

표면 경계조건을 이용한 코리게이트 혼 안테나 특성 해석

正會員 엄 만 석*, 박 광 량*, Alexander Shishlov**

An Analysis of Characteristics for Corrugated horn Antenna using Surface Impedance Condition

Manseok Uhm*, Kwangryang Park*, Alexander Shishlov** *Regular Members*

요 약

위성통신용 반사판 안테나의 급전기로서 자주 사용되는 코리게이트 혼 안테나를 표면 임피던스 경계조건을 이용하여 Ka 대역(20GHz)에서 설계/제작하고, 반사특성과 복사패턴을 해석 및 측정하였다.

본 논문에서 안테나 특성(반사특성 및 복사패턴 특성)을 얻기 위해서 코리게이트 도파관 구조의 기본 하이브리드 모드(HE_{11})를 먼저 해석하고 전파상수를 이용하여 반사계수를 구한 후, 다중 스텝 구조의 회로이론을 적용하여 전체 반사특성을 구했으며, 좁은 플레어 각도를 지닌 혼 안테나의 복사패턴을 개구면에서 횡단면 진계를 적분하고 혼 부분에 의한 위상편차를 고려하여 얻었다. 이 이론에 근거로 설계, 제작한 Ka 대역 코리게이트 혼 안테나의 실험결과가 예측결과와 일치함을 확인하였다.

ABSTRACT

We obtained the predicted and measured results for the reflection coefficient and radiation pattern of Ka-band (20 GHz) corrugated horn, which is usually used for feeder of reflector antenna for satellite communication, using surface impedance condition.

In order to predict the return losses of corrugated horn, we analyzed propagation constant of hybrid mode in the corrugated waveguide and then obtained the total reflection coefficient using the circuit theory of multi-step transformer. We also got the radiation pattern of corrugated horn with small flare angle, considering the phase deviation and integrate transverse field on aperture. A test model of corrugated horn antenna for Ka-band designed using theory and program displayed performance and the results agree with the theoretical prediction.

*한국전자통신연구소 탑재장치 연구실
Electronics and Telecommunications Research Institute Pay-load system section

**Radiophysika Stock Company Antenna Department Chief of antenna department

論文番號:96003-0103
接受日字:1996年 1月 3日

I. 서 론

1960년 낮은 이득 전방향 안테나로 시작된 위성 안테나 시스템 분야에서, 현재 고품질과 다양한 위성통신 및 위성방송 서비스를 하기위해서 광대역 특성을 지니고, 높은 이득과 우수한 지향성 특성을 지니며 사용주파수 대역을 넓은 안테나 시스템으로 발전되고 있다. 또한 통신 수요의 증가로 사용 가능 채널수를 2 배로 늘리는 주파수 재사용 방식을 사용하기때문에, 사용 주파수 대역내에서 서로 다른 편파의 신호로 송수신을 할 수 있는 안테나의 우수한 편파분리 특성이 요구된다. 그리고 근점 위성 통신망과의 간섭을 피하기 위해서는 낮은 부엽파 레벨을 또한 지녀야 한다¹⁾.

안테나로 직접 사용되기도 하며, 위상배열안테나의 안테나 소자와 반사판안테나의 급진기로 다양하게 사용되는 코러게이트 혼 안테나는 원주형 혼 안테나 내부에 코러게이션을 만들어 혼합모드인 HE₁₁ 모드로 여진하여 광대역 특성을 지니며, E 평면 및 H 평면 복사패턴의 빔폭을 같게하므로, 우수한 교차편파 분리 성능과 낮은 부엽파 레벨을 특성을 지닌다.

1960대 낮은 부엽파 레벨과 대칭 빔 복사 패턴을 얻는 개념이 제안되었으며, '70년대에는 코러게이트 도파관 구조의 복합모드 특성을 얻는데 Clarricoats, Dragon과 Saha 등이 관여하였다^{2,3)}. 그리고 '80년대 이후로 광대역 코러게이트 혼 안테나의 개발, 반사특성 해석에 대한 연구와 여러대역에서 사용될 수 있는 다중 대역 코러게이트 혼 안테나의 연구가 진행되고 있다^{4,5)}.

우선 코러게이션의 리지와 폭이 무한히 얇은 원통형 도파관 구조를 생각하면 코러게이트 표면 안쪽 영역에서는 TE 파와 TM 파가 동시에 존재가 가능하고, 슬롯 영역에서는 TM 파 만 존재하게된다. 코러게이션이 없는 기본 모드만 사용하는 경우 원통형 도파관은 단순히 TE₁₁ 모드만 존재하게 됨으로써 원통형 도파관 횡단면에서 E-평면($\phi=0$)과 H-평면($\phi=90$)의 축방향 전계(E_x)의 형태가 다르게 된다. 즉 둘중의 한쪽은 일정한 크기의 분포 형태를 지니고, 나머지 한쪽은 원함수(sin or cos 함수 형태) 형태로 나타난다. 이런 특성에 의하여 대칭적인 복사패턴을 얻을 수 없으나, TE 파와 TM 파가 동시에 존재하여 적절히 조합

하면(복합모드: HE 모드) E-평면($\phi=0$)과 H-평면($\phi=90$)의 축방향 전계(E_x)의 형태를 동일하게 만들수있다. 그러나 이는 단순하게 조합되는 것이 아니고, 코러게이트 도파관의 광대역 특성을 얻기위하여 TE 파와 TM 파의 위상 속도를 동일하게 하여야 하고, 교차편파 레벨을 줄이기 위해서 TE 파와 TM 파의 크기를 약 1로 하여야 하는데 이는 코러게이트 도파관의 특성방정식의 해인 전파상수 및 하이브리드 요인(Hybrid Factor)를 구함으로써 해결될 수 있다.

