

複모드 圓錐 혼 안테나의 設計

(Design of Dual Mode Conical Horn Antennas)

崔 學 根,** 朴 鍾 浩,* 朴 檉 基**

(Hak Kuen Choi, Jong Ho Park and Cheong Kee Park)

要 約

本 論 文 에 서 는 國 內 放 送 衛 星 搭 載 用 오프셋 파라볼라 안테나의 最 適 一 次 輻 射 器 로 서 複 모 드 圓 錐 혼 안테나를 設 計 했 다. 設 計 를 위 하 여 輻 射 특 성 을 解 析 하 고, 그 結 果 에 의 하 여 빔 幅 에 관 한 近 似 式 및 그 래 프 를 導 出 함 으 로 서 혼 의 設 計 를 가 능 하 게 했 다. 複 모 드 는 혼 의 內 部 에 誘 電 體 를 裝 荷 하 여 實 現 하 였 으 며 數 值 計 算 및 實 驗 을 통 하 여 그 妥 當 성 을 立 證 함 으 로 서 國 內 放 送 衛 星 搭 載 用 一 次 輻 射 器 로 사 용 할 수 있 음 을 제 시 했 다.

Abstract

In this paper, the analysis on the dual mode conical horn antennas is made to realize the optimum horn as the primary feed of the offset parabolic antenna for the domestic broadcasting satellite. Such analysis can give rise to the approximate equations and graphs on the beam width, which makes it possible to design the desired conical horn. It has been shown that the radiation characteristics of designed horn is in good agreement with the experimental data obtained from the dual mode conical horn antenna built with the dielectric band inside the horn. The designed dual mode horn antenna may provide the useful basis to practical usage of the antenna in the domestic satellite broadcasting communication systems.

I. 序 論

圓 偏 波 를 사 용 하 는 12GHz 帶 의 衛 星 放 送 은 어 떤 특 정 국 가 나 지 역 을 서 어 비 스 영 역 으 로 하 고 있 음 으 로 인 접 국 가 와 의 信 號 干 涉 을 最 소 로 하 기 위 해 사

이드로브 레벨이 낮고, 交叉偏波 特性이 優 秀 한 안 테 나 가 要 求 된 다. 衛 星 放 送 안 테 나 는 파 라 볼 라 안 테 나 가 주 로 사 용 되 고 있 지 만, 最 近 一 次 輻 射 器 나 그 지 지 대 에 의 한 블 러 킹 이 없 어 사 이 드 로 브 레 벨 이 낮 고, 빔 成 形 에 적 합 한 오프 셋 파 라 볼 라 안 테 나 (offset parabolic antenna) 가 널 리 사 용 되 고 있 다.^[1] 이 런 反 射 鏡 안 테 나 의 一 次 輻 射 器 로 는 軸 對 稱 의 빔 을 갖 고 사 이 드 로 브 레 벨 이 낮 을 뿐 아 니 라 交 叉 偏 波 특 성 이 良 好 한 것 을 사 용 해 야 한 다.

反 射 鏡 안 테 나 의 一 次 輻 射 器 로 서 圓 錐 혼 안 테 나 (conical horn antenna) 는 E 면 의 빔 幅 이 H 면 의 빔

*準會員, **正會員, 高麗大學校 電子電算工學科 (Dept. of Elec. and Comp. Eng., Korea Univ.)
接受日字: 1988年 6月 23日
(※ 本 論 文 은 1987年 度 文 教 部 學 術 研 究 造 成 費 에 의 하 여 이 루 어 졌 음.)

幅보다 좁고, E 면의 사이드로브 레벨이 현저하게 높을 뿐 아니라 특히, 45°面 内の 交叉偏波 레벨이 높은 短點을 가지고 있으며, 圓偏波로 여진된 경우 안테나 軸 이외의 方向에서 橢圓偏波率이 높다. 이러한 제반 문제는 混生모드(hybrid mode) 또는 複모드(dual mode) 혼 안테나로 해결할 수 있다.

混生모드 혼 안테나중 혼 내벽에 corrugation을 두어 EH₁₁ 모드를 發生시켜 輻射하는 코루게이션 혼 안테나(corrugated horn antenna)는 軸 對稱 빔을 갖고, 交叉偏波 特性이 優秀하다는^{2,3)} 것이 이미 實證되고 있지만 12GHz 帶의 放送 衛星 搭載用으로는 重量, 容積 등이 문제가 되고 특히 제작상의 어려움 때문에 반드시 좋다고는 할 수 없다.

複모드 혼은 圓形導波管의 基本 모드인 TE₁₁ 波와 高次 모드의 하나인 TM₁₁ 波를 혼의 開口面에서 同位相이 되도록 合成함으로써 E 면 内の 사이드로브 레벨을 줄일 수 있고, E 면과 H 면의 輻射를 같게 할 수 있어 12GHz 帶의 放送 衛星用 안테나의 一次輻射器로 적합하다. 複모드 혼은 最初에 P. D. Potter에 의해서 導波管에 不連續 스텝(step)을 두어 實現되었으며,⁴⁾ 그후 T. Satoh가 혼의 내벽에 誘電體 밴드를 삽입하여 實現하였다.⁵⁾

本 論文에서는 複모드 혼에 대하여 TE₁₁ 모드와 TM₁₁ 모드 合成比에 따라 指向性 및 交叉偏波 特性을 解析하고 그 結果로 우리나라 地形 特性에 적합한 放送衛星 搭載用 오프셋 파라볼라 안테나의 最適 一次輻射器를 設計 實驗하였다.

