

國內 放送 衛星을 위한 오프셋 파라볼라 안테나의 設計에 關한 研究

(A Study on the Design of an Offset Parabolic Antenna for the Domestic Broadcasting Satellite)

崔 學 根,** 朴 聖 龍,* 朴 檉 基**

(Hak Kuen Choi, Sung Lyong Park and Cheong Kee Park)

要 約

오프셋 파라볼라 안테나의 輻射特性을 빠른 시간에 判定할 수 있는 近似式을 제시하고 數值計算 結果와 比較함으로써 그 타당성을 입증하였다. 또한 本 論文에서 導出된 近似式을 사용하여 國內 地形 特性에 적합한 放送衛星 搭載用 오프셋 파라볼라 안테나를 設計 製作하고 實驗했다. 實驗 結果는 비 교적 設計 目標值에 근접하는 것으로 나타났다.

Abstract

Simple formulas for evaluating the radiation characteristics of an offset parabolic antennas are presented. The validity of the proposed equations was verified by comparing the results with the numerical calculation. The offset parabolic antenna for the domestic broadcasting satellite has been designed by using of simple formulas. The radiation patterns of the designed offset parabolic antenna show good agreement with experimental results.

I. 序 論

마이크로파 대의 地上通信이나 衛星通信에서는 通信回線의 증가에 따른 回線 相互간의 간섭량을 줄이기 위하여 사이드로브 레벨이 낮은 안테나의 필요성이 증대되고 있다. 현재 주로 사용되고 있는 축대칭 안테나에서는 一次輻射器, 副反射鏡, 지지대에 의한 브로킹 및 산란 때문에 廣角 低 사이드로브 特性을

얻기 힘들다. 따라서 앞으로는 一次輻射器를 反射鏡의 開口面 밖에 설치한 오프셋 형식의 안테나^{1,2)}가 널리 사용될 전망이다. 오프셋 형식의 안테나에는 혼 리플렉터 안테나(horn reflector antenna), 오프셋 카세그레인 안테나(offset cassegrain antenna), 오프셋 파라볼라 안테나(offset parabolic antenna) 등이 있다. 이중 오프셋 파라볼라 안테나는 구조가 간단하고 소형, 경량일 뿐 아니라 廣角 低 사이드로브 特性을 가지며, 특히 焦點 근처에 여러개의 혼 안테나를 배열하여 요구하는 빔 패턴을 成形하기에 적합하여 衛星 搭載用 안테나³⁾로도 널리 사용되고 있다. 우리나라도 1990년대 후반에는 獨自衛星이 확보될 것으로 보아 이 분야의 研究가 주목되고 있다.

현재 오프셋 파라볼라 안테나에 관한 研究로는 비

*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.)
接日受字: 1988年 9月 24日
(※ 本 論文은 1987年度 文教部 學術研究造成費에 의하여 이루어졌음.)

교적 짧은 시간에 輻射 패턴을 정확하게 계산하는 방법이나^(4,5) 一次 輻射器를 焦點 平面에 배열하여 成形 빔 (shaped beam) 또는 멀티빔 (multi-beam)을 구성하는 방법⁽⁶⁾ 등이 주로 이루어지고 있다. 그러나 오프셋 파라볼라 反射鏡의 형태가 주어졌을 때 輻射特性을 간단히 評價할 수 있는 방법이나 주어진 輻射特性을 만족시키는 오프셋 파라볼라 反射鏡의 設計에 關한 研究는 좀처럼 이루어지고 있지 않다.

따라서 本 論文에서는 Jacobi-Bessel 級數^(4,5,7) 展開法을 적용하여 오프셋 파라볼라 안테나를 解析하고, 反射鏡의 형태와 一次 輻射器의 輻射 패턴에 따른 輻射特性의 변화를 고찰하여 그 결과로부터 빠른 시간내에 輻射特性을 評價할 수 있는 近似式을 導出했다.

導出된 近似式은 主偏波 패턴(copolar radiation pattern)의 半電力幅 (HPBW : half power beam width), 첫번째 널 포인트 (FNP : first null point), 첫번째 사이드로브 레벨 (FSL : first side lobe level), 첫번째 사이드로브의 위치 (FSP : first side lobe position)를 판정하는 式과 交叉偏波 패턴(cross-polar radiation pattern)의 最大 交叉偏波 레벨 (MCPL : maximum cross-polarization level), 最大 交叉偏波 位置 (MCP : maximum cross-polarization position)를 판정하는 式 그리고 spillover 效率와 開口面 效率를 판정하는 式이다.

導出된 近似式의 사용 가능성을 보이기 위하여 參考文獻(13)의 輻射 패턴에 대해서 近似式에 의한 계산결과와 수치계산에 의한 결과를 比較 檢討하였으며, 또한 導出된 近似式을 이용하여 우리나라 地形特性에 적합한 12GHz대의 放送衛星 搭載用 오프셋 파라볼라 안테나를 設計 製作하고 實驗했다.

II. 輻射電界 解析

1. 輻射電界式의 變形

그림 1의 오프셋 파라볼라 反射鏡에서 表面電流密度 (surface current density) \vec{J}_s 에 의하여 輻射되는 far-field \vec{E} 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.^(8,9)

$$\vec{E} = -\frac{j k \eta}{4 \pi R} \exp(jkR) \{ \vec{I} - \hat{R} \hat{R} \} \cdot \vec{T} \quad (1)$$

여기서 $j = \sqrt{-1}$, $k = 2\pi/\lambda$, $\eta = 120\pi$, $\vec{I} = \hat{R} \hat{R} + \hat{\theta} \hat{\theta} + \hat{\phi} \hat{\phi}$ 이고

$$\vec{T} = \iint_{S_0} \vec{J}_s \cdot \exp(jk\vec{r}' \cdot \hat{R}) dS' \quad (2)$$

