

## 모드 확장법을 이용한 Ku 밴드 위성탑재용 코루게이트 혼 안테나에 관한 연구

正會員 申 應 淳\* 正會員 李 泳 勳\* 正會員 尹 伶 重\* 正會員 朴 漢 奎\*

### A Study on the Ku-band Corrugated Horn Antenna for Satellite Payload by using the Modal Expansion Method

Eung-Sung Shin\*, Young-hun Lee\*, Young-Jung Yoon\*,  
Han-Kyu Park\* *Regular Members*

이 논문은 1993년도 연세대학교 학술연구비 지원에 의하여 연구된 것임.

#### 要 約

본 논문에서는 위성반사판 안테나로 사용되는 Ku-밴드 코루게이트 혼 안테나를 모드확장방법을 이용하여 해석 및 실험하였다. 모드확장법은 안테나의 복사 전자계가 각지점에서 모드의 합으로 주어지므로 임의의 위치에서 전자계 분포를 정확하게 예측할 수 있다.

모드확장법을 이용하여 전자계를 계산하는데 필요한 최소한의 항수를 제시했으며, 이를 이용하면 계산 시간을 줄일 수 있을 뿐만 아니라 전자계에 대한 계산이 원거리 및 근거리에서 0.5%이내의 오차를 가질 수 있다.

본 논문의 이론적인 타당성을 확인하기 위해서 크기가 서로 다른 3가지 형태의 안테나를 설계·제작하여 측정된 결과 설계 주파수대에서 정재파비는 평균 1.04-1.1, 입력 임피던스는 46-48 $\Omega$ 으로 50 $\Omega$ 에 근사한 값을 가졌다.

#### ABSTRACT

In this paper, the corrugated horn antenna used in the reflector feed horn of satellite is analyzed using the modal expansion method. The modal expansion method is represented by the summation of modals at each point so the exact prediction of field and phase patterns can be obtained.

The least number of iterations to compute field patterns is proposed. By using this number, calculation of accurate near and far field patterns without consuming a lot of computational effort is available.

Three kinds of corrugated horn antenna is designed to verify the method and experimented. The VSWR of designed frequency is from 1.04 to 1.1. The input impedance is nearly matched to 50 $\Omega$ .

\*延世大學校 電子工學科  
Dept. of Electronics, Yonsei University.  
論文番號 : 94155  
接受日字 : 1994年 6月 15日

## I. 서 론

위성과 지구국 안테나에 있어 필수적인 코루게이트 혼 안테나는 전파천문학분야에서 안테나의 효율제고 및 교차편과 손실을 감소시키기 위한 방법으로 1960년대 초부터 미국과 호주에서 거의 동시에 연구가 진행되었다<sup>1)</sup>. 1970년대에는 이의 응용분야로서 위성 통신에 사용하였으며 아울러 지구국 안테나에도 적용되기 시작하였다. A. F. Kay<sup>2)</sup>는 개구면적이 아주 큰 혼을 연구했으며 이는 후에 Scalar 혼<sup>3)</sup>의 개발에 중요한 역할을 하게 되었고, H.C.Minnett<sup>4)</sup>는 실린더 코루게이트 혼에 대한 연구를 하였으며, 이의 결과로 Parkes의 직경 64m 전파 망원경의 급전부로 사용되었다. 1980년대에 이르러서는 구형도파관의 기본모드인  $TE_{11}$ 모드에서 코루게이트 혼 안테나의 기본모드인  $HE_{11}$ 모드로 변환시키는 모드변환기에 대한 연구가 진행되었다. G. L. James는 도파관과 코루게이트 혼 안테나의 연결부분에 코루게이션의 크기를 가변시키는 구조<sup>5)</sup>를 제안하였으며, B. M. Thomas는 Ring-load 슬롯 형태의 구조<sup>6)</sup>를 제안하여 보다 넓은 광대역 특성을 연구하였다. 최근에는 효율적인 전파관리 및 전파원경을 과하기 위해서 위성안테나의 성형 빔을 구현하기 위해서 타원형 코루게이트 혼 안테나에 대한 연구가 수행되고 있다.

이러한 코루게이트 혼 안테나의 전자계특성을 분석하기 위해서 일반적으로 원역장(Far-field) 계산만이 가능한 Kirchhoff-Huygen방법<sup>7)</sup>이 있으나, 실제 코루게이트 혼 안테나가 반사판 급전부로 사용되면 원역장 뿐만 아니라 근역장(Near-field)<sup>8)</sup>에 대한 전자계 해석이 필요하게 되었다. 따라서 본 논문에서 모드확장법을 이용하여 코루게이트 혼 안테나를 해석하였으며, 관측각에서 최적의 항수를 추출하여 근역장 및 원역장에서의 정확한 복사패턴 분포특성을 효율적으로 계산하였다.

## II. 모드 확장법을 이용한 코루게이트 혼 안테나 해석

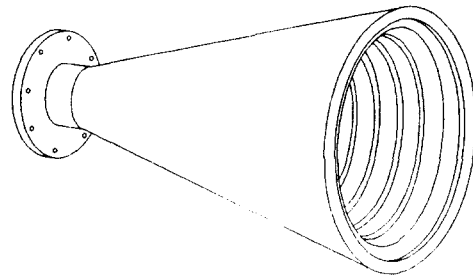
### 2.1 특성 방정식

그림 1은 코루게이트 원추형 혼 안테나의 단면도와 구형좌표계이다. 일반적으로 코루게이션이 없는 코니칼 혼 안테나는 H-평면의 복사패턴은 완만한데 비하여 E-평면의 복사패턴은 많은 부엽을 가지고 있다.

