

論 文

曲面에서의 마이크로스트립 어레이 안테나의
輻射 特性에 관한 研究

正會員 具 然 健* 正會員 李 正 秀* 正會員 高 光 泰*

A Study on the Radiation Characteristics of
Microstrip Array Antennas on the
Nonplanar Surface

Yeon Geon KOO*, Jung Soo LEE*, Kwang Tae KOH* *Regular Members*

要 約 圓筒形物體의 오목면과 볼록면의 表面에 密着하여 設置한 마이크로스트립 어레이 안테나의 輻射 特性에 關하여 理論的 解析을 試圖하였으며, 實驗을 통하여 檢證하였다.

單一素子 안테나의 解析은 傳送線路 模型法을 適用하였고, 어레이 안테나의 理論은 曲面 위에 2次元의 配列된 各各의 單一素子에 對하여 座標移動과 回轉을 考慮한 座標變換法으로 解析하여 遠距離에서의 合成 電界 強度를 數值計算으로 求하였으며, 10 GHz에서 4素子 並列 어레이 안테나 및 마이크로스트립 給電線路를 設計 製作하여 여러가지 曲率半徑에 對하여 反射損失, 共振周波數, 輻射패턴, 半 電力 비임幅, 利得 등과 같은 諸 輻射特性을 測定하여 理論値와 比較 考察하였다.

理論에서 豫測한 바와 같이 오목면과 볼록면에서 모두 曲率半徑의 減少에 따라 輻射 패턴의 비임 폭이 더 커지는 것을 確認하였으며, 曲面에서 座標變換法으로 計算한 마이크로스트립 並列 어레이 안테나의 合成 輻射電力 패턴이 測定値와 잘 一致하였다. 아울러 曲率半徑의 變化에 따른 周波數의 變化, 入力 임피던스 및 利得의 變化는 無視할 수 있을 程度임을 確認하였다.

ABSTRACT In this paper, an attempt has been made to analyze the theoretically and verify experimentally the effect of curvature on the radiation characteristics of microstrip array antennas mounted conformally on the concave surface and the convex surface of the cylindrical body.

The analysis of single element microstrip antenna is made by using the analysis method of Transmission Line Model. The theory of array antennas is established by application of the method of transformed coordinates, in which the translation and the rotation about each single element arrayed two-dimensionally on the nonplanar surface are under consideration, and it is investigated by computation of the synthetic electric field strength in the far zone. In addition, various radiation characteristics, such as return loss, resonant frequency, radiation pattern, half-power beamwidth, gain, are measured

*弘益大學校 電子工學科
Dept. of Electronic Engineering
Hongik University, Seoul, 121-791, Korea.
論文番號 : 89-12(接受1988. 12. 29)

and compared with the theoretical values according to the variation of curvature, by designing and building 4-element array microstrip antenna operating at 10 GHz, and microstrip feed lines.

As predicted in theory, it is verified that radiation pattern of antennas mounted on the concave and the convex surfaces alike broadens as the radius of curvature decreases. And for the curved surfaces, agreement between computed values of the total synthetic radiation power pattern by the method of transformed coordinates and measured values is good. Besides, it is found that resonant frequency, input impedance and gain are hardly affected by the radius of curvature.

I. 序 論

마이크로스트립 안테나는 1953年 Deschamps 에 의하여 마이크로스트립 共振器가 輻射素子로 使用될 수 있음이 最初로 提案된 이후, 1970年代에 이르러 Munson과 Howell 및 Lewin 등에 의하여 마이크로스트립 안테나의 理論的 모델에 관한 研究와 應用이 활발히 展開되었다.