II. 設計 理論

1. 複모드 혼의 輻射電界

一般的으로 開口面 안테나의 回折界는 kirchhoff-huygens의 原理에 의하여 구할 수 있다. 그림 1의 혼 안테나에서 開口面의 電界 分布를 \mathbf{E}_a 라 할 때 輻射電界는 다음과 같이 나타낼 수 있다.⁶⁾

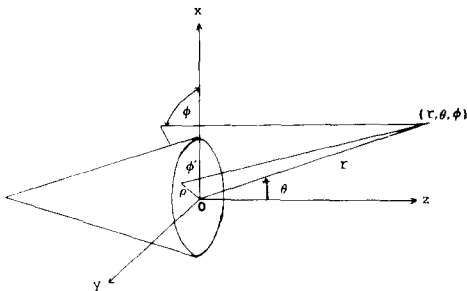


그림 1. 圓錐 혼 안테나의 座標系

Fig. 1. Coordinate of conical horn antennas.

$$\begin{bmatrix} E_{\theta} \\ E_{\phi} \end{bmatrix} = \frac{jk \exp(-jkr)}{2\pi r} a^2 (1 + \cos \theta) \begin{bmatrix} I_{\theta} \\ I_{\phi} \end{bmatrix} \quad (1)$$

단, k 는 自由空間의 傳播定數이고, I_{θ} 와 I_{ϕ} 는

$$I_{\theta} = N_x \sin \phi - N_y \cos \phi$$

$$I_{\phi} = -N_x \cos \phi + N_y \sin \phi \quad (2)$$

이고, N_x 및 N_y 는

$$N = \int_0^1 \int_0^{2\pi} \mathbf{E}_a(t, \phi) \exp[j(Ut \cos(\phi - \phi')) - 2\pi St^2] t dt d\phi' \quad (3)$$

의 x, y 成分이다. 여기서 $U = k a \sin \theta$, $t = \rho/a$ 이며 S 는 혼의 정점을 中心으로 하는 球面과 開口 平面과의 差를 나타내는 quadrature 位相分布로

$$S = \frac{a^2}{2\lambda R}$$

이다. 단, R 은 혼의 slant 길이, a 는 혼의 半徑이다.

複모드 혼 안테나의 開口面 電界 分布 \mathbf{E}_a 는 혼의 開口角이 작다고 假定하면 導波管의 開口面 電界 分布로 생각할 수 있다. 따라서,

$$\mathbf{E}_a = \mathbf{E}_{a_{TE}} + \mathbf{E}_{a_{TM}} \quad (4)$$

처럼 쓸 수 있다.⁷⁾ 여기서 $\mathbf{E}_{a_{TE}}$ 는 TE₁₁ 모드, $\mathbf{E}_{a_{TM}}$ 은 TM₁₁ 모드로 여진된 導波管의 開口面 電界 分布로 x 偏波 및 y 偏波에 대하여 각각 다음과 같다.⁸⁾

TE₁₁ 모드 :

$$\begin{aligned} (\mathbf{E}_{a_{TE}})_x &= A_x [\hat{x} (J_0(\chi_{TE}) + J_2(\chi_{TE}) \cos 2\phi) \\ &\quad + \hat{y} J_2(\chi_{TE}) \sin 2\phi] \end{aligned} \quad (5a)$$

$$\begin{aligned} (\mathbf{E}_{a_{TE}})_y &= A_y [\hat{x} J_2(\chi_{TE}) \sin 2\phi + \hat{y} (J_0(\chi_{TE}) \\ &\quad - J_2(\chi_{TE}) \cos 2\phi)] \end{aligned} \quad (5b)$$

TM₁₁ 모드 :

$$\begin{aligned} (\mathbf{E}_{a_{TM}})_x &= B_x [\hat{x} (J_0(\chi_{TM}) - J_2(\chi_{TM}) \cos 2\phi) \\ &\quad - \hat{y} J_2(\chi_{TM}) \sin 2\phi] \end{aligned} \quad (6a)$$

$$\begin{aligned} (\mathbf{E}_{a_{TM}})_y &= B_y [-\hat{x} J_2(\chi_{TM}) \sin 2\phi + \hat{y} (J_0(\chi_{TM}) \\ &\quad + J_2(\chi_{TM}) \cos 2\phi)] \end{aligned} \quad (6b)$$

여기서, 첨자 x, y 는 각각 x 偏波 및 y 偏波를 나타내고, $\chi_{TE} = 1.841148$, $\chi_{TM} = 3.831706$ 이며, $J_n(\chi)$ 는 n 次 Bessel 函數이다. 또 A 및 B 는 각각 TE₁₁ 모드 및 TM₁₁ 모드의 振幅이다.