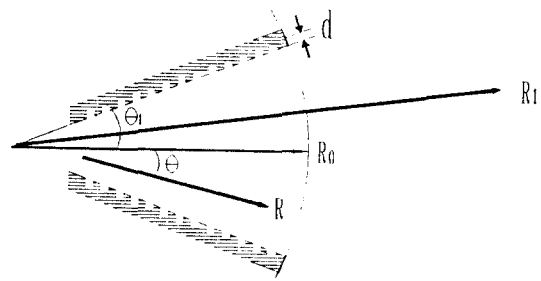
이로인한 전자계 간섭으로 인하여 교차편과 성능을 저하시킨다. E-평면패턴의 문제점을 보상하며 안테나의 광대역 특성을 갖기 위해서 코루게이션을 주게 되며, 이때의 코루게이션 혼의 전파모드에 관한 특성 방정식은 다음과 같다.<sup>9,10)</sup>

$$\sin^2 \theta_1 \{P_v^m(\theta_1)\}^2 = m^2 \quad (1)$$

여기서  $\theta_1$ 는 혼 안테나 개구면 크기를 결정해주는 반각을 나타내며,  $P_v^m(\theta_1)$ 는 Legendre 다항식이다.  $m$ 은 모드결정 인자이며,  $v$ 는 Legendre 다항식의 차수를 나타낸다.



(a) 단면도

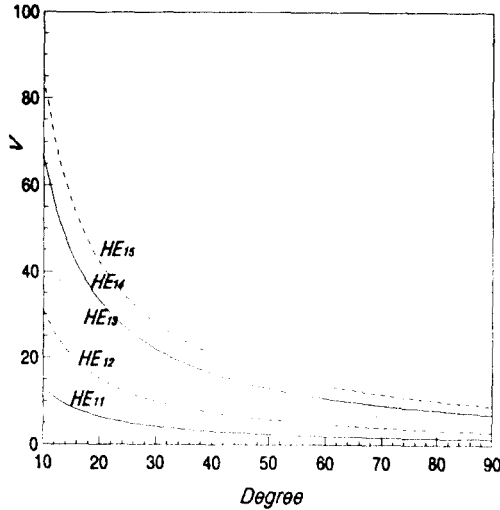


(b) 좌표계

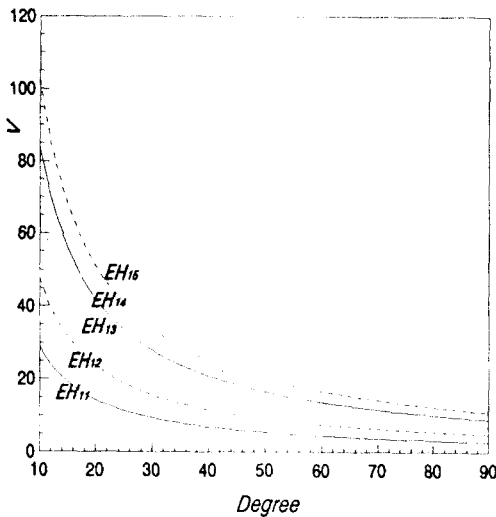
그림 1. 코루게이트 혼 안테나 좌표계

Fig. 1. Coordinate of corrugated horn antenna

그림 2는 식(1)의 해가  $m=1$ 인 경우에 대해  $10^\circ < \theta_1 < 90^\circ$ 와  $v < 12$  내에서 HE, EH모드의 특성방정식을 수치해석한 결과이다. 그림 2로부터 반각과 Legendre 다항식의 차수( $v$ )에 따라 기본모드 뿐만 아니라 고차모드도 발생됨을 알 수 있다. 예를들면  $HE_{1m}$ 모드



(a)  $HE_{1m}$  모드인 경우  
(a)  $HE_{1m}$  mode



(b)  $EH_{1m}$  모드인 경우  
(b)  $EH_{1m}$  mode

그림 2. 코루게이트 혼 안테나 특성방정식의 해  
Fig. 2. Solution of the characteristic equation of corrugated horn antenna

에서 반각이 40°이고 차수가 1.4 이하이면 기본모드도 발생되지 않으나 차수가 커질수록  $HE_{13}$ 모드까지 발생가능하다. 또한 이와는 반대로 반각이 작은 경우에는 고차모드간의 간격이  $HE_{1m}$ ,  $EH_{1m}$ 모드에서 큰 반면, 반각이 커질수록 이들 고차모드간의 간격이 점차 줄어들어 낮은 차수에서도 고차모드가 발생하게 된다.

### 2.2 모드 계수 및 복사패턴

입지의 지점에서 신호원을 포함하는 구형영역 외부에 존재하는 전사계의 성분은 Kirchhoff-Huygen 방법에서와 같이 전사계의 포텐셜로부터 영역장에 대한 적분의 형태로 나타낸다. 그러나 모드확장법을 이용하면, 아래와 같이  $a_{c,omn}$ (TE 파)와  $b_{c,omn}$ (TE 파)의 각 모드의 합으로 나타낼 수도 있다.<sup>18)</sup>

$$\vec{E}(R, \theta, \phi) = -\sum_m \sum_n a_{c,omn} \vec{m}_{c,omn} + b_{c,omn} \vec{n}_{c,omn} \quad (2a)$$

$$\vec{H}(R, \theta, \phi) = (k/j\omega\mu) \sum_m \sum_n a_{c,omn} \vec{m}_{c,omn} + b_{c,omn} \vec{n}_{c,omn} \quad (2b)$$