지금까지 마이크로스트립 안테나는 주로 平面과 실린더의 볼록면에 設置한 狀態로 使用되고 있으며⁽¹⁾⁻⁽¹²⁾, 1983年 Krown가 실린더 위의 長方形 마이크로스트립 안테나를 解析하였고⁽¹³⁾, Treves 등은 실린더 表面위의 안테나 解析에 表面電流 모델을 適用하였다.^(14, 15) 또한 最近에 Jayakumar 등은 全方向 輻射 패턴 特性을 나타내는 실린더형 마이크로스트립 어레이 안테나에 대하여 發表하였고,⁽¹⁶⁾ Agrawal과 Powell은 실린더형 다이폴 어레이 안테나를 實現하였다.⁽¹⁷⁾

그러나 現在까지도 실린더형 物體의 오목면에 設置한 마이크로스트립 안테나의 研究와 應用이 全然 이루어지지 않고 있는 실정으므로, 오목면에 密着하여 設置한 마이크로스트립 어레이 안테나의 理論的 解析과 實驗 檢證으로 活用 可能性의 追求가 必要하다고 생각된다.

本研究에서는 우선 理論的 解析과 實驗이 容易한 圓筒形 物體(cylindrical body)의 오목면(concave surface) 및 볼록면(convex surface)의 表面에 設置한 四角形 마이크로스트립 竝列 어레이 안테나에 대하여, 基本 輻射素子는 傳送線路 모델(Transmission Line Model) 解析法을 根據로 設計하고^(3, 9) 竝列 配列 안테나의 解析에는 座標 變換法을 適用하는 解析法을 提示하였다.

移動體의 表面을 屈曲面(rough surface)으로 하여 그 오목면에 마이크로스트립 어레이 안테나

를 設置하면 全方向性的 輻射 패턴을 얻을 수 있고, radar cross section을 줄이는 效果를 얻게 된다.^(18, 19) 또한, 配列面이 圓筒形인 本研究의 結果를 適用하면 拋物形 曲面에까지 擴大 解析할 수 있으리라고 展望되며, 屈曲面에서의 마이크로스트립 어레이 안테나의 指向性 改善과 아울러 移動體 表面에 있어서 radar cross section 減少 效果에 관한 研究의 基礎를 마련하고자 한다.

II. 長方形 마이크로스트립 輻射素子の 理論

마이크로스트립 輻射素子は Munson⁽³⁾ 과 Derneryd,^(8, 9)의 傳送線路 모델 理論에 의하여, 그림1의 (a), (b)와 같이 매우 낮은 特性 임피던스의 傳送線路로 分離되고, 給電線(feed line)에 垂直이며 誘電體의 두께와 같은 너비의 幅을 갖는 두개의 슬롯(slot)로 되어 있다고 보고 解析한다.

마이크로스트립 안테나로부터의 電磁波의 輻射는 그림1의 (b)에서와 같이 輻射素子の 導電體 끝 부분과 接地面 사이의 fringing field에서 일어난다. 즉 輻射素子の 開放端(open end)과 接地面에 의하여 形成된 開口面(aperture)에서 電磁波가 輻射된다. 또한 幅 W를 따라서 電界의 變化가 없다고 가정하면 電界는 約 半 波長의 길이 L을 따라 變化하게 된다. 따라서 輻射素子の 길이 方向의 양 쪽 가장자리에서 電界가 휘어지고, 位相이 길이 $L(= \lambda_0/2)$ 에 의해 180° 變化됨을 볼 수 있으며, 두 슬롯에서의 電界는 接地面에 대하여 接線成分과 法線成分의 合으로 볼 수 있다. 아울러 두 슬롯에서의 휘어지는 電界는 먼 거리에서 보면 法線成分은 逆位相이 되어 서로 相殺되고,

接線成分은 同位相이므로 서로 더해져서 輻射素子에 垂直인 方向으로 最大 輻射를 하게 된다.