圓形 導波管이 x 偏波로 여진된다고 假定하면 式 (5a)와 式 (6a)의 x 偏波 成分을 式 (3)에 代入하여 Bessel 函數 관계 積分 公式

$$\int_0^{2\pi} \begin{bmatrix} \cos n\phi \\ \sin n\phi \end{bmatrix} \exp(jUt \cos(\phi - \phi')) d\phi$$

$$= 2\pi j^n \begin{bmatrix} \cos n\phi \\ \sin n\phi \end{bmatrix} J_n(Ut) \quad (7)$$

을 적용하고 ϕ' 에 관하여 積分함으로써

$$N_x = A_y [(F_0 + \sigma G_0) - (F_2 - \sigma G_2) \cos 2\phi] \quad (8a)$$

$$N_y = A_y (F_2 - \sigma G_2) \sin 2\phi \quad (8b)$$

을 얻는다.

여기서, σ 는 TM_{11} 모드와 TE_{11} 모드의 勵振比로 B_x/A_x 이고, F_0, G_0, F_2, G_2 는

$$F_n = \int_0^1 J_n(X_{TE})'_n(U_i) \exp(-j2\pi S t^2) dt \quad (9a)$$

$$G_n = \int_0^1 J_n(X_{TM}) J_n(U_i) \exp(-j2\pi S t^2) dt \quad (9b)$$

이며, $n=0, 2$ 이다.

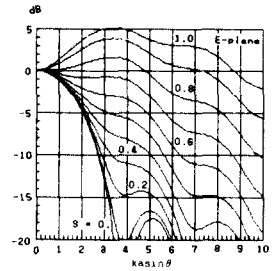
式(9)를 式(1)에 대입하여 複모드 혼 안테나의 輻射 패턴을 구할 수 있다. 勵振比 σ 가 0 이면 圓錐 혼 안테나는 TE_{11} 모드로 여진된 경우가 된다.

2. 圓錐 혼 設計

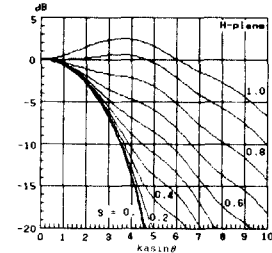
複모드 혼 안테나는 TE_{11} 모드로 여진된 혼과 比較할 때 H面 패턴은 변하지 않으면서, E面 패턴과 交叉偏波 特性이 개선된다. 이와같은 複모드 혼의 設計는 요구되는 edge taper에 있어서 빔幅이 TE_{11} 모드 여진시의 H面 빔幅이 되도록 設計한 후 TE_{11} 모드와 TM_{11} 모드의 勵振比를 적당히 조절하면 사이드로브 레벨 및 交叉偏波 레벨이 낮고, E面, H面の 빔幅을 같게 할 수가 있다.

그림 2는 TE_{11} 모드로 여진된 圓錐 혼 안테나의 輻射 패턴을 式(1)에서 obliquity factor $(1 + \cos \theta)/2$ 을 제외하고, $U = k \sin \theta$ 로 하였을 때의 S變化에 따른 數值計算 結果에 의하여 나타낸 것으로 (a)는 E面 패턴이고 (b)는 H面 패턴이다. 그림에서 동일한 S에 대하여 E面的 빔幅이 H面的 빔幅보다 협소함을 알 수 있다. 그림 2의 輻射 패턴은 圓錐 혼의 形態가 주어졌을 때 TE_{11} 모드 복사 특성을 판단하는데 쓰일 뿐 아니라 원하는 輻射特性을 갖는 圓錐 혼을 設計할 때에도 使用될 수 있다.

圓錐 혼 안테나를 TE_{11} 모드로 여진할 경우 E面, H面 패턴에서의 3dB 또는 10dB 빔幅을 계산할 수 있는 式을 구하기 위해서 式(1)에서 obliquity factor를 제외하고 S를 변화시키면서 E面 및 H面的 電界가 3dB 감소할 때와 10dB 감소할 때의 $2k \sin \theta$ 를 계산하여 S의 函數로서 다음과 같은 多項式으로 나타내



(a)



(b)

그림 2. 圓錐 혼 안테나의 萬能 輻射 패턴

Fig. 2. Universal radiation patterns of conical horn antennas.

(a) E面 패턴. (b) H面 패턴.

었다.

$$BW = \sum_{n=0}^5 A_n S^n \quad (10)$$

여기서, S는 quadrature 位相分布이고, BW는 $2k \sin \theta$ 이다. 式(10)의 係數 A_n 은 E面的 3dB, 10dB, H面的 3dB, 10dB 빔幅에 대하여 表 1에 나타났다. 또한 式(10)으로 표시되는 E面과 H面的 3dB, 10dB 빔幅에 대한 BW 곡선은 그림 3과 같이 나타낼 수 있다.

표 1. 係數 A_n

Table 1. Coefficient A_n .

A_n	3dB BEAM WIDTH : 2U		10dB BEAM WIDTH : 2U	
	E 平面	H 平面	E 平面	H 平面
			$S \leq 0.317$	$S \geq 0.317$
A_1	3.23222	4.07518	5.46272	-739.121
A_2	0.09211	0.00986	0.15797	8030.59
A_3	-0.53228	0.23470	0.32011	-34493.1
A_4	15.2216	1.74556	85.8000	74054.3
A_5	-44.7802	-4.72815	-437.814	-79329.8
A_6	56.0271	7.49361	945.262	33910.8

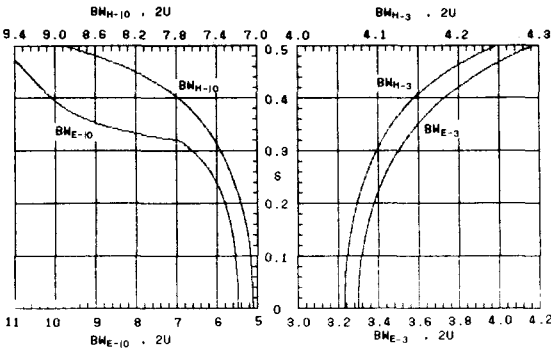


그림 3. 圓錐 혼 안테나의 빔폭곡線
 Fig. 3. Beamwidth curves of conical horn antennas.