여기서  $\vec{m}_{c,omn}$ 과  $\vec{n}_{c,omn}$ 은 Maxwell방정식의 구형과해를 나타낸다.<sup>8)</sup>

$$\vec{m}_{c,omn} = \pm z_n(kR_1) \frac{m P_n^m(\cos\theta)}{\sin\theta} \begin{bmatrix} \sin \\ \cos \end{bmatrix} m\phi \vec{i}_\theta - z_n(kR_1) \frac{\partial}{\partial\theta} P_n^m(\cos\theta) \begin{bmatrix} \cos \\ \sin \end{bmatrix} m\phi \vec{i}_\theta \quad (3a)$$

$$\vec{n}_{c,omn} = n(n+1) \frac{z_n(kR_1)}{kR_1} P_n^m(\cos\theta) \begin{bmatrix} \sin \\ \cos \end{bmatrix} m\phi \vec{i}_\theta$$

$$+ \frac{1}{kR} \frac{\partial}{\partial R} [Rz_n(kR)] \frac{\partial}{\partial\theta} P_n^m(\cos\theta)$$

$$\begin{bmatrix} \sin \\ \cos \end{bmatrix} m\phi \vec{i}_\theta$$

$$\pm \frac{1}{kR} \frac{\partial}{\partial R} [Rz_n(kR)] \frac{m P_n^m(\cos\theta)}{\sin\theta}$$

$$\begin{bmatrix} \cos \\ \sin \end{bmatrix} m\phi \vec{i}_\theta \quad (3b)$$

첨자 e는 sin값을 나타내고 첨자 o는 cos값을 나타낸다.  $\mathbf{k} = \omega \sqrt{\epsilon_r \mu} = 2\pi/\lambda$ 이다.  $z_n(kR)$ 는 구형 Bessel 방정식의 해이며, 복사조건을 만족하고 진행파를 나타내기 위해서 제2종 Hankel 함수( $H_n^{(2)}(kR)$ )가 되어야 한다.

반경이 R인 구내에 있는 전계 E의 접선성분으로부터 각각의 계수를 구할 수 있다.<sup>4)</sup>

$$\vec{a}_{e,omn} = \frac{1}{[z_n(kR)]^2} \frac{2n+1}{\pi 2n(n+1)} \frac{(n-m)!}{(n+m)!} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi -\vec{m}_{e,omn} \times \vec{E}(R, \theta, \phi)_{\tan} \sin\theta d\theta d\phi \quad (4a)$$

$$\vec{b}_{e,omn} = \frac{1}{[1/kR(\partial/\partial R)[Rz_n(kR)]]^2} \frac{2n+1}{\pi 2n(n+1)} \frac{(n-m)!}{(n+m)!} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi -\vec{n}_{e,omn} \times \vec{E}(R_1, \theta, \phi)_{\tan} \sin\theta d\theta d\phi \quad (4b)$$

여기서  $0 < R_0 \leq R_1 \leq \infty$  이고, 정현파의 직교성에 의하여  $a_{e,omn}, b_{e,omn}$ 은  $m=1$ 과, e(sin) 값을 가진다.

식 3과 4를 식 2에 대입하여 정리하면 HE<sub>11</sub> 기본 모드인 경우에 임의의 지점 R<sub>1</sub>에서 전개분포를 구할 수 있으며 다음과 같다.

$$E(R_1, \theta, \phi) = \sum_{n=1}^N C_n(v, \theta_1) H_n^{(2)}(kR_1) F_n^1(\theta) \quad (5a)$$

$$= f(\theta) e^{j\phi(\theta)} \quad (5b)$$

여기서  $F_n^1(\theta) = \frac{dP_n^1(\cos\theta)}{d\theta} + \frac{P_n^1(\cos\theta)}{\sin\theta}$  이고,

$$C_n(v, \theta_1) = A_1 \frac{e^{-jkR_0}}{R_0} \frac{2n+1}{2n(n+1)^2 H_n^{(2)}(kR_0)}$$

$$\int_0^{\theta_1} F_n^1(\theta) F_n^1(\theta) \sin\theta d\theta \text{ 이다.}$$

즉, 전개 분포는 정규화된 파동함수와 제2종 Hankel 함수 및 계수와의 곱으로 나타낼수 있고 다시 정리하면 크기성분과 위상성분의 두항으로 분리하여 표시할 수 있다. 수치연산을 위하여 항수를  $\infty$ 로 하지않

고  $n=1$ 에서 N까지만 수행한다. 그림 3은 몇가지 n에 대하여 정규화된 파동함수  $F_n^1(\theta)$ 의 값을 나타낸 것이다. 정규화된 파동함수의 패턴이  $1 \leq n \leq 7$ 까지 모두 0°에서는 1의 값을, 180°에서는 0의 값을 가지며 그 사이에서는 -0.6~1.0범위에 있다. 또한 이로부터 정규화된 파동함수가 0°부터 180°에 걸쳐 수렴함을 알 수 있다.

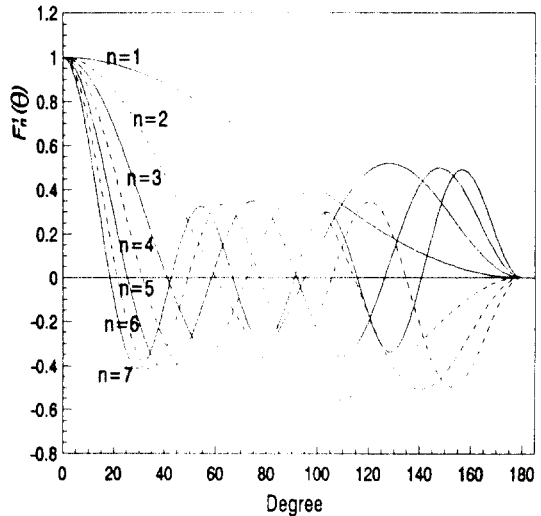
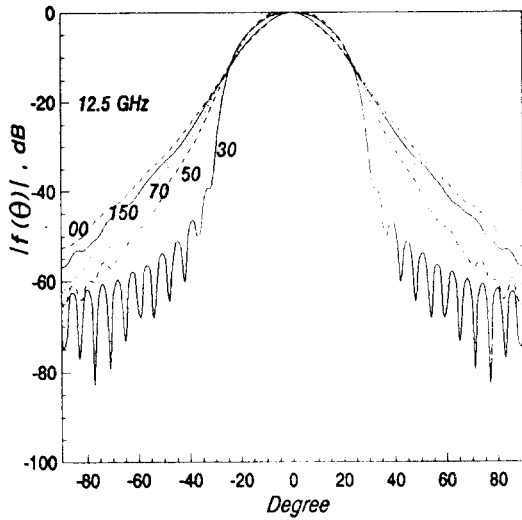