따라서 法線成分이 가장자리에서 誘電體의 두께

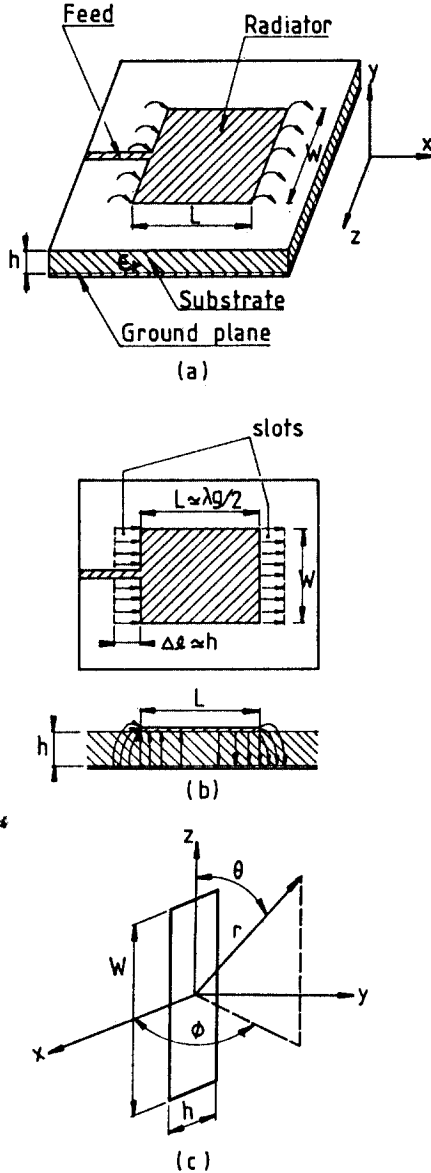


그림 1. 長方形 마이크로스트립 안테나

(a) 輻射素子の 構成 (b) 平面 및 側面圖

(c) 輻射 슬로트 座標系

Rectangular microstrip patch antenna.

(a) Two radiating slots configuration

(b) Top view and side view

(c) A radiating slot with coordinate system

만큼 擴張된다고 假定하여 그림1의 直角座標系에 나타낸 바와 같이 x-z 平面 위에 슬로트가 존재하고 平面波가 y軸 方向으로 輻射된다고 간략화시킬수 있다.

單一輻射 슬로트에서의 電界는

$$\vec{E} = E_x \hat{x}, \quad |x| \leq \frac{h}{2} \quad (1)$$

이므로, x 方向의 電界成分만이 존재하고 다른 方向의 成分은 0 이다. 또한, 表面 磁氣 電流 密度 (magnetic surface current density)는 接地面에 의한 影像效果를 考慮하면

$$\vec{I}_m = -2 \hat{n} \times \vec{E} = 2 E_x \hat{z}$$

이므로, 슬로트 사이의 電壓을 $V_0 = E_x \cdot h$ 로 놓으면

$$\vec{I}_m = 2 \frac{V_0}{h} \hat{z}, \quad |z| \leq \frac{W}{2} \quad (2)$$

가 된다.

原點에서 r만큼 떨어진 거리의 點 P에서의 輻射 界는 슬로트의 開口面으로부터 구할 수 있다.⁽¹⁹⁾ 單一輻射 슬로트에 대하여 原點에서 r만큼 떨어진 지점의 電界는

$$E_r = E_\theta = 0 \quad (3a)$$

$$\begin{aligned} E_\phi &= -j \cdot 2 E_x h W k_0 \frac{e^{-jk_0 r}}{4 \pi r} F(\theta, \phi) \\ &= -j \cdot 2 V_0 W k_0 \frac{e^{-jk_0 r}}{4 \pi r} F(\theta, \phi) \end{aligned} \quad (3b)$$

가 되고, 여기서 패턴함수 $F(\theta, \phi)$ 는

$$\begin{aligned} F(\theta, \phi) &= \frac{\sin\left(\frac{k_0 h}{2} \sin \theta \cos \phi\right) \sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\frac{k_0 h}{2} \sin \theta \cos \phi \frac{k_0 W}{2} \cos \theta} \\ &\quad \cdot \sin \theta \end{aligned} \quad (4)$$

와 같다.