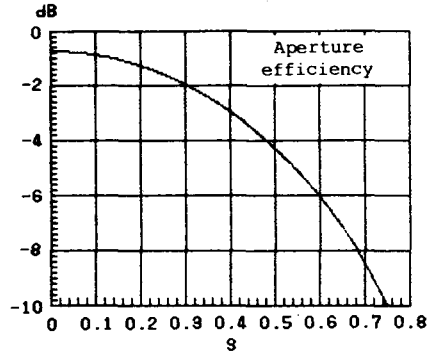


그림 4. 圓錐 혼 안테나의 開口能率
 Fig. 4. Aperture efficiency of conical horn antennas.

3dB 빔폭 또는 10dB 빔폭이 要求하는 角度가 되도록 圓錐 혼을 設計할 때 우선 quadrature 位相分布 S를 適當히 選定하고 式(10) 또는, 그림 3에서 選定된 $2k \sin \theta$ 인 BW를 구한 다음 obliquity factor $(1 + \cos \theta)/2$ 를 감안한 kelleher의 관계식¹⁾을 이용하여 혼의 반경 a를 구하고, a와 S에서 혼의 slant length R을 구하면 된다. 또한 3dB 빔폭 또는 10dB 빔폭에 맞추어 設計할 경우는 그림 2를 이용한다.

複모드 圓錐 혼인 경우는 그림 3이나 式(10)에서 H면 빔폭에 맞추어 혼을 設計한 후 여진비 σ 를 결정하면 된다.

圓錐 혼 안테나의 利得은 開口面 크기와 quadrature 위상분포 S에 관계하며 다음 式으로 計算된다.

$$G = 20 \text{Log}(2\pi a/\lambda) + GF \quad (11)$$

단, GF는 開口面의 電界分布 및 位相에 의한 損失을 나타내는 gain factor로 다음 式으로 나타낼 수 있다.

$$GF = - \sum_{n=0}^{\infty} B_n S^n \quad (12)$$

단, 계수 B_n 은 $B_0=0.771, B_1=0.241, B_2=9.763, B_3=26.538, B_4=31.601, B_5=27.618$ 이다.

그림 4는 GF를 S에 따라 나타낸 것으로 S가 클수록 즉, 開口角이 클수록 損失이 증가한다. 따라서 혼의 設計時 혼의 길이 및 利得을 適當히 조절할 필요가 있다.

3. 複모드 實現

圓錐 혼 안테나를 基本 모드인 TE_{11} 모드로 여진할 경우 開口面에서의 電界分布은 E面에서 均일하고, H面은 cosine分布를 갖는다. 따라서 E面の 빔폭이

H面の 빔폭보다 협소하고, 사이드로브 레벨이 높다. TM_{11} 모드의 電界分布은 H面的 경우 TE_{11} 모드와 유사한 cosine 형인데 반해 E面은 觀部부근에서 극성이 反轉된 分布를 갖는다. 따라서 TE_{11} 모드에 TM_{11} 모드를 適當히 첨가하면 H面的 電界分布은 變化하지 않고 E面的 電界分布만 弱하게 할 수 있다. TE_{11} 모드로 여진된 혼에서 TM_{11} 모드의 發生은 혼의 기저부에 軸 對稱의 스템을 설치함으로써 얻을 수 있으나 이는 비대역이 좁은 短點을 가지고 있다.¹⁾ 그러나 혼 내부 觀벽에 얇은 誘電體 밴드를 裝荷할 경우는 20~30% 정도 비대역을 취할 수 있다.

圓錐 혼 안테나의 내부에 誘電體 밴드를 裝荷하여 複모드 圓錐 혼을 구성할 경우 誘電體 밴드의 位置는 TE_{11} 모드와 TM_{11} 모드 波가 圓錐 혼의 開口面에서 同位相이 되도록 하는 位置이다.

TE_{11} 모드 波와 TM_{11} 모드 波가 혼 内部에 동시에 존재할 때 두 모드의 位相差는 혼을 半徑이 連續의 으로 變化하는 圓形 導波管으로 보고 近似的으로 구할 수 있다. 開口面으로부터의 觀벽을 따른 길이 L 位置에서 두 모드의 位相差 $\Delta\phi^{10}$ 는

$$\Delta\phi = \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - \left(\frac{\chi_{TM E}}{\alpha - (n-1)\Delta L \sin \alpha_0} \right)^2} - \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - \left(\frac{\chi_{TM}}{\alpha - (n-1)\Delta L \sin \alpha_0} \right)^2} \right\} \Delta L \cos \alpha_0 \quad (13)$$

이다. 여기서 $\Delta L = L/N, \alpha_0$ 는 혼의 半開口角이다. 따라서 $\Delta\phi$ 가 2π 의 정수배가 되는 位置 L에 유전체 밴드를 삽입하면 된다.

