판의 크기는 초점거리에 의해 결정된다.

Fig. 19~21은 초점거리를 각각 58cm, 68cm, 78cm로 했을 때, 최종적으로 설계된 Ku대역 캐서그레인 안테나를 나타낸 것으로 급전점, 주·부반사판의 크기 및 위치, 그리고 반사판에서 반사되어 나가는 전파의 진행방향을 보여주고 있다. Table 4~6에서는 설계된 각 안테나의 크기와 전체 효율 및 이득을 나타내었다.

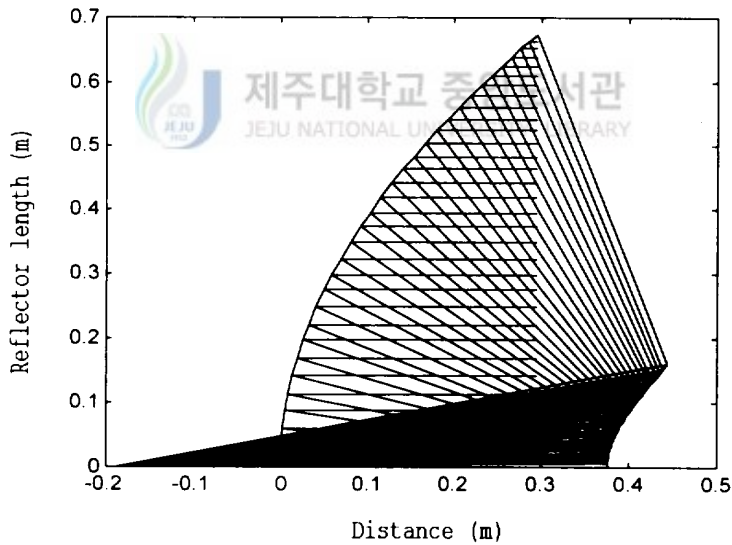


Fig. 19 Cassegrain antenna feed system(case:1)

Table 4 Dimensions, efficiencies and antenna system gain(case:1)

Main reflector radius (cm)	68.20
Sub reflector radius (cm)	16.15
Focus length (cm)	58
Spill over efficiency (η_s)	83.33 %
Illumination efficiency(η_i)	84.61 %
Blocking efficiency (η_b)	94.39 %
Total efficiency ($\eta_s \times \eta_i \times \eta_b$)	66.54 %
Antenna gain (dB)	85.8

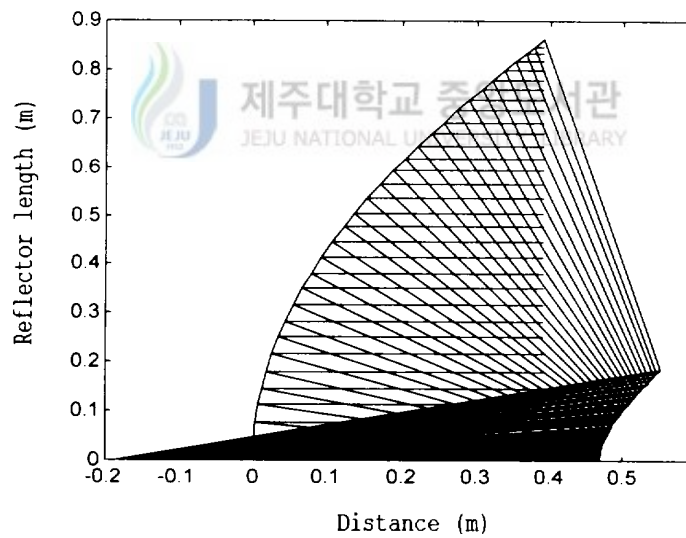


Fig. 20 Cassegrain antenna feed system(case:2)

Table 5 Dimensions, efficiencies and antenna system gain(case:2)

Main reflector radius (cm)	87.84
Sub reflector radius (cm)	18.84
Focus length (cm)	68
Spill over efficiency (η_s)	83.33 %
Illumination efficiency(η_i)	84.61 %
Blocking efficiency (η_b)	95.32 %
Total efficiency ($\eta_s \times \eta_i \times \eta_b$)	67.20 %
Antenna gain (dB)	90.1