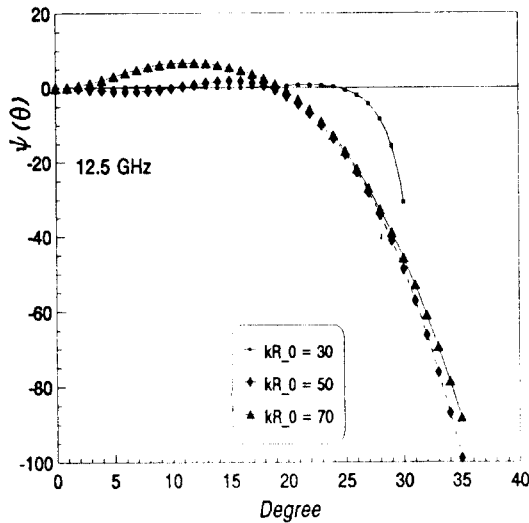
그림 3. 정규화된 파동함수의 값  
Fig. 3. Normalized wave function value

그림 4는 근역장의 크기성분과 위상성분의 특성을 수치해석 한 결과를 나타내고 있다. 여기서  $kR_0$ 는 29.05이며, 반각의 크기는 30°이고, 위상은 0°에서의 값으로 정규화시켰다. 크기특성에서 볼 수 있듯이 측정지점이 안테나에서 아주 근접한 30의 값을 가지는 경우는 정규화된 파동함수와 비슷한 패턴을 나타내고 있고,  $kR_1$ 의 값을 점차 증가 시킴으로서 원역장 패턴으로 변화됨을 볼 수 있다. 또한  $kR_1$ 의 값을  $\infty$ 로 하지 않고 200이상의 값으로만 설정해도 원역장의 특성과 동일한 결과를 얻을 수 있다. 위상은 반각의 범위내에서는 위상의 변화가 거의 일어나지 않으나 이 범위를 넘어서면서 100° 이상의 급격한 위상차를 나타낸다.

그림 5의 N값은 안테나 개구면의 반각, 개구면크기, 관측각에 따라 N의 값을 1, 2, ... N<sub>max</sub>까지 가면서시켜지며 식(5)의 방사패턴을 계산하였고, 이때 수렴하는



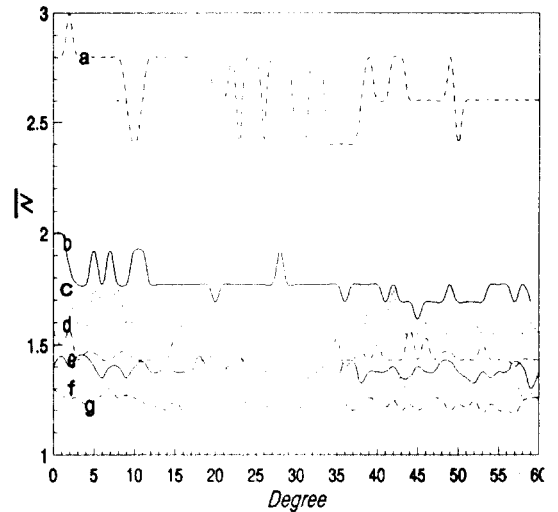
(a) 크기특성  
(a) Amplitude characteristics



(b) 위상특성  
(b) Phase characteristics

그림 4. 코루게이트 혼 안테나의 근역상 특성  
Fig. 4. Near-field characteristics of corrugated horn antenna

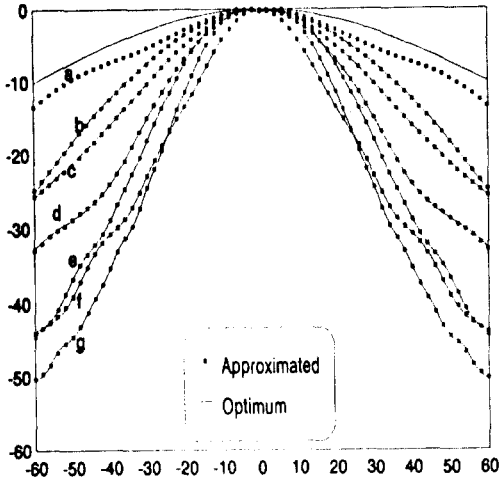
최초의 값을  $N$ 값으로 정하였다. 수직축  $\bar{N}$ 는  $N$ 의 값을 파장으로 정규화시킨 안테나의 길이( $kR_0$ )로 정규화시킨 값을 나타낸다. 반각의 크기와  $kR_0$ 의 값이 가변하는 경우에 있어 수렴하는 최적화된  $N$ 의 값은 반각이  $15^\circ \leq \theta_1 \leq 35^\circ$ 이고, 파장으로 정규화시킨 안테나의 길이가  $5 \leq kR_0 \leq 70$ 인 경우에 1.2에서 3.0 사이에 존재하며  $kR_0$ 의 값이 70인 경우 1.2근처에 놓이게 된다. 이는  $N$ 의 값들이 반각에 관계없이  $kR_0$ 의 값에 따라 일정되며  $kR_0$ 의 값이 클수록 1.0으로 수렴하는 것을 보여준다.



a:  $kR_0 = 5, \theta_1 = 30^\circ$ , b:  $kR_0 = 13, \theta_1 = 35^\circ$   
c:  $kR_0 = 20, \theta_1 = 15^\circ$ , d:  $kR_0 = 30, \theta_1 = 15^\circ$   
e:  $kR_0 = 40, \theta_1 = 20^\circ$ , f:  $kR_0 = 50, \theta_1 = 30^\circ$   
g:  $kR_0 = 70, \theta_1 = 25^\circ$

그림 5. 최적화된  $N$ 값의 추종  
Fig. 5. Optimized values of  $N$

그림 6은 각  $\theta$ 값에 대하여 최적화된  $N$ 의 값들을 이용하여 계산한 복사패턴과  $N \cong kR_0$ 의 근사값으로 설정한 뒤 계산한 복사패턴을 비교한 것이다.  $kR_0 = 5$ 인 경우에는 최적화된  $N$ 의 값을 이용하여 계산한 복사패턴과 근사화된 값을 이용한 것과의 많은 차이를 나타내고 있으나  $kR_0 = 10$  이상인 경우에는 양자간의 복사패턴이 거의 일치한다. 이때 양자간의 오차는 0.1 ~ 0.3%내에 존재하며, 이는 최적화된 항수들이