TM_{11} 모드의 양은 誘電體 밴드의 幅, 두께 및 誘

電體 種類에 따라 달라진다. 誘電體 밴드의 크기는 誘電體의 幅과 두께를 變化시키면서 E면 패턴이 얻어졌을 때의 것으로 하면 된다.

Ⅲ. 複모드 혼의 設計 및 性能 評價

1. 最適 圓錐 혼의 設計

오프셋 파라볼라 反射鏡을 우리나라 放送衛星 搭載用 안테나로 사용할 경우의 바람직한 안테나의 諸元은 다음과 같다.^[10]

半開口角 : 37.1°

오프셋 角 : 40.2°

焦點길이 : 90.67cm

開口面の 直徑 : 140.17cm

여기서 一次輻射器의 17dB 빔幅을 위의 37.1°의 2배인 74.2°로 할 경우 사이드로브 -30dB, 3dB 빔폭 1.3°의 輻射패턴을 얻을 수 있다.

따라서, 다음 輻射特性을 갖는 一次輻射器를 設計 目標로 한다.

設計目標

- 中心周波數 : 11.85GHz
- E면 17dB 빔幅 : 74.2°
- H면 17dB 빔幅 : 74.2°
- 사이드로브 레벨 : 17dB 빔幅 내에 存在하지 않을 것
- 交叉偏波 레벨 : -30dB 以下
- 利得 : 16dB 以上

TE₁₁모드와 TM₁₁모드로 動作하는 複모드 혼 안테나로서 위의 設計 目標值를 만족시키면서 16dB 以上の 高利得을 얻기 위해서는 開口面에서의 電界分布 形態에 따른 損失을 가능한 작게 해야한다. 따라서, S를 0.08로 選定하고 本 論文에서 導出된 그림 2(b)의 H면 萬能 輻射패턴에서 17dB의 $ka\sin\theta$ 를 4.334로 판독하여 圓錐 혼을 設計한 結果는 다음과 같다.

設計된 圓錐 혼의 諸元

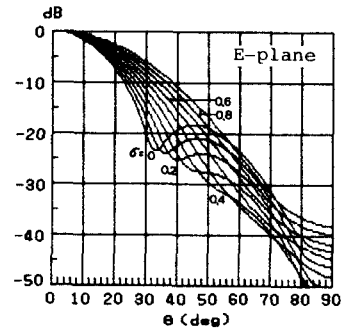
- 開口面の 半徑 : $a=2.833\text{Cm}$
- slant length : $R=19.814\text{Cm}$
- 半開口角 : $\alpha_0=8.22^\circ$
- 開口面에서 導波管까지의 길이 : $L=13.348\text{Cm}$
- 導波管의 直徑 : $D_w=1.809\text{Cm}$

導波管은 圓偏波 發生을 위한 polarizer를 接續하기 위하여 TE₁₁ 모드만 통과시키는 크기 즉, 直徑 1.809cm의 것으로 했다.

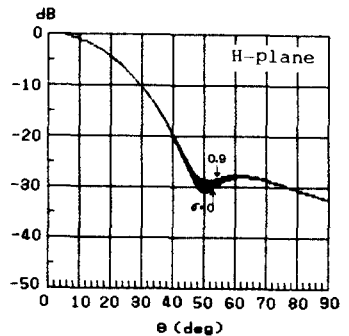
2. 設計된 圓錐 혼의 輻射特性 評價

設計된 圓錐 혼에 대하여 여진비 σ 에 따른 輻射패

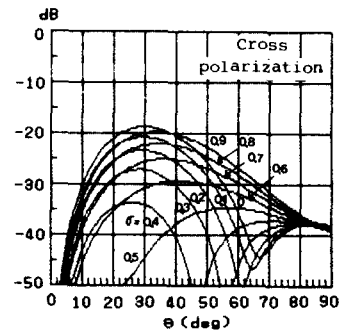
턴을 數值計算하여 輻射特性을 設計 目標值와 比較 檢討함으로써 最適 여진비 σ 를 결정한다. 그림 5는 設計된 圓錐 혼을 TM₁₁모드와 TE₁₁모드의 勵振比 σ (0부터 0.9까지 0.1씩 증가)에 따라 計算한 輻射 패턴이다. (a)는 E면 패턴으로 σ 가 증가할 수록 빔幅은 넓어지고, 사이드로브는 점점 감소하고 있으며 σ 가 0.4보다 크면 완전히 없어진다. 그림 5(b)는 H



(a) E면 패턴



(b) H면 패턴



(c) 交叉偏波 패턴

그림 5. σ 變化에 따른 設計된 圓錐 혼의 輻射패턴
Fig. 5. Radiation patterns of designed conical horn as a function of σ .

面 패턴으로 null point 부근에서 약간의 변화가 있으나 빔 폭 및 사이드로브 레벨에는 전혀 변화가 없다.

H 면의 17dB 빔 폭은 74.2°의 목표치를 만족하는 것으로 나타났고 H 면내의 사이드로브는 17dB 빔 폭 밖에 나타났다. 따라서, 상기設計된圓錐 혼은 H 면 패턴에 있어서設計目標値를 만족한다. 그림 5(c)는 交叉偏波 레벨의變化를 나타낸 것으로 σ 의 증가에 따라서 감소하다가 σ 가 0.5以上이 되면 다시 증가한다.