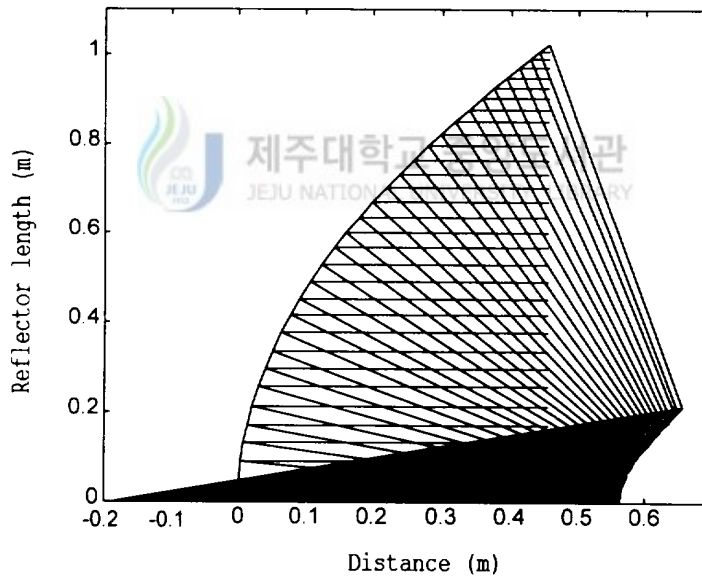


Fig. 21 Cassegrain antenna feed system(case:3)

Table 6 Dimensions, efficiencies and antenna system gain(case:3)

Main reflector radius (cm)	103.53
Sub reflector radius (cm)	21.53
Focus length (cm)	78
Spill over efficiency (η_s)	83.33 %
Illumination efficiency (η_i)	84.61 %
Blocking efficiency (η_b)	95.68 %
Total efficiency ($\eta_s \times \eta_i \times \eta_b$)	67.45 %
Antenna gain (dB)	93.1

각 그림으로부터 주반사판을 통과하여 진행되는 전파의 방향이 모두 수평이고, 스넬의 법칙을 기초한 전반사 조건을 만족함을 볼 수 있고 촛점거리가 길어질수록 주·부반사판의 크기 및 이득이 증가함을 알 수 있다. 따라서 촛점거리를 조정함으로써 원하는 크기와 이득을 갖는 시스템 설계가 가능하다.



6. 결과 고찰

Fig. 11~13은 혼각과 혼의 길이 변화에 따른 커러게이트 혼 안테나의 복사특성을 나타낸 것이다. 복사특성에서 나타난 가장 큰 특징은 혼각이 커질수록 혼의 길이 변화에 따른 이득 특성의 변화가 거의 없음을 알 수 있다. 그리고 부반사판의 크기는 보통 $0 \leq \theta \leq 90^\circ$ 범위에서의 전체 복사에너지중 20° 이내의 에너지를 반사시키도록 설정한다. 따라서 복사각 θ 가 20° 보다 작은 범위에서 볼 때 혼각이 20° 이하 이고 kR이 50일 때가 빔 패턴이 예리하므로 스피오버 효율이 매우 좋고, 혼각이 20° 보다 클수록 빔 패턴이 넓어지므로 조사 효율이 매우 좋음을 알 수 있다. Fig. 14~15는 혼각과 혼의 길이 변화에 따른 스피오버 효율과 조사 효율의 변화를 나타낸 것으로 혼각과 혼의 길이가 커질수록 스피오버 효율은 증가하는 방향으로 조사 효율은 감소하는 방향으로 이동하고 있음을 알 수 있다. 커러게이트 혼 안테나는 두 효율의 곱이 가장 클 때의 혼각과 혼의 길이(kR)로 설계되는데 이때 블라킹 효율과 주·부반사판의 크기 설정 문제를 고려하여 혼각이 20° 이내, 혼의 길이(kR)가 20~50인 범위 내에서 설정한다. 따라서 표 2로부터 가장 좋은 설계값은 혼각이 20° , kR이 50임을 알 수 있다. 이 설계값을 가지고 Fig. 18에서 Ku대역용으로 설계된 커러게이트 혼 안테나를 나타내었다. Fig. 19~21은 촛점거리를 각각 58cm, 68cm, 78cm로 했을 때 설계된 Ku대역 캐서그레인 안테나 시스템을 나타낸 것으로 Table 4~6으로부터 촛점거리가 길어질수록 주·부반사판의 크기 및 안테나 이득이 증가함을 알 수 있다. 따라서 높은 이득을 갖는 안테나를 설계하려면 촛점거리를 늘리고, 낮은 이득을 갖더라도 전체 안테나 크기를 줄이려면 촛점거리를 줄임으로써 원하는 크기와 이득을 갖도록 설계할 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 위성통신 기지국용으로 주로 사용되고 있는 Ku대역 캐서그레인 안테나를 설계하였다. 급전용 안테나로는 평형 하이브리드 모드를 갖는 커러게이트 혼 안테나를 설계하였고, 양호한 효율을 갖도록 부반사판과 주반사판을 설계하여 이득이 높은 캐서그레인 안테나 시스템을 구성하였다.