코러게이트 혼 안테나를 해석하기 위해서 경계조건을 이용한 Maxwell 방정식을 이용하여 내부의 전계와 사계를 구하여야 하며, 이때 경계조건은 슬롯의 폭이 파장에 비하여 짧을 경우 단순히 TM 파만 진행하는 특성에 의한 슬롯면에서의 표면 임피던스로 하였다.

반사판 안테나의 급진기나 단일 안테나로 사용할 경우 코러게이트 벽면의 어드미턴스가 영인 평형 하이브리드 조건에서 개구면의 크기와 플레어 각도가 복사패턴을 좌우하는데, 적은 플레어 각도인 경우도 파관 구조의 전자계에 개구면 위상편차를 보상하여 주면되고, 큰 플레어 각도인 경우는 구좌표계의 전파상수를 구하여야 한다. 또한 큰 개구면인 경우는 원하는 모드인 HE₁₁ 이외에 원하지 않은 교차편파 레벨과 부엽파레벨을 올리는 원인을 제공하는 교차모드가 생길 수 있다.

또한 코러게이트 혼 안테나를 설계할 때에는 반사손실을 줄이기위해서 원통도파관과 코러게이트 도파관 사이의 인터페이스 부분에 임피던스 정합이 이루어지도록 하여야 하는데, 이는 파장의 0.5 배 슬롯의 처음깊이에서 부터 평형하이브리드 조건인 파장의 0.25 배되는 슬롯의 깊이로 천천히 천이가 이루어지도록 하여야 한다.

본 논문에서는 코러게이트 혼 안테나의 주요특성인 반사 및 복사패턴 특성을 해석하고, Ka 대역에서 안테나를 제작하여 성능시험을 하므로써, 예측결과와 비교 검토한다.

II. 코러게이트 도파관 특성

1. 표면 임피던스 경계조건

코러게이트 그림 1과 같은 도파관 구조를 해석하기

위해서 TE 파와 TM 파가 동일한 위상속도를 유지하도록 하는 경계조건을 이용한 구조내의 전자계를 알아야 한다. 경계조건은 코러게이트 표면($r=r_1$)에서의 임피던스를 알아야 하는데, 이는 바깥 영역의 전자계가 구조상 코러게이션 폭의 넓이가 파장에 비해 좁을 경우 TM 파만 존재한다는 것을 이용하여 구한다. 여기에서 TM 파는 정재파 형태로 나타난다^[2].

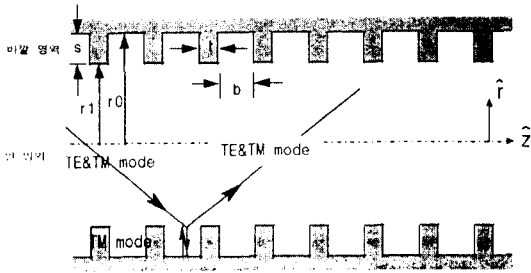


그림 1. 코러게이트 도파관 구조
Fig. 1 Structure of corrugated waveguide

바깥 영역에서는 TM 정재 파만 존재하고($E_\phi=0$), 길이방향(z)으로 파가 진행하지 않으므로 z 성분의 전계를 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$E_z = a_m [J_m(kr) Y_m(kr_0) - J_m(kr_0) Y_m(kr)] \cos m\phi \quad (1)$$

여기에서 J_m 과 Y_m 은 m 차 베셀함수이고, a_m 과 r_0 는 계수와 슬롯의 끝부분까지의 반경을 나타낸다. 그리고 (1)을 이용하여 ϕ 성분의 자계를 (2)와 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} H_\phi &= -j a_m \frac{1}{\omega \mu} \frac{\partial E_z}{\partial r} \\ &= -j a_m Y_0 [J'_m(kr) Y_m(kr_0) - J_m(kr_0) Y'_m(kr)] \cos m\phi \end{aligned} \quad (2)$$

여기에서 두가지 중요한 경계조건을 정의할 수 있다. 앞에서 언급한 바와같이 $E_\phi=0$ 이므로 길이방향의 임피던스(E_ϕ/H_z)는 영이되는 경계조건 1과 식 (1)과 (2)를 이용하여 구하는 (3)과 같은 표면 어드미턴스의 경계조건 2를 구할 수 있다.

$$Y_s = \frac{H_\phi}{E_z} = -j Y_0 \frac{J'_m(kr) Y_m(kr_0) - J_m(kr_0) Y'_m(kr)}{J_m(kr) Y_m(kr_0) - J_m(kr_0) Y_m(kr)} \quad (3)$$

식 (3)을 이용하여 슬롯의 깊이에 대한 어드미턴스의 특성을 그림 2와 표 1에 나타내었다.