그림 6은設計된圓錐 혼에 대하여 E 면 내의 사이드로브 레벨, 交叉偏波 레벨, 3dB 빔 폭 내의最大交叉偏波 레벨을 σ 變化에 따라 표시한 것이고, 그림 7은 3dB에 대한 E 면 패턴과 H 면 패턴의 빔 폭比, 10dB에 대한 E 면 패턴과 H 면 패턴의 빔 폭比 및 17dB에 대한 E 면 패턴과 H 면 패턴의 빔 폭比를 세로軸에 나타냈다.

그림 7에서 E 면과 H 면의 3dB 빔 폭은 $\sigma=0.5$ 에서 같고 10dB 빔 폭은 0.48에서, 17dB 빔 폭은 0.43에서 같게 나타났다. 따라서 17dB 빔 폭이 같아지도록 하기위해서 輻射比를 0.43으로 할경우 17dB 빔 폭이 74.2°로 H 면의 17dB 빔 폭과 같아지며, 사이드로브는 그림 5, 6에서 완전히 사라지며, 交叉偏波 레벨은 그림 6에서 -30dB 이하가 되어設計目標値에 만족하게 된다.

3. 誘電體 裝荷의 位置

誘電體 裝荷 位置는 TE₁₁ 모드波와 TM₁₁ 모드波가 開口面에서 同位相이 되게하는 位置로서 式(13)에 의하여設計한 結果 開口面에서 圓錐 혼의 半径을 따른 길이 8.313cm로 나타났다. 따라서, 이 位置에서 誘電體 밴드의 두께와 幅을 實驗的으로 調整하여 σ

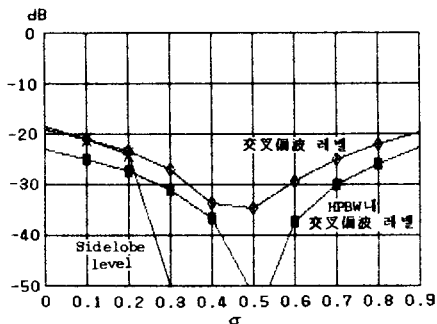


그림 6. σ 變化에 따른設計된圓錐 혼의 사이드로브 레벨 및 交叉偏波 레벨

Fig. 6. Side lobe levels and cross-polar levels of designed conical horn as a function of σ .

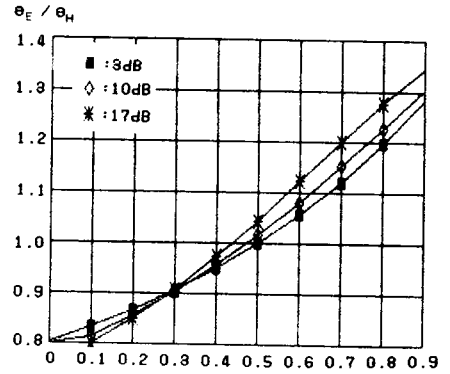


그림 7. σ 變化에 따른設計된圓錐 혼의 E 면과 H 면의 빔 폭比

Fig. 7. E-plane to H-plane beam width ratio of designed conical horn as a function of σ .

= 0.43이 되도록 하면設計目標値를 만족하는最適一次輻射器가 된다.

IV. 實驗 및 檢討

設計製作된 複모드 圓錐 혼 안테나의 性能을 測定하여設計目標値와 比較 檢討함으로써 그 妥當性을 立證한다.

1. Axial ratio 測定

오프셋 파라볼라 안테나를 左旋 圓偏波로 여진하기 위해서는 軸比가 좋은 圓偏波 發生器가 필요하다. 본 測定에서는 그림 8과 같은 圓偏波 發生器를設計製作하여 사용하였으며 내부에 삽입된 誘電體板은 誘電率 2.3의 테프론이다. 모드 變換器는 8.2GHz - 12.4GHz에서 동작하는 systron doner社사의 제품으로서 이는 11.85GHz에서 TE₁₁ 모드만 통과되도록設計製作된 圓偏波發生器와 直경이 다르다. 따라서 taper transducer를 製作하여 모드變換器와 圓偏波發生器 사이에 삽입하여 一次輻射器를 구성했다. 그림 8은 圓偏波로 動作하는 複모드 圓錐 혼 안테나이다.



그림 8. 제작된 複모드 圓錐 혼 안테나

Fig. 8. Experimental dual mode conical horn antennas.

測定 周波數는 우리나라에 할당된 2,4,6,8,10, 12 채널의 대역인 11.7GHz - 12GHz로하고 中心 周波數는 11.85GHz로 했다. 實驗 方法은 送信用 standard horn의 偏波를 고정시키고 設計 제작된 一次輻射器를 45°씩 회전하면서 軸比를 測定했다. 그림9의 測定結果에서 軸比는 11.85 GHz 以下에서 最高 1.2dB, 11.85GHz 以上에서 最低 0.2dB로 나타났다. 測定은 anechoic chamber 내에서 했다.

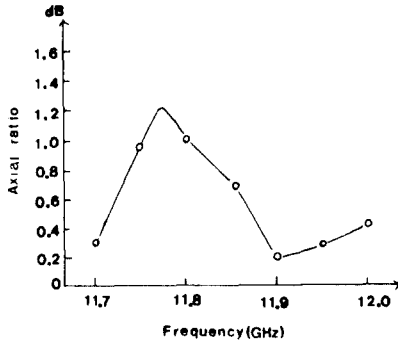


그림 9. 測定된 軸比
Fig. 9. Measured axial ratio.