구형모드 이론을 적용하여 혼 안테나 내부의 전자계식을 유도하고 경계조건과 어드미턴스식으로부터 평형 하이브리드 모드를 만족하는 조건식을 구하였다. 커러게이트 혼 안테나의 복사패턴에 대한 효율 고찰을 통해 가장 양호한 효율값을 갖는 혼각과 혼의 길이를 갖는 Ku대역용 커러게이트 혼 안테나를 설계하였다.

캐서그레인 안테나 시스템에서 주반사판과 부반사판의 설계는 기하광학적 원리인 스넬의 법칙과 에너지 보존 법칙을 이용하였다. 즉 커러게이트 혼 안테나의 급전전력이 주반사판의 개구면에서 일정한 전력밀도로 분포한다는 에너지 보존 법칙으로부터 주반사판의 곡면을 계산하였다. 그리고 급전점에서 주반사판 개구면까지의 경로가 일정하도록 주반사판의 곡면을 수정하여 같은 위상을 갖도록 설계하였다. 효율에 대한 분석을 통해 급전점과 부반사판의 최대반경이 이루는 각이 16° 가 되었을 때 가장 양호한 효율값을 얻었기 때문에 부반사판은 전체 급전되는 에너지중 16° 이하의 에너지를 모두 반사시킬 수 있도록 설계하였다. 최종적으로 설계한 캐서그레인 안테나 시스템은 촛점거리가 길어질수록 주·부반사판의 크기와 전체 안테나이득이 증가함을 알 수 있었고, 급전점으로부터 각 반사판에서 반사되어 진행되는 전파경로와 주·부반사판의 곡률을 동시에 시뮬레이션한 결과 전파의 경로가 스넬의 법칙을 기초한 전반사 조건을 만족함을 입증할 수 있었다.

본 논문에서 제시한 커러게이트 혼을 급전안테나로 하는 캐서그레인 안테나 시스템 설계방법은 위성통신 기지국용 안테나설계에 유용하게 이용될 수 있고, 초점 거리를 조절하여 원하는 크기와 이득을 갖는 안테나를 설계할 수 있다.



참 고 문 헌

- Collins G. W., 1973, Shaping of Subreflectors in Cassegrain Antenna for Maximun Aperture Efficiency. IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-21, pp. 309~313.
- Clarricoats P. J. B. and P. K. Saha, 1971, Propagation and Radiation Behaviour of Corrugated Feeds, Part1, Proc. Inst. Elec. Eng., vol. 118, pp. 1171~1176.
- Clarricoats P. J. B. and P. K. Saha, 1971, Propagation and Radiation Behaviour of Corrugated Feeds, Part2, Proc. Inst. Elec. Eng., vol. 118, pp. 1177~1186.
- Galindo V., 1964, Design of Dual-reflector Antennas with Arbitrary Phase and Amplitude Distributions, IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-12, pp. 403~408.
- Hannan P. W., 1961, Microwave Antenna Derived from the Cassegrain Telescope, IRE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-9, pp. 140~153.
- Jansen J. K. M., M. E. J. Jeuken and C. W. Lambrechtse, 1972, The Scalar Feed, Arch. Elek. Ubertragung., vol. 26, pp. 22~30.
- Kay A. F., 1964, The Scalar Feed, AFCRL Rep. 64-347, AD

60169.