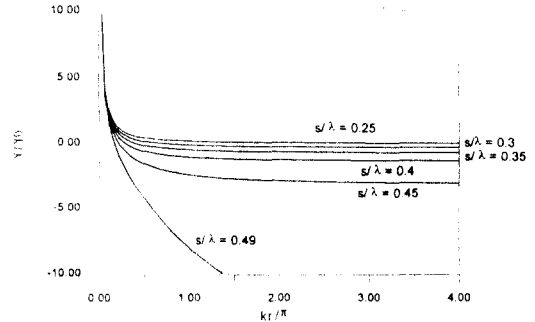


그림 2. 표면 어드미턴스 특성
Fig. 2 Surface admittance

표 1. 표면 어드미턴스 특성

Table 1. Surface admittance

s/λ 와 kr 조건	부호
$kr \ll 1$	positive
$s/\lambda < 0.25$	positive
$s/\lambda = 0.25$	positive and tends to zero
$0.5 > s/\lambda > 0.25$ & $kr \gg 1$	negative

2. 특성 방정식(Characteristics equations)

코러게이트 내부(Inner) 영역에서의 전자계를 구하고, 앞에서 언급한 경계조건 1과 2를 이용하여 동일한 위상속도를 유지하고, TE 모드와 TM 모드의 적절한 조합인 하이브리드 모드의 전파상수를 얻을 수 있는 특성 방정식을 구할 수 있다.

도파관 구조에서 길이방향의 전계와 자계를 알면 횡단면의 전자계를 구할 수 있으므로, 길이방향 전계와 자계의 비인 하이브리드 요인(factor)을 이용하여 안쪽영역에서 길이방향의 전계와 자계를 식 (4)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} E_z &= a_m J_m(x) \exp(jm\phi) \exp(-j\beta z) \\ H_z &= -a_m j Y_0 \bar{\Lambda} J_m(x) \exp(jm\phi) \exp(-j\beta z) \end{aligned} \quad (4)$$

여기에서 $\bar{\Lambda}$ 는 하이브리드 요인이고, a_m 은 상수이며, x 는 횡단면의 전파상수와 반경과의 곱($r\sqrt{k^2-\beta^2}$)을 표시한다. 도파관 내에서 여러고차 모드가 생기게 되지만 설계시 이용하는 모드는 한정되어 있으므로 여기에서 부터는 기본모드인 $m=1$ 로 하여 해석한다.

단면방향의 전계와 자계를 길이방향의 전계와 자계에 의한 TE 파와 TM 파의 조합으로 인하여 수식 (5)와 같이 표현할 수 있다.

$$E_\phi = ja \left[\frac{k\bar{\Lambda}}{x/r} J_1'(x) + \frac{\beta}{x^2/r} J_1(x) \right] \sin\phi \exp(-j\beta z) \quad (5)$$

$$H_\phi = -jaY_0 \left[\frac{k}{x/r} J_1'(x) + \frac{\beta\bar{\Lambda}}{x^2/r} J_1(x) \right] \cos\phi \exp(-j\beta z)$$

표면 임피던스가 영인 경계조건 1을 이용하여 특성 방정식 1을 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\bar{\beta} = -\bar{\Lambda} x \frac{J_1'(x)}{J_1(x)}, \quad x_1 = kr_1 \quad (6)$$

여기에서 $\bar{\beta} = \beta/k$ 이다.

또한 경계조건 2를 이용하여 식 (7)인 특성 방정식 2를 얻을 수 있다.

$$-\frac{Y_s}{Y_0} = \frac{kr_1}{x^2} \left[\frac{xJ_1'(x)}{J_1(x)} + \bar{\Lambda}\beta \right] \quad (7)$$

식 (7)에 (6)을 대입하여 k 및 β 에 대한 단일화된 방정식으로 다시 나타낼 수 있다.

$$-\frac{Y_s}{Y_0} = \frac{kr_1}{x^2} \left[\frac{xJ_1'(x)}{J_1(x)} - \bar{\beta} \frac{J_1(x)}{xJ_1'(x)} \right] \quad (8)$$

여기에서 식 (8)을 사용하여 여러형태에 대한 각모드(EH와 HE 모드)의 전파상수 및 하이브리드 요인을 구할 수 있다. 구하기 위해서는 일단 차단 주파수를 구하고, 길이방향의 전파상수를 고정시킨 다음 자유공간의 전파상수를 변화시킴으로써 반복적으로 구한다. 그림 3-1~2에 r_1/r_0 값이 0.8 인 경우에 대하여 입력이 자유공간 전파상수로 하여 길이방향 전파상수와 하이브리드 요인의 값을 구하였다. 여기에서 위상속도가 자유공간 전파속도보다 느린 경우가 있는데 이는 횡단면 방향으로 감쇄가 일어나는 것을 의미한다.