2. 利得 測定

一次輻射器의 利得은 standard horn의 利得과 比較하여 測定한다. 本 測定에서 사용된 standard horn은 DBG 520-10의 피라미달 혼 안테나 (pyramidal horn antenna)로서 11.7GHz에서 12.6dB, 11.85GHz에서 12.7dB, 12GHz에서 13.8dB의 利得을 갖는다. 設計 製作된 一次輻射器의 利得測定 結果는 全 帶域에 걸쳐 약 16dB 정도 나타났으며 이는 設計 目標值인 16dB以上(算算值 16.1dB)을 잘 만족하고 있다.

3. VSWR 測定

Sweep generator의 周波數를 소정의 範圍에 設定한 다음 方向性 結合器의 入力端子에는 試驗信號를, 出力端子에는 一次輻射器를 接續하여 結合端子의 出力 레벨을 X-Y 레코더에 기록되게 하는 方式으로 return loss를 測定했다. Return loss는 測定周波數 全帶域에 걸쳐 最高 -30dB, 最低 -44dB로서 이는 VSWR로 1.012~1.065이다. 그림10은 測定된 VSWR로서 11.85GHz 부근에서 最低가 된다.

4. 指向性 測定

그림11은 11.85GHz에서 TE₁₁ 모드 여진시 測定한

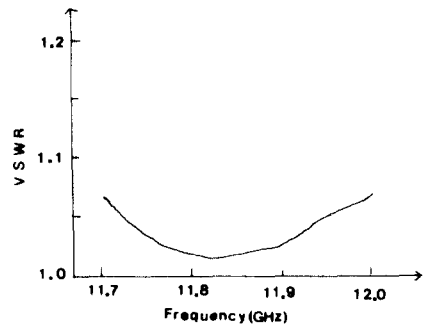
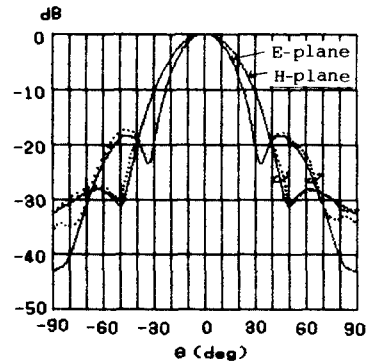
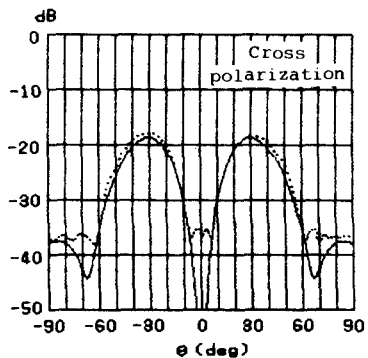


그림10. 測定된 VSWR
Fig. 10. Measured VSWR.

E면 패턴, H면 패턴, 45°面 내의 交叉偏波로서 數值計算 結果와 거의 차이가 없었다. 그림12는 여진비 0.43을 만족하는 誘電體 밴드를 裝荷하고 測定한 輻射 패턴이다. 裝荷된 誘電體 밴드는 誘電率 2.3의 테프론으로, 밴드의 두께와 幅을 변화시켜 가면서

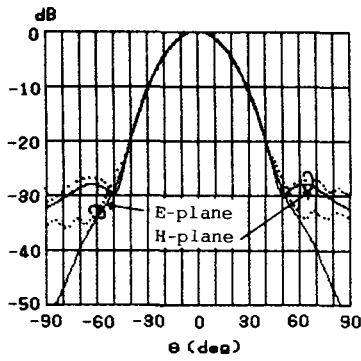


(a)

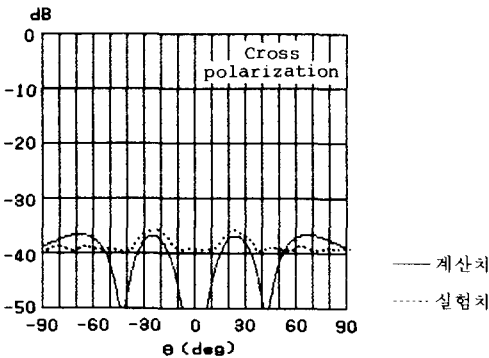


(b)

그림11. TE₁₁ 모드 複射 패턴
Fig. 11. Radiation patterns for TE₁₁ mode.



(a)



(b)

그림12. 複모드($TE_{11}+TM_{11}$) 輻射패턴
Fig. 12. Dual mode($TE_{11}+TM_{11}$) radiation patterns.

TE_{11} 모드파와 TM_{11} 모드파가 同位相이 되는 위치 (혼의 관벽을 따른 길이 8.313cm 되는 위치)에 裝荷하고 E面 패턴을 測定하여 17dB 빔폭이 74.2° 가 되는 크기를 찾는 結果 두께는 3mm, 幅은 2cm 였다.

表 2는 設計 제작된 複모드 圓錐 혼 안테나의 輻射特性에 있어서 設計 目標值, 數值計算 結果, 測定 值등을 比較한것이다. 表 2로부터 設計 제작된 一次 輻射器는 設計 目標值를 충분히 만족하고, 數值計算 結果와도 거의 일치하는 性能을 갖는 것임을 알 수 있다.