이다. 式(2)에서 S_0 는 오프셋 파라볼라 反射鏡의 表面, \vec{r}' 는 원점으로부터 反射鏡 表面의 한점 $(x', y',$

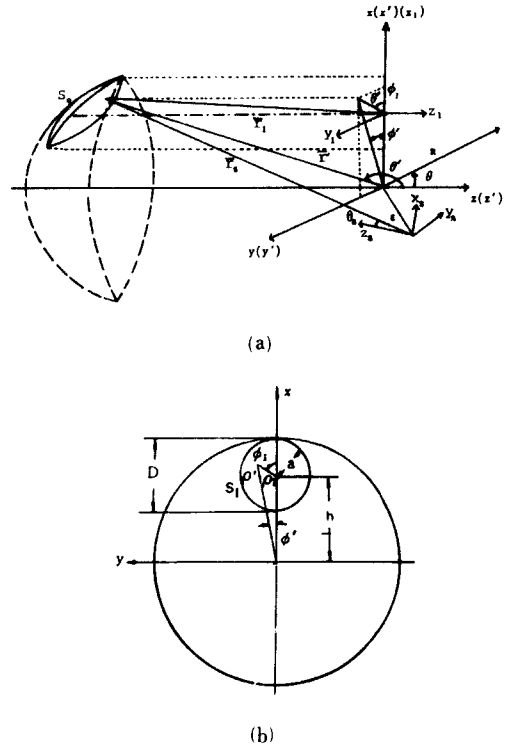


그림 1. 오프셋 파라볼라 안테나의 機何學的 構造
(a) 反射鏡 (b) 開口面
Fig. 1. Geometry of offset parabolic antenna.
(a) reflector. (b) aperture.

$z')$ 로 향하는 位置 벡터, \hat{R} 은 원점으로부터 觀測點 (θ, ϕ) 로 향하는 單位 벡터로서

$$\hat{R} = \sin \theta \cos \phi \hat{x} + \sin \theta \sin \phi \hat{y} + \cos \theta \hat{z} = U \hat{x} + V \hat{y} + W \hat{z}$$

이며, 表面電流密度 \vec{J}_s 는 物理光學近似 (physical -optics approximation)

$$\vec{J}_s = 2 \hat{n} \times \vec{H}_1 \quad (3)$$

로 부터 구해진다. 여기서 \hat{n} 은 오프셋 파라볼라 反射鏡 表面에서의 法線 單位 벡터이고, \vec{H}_1 는 入射磁界이다. \vec{H}_1 는 一次 輻射器의 座標 (r_s, θ_s, ϕ_s) 를 사용하여 나타내면 다음과 같다.⁽⁶⁾

$$\vec{H}_1 = \frac{1}{\eta} \hat{r}_s \times \vec{E}_1 \quad (4)$$

$$\vec{E}_1 = \frac{\hat{e} - jkr_s}{4\pi r_s} \{ \hat{\theta}_s U_1(\theta_s, \phi_s) + \hat{\phi}_s U_2(\theta_s, \phi_s) \} \quad (5)$$

여기서, $U_1(\theta_s, \phi_s)$ 와 $U_2(\theta_s, \phi_s)$ 는 一次輻射器의 패턴函數이다.

式(2)는 反射鏡 表面 S_0 에 대한 積分式으로 표현되어 있으므로 Jacobian 變換을 사용하여 焦點 平面에 위치한 開口面 S_1 에 대한 積分式으로 바꾸면 다음과 같다.

$$\bar{T} = a^2 \exp(jk h U) \int_0^1 \int_0^{2\pi} \bar{J}_e(t, \phi_1) \exp(jk W z_1) \exp[jk a t \sin \theta \cos(\phi - \phi_1)] t dt d\phi_1 \quad (6)$$

여기서 h 는 축 대칭 파라볼라 反射鏡의 回轉 軸으로부터 오프셋 파라볼라 反射鏡의 開口面 중심까지의 높이, a 는 開口面의 半徑, $t = \rho_1/a$ 이고, \bar{J}_e 는

$$\bar{J}_e = \bar{J}_s \sqrt{1 + \left(\frac{\partial z_1}{\partial x_1}\right)^2 + \left(\frac{\partial z_1}{\partial y_1}\right)^2}$$

이다.

式(6)의 積分式은 積分記號 내에 指數項 $\exp(jk W z_1)$ 이 없다. Fourier 變數를 이용하여 계산할 수 없다. 그러나 이 指數項을 적당히 변형하면 급격히 수렴하는 Fourier 變數의 級數로 바꿀 수 있다.¹⁰⁾

이를 실현하기 위하여 오프셋 파라볼라 안테나의 최대빔 방향을

$$(U_m, V_m, W_m) = (\sin \theta_m \cos \phi_m, \sin \theta_m \sin \phi_m, \cos \theta_m)$$

으로 가정하고, Fourier 變換의 核函數(kernel function)의 중심이 이 방향에 있도록 式(6)을 변형하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \bar{T} = a^2 \exp \left[jk \left(hU + \left(\frac{h^2}{4F} - F \right) W \right) \right] \int_0^1 \int_0^{2\pi} \bar{J}_e(t, \phi) \exp \left(jk \frac{a^2}{4F} t^2 W \right) \exp [jk a t (C_u \cos \phi_1 + C_v \sin \phi_1)] \exp [jk a t B \cos(\Phi - \phi_1)] t dt d\phi_1 \quad (7) \end{aligned}$$

여기서 F 는 反射鏡의 焦點길이, C_u 와 C_v 는 최대빔 방향 (U_m, V_m, W_m) 에서 Fourier 變換의 核函數의 B 가 0이 되도록 하기 위한 상수로서

$$C_u = U_m + \frac{h}{2F} W_m, \quad C_v = V_m$$

이고, B 와 Φ 는

$$B = \sqrt{(V - V_m)^2 + \left[(U - U_m) + \frac{h}{2F} (W - W_m) \right]^2}$$

$$\Phi = \tan^{-1} \frac{V - V_m}{(U - U_m) + \frac{h}{2F} (W - W_m)}$$

이다.