위에 보인 특성들의에 반경이 큰 개구면 근처에서 어

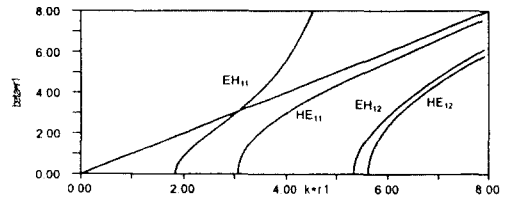


그림 3-1. 모드별 전파상수
Fig. 3-1 Propagation constant of Hybrid mode

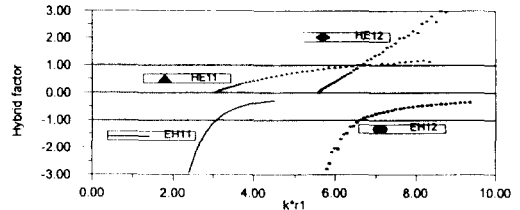


그림 3-2. 모드별 하이브리드 요인
Fig. 3-2 Hybrid mode factor

드미턴스가 영인 경우에 대한 특성해석이 또한 필요하다. 이를 해석하기 위해서 식 (6)과 (7)를 조합하여 이차방정식 형태로 아래와 같이 다시 구할 수 있다.

$$\bar{\Lambda}^2 - \omega\bar{\Lambda} - 1 = 0 \quad (9)$$

여기에서 $\omega = \frac{yx^2}{\beta r_1}$, $y = -\frac{Y_s}{Y_0}$ 이다. 그리고 이차 방정식의 두개의 근을 구하면 아래 식 (10)과 같이 구할 수 있다.

$$\bar{\Lambda}_{1,2} = \frac{\omega \pm \sqrt{\omega^2 + 4}}{2} \quad (10)$$

여기에서 부호의 선택은 모드의 형태를 형성하는데, 양의 부호는 HE_{1n} 모드이고, 음의 부호는 EH_{1n} 모드이다. 만약 개구면이 큰 경우($kr_1 \rightarrow \infty$) 또는 표면 어드미턴스가 영인 경우(슬롯의 깊이가 파장의 약 0.25 배인 경우)는 ω 가 영이 되므로 하이브리드 요인은 +1(HE₁₁ 모드) 또는 -1(EH₁₁ 모드)이 된다. 이 경우 교차편파레벨이 최소가 되는데, 이런 경우를 평행하이브리드 조건이라 한다. 평행하이브리드 조건에서의 전파상수에 의한 분산 특성을 그림 4에 나타내었다.

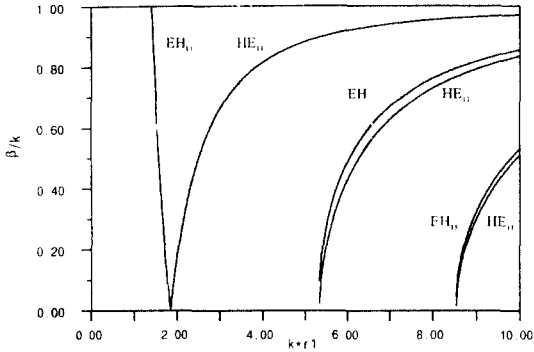


그림 4. 평형 하이브리드 조건하의 전파상수 도표
Fig. 4 Propagation constant Diagram under balanced hybrid condition

3. 하이브리드 모드 도표

위에서 언급된 표면 임피던스, TE 모드의 차단 주파수, TM 모드의 차단 주파수를 이용하여 여러 하이브리드 모드의 생성 지점 및 영역을 그림 5의 도표로 표현할 수 있다. 그중에서도 특히 설계시 이용되는 기본 하이브리드 모드인 HE₁₁ 모드를 선택할 수 있는 영역을 나타낼 수 있다.

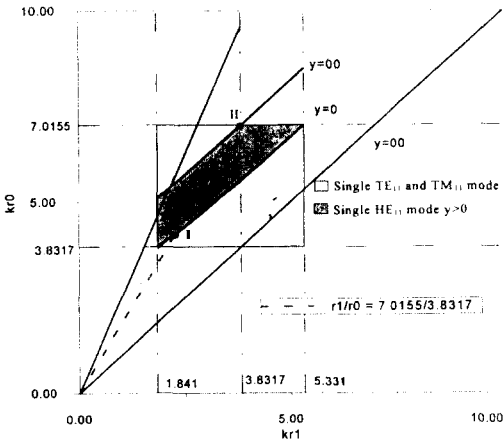


그림 5. 코리게이트 도파관의 모드 도표
Fig. 5 Mode diagram for corrugated waveguide

위와 같은 도표를 그리기 위해서는 아래와 같은 절차를 사용한다.