- a :  $kR_0 = 5, \theta_1 = 30^\circ$ , b :  $kR_0 = 13, \theta_1 = 35^\circ$
- c :  $kR_0 = 20, \theta_1 = 15^\circ$ , d :  $kR_0 = 30, \theta_1 = 15^\circ$
- e :  $kR_0 = 40, \theta_1 = 20^\circ$ , f :  $kR_0 = 50, \theta_1 = 30^\circ$
- g :  $kR_0 = 70, \theta_1 = 25^\circ$

그림 6. 최적화된 값과 근사값으로 계산한 복사패턴 비교  
Fig. 6. Comparison of radiation patterns calculated from optimized and approximated values

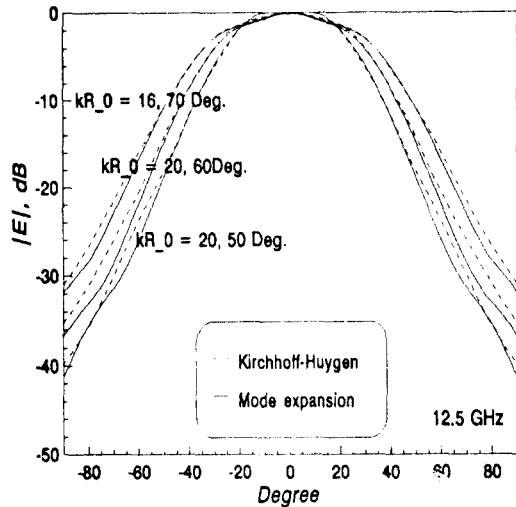


그림 7. 코루게이트 혼 안테나의 E-평면 복사패턴비교  
Fig. 7. Comparison of E-plane radiation patterns

용하지 않고  $kR_0$ 의 값을  $N$ 값으로 대치하더라도 거의 정확한 복사패턴을 구할 수 있음을 말해준다.

그림 7에서는 반각의 크기 및 안테나 전체의 길이가 가변적인 경우 Kirchhoff-Huygen방법에 의한 복사패턴과 모드확장방법의 원역장 특성을 비교하였다.

중심주파수 12.5GHz에서 반각의 크기가  $70^\circ$ 이고  $kR_0 = 16$ 인 경우에는 모드확장방법과 Kirchhoff-Huygen방법이 거의 일치하고, 반각의 크기가  $50^\circ, 60^\circ$ 인 경우에는 반각의 각도에서까지 일치하나 이후에는 약간의 차이가 나타나며, 반각의 크기가 클수록 양자의 차이가 적음을 보여준다.

### III. 안테나 설계 및 실험결과 고찰

#### 3.1 코루게이트 혼 안테나의 설계 및 제작

위성통신 안테나의 급전부로 사용할 수 있도록 하기 위하여 설계 주파수는 위성에서 사용하는 12.5GHz로 정했으며, 반사손실  $-25\text{dB}$ 이하 및  $3\text{dB E/H}$  평면 빔폭이 최대  $11^\circ$ 내외가 되도록 설계하였다. 또한 전체의 길이와 반각의 변화가 복사특성에 미치는 영향을 고려하기 위하여 3개의 안테나를 제작하였으며 크기는 표1과 같다. 코루게이션 폭과 깊이는  $\lambda/(b+t) \geq 10, t \leq b$ 의 조건<sup>[11,12]</sup>을 이용하였으며, 반각과 개구면 직경은 제작된 혼안테나의 특성비교를 위하여 임의로 선정한 TYPE #1을 기준으로 하여 반각과 개구면 직경을 가변시켰다.

표 1. 제작한 코루게이트 혼 안테나의 규격

중심 주파수 12.5GHz				
제원	종류	TYPE #1	TYPE #2	TYPE #3
$\theta_1^\circ$		15	15	20
L1(mm)		13.00	13.00	9.00
L3(mm)		24.79	24.79	18.88
L4(mm)		39.19	39.19	33.28
Lt(mm)		262.39	139.99	134.08
k(mm)		4.00	4.00	4.00
A1(mm)		146.83	81.23	103.36
t(mm)		2.40	2.40	2.40
b(mm)		4.80	4.80	4.80
d(mm)		6.00	6.00	6.00
$R_0/\lambda(\text{mm})$		11.82	6.54	6.29
$kR_0(\text{mm})$		74.26	41.08	39.56

설계된 코루게이트 혼 안테나는 기본모드인  $HE_{11}$  모드가 도파되도록 슬롯의 깊이를  $\lambda/4$ 로 하였다.<sup>11)</sup> 안테나의 크기가 작은 경우에는 반사손실을 줄이기 위하여 슬롯이 깊이를  $\lambda/2$ 에서  $\lambda/4$ 로 가변시켜야 한다. 그러나 안테나의 반각과 개구면 직경의 크기가 클수록 슬롯 깊이를  $\lambda/4$ 로 하여도 반사손실에 영향을 주지 않는다.<sup>11)</sup> 슬롯간의 넓이(b)는  $0.2\lambda$ , 슬롯의 폭(t)은  $0.1\lambda$ 로 정하였다. k는 코루게이트 혼 안테나를 지지하기 위해 임의로 선정된 값이며, L3-L4의 길이는 반사손실을 줄이기 위하여 L3 직경의 140%에 해당하는 직경 길이가 코루게이션이 시작되는 점의 직경이어야 한다. 그러나 제작상의 어려움으로 인하여 코루게이션이 시작되는 점의 직경이 140% 이상이 되는 점에서부터 코루게이션을 주어 제작하였다. 코루게이션 간격은  $2 \times (b+t)$ 이며 세 종류 안테나에 대하여 동일하다. 위성탑재용 금진부호와 동일한 재료(AL #6106)를 사용하였으며, 가공오차도 1/100(mm)이내로 정교하게 제작하였다. 반사 TYPE #1과 TYPE #2를 보면 반각의 크기가 같으나, 안테나 전체의 길이를 다르게 함으로써 동일 반각일 경우 길이에 대한 복사특성의 변화를 조사할 수 있도록 하였다. TYPE #2와 TYPE #3은 전체의 길이를 비슷하게 하고 반각의 크기만을 15에서 20으로 가변 시킴으로써 고정된 길이에 대해 반각의 크기에 따른 복사패턴의 특성을 측정할 수 있도록 하였다. 그림 8은 Ku-밴드(12.5GHz)용 코루게이트 혼 안테나의 설계도이다.