式(7)에서 積分記號 내의 첫번째 指數項만 觀測角에 관계하고 있으므로 이 項이 觀測角의 어느 범위에서 일정하게 된다면 積分計算에 있어서 이 項의 영향은 무시될 수 있다. 따라서 積分計算에 가장 큰 영향을 미치는 최대빔 방향과 開口面 테두리 근처에서 크기가 거의 0인 Δ 를 다음과 같이 정의한다.

$$\Delta = \frac{a^2}{4F} (t^2 - 1) (W - W_m) \quad (8)$$

式(8)을 式(7)에 대입하여 정리하면

$$\begin{aligned} \bar{T} = a^2 \exp \left[jk \left(hU + \left(\frac{h^2}{4F} - F \right) W + \frac{a^2}{4F} (W - W_m) \right) \right] \int_0^1 \int_0^{2\pi} \bar{K}_e \exp(jk \Delta) \exp(jk a t B \cos(\Phi - \phi_1)) t dt d\phi_1 \quad (9) \end{aligned}$$

와 같이 된다. 여기서

$$\begin{aligned} \bar{K}_e = \bar{J}_e \exp \left(jk \frac{a^2}{4F} t^2 W \right) \exp(jk a t (C_u \cos \phi_1 + C_v \sin \phi_1)) \quad (10) \end{aligned}$$

이다. 式(9)에서 Δ 만 積分變數와 觀測角의 變數에 관계하지만 Δ 는 $\exp(jk \Delta) \approx 1$ 인 觀測角 범위에서는 매우 작은 값을 가지므로 $\exp(jk \Delta)$ 를 Taylor 級數로 전개하여 式(9)에 대입하면 다음과 같다.

$$\bar{T} = a^2 \exp \left[jk \left(hU + \left(\frac{h^2}{4F} - F \right) W + \frac{a^2}{4F} (W - W_m) \right) \right] \sum_{p=0}^{\infty} \bar{T}_p \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \bar{T}_p = \frac{(jk)^p}{p!} \left[\frac{a^2}{4F} (W - W_m) \right]^p \int_0^1 \int_0^{2\pi} \bar{Q}_p \exp(jk a t B \cos(\Phi - \phi_1)) t dt d\phi_1 \quad (12) \end{aligned}$$

여기서 $\bar{Q}_p = \bar{K}_e (t^2 - 1)^p$ 이다.

式(12)는 최대빔 방향 W_m 근처에서 급격히 수렴하고 Fourier 變換 형태를 갖추고 있으므로 직각 좌표계에서 나타내지는 FFT(fast fourier transform) 방법을 이용하여 수치계산 될 수 있다. 그러나 오프셋 파라볼라 안테나의 開口面은 圓形이므로 FFT 方法 보다는 Jacobi 多項式 方法을 사용하는 것이 더 유리하다.¹⁰⁾

2. Jacobi 多項式的 適用

式(12)의 積分式을 級數 형태로 표현하기 위해 \bar{Q}_P 를 2 차원 Fourier 級數와 modified Jacobi^[4,5,12] 多項式을 사용하여 다음과 같이 나타낸다.

$$\bar{Q}_P = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} [{}_P\bar{C}_{nm} \cos n\phi_1 + {}_P\bar{D}_{nm} \sin n\phi_1] F_m^n(t) \quad (13)$$

단, $F_m^n(t)$ 는 modified Jacobi 多項式으로 다음과 같이 정의된다.^[4,5]

$$F_m^n(t) = \sqrt{2(n+2m+1)} P_m^{n,0}(1-2t^2) t^n$$

여기서 $P_m^{n,0}(X)$ 는 Legendre 多項式이다.

式(13)을 式(12)에 대입하고, Bessel 函數에 관한 積分公式^[11]

$$\int_0^{2\pi} \begin{bmatrix} \cos nx' \\ \sin nx' \end{bmatrix} \exp[jz \cos(x'-x)] dx' = 2\pi j^n \begin{bmatrix} \cos nx \\ \sin nx \end{bmatrix} J_n(z)$$

와 modified Jacobi 多項式과 Bessel 函數의 곱에 대한 積分公式^[4,7]

$$\int_0^1 F_m^n(x) J_n(ax) x dx = \sqrt{2(n+2m+1)} \frac{J_{n+2m+1}(a)}{a}$$

를 이용하여 정리하면

$$\bar{T} = 2\pi \frac{(jk)^P}{P!} \left[\frac{a^2}{4F} (W-W_m) \right]^P \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} j^n [{}_P\bar{C}_{nm} \cos n\Phi + {}_P\bar{D}_{nm} \sin n\Phi] \sqrt{2(n+2m+1)} \frac{J_{n+2m+1}(kaB)}{kaB} \quad (14)$$

가 된다. 식(14)의 계수 ${}_P\bar{C}_{nm}$, ${}_P\bar{D}_{nm}$ 은 modified Jacobi 多項式的 직교성질로부터 구해지며 그 결과는 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} {}_P\bar{C}_{nm} \\ {}_P\bar{D}_{nm} \end{bmatrix} = \frac{\epsilon_n}{2} \int_0^{2\pi} \int_0^1 \bar{Q}_P \begin{bmatrix} \cos n\phi_1 \\ \sin n\phi_1 \end{bmatrix} F_m^n(t) t dt d\phi_1 \quad (15)$$

여기서, ϵ_n 은 Neumann 상수로서 $n=0$ 이면 1이고 $n>0$ 이면 2이다.^[12]

이상으로부터 오프셋 파라볼라 안테나의 輻射電界는

$$E = -\frac{j\omega\mu_0}{2R} \exp(-jkR) a^2 \exp \left[jk \left(hU + \left(\frac{h^2}{4F} - F \right) W + \frac{a^2}{4F} (W - W_m) \right) \right] \left[(\bar{I} - \hat{R}\hat{R}) \cdot \sum_{p=0}^{\infty} \frac{(jk)^P}{P!} \left[\frac{a^2}{4F} (W - W_m) \right]^P \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} j^n [{}_P\bar{C}_{nm} \cos n\Phi + {}_P\bar{D}_{nm} \sin n\Phi] \sqrt{2(n+2m+1)} \frac{J_{n+2m+1}(kaB)}{kaB} \right] \quad (16)$$

가 된다.