(1) 우선 TE_{1n}와 TM_{1n} 모드의 차단 주파수를 x 축에

는 둘다, y 축에는 TM_{1n} 모드의 차단 주파수를 표시한다.

(2) 표면어드미턴스가 영이거나 무한대가 되는 라인을 구한다. 처음은 코리게이션이 없는 경우 무한대가 되고, 슬롯의 깊이가 파장에 비해 약 0.25 배인 경우는 영, 0.5 배인 경우는 다시 무한대가 되는 지점들이다.

(3) TE₁₁와 TM₁₁ 모드의 조합(⊗)을 선택한다.

(4) 3 번에 의해 선택된 조합중 y > 0인 영역은 원하지 않는 EH₁₁ 모드가 존재하는 영역이므로, 단일 HE₁₁ 모드만을 선택하기 위해서 ⊗ 영역을 선택한다.

(5) 원형도파관에서 코리게이트 도파관으로 변형되는 천이 영역에서 광대역 특성을 얻기 위해서는 도표에 dashed line으로 보인바와 같이 r₀/r₁ = 7.01/3.83이다.

(6) 그리고 주파수를 변화시킬때에는 I과 II 지점에 놓고 선을 긋는다.

4. 횡단면 전자계

여기에서부터는 하이브리드 모드의 복사패턴 특성에 영향을 주는 HE₁₁ 모드의 횡단면 전자계에 대해서 알아본다. 우선 앞에서 언급된 z와 ϕ 성분의 전계로부터 r 성분의 전계를 알 수 있으므로 식 (11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$E_z = a J_1(r \sqrt{k^2 - \beta^2}) \cos \phi$$

$$E_\phi = ja \left[\frac{k \bar{\Lambda}}{\sqrt{k^2 - \beta^2}} J_1'(r \sqrt{k^2 - \beta^2}) + \frac{\beta}{r(k^2 - \beta^2)} J_1(r \sqrt{k^2 - \beta^2}) \right] \sin \phi \quad (11)$$

$$E_r = -ja \frac{\cos \phi}{\sqrt{k^2 - \beta^2}} \left[\frac{\beta}{k} J_1'(r \sqrt{k^2 - \beta^2}) + \frac{\bar{\Lambda}}{r \sqrt{k^2 - \beta^2}} J_1(r \sqrt{k^2 - \beta^2}) \right] \sin \phi$$

다시 좌표변환에 의한 x와 y 성분의 전계로 표현될 수 있다.

$$E_x = E_r \cos \phi - E_\phi \sin \phi$$

$$E_y = E_r \sin \phi + E_\phi \cos \phi$$

x와 y 성분의 전계로부터 횡단면 전계의 형태를 알아낼수있는데, 여기에서 평형 하이브리드 조건하(개구면에서 어드미턴스가 영이되는 조건)에서의 횡단면 전계의 형태를 그림 6과 같이 구하였다. 여기에서 사용된 주파수는 21.4 GHz 이고, 내부 반경 즉 개구면의 반경은 17.51 mm 그리고 내부 반경과 외부 반경의 비는 0.828로 하였다.

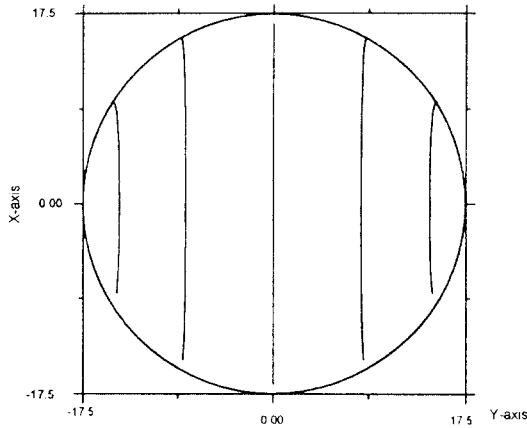


그림 6. 횡단면 전계 형태
Fig. 6 Lines of E-fields

여기에서 그림 6을 살펴보면 일반적인 원형도파관의 기본 모드인 TE₁₁ 모드의 형태와 다른 것을 알 수 있다. 즉 교차편파 레벨을 올리는 y 성분의 전계의 크기가 감소된 것을 알 수 있다.

Ⅲ. 코러게이트 혼 안테나 반사특성

코러게이트 도파관의 반사특성을 해석하기 위해서 회로이론인 다중 스텝 구조의 반사특성을 이용하였다. 그림 7에 나타난 다중스텝 구조의 반사특성은 스텝 지점의 반사계수와 길이를 알면 식 (12)과 같이 해석할 수 있다[8].

$$S = S_1 + S_2 \exp(-j2\theta_1) + S_3 \exp(-j2(\theta_1 + \theta_2)) + \dots \quad (12)$$

여기에서 $S_i = \frac{\beta_{i+1} - \beta_i}{\beta_{i+1} + \beta_i}$, $\theta_i = \beta_i l$ 이다.