V. 結 論

本 論文에서는 1990年代 末까지는 保有될 것으로 기대되는 國內 放送衛星 搭載用 오프셋 파라볼라 안테나의 一次輻射器로서 複모드 圓錐 혼 안테나를 設計 研究하였다. 오프셋 파라볼라 안테나의 最適 一次輻射器를 設計하기 위하여 複모드 圓錐 혼 안테나를 解析하고 그 結果에 의하여 주어진 edge taper

표 2. 설계된 圓錐 혼 안테나 輻射特性
Table 2. Radiation characteristics of designed conical horn antenna.

輻射 特性	設計 目標	E面패턴		H面패턴	
		數值 計算	測定 值	數值 計算	測定 值
HPBW		31.44°	31°	32.96°	33°
10dB 빔폭		57.02°	56°	58.58°	58°
17dB 빔폭	74.2°	73.88°	73°	74.50°	74°
17dB 빔폭 内の 사이드로브	없음	없음	없음	없음	없음
交叉偏波 레벨 利得	-30dB 以下 16dB 以上	-36.8dB	-35.5dB	16.1dB	16dB
軸 比	0.2dB 以下			0.2dB-1.2dB	
VSWR	1.1 以下			1.012-1.065	

에서의 빔폭에 관한 近似式 및 그래프를 導出했다. 導出된 近似式 및 그래프를 이용하면 反射鏡 안테나의 開口角이 주어졌을 때 最適 一次輻射器로서의 圓錐 혼 안테나를 精確하게 設計할 수 있을 뿐 아니라, 圓錐 혼의 諸元이 주어졌을 때 빔폭 特性을 간단히 判定할 수 있다.

本 論文에서 國內 放送衛星 搭載用 오프셋 파라볼라 안테나의 一次輻射器로서 設計한 複모드 혼 안테나는 복사패턴에 대한 數值計算 結果 設計 目標值의 輻射特性과 거의 차이가 없었으며, 실제 誘電體 밴드를 혼 内部에 삽입하여 複모드를 얻는 방식으로 製作하여 anechoic chamber에서 實驗 測定한 結果 Ⅲ章 1項의 設計 目標值와 거의 차이가 없음을 확인 하였다.

參 考 文 獻

- [1] A.W. Rudge and N.A. datia, "Offset parabolic reflector antenna: a review," *Proc. IEEE*, vol. 66, pp. 1592-1618, Dec. 1978.
- [2] P.J.B. Clarricoats and A.D. Olver, *Corrugated Horns for Microwave Antenna*, Peter Peregrinus, 1984.
- [3] B.M. Thomas, "Design of corrugated conical horns," *IEEE Trans. AP-26*, no. 2, pp. 367-372, March 1978.
- [4] P.D. Potter, "A new horn antenna with suppressed sidelobe and equal beamwidths," *Microwave Journal*, 6, p. 71, June 1963.
- [5] Toshio Satoh, "Dielectric loaded horn

antenna," *IEEE Trans. AP-20*, pp. 199-201, 1972.

[6] S. Silver, *Microwave Antenna Theory and Design*, (Radiation Lab. Series vol. 12). New York: Dover, 1965, Ch. 10

[7] J.S. Cook, E.M. Elan and H. Zucker, "The open cassegrain antenna: part I. electromagnetic design and analysis," *B.S.T.J.*, vol. 44, pp. 1255-1300, Sept., 1965.

[8] S.I. Ghobrial, "Off-axal cross-polarization efficiencies of reflector antennas," *IEEE Trans. AP-27*, no. 4, pp. 460-466, July 1979.

[9] T. A. Milligan, *Modern Antenna Design*, New York: McGraw-Hill, 1985.

[10] 朴禮基, 崔學根 外, "國內 衛星 텔레비전 放送 안테나 設計 및 開發研究" 文教部 最終 報告書, 1987. *

著 者 紹 介



崔 學 根 (正會員)

1956年 3月 18日生. 1979年 2月 고려대학교 전자공학과 졸업 학사 학위 취득. 1981年 2月 고려대학교 대학원 전자공학과 졸업 석사 학위 취득. 1988年 2月 고려대학교 대학원 전자공학과 졸업 박사 학위 취득. 1981年 3月~현재 대우공업전문대학 전자통신과 전임강사, 조교수. 주관심분야는 안테나 및 전파전송, Microwave, 위성통신 등임.



朴 禮 基 (正會員)

1923年 11月 28日生. 1946年 7月 경성대학 전기공학과 졸업 학사학위 취득. 1967年 4月 일본 도오호구대학 공학박사 학위 취득. 1957年 3月~1959年 10月 전북대학교 조교수. 1959年 10月~1961年 4月 교통부항공대학 부교수. 1961年 10月~1970年 2月 한양대학교 교수. 1970年 3月~현재 고려대학교 전자공학과 교수. 주관심 분야는 안테나 및 전파전송, Microwave, 위성통신 등임.



朴 鍾 浩 (準會員)

1964年 2月 4日生. 1988年 2月 고려대학교 전자공학과 졸업. 학사 학위 취득. 1988年 3月 고려대학교 대학원 전자공학과 재학중. 주관심분야는 안테나 및 전파전송, Microwave 등임.