III. 輻射特性에 關한 近似式

오프셋 파라볼라 안테나의 輻射特性을 評價하기 위해서는 輻射패턴을 계산하여야 한다. 그러나 이것은 계산시간이 오래 걸린다. 여기서는 오프셋 파라볼라 안테나의 형태와 一次輻射器의 輻射패턴이 주어졌을 때 빠른 시간내에 輻射特性을 評價할 수 있는 近似式을 導出한다.

式(5)의 패턴 函數 $U_1(\theta_s, \phi_s)$ 와 $U_2(\theta_s, \phi_s)$ 를 다음과 같이 가정한다.

$$U_1(\theta_s, \phi_s) = \cos^q \theta_s \sin \phi_s, \quad U_2(\theta_s, \phi_s) = \cos^q \theta_s \cos \phi_s \quad (17)$$

단, q 는 反射鏡의 테두리에서 一次輻射器의 輻射패턴에 대한 edge taper를 나타내는 값으로

$$q = \frac{-ET(\text{dB})}{20 \text{LOG}(\cos \theta_e)}$$

로부터 구해진다. ET(dB)는 edge taper를 dB로 나타낸 값이고 θ_e 는 오프셋 파라볼라 反射鏡의 半開口角이다. 그림 2는 오프셋 파라볼라 反射鏡의 형태를 나타내며, 여기서 θ_o 는 오프셋角, θ_c 는 一次輻射器의 傾斜角이다.

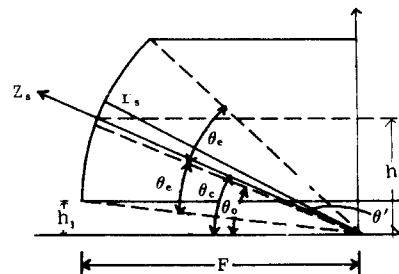


그림 2. 오프셋 파라볼라 反射鏡
Fig. 2. Configuration of offset parabolic reflector.

1. HPBW, FNP, FSL, FSP

오프셋 파라볼라 안테나의 輻射特性을 나타내는 HPBW, FNP 및 FSP의 $k \sin \theta$ 값은 反射鏡의 형태에 따라서는 거의 변화하지 않고 一次輻射器의 輻射패턴에 따라서 변화한다. 따라서 주어진 ET (dB)에서 反射鏡의 형태(焦點길이F, 半開口角 θ_e , 오프셋角 θ_o)를 변화시켜 가면서 式(16)으로부터 HPBW, FNP, FSP에 대한 $k \sin \theta$ 값들을 계산하여 각각 평균값을 구함으로써 HPBW, FNP, FSP에 대한 近似式을 다음과 같이 나타낸다.

$$HPBW(^{\circ}) = 2 \sin^{-1} \left[\frac{1}{ka} \sum_{n=0}^5 A_n PD^n \right] \quad (18)$$

$$FNP(^{\circ}) = \sin^{-1} \left[\frac{1}{ka} \sum_{n=0}^5 B_n PD^n \right] \quad (19)$$

$$FSP(^{\circ}) = \sin^{-1} \left[\frac{1}{ka} \sum_{n=0}^5 C_n PD^n \right] \quad (20)$$

여기서 PD는

$$PD = 10^{(-ET(dB)/20)}$$

SLL도 HPBW, SLP 및 FNP의 특성과 마찬가지로 단지 ET만의 函數로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$FSL(dB) = - \sum_{n=0}^5 D_n PD^n \quad (21)$$

式(18)~(21)에 대한 係數 A_n, B_n, C_n, D_n 은 表 1에 나타났다. 그림 3은 ET 변화에 따른 HPBW, FNP, FSP, FSL을 나타낸 것으로 ET가 증가할수록 HPBW, FNP, FSP는 증가하고 FSL은 감소함을 알 수 있다.

2. MCPL과 MCPP

오프셋 파라볼라 안테나에서 一次輻射器의 E면 패턴과 H면 패턴이 완전히 같다고 해도 反射鏡의 축비대칭 성질 때문에 交叉偏波가 발생한다. 交叉偏波

표 1. 係數 A_n, B_n, C_n 과 D_n
Table 1. The coefficients A_n, B_n, C_n , and D_n .

n	A_n	B_n	C_n	D_n
0	2.26709	7.33812	7.59535	-45.8677
1	-2.93288	-19.1478	-12.8466	145.263
2	7.41140	54.1469	35.1139	-385.852
3	-10.8236	-83.2057	-52.8143	567.242
4	8.11910	64.1990	40.1483	-424.063
5	-2.41920	-19.4691	-12.0450	125.661

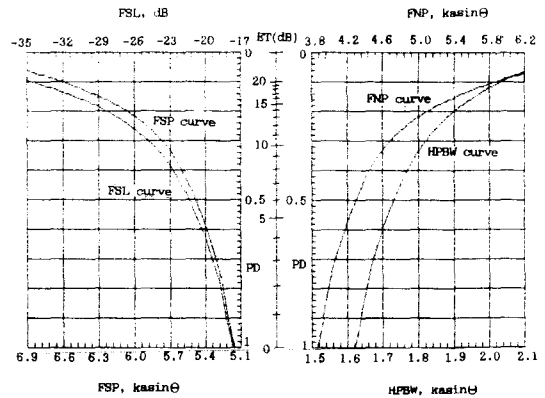


그림 3. 輻射特性 曲線
Fig. 3. Radiation characteristics curves.