수식 (12)를 사용하기 위해서는 전파상수를 알아야

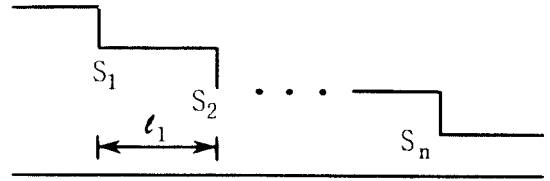


그림 7. 다중 스텝 구조
Fig. 7 The diagram of multi-step structure

하는데, 여기에서 사용되는 전파상수는 코러게이트 도파관의 기본모드인 HE₁₁ 모드의 것으로서, 주기적으로 배열 되어있는 구조로 가정된 것이다. 이방법은 좁은 플레어 각도를 지닌 혼 안테나도 가능하다고 생각된다.

반사특성을 우수하게 설계하기 위해서는 원통형 도파관과 코러게이트 도파관이 만나는 지점에서의 슬롯의 깊이를 파장의 약 0.5 배가 되도록 설계를 하여야 하고, 광대역이 되기 위해서 평균 어드미턴스가 무한대가 되도록 슬롯의 폭을 좁게하고 리지를 넓히는 방법을 사용하며 (12)를 사용하여 슬롯간의 적당한 길이를 구한다.

Ⅳ. 코러게이트 혼 안테나 복사패턴 특성

개구면에서 전계의 위상이 동일한 개방형 도파관의 Far-Field 복사패턴은 횡단면 전계를 이용한 Fourier 변환을 이용한 방법으로 식 (13)과 같이 구할 수 있다.

$$E_{\theta}^{sp} = A \int_0^{2\pi} \int_0^{r_1} E_x(r, \phi) \exp(jkr \sin \theta \cos(\phi - \phi')) r dr d\phi' \quad (13)$$

여기에서 r, ϕ' 는 개구면의 source point이고, E_x, y 는 앞절에서 보인 횡단면 전계이며, ϕ 및 θ 는 관측점에서 방위각 및 앙각이다.

그러나 플레어 각도를 갖는 혼 안테나는 개구면에서 HE₁₁ 모드가 혼을 지나감으로써, 구면파로 변화가 되어 일정한 위상을 유지하지 못하므로 위상에 대한 편차를 보상하여 주어야 한다. 플레어 각도가 좁은 경우는 진폭크기가 변화가 미세함으로 단순한 위상 편차를 보상하므로써 가능하나, 넓은 혼 안테나인 경우는 위상편차 및 진폭까지 보상된 구면파 해석이 포함되어야 한다. 여기에서 사용될 안테나는 좁은 플레

어각도를 지닌 혼 안테나로써 단순한 위상편차를 고려하면 된다.

그림 8에 위상 편차의 도표를 나타내었으며, 식 (14)에 편차에 대한 수식을 나타내었다.

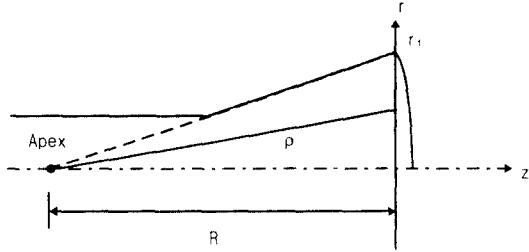


그림 8. 혼 안테나의 위상편차
Fig. 8 Deviation of horn antenna

$$\phi(r) = k(R - \rho)$$

$$\rho = \sqrt{R^2 - r^2}$$

$$\begin{aligned} \phi(r) &= -kR \left(\sqrt{1 + \left(\frac{r}{R}\right)^2} - 1 \right) \\ &\approx -kR \left(1 + 0.5 \left(\frac{r}{R}\right)^2 - 1 \right) = 0.5k \frac{r^2}{R} \end{aligned} \quad (14)$$

식 (13)을 위상편차를 포함한 수식으로 (15)과 같이 다시 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} E_{yp}^z(\theta, \phi) &= A \int_0^{2\pi} \int_0^{r_1} E_y^z(r, \phi) \\ &\quad \exp(-jk \frac{r^2}{2R} + jkr \sin \theta \cos(\phi - \phi')) r dr d\phi' \end{aligned} \quad (15)$$

또한 (15)식을 이용하여 co-polar 및 cross-polar 복사패턴을 식 (16)와 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} E_{co}(\theta, \phi) &= E_{xp}(\cos^2 \frac{\theta}{2} - \sin^2 \frac{\theta}{2} \cos 2\phi) - E_{yp} \sin^2 \frac{\theta}{2} \sin 2\phi \\ E_{xp}(\theta, \phi) &= -E_{xp} \sin^2 \frac{\theta}{2} \sin 2\phi + E_{yp}(\cos^2 \frac{\theta}{2} + \sin^2 \frac{\theta}{2} \cos 2\phi) \end{aligned} \quad (16)$$

V. 설계 및 실험결과

앞에서 언급한 코러게이트 도파관 구조의 하이브리드 모드 특성을 이용하여 코러게이트 혼 안테나를 천이부와 혼부로 나누어 설계하였다. 설계시 주의한 점은 천이부에서 안테나의 반사손실을 줄이기 위해서 원형도파관과의 인터페이스 부분의 슬롯의 어드미턴스가 무한대가 되는 깊이를 구하였고, 천이부의 끝점과 혼부에서는 교차편파레벨이 최소가 되는 평형 하이브리드 조건인 표면 어드미턴스가 영이 되는 슬롯의 깊이를 계산하였다. 계산 결과 주파수 21.4 GHz에서 내부 반경 5.55 mm의 어드미턴스가 무한대가 되는 코러게이트 도파관의 외부 반경은 12.79 mm이고, 내부 반경 6.47 mm에서의 어드미턴스가 영이 되는 외부 반경은 10.51 mm이다.