- Mentzer C. A., 1974, Properties of Cutoff Corrugated Surfaces for Corrugated Horn Design, IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-22, pp. 191~196.
- Minnett H. C. and B. M. Thomas, 1966, A Method of Synthesizing Radiation Pattern with Axial Symmetry, IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-14, pp. 654~656.
- Rumsey V. H., 1966, Horn Antennas with Uniform Power Patterns Around Their Axes, IEEE Trans., vol. Ap-14, pp. 656~658.
- Williams W. F., 1965, High Efficiency Antenna Reflector, Microwave Journal, vol. 8, pp. 78~82.



부록 A

Table B1 Profiles for the curvature of main and sub - reflector
with 58cm focus length (case : 1)

Sub-reflector		Main-reflector	
X1(m)	Y1(m)	X2(m)	Y2(m)
0	0	0	0
0.0055	0.0002	0.0311	0.0007
0.0099	0.0005	0.0598	0.0025
0.0143	0.0010	0.0881	0.0054
0.0188	0.0016	0.1132	0.0088
0.0232	0.0023	0.1412	0.0135
0.0277	0.0032	0.1689	0.0193
0.0322	0.0042	0.1965	0.0259
0.0368	0.0054	0.2207	0.0326
0.0413	0.0067	0.2476	0.0410
0.0459	0.0081	0.2742	0.0501
0.0506	0.0096	0.2974	0.0589
0.0553	0.0113	0.3232	0.0694
0.0601	0.0132	0.3485	0.0806
0.0649	0.0151	0.3732	0.0923
0.0697	0.0172	0.3948	0.1031
0.0747	0.0194	0.4185	0.1157
0.0797	0.0218	0.4415	0.1286
0.0847	0.0243	0.4639	0.1418
0.0899	0.0269	0.4832	0.1536
0.0951	0.0296	0.5042	0.1671
0.1005	0.0325	0.5245	0.1805
0.1059	0.0355	0.5419	0.1924
0.1114	0.0386	0.5606	0.2056
0.1170	0.0418	0.5784	0.2186
0.1227	0.0452	0.5954	0.2313
0.1285	0.0486	0.6097	0.2422
0.1344	0.0522	0.6248	0.2540
0.1404	0.0558	0.6390	0.2653
0.1466	0.0596	0.6521	0.2759
0.1529	0.0635	0.6629	0.2848
0.1592	0.0674	0.6741	0.2940

부록 B

Table B2 Profiles for the curvature of main and sub - reflector
with 68cm focus length (case : 2)

Sub-reflector		Main-reflector	
X1(m)	Y1(m)	X2(m)	Y2(m)
0	0	0	0
0.0064	0.0003	0.0398	0.0010
0.0115	0.0006	0.0764	0.0033
0.0166	0.0012	0.1127	0.0071
0.0218	0.0019	0.1447	0.0116
0.0269	0.0028	0.1805	0.0179
0.0321	0.0039	0.2160	0.0255
0.0374	0.0051	0.2512	0.0344
0.0426	0.0065	0.2821	0.0432
0.0480	0.0080	0.3166	0.0543
0.0533	0.0098	0.3505	0.0665
0.0587	0.0117	0.3803	0.0781
0.0642	0.0137	0.4132	0.0921
0.0697	0.0159	0.4455	0.1069
0.0753	0.0183	0.4772	0.1224
0.0810	0.0208	0.5047	0.1368
0.0867	0.0236	0.5350	0.1535
0.0925	0.0264	0.5645	0.1707
0.0985	0.0295	0.5931	0.1882
0.1045	0.0326	0.6178	0.2039
0.1106	0.0360	0.6447	0.2218
0.1168	0.0395	0.6706	0.2397
0.1231	0.0431	0.6928	0.2555
0.1296	0.0469	0.7167	0.2731
0.1361	0.0509	0.7395	0.2904
0.1428	0.0550	0.7612	0.3073
0.1496	0.0592	0.7794	0.3219
0.1566	0.0636	0.7988	0.3377
0.1636	0.0681	0.8170	0.3527
0.1709	0.0728	0.8338	0.3669
0.1782	0.0775	0.8476	0.3787
0.1858	0.0824	0.8618	0.3910