레벨은 輻射特性이나 사이드로브 特性과는 달리 反射鏡의 半開口角 θ_e , 오프셋角 θ_o 및 ET (dB)에 따라 변화한다. 그림 4는 ET=10dB일 때 θ_e, θ_o 에 따른 交叉偏波 레벨의 변화를 나타내 것으로 θ_e 와 θ_o 가 작을수록 낮아짐을 알 수 있다. 따라서 이 세가지의 요소를 모두 고려하여 交叉偏波 레벨 MCPL을 다음과 같이 近似式으로 나타낼 수 있다.

$$MCPL(dB) = -57.24 + K_o + K_e - 0.123ET \quad (22)$$

여기서

$$K_o(dB) = \sum_{n=0}^3 E_n (\theta/10)^n \quad (23)$$

이고

$$K_e(dB) = \sum_{n=0}^3 F_n (\theta/10)^n \quad (24)$$

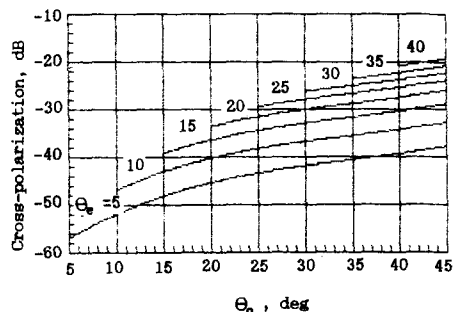


그림 4. θ_o 와 θ_e 의 변화에 따른 交叉偏波 레벨
Fig. 4. Cross-polarization levels as a function of θ_o and θ_e .

이다. 式(23)의 係數 E_n 은 $E_0 = -5.92$, $E_1 = 14.89$, $E_2 = -3.584$, $E_3 = 0.344$ 이고, 式(26)의 係數 F_n 은 $F_0 = -5.936$, $F_1 = 14.89$, $F_2 = -3.527$, $F_3 = 0.344$ 이다.

그림 5는 θ_0 와 θ_e 변화에 따라 K_0 (dB)와 K_e (dB)를 나타낸 것으로 θ_0 및 θ_e 가 20° 이하에서는 K_0 와 K_e 가 거의 같게 나타난다.

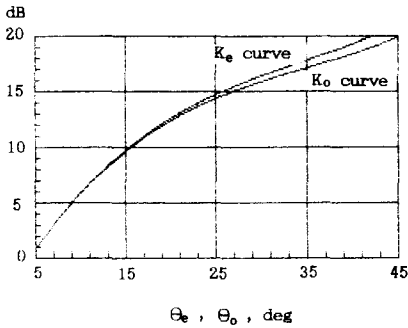


그림 5. K_e 와 K_0 曲線
Fig. 5. K_e and K_0 curves.

交叉偏波의 最大 레벨位置 MCPP는 거의 一次輻射器의 edge taper에 따라 변화한다. 따라서 交叉偏波의 位置 MCPP는 HPBW, FNP 및 FSP을 구할 때와 동일한 방법으로 구하여 그 결과를 나타내면 다음과 같다.

$$MCPP(^{\circ}) = \sin^{-1} \left[\frac{1}{ka} \sum_{n=0}^3 G_n (ET/100)^n \right] \quad (25)$$

式(25)의 係數 G_n 은 $G_0 = 2.305$, $G_1 = 1.278$, $G_2 = 2.006$, $G_3 = 0.501$ 이다.

그림 6은 ET(dB) 변화에 따른 交叉偏波의 位置를 나타낸 것으로 ET 증가에 따라 증가함을 알 수 있다.

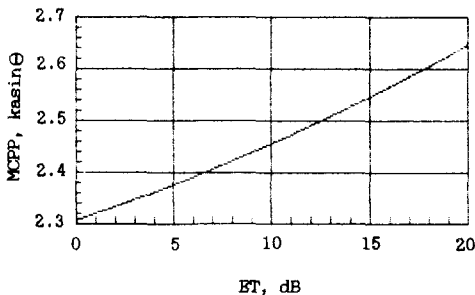


그림 6. MCPP 曲線
Fig. 6. MCPP curve.

3. Spillover效率과 開口面 效率

오프셋 파라볼라 안테나의 效率는 다음 각 요소로 분해할 수 있다.¹⁵⁾

$$\eta = \eta_f \eta_t \eta_s \eta_a$$

여기서 η_f 는 一次輻射器의 效率이고 η_t 는 反射鏡面의 凹凸에 의하여 電波가 散亂되어 생기는 利得의 저하를 나타내는 效率이다. spillover 效率 η_s 는 一次輻射器로부터 輻射된 電力과 反射鏡에 도달되는 電力의 비로서 一次輻射器의 ET에 따라 변화한다. Spillover 效率에 대한 近似式은 다음과 같이 나타낼 수 있다.¹⁵⁾

$$\eta_s = 1 - 0.88 \exp(-0.23ET) \quad (26)$$

η_a 는 開口面 效率로서 開口面 電界의 taper 정도, 位相 誤差, 交叉偏波 발생에 의한 손실 등에 관계한다. η_a 에 대한 近似式은 다음과 같이 나타낼 수 있다.¹⁵⁾

$$\eta_a = \frac{1}{0.9 + 0.095 \exp(0.087ET)} \quad (27)$$

그림 7은 ET 변화에 따른 η_s , η_a 및 $\eta_s \times \eta_a$ 를 나타낸 것으로 ET를 증가시킬 수록 η_s 는 증가하나 η_a 는 감소함을 알 수 있다. $\eta_s \times \eta_a$ 는 ET=11dB 근방에서 최대값을 가지므로 오프셋 파라볼라 안테나 설계시 一次輻射器의 ET를 이 근방의 값이 되도록 하면 최대의 效率를 얻을 수 있다. 그러나 사이드로브 레벨이 낮은 안테나를 설계할 때는 $\eta_s \times \eta_a$ 가 다소 감소한다 해도 그림 3에서 보는 바와 같이 ET를 증가시켜야 할 것이다. 따라서 오프셋 파라볼라 안테나를 설계할 때 η_a 와 η_s 사이에 적절한 타협이 이루어져야 한다.

4. 比較 및 檢討

表 2는 參考文獻(13)의 오프셋 파라볼라 안테나

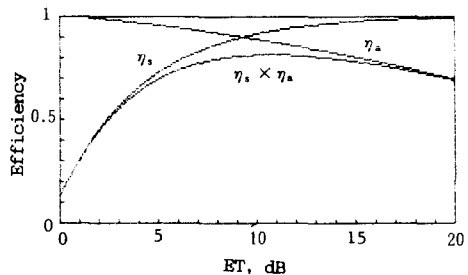


그림 7. ET 변화에 따른 效率
Fig. 7. Efficiencies as a function of ET.