그리고 슬롯간의 간격은 주파수가 높으므로(Ka 대역) 파장의 약 0.2 배인 2.8 mm로 하였으며, 슬롯의 리지는 슬롯폭의 0.2 배로 하였다. 그리고 천이부는 슬롯을 6 개로 하였으며, 외부반경이 12.79 mm에서 10.51 mm가 되도록 하고, 내부 반경 또한 5.55 mm에서 6.47 mm로 서서히 천이가 이루어 지도록 하였다. 혼부의 슬롯의 깊이는 처음과 동일하게 4.04 mm로 하였고, 17 개의 슬롯으로 이루어진 혼 부의 총길이는 48.28 mm로, 반플레어 각도는 약 13°이며 개구면의 반경은 17.51 mm로 하였고, 제작된 사진을 그림 9에 나타내었다.

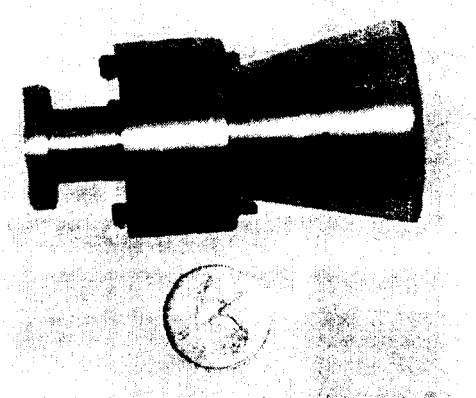


그림 9. 제작된 Ka 대역 코러게이트 혼 안테나 사진
Fig. 9 Photograph of fabricated corrugated horn antenna for Ka band

위에 언급된 설계 값을 다중 스텝구조로 해석한 결과와 측정결과를 그림 10에 나타내었다. 원하는 대역인 21.4~22.0 GHz에서 측정결과와 예측결과가 모두 -25 dB 이하의 값을 가지고 있으나, 원하는 지점의 공진주파수가 약 1.1 GHz(약 5%) 벗어난 것을 알 수 있다. 이는 제작상의 오차와 슬롯의 리지의 길이에 의한 어드미턴스가 변화가 되었기 때문이라고 생각된다. 원하는 주파수로 옮기기 위해서는 처음 슬롯의 리지를 넓힘으로써 평균 어드미턴스를 무한대로 하는 방법과, 슬롯의 깊이를 좀 더 깊게 하는 방법이 있을 수 있다.

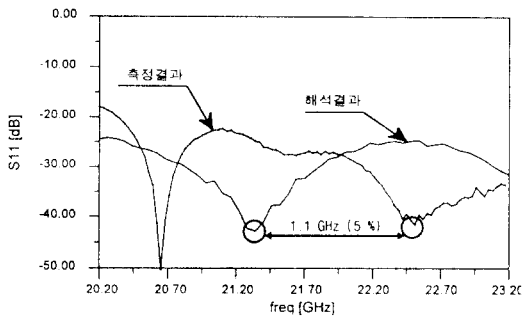


그림 10. Ka 대역 코러게이트 혼 안테나 반사특성
Fig. 10 Return losses of fabricated corrugated horn antenna for Ka band

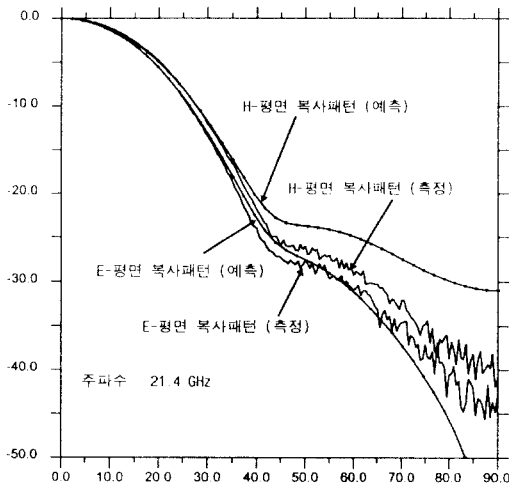


그림 11. Ka 대역 코러게이트 혼 안테나 복사패턴
Fig. 11 Field Pattern of fabricated corrugated horn antenna for Ka band