하나의 長方形 輻射素子에 의한 電界는, 그림 2와 같이 輻射素子가 거리 L만큼 떨어진 두 개의 슬로트로 構成되었으며, 遠距離(far field)의 點 P에서 보면 L < r이므로 각각의 슬로트로부터 field point에 대한 方向 餘弦(direction cosine)은 각 슬로트에서 같다.

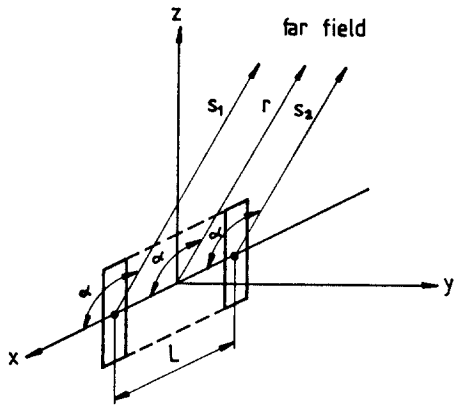


그림 2. 長方形 輻射素子の 座標系
Rectangular radiating element with coordinate system.

따라서 遠距離에서의 合成 電界 E는

$$E_{\theta} = 0 \tag{5a}$$

$$\begin{aligned} E_{\phi} &= E_{\phi, \text{single}} (e^{+j\frac{k_0 L}{2} \cos \alpha} + e^{-j\frac{k_0 L}{2} \cos \alpha}) \\ &= -j4V_0 Wk_0 \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} F(\theta, \phi) \cos\left(\frac{k_0 L}{2} \cos \alpha\right) \end{aligned} \tag{5b}$$

가 된다.

여기서

$$\cos \alpha = \frac{x}{\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}} \tag{6}$$

이고, x, y, z는 點P의 座標이다.

單一素子の 안테나로 얻을 수 있는 것보다 더 큰 利得과 指向性을 얻고자 할 때, 어레이 안테나(array antennas)를 利用한다. 要求되는 指向性和 輻射 패턴을 考慮하여 平面위에 直列또는 竝列로 線型 配列하거나, 이들을 組合하여 2次元 配列로 할 수 있다. 또 立體의 形狀에 따라 物體의 볼록면이나 오목면에 密着시켜서 3次元 配列을 하여 氣流에 突出되지 않게 함으로서 空氣 抵抗을 줄이고, 아울러 여러가지 輻射 特性의 變化를 追求할 수 있다.

本 論文에서는 오목면과 볼록면에서의 어레이 안테나의 配列 理論을 座標 變化法의 適用으로 解析하는 方法을 提示하였으며, 여러가지 函數에 관한 計算을 하여 이를 分析 檢討한다.

1. 오목면 어레이

一般의 無指向性 안테나(isotropic antenna) 혹은 同一方向을 향하여 配列된 指向性 안테나는 圓形配列(circular array) 및 球面配列(spherical array) 理論을 利用하여 輻射特性을 解析한다. (19)

그러나 그림3과 같이 오목면 위에 設置된 마이크로스트립 어레이 안테나의 경우는 單一輻射素子の 指向性이 配列 位置에 따라, 그 指向 方向이

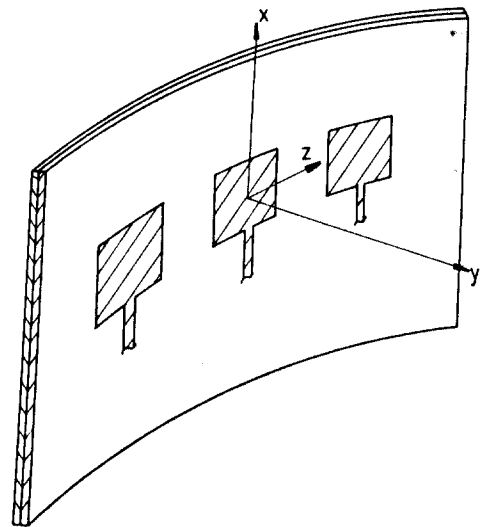


그림 3. 오목면의 마이크로스트립 어레이 안테나
Microstrip array antenna on the concave surface.