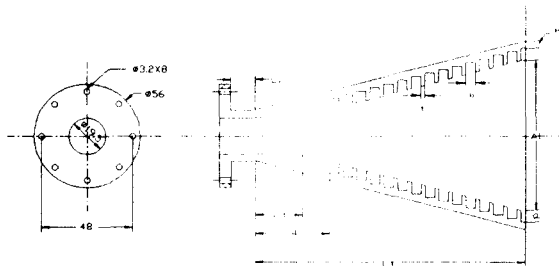


그림 8. 코루게이트 혼 안테나의 설계도  
Fig. 8. Draft of a corrugated horn antenna

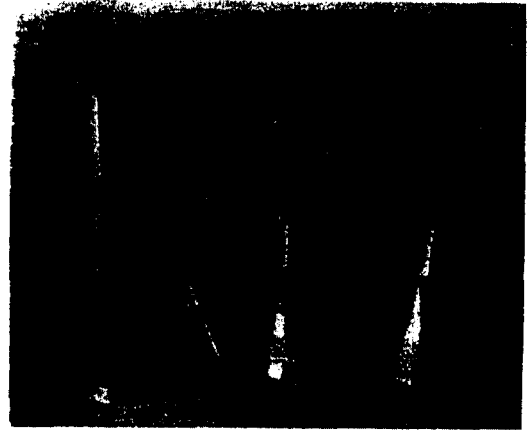


사진 1. 제작된 코루게이트 혼 안테나  
Picture 1. Maked corrugated horn antenna

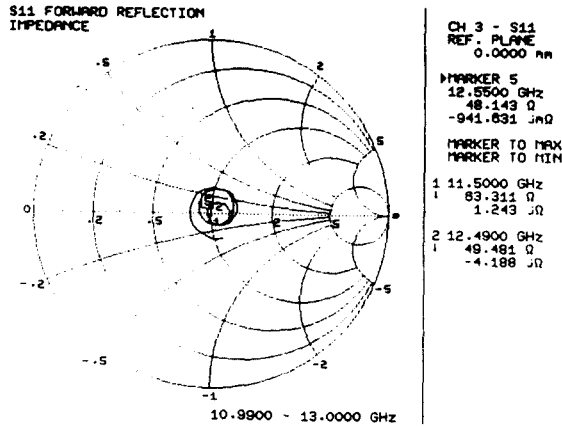
### 3.2 측정 시스템의 구성 및 결과고찰

제작한 코루게이트 혼 안테나의 임피던스 정합 및 전송패턴을 측정하기 위하여 Active device test set 과 신호원(0.01~40GHz)을 내장한 Wiltron 360 Network Analyzer를 사용하였다.

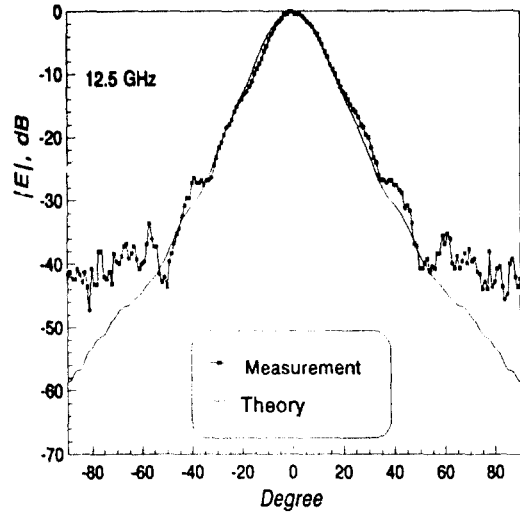
복사패턴은 부안항상에서 Wiltron 6747B-20(Swept frequency synthesizer) 신호발생기를 이용하여 중심 주파수 12.5GHz에서 신호편파를 표준혼(DBFA-520-15) 안테나로 전송하고 제작한 코루게이트 혼 안테나에 RCW17644(구형-원형 변환기)와 WR75 어댑터를 써서 송신된 패턴을 Tektronix 492BP 스펙트럼 분석기를 이용하여 측정하였다. 송신부와 수신부 사이의 거리는 원이상이 되도록 약 7m를 유지하였다. 혼의 주상에서의 위상중심(A)은 TYPE1, TYPE2, TYPE3의 경우 각각  $0.38\lambda$ ,  $0.21\lambda$ ,  $0.36\lambda$ 이다.

그림 9(a)에서는 제작된 Type #3의 코루게이트 혼 안테나에 대한 VSWR 및 입력 임피던스를 Network Analyzer로 측정된 것으로 정규화된 임피던스를 Smith 도표에 나타내었다. 설계 주파수에서 입력 임피던스는 47.88 $\Omega$ , 46.02 $\Omega$ , 48.14 $\Omega$ 으로 모두 50 $\Omega$ 에 근사한 값을 나타내고 있다.

그림 9(b)은 전송패턴을 측정한 결과이다. 주파수 대역 11.5~15GHz에 걸쳐 1.04~1.39의 값을 가지는 것을 볼 수 있으며 이는 반사손실이 -32~17dB로 송신 전력의 97.5~99%가 반사없이 전송됨을 의미한다.