부록 C

Table B3 Profiles for the curvature of main and sub - reflector
with 78cm focus length (case : 3)

Sub-reflector		Main-reflector	
X1(m)	Y1(m)	X2(m)	Y2(m)
0	0	0	0
0.0073	0.0003	0.0473	0.0011
0.0131	0.0007	0.0908	0.0039
0.0190	0.0013	0.1338	0.0083
0.0249	0.0021	0.1718	0.0135
0.0309	0.0031	0.2143	0.0209
0.0368	0.0043	0.2565	0.0298
0.0428	0.0057	0.2982	0.0401
0.0488	0.0073	0.3350	0.0505
0.0549	0.0090	0.3759	0.0635
0.0610	0.0110	0.4162	0.0777
0.0672	0.0131	0.4515	0.0913
0.0735	0.0154	0.4906	0.1076
0.0798	0.0179	0.5290	0.1249
0.0862	0.0206	0.5666	0.1431
0.0927	0.0235	0.5993	0.1599
0.0992	0.0265	0.6353	0.1795
0.1059	0.0297	0.6703	0.1996
0.1126	0.0332	0.7042	0.2201
0.1195	0.0367	0.7336	0.2385
0.1265	0.0405	0.7655	0.2594
0.1336	0.0444	0.7963	0.2804
0.1408	0.0485	0.8226	0.2989
0.1482	0.0528	0.8510	0.3195
0.1556	0.0573	0.8781	0.3398
0.1633	0.0619	0.9038	0.3595
0.1710	0.0667	0.9255	0.3766
0.1790	0.0716	0.9485	0.3951
0.1870	0.0767	0.9701	0.4127
0.1953	0.0819	0.9900	0.4293
0.2037	0.0872	1.0064	0.4432
0.2123	0.0927	1.0233	0.4576

感謝의 글

본 論文이 完成되기까지 많은 指導로 이끌어 주시고 碩士過程동안 多方面으로 좋은 忠告와 觀心을 아끼지 않으신 指導教授 梁斗策 教授님께 眞心으로 感謝를 드리며, 좀더 좋은 論文이 되도록 많은 助言을 해주신 李鎔鶴 教授님, 文建 教授님, 金興洙 教授님, 林載允 教授님, 康鎭植 教授님께 感謝를 드립니다. 그리고 비록 짧은 기간이었지만 따뜻하게 대해 주셨던 故 張宰成 教授님께 감사드립니다.

碩士過程뿐만 아니라 學部時節에도 저를 친동생처럼 대해주신 李起台 先輩님, 康富植 先輩님, 洪性旭 先輩님, 李權益 先輩님께 感謝를 드리며, 研究室 先輩로서 지난 1년동안 많은 도움을 준 在信, 그 동안 同伴者로서 함께 지내온 金栽弘 課長님, 올해동안 함께 생활하면서 많은 도움을 준 後輩 東炫에게 고마움을 전합니다. 그리고 항상 웃음으로 대해주신 高京生 先生님, 金貞住 先生님께 感謝를 드리며 碩士生活동안 옆에서 힘이 되어준 친구들과 惠淑에게도 고마운 마음을 전합니다.

끝으로 오늘이 있기까지 獻身的인 사랑과 따뜻한 보살핌으로 저를 이끌어 주신 어머니님, 아버지님 그리고 항상 곁에서 힘이 되어준 형님, 동생과 함께 이 論文이 완성된 기쁨을 나누고 싶습니다.