($F=22.7\lambda$, $\theta_o=44^\circ$, $\theta_e=30^\circ$, $ET=12\text{dB}$)에 대하여 本 論文에서 도출된 近似式에 의한 결과와 수치계산 결과(輻射패턴은 參考文獻 [13]의 그림 4 를 比較한 것이다. 表 2에서 보는 바와 같이 두 결과 사이에 차이가 매우 작음을 알 수 있다.

표 2. 輻射特性 比較

Table 2. Comparison of radiation characteristics.

輻射特性	數值計算	本 論文
HPBW (°)	2.35	2.365
FNP (°)	3.20	3.098
FSL (dB)	-26.1	-26.297
FSP (°)	3.8	3.757
MCPL (dB)	-23.165	-22.924
MCPD (°)	1.65	1.873
η_a (%)	83.52	85.48
η_s (%)	94.54	94.43

IV. 放送衛星 搭載用 안테나의 設計 및 測定

1. 빔照射領域

放送衛星 搭載用 안테나 설계시 自國의 빔照射領域이 고려되어야 한다. 적도 상공의 정지위성에 탑재된 送信안테나에 의한 빔照射領域은 衛星의 直下點 부근을 제외하고는 일반적으로 계란 형태가 된다.^[14] 우리나라에 할당된 동경 110° 상공 35,860km의 放送衛星 위치에서 搭載用 안테나의 HPBW의 변화에 따른 빔照射領域은 그림 8 과 같이 나타낼 수 있다.^[15] 그림 8로부터 HPBW가 1.3°이면 우리나라 전 지역을 빔照射領域으로 할 수 있을 것이다.

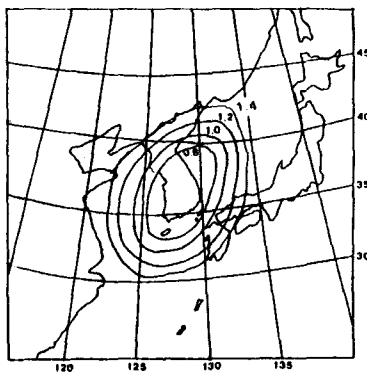


그림 8. 빔照射領域
Fig. 8. Beam coverage area.

2. 오프셋 파라볼라 反射鏡의 設計

HPBW 1.3°를 갖는 放送衛星 搭載用 안테나를 WARC 技術基準을 고려하여 오프셋 파라볼라 안테나로 설계한다. 設計目標은 表 3의 輻射特性으로 한다.

표 3. 設計目標

Table 3. Design specification.

項 目	設計目標	備 考
周波數 帶域	11.7-12GHz	WARC 割當
中心 周波數	11.85GHz	
HPBW	1.3°	그림 8 參考
사이드로브레벨	-30dB	WARC 技術基準
交叉偏波레벨	-33dB	WARC 技術基準
偏波	LHCP	WARC 割當
利 得	42.09dB	參考文獻 [15]

설계순서를 정리하면 다음과 같다.

- 1) 그림 3의 오프셋 파라볼라 안테나의 輻射特性 그래프에서 주어진 FSL에 대한 ET(dB)를 구한다.
- 2) 式(10)에서 오프셋 파라볼라 안테나의 開口面의 直徑을 계산한다.
- 3) 一次輻射器에 의해서 빔이 blocking 되지 않도록 h_1 을 적절히 선택한다.
- 4) 焦點길이 F는 近似式

$$F = \frac{\pi(D+h) \sin \theta_{ms} / \sin(HPBW/2)}{95(1 - \exp(-0.12 \sqrt{D/\lambda}) \cos^{-1}(1 - GL/5))}$$

을 이용하여 구한다.^[15,16] 여기서 D는 開口面의 直徑, θ_{ms} 는 최대 스캔각도(maximum scan angle), GL은 θ_{ms} 에서 허용 가능한 스캔로스(scan loss)로서 보통 3dB로 한다.

- 5) 그림 3의 오프셋 파라볼라 反射鏡의 형태로부터 θ_o , θ_e , θ_c 를 결정한다.
 - 6) 설계된 反射鏡에 대하여 式(16)을 이용하여 輻射패턴을 계산하고 設計目標値와 比較한다. 오차가 있으면 위의 과정을 반복한다.
- 상기 설계순서에 따라 설계된 오프셋 파라볼라 反射鏡의 제원은 表 4와 같다.

3. 測定 및 檢討

1) 利得 測定

그림 9는 설계 제작된 오프셋 파라볼라 안테나이며 사용된 一次輻射器는 $ET=17\text{dB}$ 에서 74.2° 의 빔幅을 갖는 複모드 圓錐 혼이다.^[15] 測定은 오프셋 파라볼

표 4. 設計된 오프셋 파라볼라 反射鏡의 諸元
Table 4. Designed offset parabolic antenna.

D	140.17cm	F	90.67cm
h	75.15cm	h ₁	5.06cm
θ_o	40.2°	θ_e	37.1°
θ_c	45°	ET	17dB



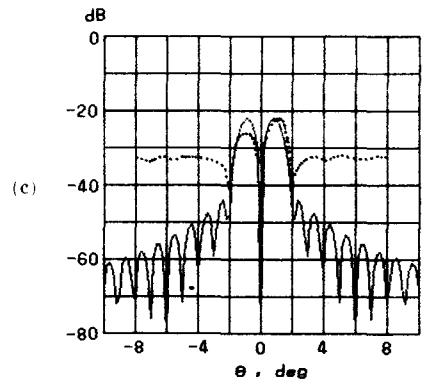
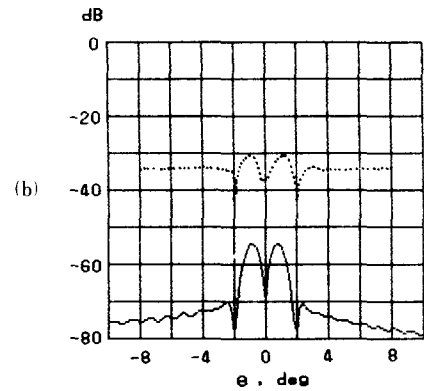
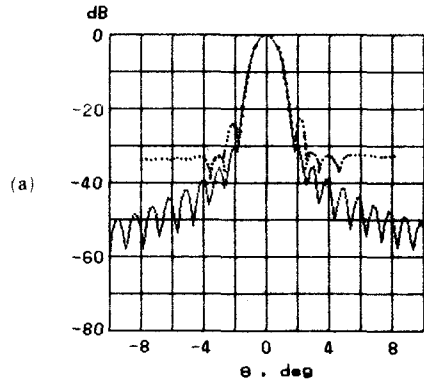
그림 9. 設計된 오프셋 파라볼라 안테나
Fig. 9. Designed offset parabolic antenna.