(a) TYPE #3의 Smith 도표



(a) TYPE #3 (E-평면)  
(a) TYPE #3 (E-plane)

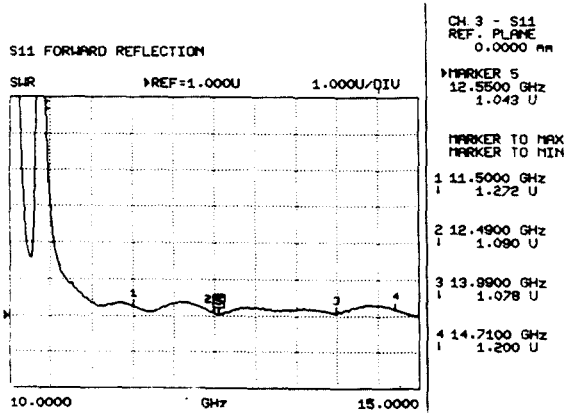
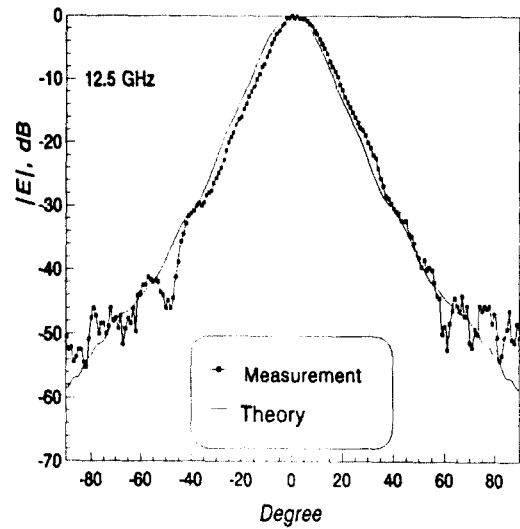


그림 9. 제작된 안테나의 Smith 도표와 VSWR(Type #3)  
Fig. 9. Smith chart and VSWR of the antenna (Type #3)

그림 10은 TYPE #3 안테나의 E/H-평면을 수치 해석한 결과와 실제 측정 결과가 거의 일치됨을 보여 주고 있다. 이를 통해 코루게이트 혼 안테나를 해석한 방법의 타당성을 알 수 있다. 부엽의 크기가 약 -35dB로, 3dB 빔폭은 5.97°로 나타나 이를 충족하는 것도 확인할 수 있었다. 또한 설계 주파수에서 제작된 3종류 혼의 정재파비는 각각 1.04의 값을 갖음을 확인하였다.

표 2는 VSWR이 가장 적은 주파수에서 입력임피던스와 VSWR을 측정하였으며, 이의 결과로 부터 안테나의 임피던스와 도파관과의 매칭이 잘되었음을 확인하였다.



(b) TYPE #3 (H 평면)  
(b) TYPE #3 (H-plane)

그림 10. 제작된 안테나의 복사패턴 비교 (Type #3)  
Fig. 10. Comparison of radiation patterns (Type #3)



표 2. 제작된 안테나의 이론치와 실험치의 비교

구 분	TYPE #1	TYPE #2	TYPE #3
측정 주파수	12.58GHz	12.57GHz	12.55GHz
측정된 입력임피던스	47.87Ω	48.0Ω	48.13Ω
측정된 VSWR	1.048	1.042	1.043

표 3에는 제작한 안테나의 전체 특성을 표로 나타내었으며, E/H 평면의특성과 반사손실 이득의 향으로 분류하여 정리하였다. TYPE #1인 경우에 있어 E-평면의 3dB 빔폭이 수치해석상으로는 6.74°이나 측정에서는 5.97°로 나타났으며, 부엽에 있어서는 수치해석상으로는 -30.4dB나 측정결과는 -34.7dB로 수치해석 결과보다 특성이 좋게 나타났다. H-평면의 경우에는 수치해석 결과보다 측정결과의 특성이 작은 값을 가졌다. 표 3에서 볼 수 있듯이 TYPE #2, TYPE #3 모두 수치해석 결과와 측정 결과들이 거의 일치하고 있음을 알 수 있다. 전체적으로 3dB 빔폭은 이론값과 실험값과의 상대오차가 9.54 ~ 11.4%의 값을 가지며, 부엽은 10.2 ~ 16.7%의 값을 가졌다. 이득은 이론치와 실험치가 약 1dB의 오차가 발생하였다. 따라서 상기의 결과로 볼때 이론치와 실험치가 거의 일치함을 볼때 본 논문의 이론적인 타당성을 확인할 수 있었다.

IV. 결 론

본 논문에서는 E/H 평면의 동일한 패턴 및 효율제고를 위해 제안된 코루게이트 혼 안테나의 복사특성을 모드확장법을 이용하여 해석하였고, Ku-밴드(12.5GHz) 위성탑재용 급진부로 사용되는 코루게이트 혼 안테나를 설계·제작하여 측정결과 비교하였다.

모드확장법을 이용하여 복사특성을 계산할 경우 모드 계수의 수에 따라 수렴성 및 계산시간에 많은 차이를 나타내므로 본 논문에서는 최적화된 항의 개

수를 다양한 반각 및 안테나 전체 길이의 변화에 대하여 조사하였고,  $N \approx kR_0$ 의 값으로 설정하더라도, 이론상 최적화된 항의 개수를 이용하여 계산한 패턴과 오차가 약 0.1 ~ 0.5%내에 존재함을 수치해석적으로 확인하였다.

반사관 안테나의 급진부로 사용되는 코루게이트 혼 안테나의 근위상에서의 전자계분포도 모드확장법으로 해석이 가능하였다. 아울러 Kirchhoff-Huygen 방법이 어느 경우이나 계산시간이 일정한 반면, 모드확장법을 사용하였을 경우에는  $kR_0$ 의 값이 클수록 상대적으로 계산시간이 많은 소요되는 단점을 지니고 있다.

제작한 3종류 안테나의 정재파비는 각각 12.5GHz 주위에서 1.04정도의 우수한 값을 나타내었다. 공진 주파수도 0.7%정도의 편이 밖에 일어나지 않았으며 이는 가공치 0.02m의 오차로 사료되고, 임피던스도 평균 46 ~ 48Ω으로 50Ω에 근사한 값을 가짐을 알 수 있었다.