그리고 주파수 21.4 GHz에서 계산된 E 평면 및 H 평면의 복사패턴과 측정된 결과를 그림 11에 나타내었고, 측정된 이득 및 교차편파 레벨의 값을 표 2에 표시하였다. 계산된 결과와 예측결과와 복사패턴은 E 평면에서의 정확히 일치하는 것을 알 수 있으며, H 평면의 복사패턴에서 결과 값들이 약 40° 이하인 경우는 일치함을 볼 수 있으나, 40° 이상에서 약 5~10 dB 정도 차이가 나는데 이는 전력 레벨이 낮은 지역으로 실험상의 오차라 생각한다. 그리고 결과를 보면 E/H 평면의 복사패턴의 형태가 비슷한 것을 알 수 있는데 이는 교차편파 레벨이 낮다는 것을 의미하며, 표 2에 나타난 측정 결과에서도 30 dB 이하인 것을 알 수 있다.

표 2. 코러게이트 혼 안테나 이득 및 교차편파레벨
Table 2. Gain and cross-pol level of fabricated corrugated horn antenna

주 파 수	21.0 GHz	21.4 GHz	21.7 GHz	22.0 GHz	22.4 GHz
이 득[dB]	15.69	16.68	17.16	16.34	16.39
교차 편파 레벨[dB]	32.67	32.54	32.69	30.13	31.58

VI. 결 론

코러게이트 도파관의 특성을 연속적인 표면 임피던스 경계조건을 적용하여 해석하였으며, 본 논문에서는 코러게이트 혼 안테나의 반사특성을 얻기 위해서 다중 스텝 구조의 회로이론을 적용하였고, 반사특성을 구하기 위해서는 혼 부에 의하여 생기는 개구면에서의 위상편차를 고려하였다. Ka 대역 코러게이트 혼 안테나를 제작하여 예측된 결과와 비교 검증하였다. 본 논문에서 사용된 해석방법과 설계특성이 실제 특성과 일치함을 실험 결과로 알 수 있으므로, 다른 주파수 대역 코러게이트 혼 안테나를 해석하는데 이용될 수 있다.

앞으로 주파수가 높은 mm 파 대역에서는, 제작상의 제한으로 슬롯의 폭과 리지의 폭이 파장에 비하여 아주 좁을 수가 없으므로 리지의 효과를 고려한 해석이 필요하여 주기적인 구조해석에 사용되는 Floquet 이론이 포함된 Space Harmonic을 고려하여야 한다. 또한 코러게이트 혼 안테나의 광대역화와 다중 대역(Multi-band)에서 사용 가능하도록 하는 연구가 계속되어야 한다고 본다.

참 고 문 헌

1. Takashi Kitsuregawa, *Satellite Communication Antennas Electrical & Mechanical Design*, Artech House Boston London, 1990.
2. P.J.B Clarricoats and A.D. Olver, *Corrugated horns for microwave antennas*, Peter Pergrinus Ltd., London, UK. 1984.
3. C.Dragone, "Reflection, transmission, and mode conversion in a corrugated feed", *Bell Syst. Tech. J.*, pp. 835-867, July-Aug. 1977.
4. G.L.James, "Analysis and design of TE₁₁-to-HE₁₁ corrugated cylindrical waveguide mode converters", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-29, pp. 1059-1066, 1981.
5. X. Zhang, "Design of Conical Corrugated Feed Horns for Wide-Band High-Frequency Applications", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 41 no. 8, pp. 1263-1274, 1993.
6. 임만석, 박용호, 박광량, "표면임피던스 경계조건을 이용한 코러게이트 혼안테나 반사특성에 관한 연구", 통신학회 추계종합학술발표회, pp. 822-825, 1995.
7. C.Dragone, "Characteristics of a broadband microwave corrugated feed: A comparison between theory and experiment", *Bell Syst. Tech. J.*, pp. 869-888, July-Aug. 1977.
8. J. Helszajn, *Passive and Active Microwave circuits*, John Wiley & Sons. Inc. 1978.



엄 만 석(Mapseok Uhm) 정회원
 1964년 4월 19일생
 1987년 2월: 중앙대학교 전자공학과 졸업(공학사)
 1989년 2월: 중앙대학교 전자공학과 졸업(공학석사)
 1992년 8월~현재: 한국전자통신연구소 탑재장치연구실
 ※주관심분야: 위성통신용 안테나, 위성통신 중계기



박 광 량(Kwangryang Park) 정회원
 1956년 8월 14일생
 1980년 2월: 한양대학교 학사
 1982년 2월: 서강대학교 석사
 1994년 8월: 서강대학교 박사
 1983년~현재: 한국전자통신연구소 탑재장치연구실
 ※주관심분야: 위성통신용 안테나, 위성통신 중계기



Alexander Shishlov 정회원
 1954년 5월 31일생
 1977: Moscow Institute of Physics(B.A.)
 1983: Radio Physics(Ph.D)
 1977~1986: Research Staff of Radiophysics
 1986~1988: Chief of Reflector Antenna Lab.
 1988~Present: Chief of Antenna Department
 ※주관심분야: 위성통신용 안테나, 위상배열안테나