라 안테나와 送信안테나를 약 2km 떨어진 위치에 세워진 지상 약 35m의 첩탑 위에 설치하고 했으며, 이때 사용된 送信안테나는 직경 3m의 축대칭 파라볼라 안테나이다.

실제제작된 오프셋 파라볼라 안테나의 利得은 이론상 전체효율을 60%로 할 경우는 42.6dB, 70%로 할 경우 43.3dB이나 測定된 결과는 41.7dB로 나타났다.

2) 指向性 測定

설계된 오프셋 파라볼라 안테나의 輻射패턴을 그림10에 나타냈다. 그림10(a)는 圓偏波 여진시 主偏波 패턴, (b)는 交叉偏波 패턴이고 (c)는 直線偏波 여진시 交叉偏波 패턴이다. 主偏波 패턴은 直線偏波 로 여진한 경우나 圓偏波로 여진한 경우나 동일하다. 圓偏波로 동작하는 送信안테나는 一次輻射器로서 헬리컬 안테나(helical antenna)를 사용한 축대칭 파라볼라 안테나이고, 오프셋 파라볼라 안테나는 導波管에 誘電體板을 삽입한 형태의 polarizer를 제작하여 複모드 圓錐 혼에 삽입함으로써 左旋圓偏波(LHCP: left handed circular polarization)로 동작하게 하였다.



— : 計算值 : 測定值

그림 10. 輻射패턴

- (a) 圓偏波 여진시 主偏波 패턴
- (b) 圓偏波 여진시 交叉偏波 패턴
- (c) 直線偏波 여진시 交叉偏波 패턴

Fig. 10. Radiation patterns.

- (a) copolar radiation field from circularly polarized reflector.
- (b) cross-polar radiation field from circularly polarized reflector.
- (c) cross-polar radiation field from linearly polarized reflector.

그림10(a)와 (c)의 측정치와 이론치 사이에 별 차이가 없으나 그림10(b)의 交叉偏波 레벨은 이론치와 측정치 사이에 큰 차이가 있다. 이런 차이는 圓偏波 여진시 交叉偏波는 이론상 -50dB 이하로 거의 소멸되고 나타나지 않지만 실제 안테나를 제작했을 경우 軸比가 0dB 이고 交叉偏波 성분이 없는 一次輻射器를 만들 수 없기 때문에 나타나는 결과이다.

3) 結果 檢討

설계된 오프셋 파라볼라 안테나의 輻射特性에 대하여 測定結果, 數值計算結果, 그리고 近似式에 의해 계산된 결과들을 비교하여 表5에 나타냈다.

表5에서 보는 바와 같이 HPBW, FNP, FSP의 數值計算 및 近似式에 의한 결과는 거의 일치하나 測定値는 한쪽이 약간 벗어나 있다. 이는 오프셋 파라볼라 反射鏡의 焦點에 一次輻射器를 설치할 때 최대 빔 방향이 약간 틀어지게 설치됨으로써 나타난 결과로 생각할 수 있다.

사이드로브 레벨은 -25.8dB와 -24.4dB로 設計目標値 -30dB와는 약간의 차이가 있다. 이는 大地面과 철탐에 의한 反射波의 영향으로 생각할 수 있다. 一次輻射器를 反射鏡 焦點에 정확히 설치하고, 전파흡수체를 안테나 주위에 부착하여 측정 환경을 개선하면 사이드로브 레벨은 設計目標値에 근접할 것으로 생각된다.

표 5. 설계된 오프셋 파라볼라 안테나의 輻射特性

Table 5. Radiation characteristics of designed offset parabolic antenna.

輻射特性	近似式	數線偏波 數值計算	圓偏波 數置計算	實測值
HPBW(°)	1.3	1.297	1.299	1.3
FNP(°)	±1.8	±1.8	±1.8	-1.6(1.8)
FSL(dB)	-31.61	-30.53	-30.46dB	-24.2(-25.8)
FSP(°)	±2.09	±2	±2	-2(2.5)
MCPL(dB)	-22.47	-22.47		-26.2(-21.8)
MCP(°)	±1.06	±0.9	-54.81	-30(-30.1)
利得(dB)	42.6		±0.8	-1(0.9) 41.7
ηa(%)	75.94	72.85		
ηs(%)	98.24	98.41		

V. 結 論

本論文에서는 1990년대末까지는 保有될 것으로 期待되는 우리나라 放送衛星을 위하여 오프셋 파라볼라 안테나에 關한 近似式을 導出하고, 設計 方法

및 設計에 必要한 data를 提示했다. 本論文의 設計理論에 의하여 試作된 放送衛星 搭載用 오프셋 파라볼라 안테나는 實驗 結果 매우 만족스러운 性能을 갖는 것으로 나타났다.

本論文의 設計理論과 測定 結果로 부터 다음과 같은 結論이 얻어졌다.

1. 오프셋 파라볼라 안테나를 解析하여 輻射特性을 判定하는 近似式들을 導出함으로써 실제 解析하지 않고 짧은 時間內에 안테나의 性能을 正確히 判定하거나, 設計할 수 있게 하였다.