그러나 본 논문에서는 계산시간에 관한 단점을 줄이기위해서 안테나 특성을 계산하기 위한 최소한의 항수를 계산하여 이에 대한 문제점을 해결하였으며, 아울러 원거리와 근거리에서 정확한 해를 구하는 방법을 제시하였다.

앞으로는 원하는 복사패턴을 만들기 위하여 원추형이 아닌 임의의 형태를 가지는 코루게이트 혼 안테나와 효율적인 모드변환( $TE_{11}-HE_{11}$ )방법 및 보다 높은 주파수대의 혼 안테나 특성에 관한 연구가 필요 하겠다.

참 고 문 헌

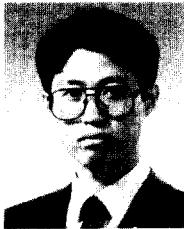
1. B. MacA. Thomas, "A review of the early developments of circular aperture hybrid mode corrugated horns," IEEE Trans. Antennas Propagations, vol.AP-34, pp.930-935, July 1986.

표 3. 위성탑재용 혼 안테나와의 복사특성 비교

Table 3. Comparison of radiation characteristics of horn antenna for satellite

구 분	E-Plane				H-Plane				반사손실 (dB)	이득(dB)	
	3dB빔폭(Deg.)		부엽(dB)		3dB빔폭(Deg.)		부엽(dB)			이론	실험
	이론	실험	이론	실험	이론	실험	이론	실험			
TYPE #1	6.74	5.97	-30.4	-34.7	6.74	8.86	-30.4	-33.2	-32.29	20.75	21.05
TYPE #2	11.0	12.05	-28.5	-25.6	11.0	11.06	-28.5	-23.2	-30.38	20.25	19.45
TYPE #3	9.08	9.96	-32.2	-26.8	9.08	10.94	-32.2	-32.5	-30.25	21.25	20.25

2. A. F. Key, "The wide flare horn-A novel feed for low noise broadband and high aperture efficiency antennas," TRG Rep., Air Force Res. Lab. Contract AF 19(604)-8507, no. 2, Oct. 1962.
3. A. F. Kay, "The scalar feed," TRG Rep., Contract AF 19(604)-8507, Mar. 1964.
4. H. C. Minnet and B. MacA. Thomas, "Fields in the focal region of a spherical reflector," IEEE Trans. Antennas Propagations, vol. AP-17, pp.229-231, Mar. 1969.
5. G. L. James, "Analysis and design of TE<sub>11</sub>-to-HE<sub>11</sub> corrugated cylindrical waveguide mode converters," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-29, pp.1059-1066, Oct. 1981.
6. G. L. James, B. M. Thomas, "TE<sub>11</sub> to HE<sub>11</sub> cylindrical waveguide mode converters using ring-loaded slots," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-30, pp.278-285, Mar. 1982.
7. S. Silver, Ed., Microwave Antenna Theory and Design, MIT Radiation Laboratory Series, vol. 12, McGRAW-Hill, New York, 1949.
8. P. J. B. Clarricoats and A. D. Olver, "Near-field radiation characteristics of corrugated horns," Electron. Lett., vol. 7, pp.446-448, Aug. 1971.
9. P. J. B. Clarricoats and P. K. Saha, "Propagation and radiation behaviour of corrugated feeds, Part I," Proc. IEE, vol. 118, pp.1177-1186, Sep. 1971.
10. P. J. B. Clarricoats and P. K. Saha, "Propagation and radiation behaviour of corrugated feeds, Part II," Proc. IEE, vol. 118, pp. 1177-1186, Sep. 1971.
11. M.S. Narasimham, "Corrugated conical horns with arbitrary corrugation depth," Radio Electron Eng., vol.43, pp.199, 192, Mar, 1973.
12. P. J. B. Clarricoats and A. D. Olver, "Corrugated horns for microwave antennas," Peter peregrinas LTD, 1984.
13. 신응순, "모드 확장법을 이용한 Ku-Band 코루게이트 혼 안테나에 관한 연구." 연세대학교 석사학위논문, 1994. 2.



申應淳(Eung-sun Shin) 정회원  
1968년 12월 18일생  
1992년 2월 : 연세대학교 전자공학과(학사)  
1994년 2월 : 연세대학교 대학원 전자공학박사(석사)  
1994년 2월 ~ 현재 : 전자통신연구소 이동통신기술연구단 연구원



李泳勳(Young-hun Lee) 정회원  
1960년 3월 20일생  
1986년 2월 : 광운대학교 전자공학과(학사)  
1988년 6월 : 연세대학교 대학원 전자공학박사(석사)  
1990년 2월 ~ 현재 : 연세대학교 대학원 전자공학과 박사과정



尹 伶 重(Young-Jung Yoon) 정회원  
1959년 3월 9일생  
1981년 2월 : 연세대학교 전자공학과 졸업(공학사)  
1986년 9월 : 연세대학교 대학원 전자공학박사 졸업(공학석사)  
1991년 12월 : Georgia Institute of Technology 졸업(Ph.D.)



朴 漢 奎(Han-Kyu Park) 정회원  
1941년 6월 21일생  
1964년 2월 : 연세대학교 전기공학과 졸업(학사)  
1968년 2월 : 연세대학교 전기공학과 졸업(공학석사)  
1973년 : 불란서 파리대학교(소르본대학교) 박사과정수료(DEA)

1992년 3월 ~ 1993년 2월 : 한국전자통신연구소 위성통신기술연구단 선임연구원  
현재 : 연세대학교 전파공학과 조교수  
※주관심분야 : 안테나, 전파전파, 위성통신 등임.

1975년 : 불란서 파리6대학(Ph.D)  
1976년 ~ 1992년 : 연세대학교 전자공학과 교수  
1992년 ~ 현재 : 연세대학교 전파공학과 교수