2. 近似式에 의하여 試作된 放送衛星 搭載用 오프셋 파라볼라 안테나의 數值解析 結果는 表5에서 보는 바와 같이 表3의 設計目標値에 만족되는 輻射特性을 갖는 것으로 確認되었으며, 測定結果는 빔幅 1.3°, 交叉偏波 레벨 -30dB, 利得 41.7dB, 사이드로브 레벨 -24.2dB로써 交叉偏波 레벨, 利得, 사이드로브 레벨에 있어서는 設計目標値와 근소한 차이를 나타냈으나, 빔幅은 완전히 일치하는 結果를 가져 왔다. 交叉偏波, 利得, 사이드로브 레벨에 있어서의 근소한 차이는 測定할 때 나타난 大地面과 鐵塔에 의한 反射波의 영향으로 생각된다.

3. 本論文에서 提示된 設計理論 및 導出된 近似式과 設計 製作된 오프셋 파라볼라 안테나는 우리나라 放送衛星 搭載用 안테나의 設計뿐 아니라 낮은 사이드로브 特性을 갖어야 하는 國內 마이크로波用 안테나의 設計 및 製作 그리고 地球局用 오프셋 카세그레인 안테나의 設計 研究에도 活用될 것으로 기대된다.

4. 앞으로 本論文에서 導出된 設計 近似式들에 대하여 誤差를 줄임으로써 더욱더 正確하게 設計할 수 있는 方法이 研究되어져야 하며, 또한 여러개의 혼을 동시에 사용하는 경우의 輻射特性 解析 및 혼들의 相互干涉에 關한 研究도 수반되어야 할 것이다.

이와 같은 研究가 補完된다면 여러 周波數 밴드를 동시에 使用할 수 있는 通信衛星 搭載用 오프셋 파라볼라 안테나도 設計될 수 있을 것이다.

끝으로 本 研究를 수행하는데 있어서 안테나의 製作과 測定에 많은 도움을 주신 HIGH GAIN ANTENNA 주식회사의 李燮信 사장님과 모든 직원에게 감사드립니다.

參 考 文 獻

[1] C.A. Sillera, "The influence of aperture shape on the radiation patterns of horn reflector antennas," *IEEE Trans. AP-27*, no. 3, pp. 435-438, May 1978.

[2] V. Galindo-Israel, R. Mittra and A.A. Cha, "Aperture amplitude and phase control of offset dual reflector," *IEEE Trans. AP-27*, no. 2, pp. 154-164, March 1979.

[3] A.W. Rudge and N.A. datia, "Offset parabolic reflector antenna: a review," *Proc. IEEE*, vol. 66, pp. 1592-1618, Dec. 1978.

[4] Y. Rahmat-Samii and V. Galindo-Israel, "Shaped reflector antenna analysis using the jacobi-bessel series," *IEEE Trans. AP-28*, pp. 425-435, July 1980.

[5] R. Mittra, Y. Rahamt-Samii, V. Galindo-Israel and R. Norman, "An efficient technique for the computation of vector secondary pattern of offset paraboloid reflectors," *IEEE Trans. AP-27*, pp. 294-304, May 1980.

[6] Y. Rahmat-Samii and S.W. Lee, "Directivity of planar array feed for statellite reflector applications," *IEEE Trans. Ap-31*, no. 3, pp. 463-470, May 1983.

[7] M. Abramowitz and T.A. Stegun, *Handbook of Mathematical Function*, New York, Dover, 1970.

[8] S. Silver, *Microwave Antenna Theory and Design*, New York, McGraw-Hill, 1949.

[9] R. Mittra, *Numerical and Asymptotic Techniques in Electromagnetics*, New York, Springer-Verlag, Ch. 7, 1975.

[10] R. Mittra, W.A. Imbriale, and E.J. Maanders, *Satellite Communication Antenna Technology*, New York, Elsevier Science Publishing Company, Ch. 5, 1982.

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

[12] V. Galindo-Israel and Y. Rahmat-Samii, "A new look at fresnel field computation using the jacobi-bessel series," *IEEE Trans. AP-29*, pp. 885-898, Nov. 1980.

[13] Y. Rahmat-Samii "A comprison between GO/aperture-field and physical-Optics Methods for offset reflectors," *IEEE Trans. AP-32*, pp. 3010306, July 1984.

[14] J.N. Slater and L. A. Trinogga, *Satellite Broadcasting Systems*, New York, John Wiley & Sons, ch. 5, 1985.

[15] 朴禮基, 崔學根 外, "國內 衛星 텔레비전 放送 안테나 設計 및 開發 研究" 文敎部 最終 報告書, 1987.

[16] S.W. Lee and Y.R. Samii, "Simple formulas for designing an offset multibeam parabolic reflector," *IEEE Trans. AP-29*, pp. 472-478, May 1981. *

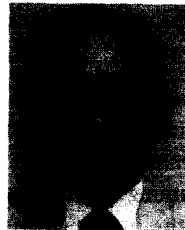
著 者 紹 介



崔 學 根(正會員)

1956年 3月 18日生. 1979年 2月 고려대학교 전자공학과 졸업. 1981年 2月 고려대학교 대학원 전자공학과 졸업 공학석사학위 취득. 1988年 2月 고려대학교 대학원 전자공학과 졸업 공학박사학위 취득.

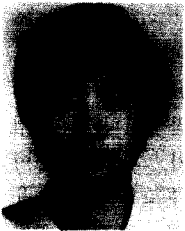
1981年 3月~현재 대유공업전문대학 전자통신과 조교수. 주관심분야는 안테나 및 전파전송, Microwave, 위성통신 등임.



朴 禮 基(正會員)

1923年 11月 28日生. 1946年 7月 경성대학 전기공학과 졸업 공학사 학위 취득. 1967年 4月 일본 도호구대학 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 4月~1970年 2月 한양대학교 교수. 1970年 3月~현재 고려대학교 전자공학과 교수. 주관심분야는 안테나 및 전파전송, Microwave, 위성통신 등임.

1961年 4月~현재 고려대학교 대학원 전자공학과 재학중. 주관심분야는 안테나 및 전파전송, Microwave, 위성통신 등임.



朴 聖 龍(準會員)

1964年 9月 6日生. 1987年 2月 고려대학교 전자공학과 졸업. 1987年 3月~현재 고려대학교 대학원 전자공학과 재학중. 주관심분야는 안테나 및 전파전송, Microwave, 위성통신 등임.