Ⅲ. 曲面에서의 어레이 안테나의 解析

變化되고 있으므로 이 理論으로 解析하기에는 不適當하다. 따라서 單一素子의 幅이 曲面의 半徑에 비하여 매우 작아서 그 幅의 影響을 無視할 수 있을 때, 평면형 素子에 대하여 座標 變換法의 適用으로 解析하는 方法을 提示한다.

먼저 遠距離에서의 任意的 點 P에 대한 각 輻射素子의 經路差 및 θ, ϕ 를 알아야 한다.

그림3과 같은 오목면 어레이를 解析하기 위하여 다음과 같이 가정한다.

- 1) 曲面은 半徑 R인 圓筒形 物體의 凹面과 一致한다.
- 2) $R \gg \lambda$ 이고, 따라서 각 單一輻射素子의 幅에 의한 影響은 無視한다.
- 3) 임피던스 整合回路로부터의 輻射 및 輻射素子의 高次 모우드 輻射는 없다.
- 4) 合成 電界는 遠距離에서만 考慮하며, 따라서 電磁波의 經路差에 의한 影響은 位相差로만 나타난다.
- 5) 각 輻射素子의 end-fire 輻射는 無視한다.

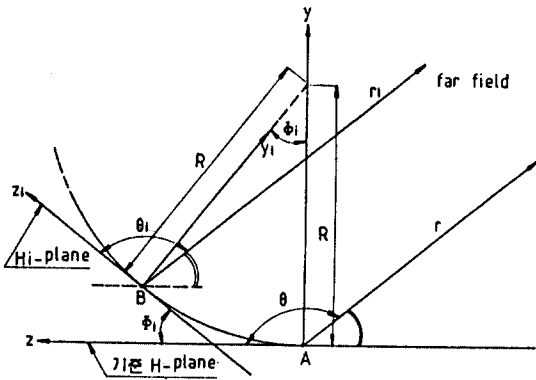


그림 4. $\phi = \pi/2$ 인 면에서의 오목면 어레이 안테나
Concave array antenna at $\phi = \pi/2$ plane.

따라서 그림3과 같이 半徑 R인 圓筒形 導體의 오목면 일부에 n개의 동일한 輻射素子가 橫斷面의 圓周를 따라 2次元의 配列된 마이크로스트립 어레이 안테나의 경우 각각의 輻射素子는 基準座標系의 原點으로부터, 그림4에서와 같이 $B(x_{0i}, y_{0i}, z_{0i})$ 인 점으로의 平行移動과 x-軸을 중심으로

Φ_i 만큼의 回轉을 하는 變動된 座標系를 갖게 된다. 또한 R이 충분히 클 경우 輻射素子 개개의 輻射 指向性은 幅의 影響을 받지 않으므로 平面의 경우와 같다고 볼 수 있어서 式(5)의 結果를 그대로 適用할 수 있다.

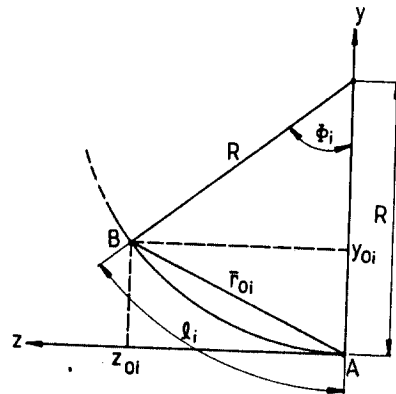


그림 5. 座標系의 平行移動
Parallel translation of coordinate system.

지금 z-軸상으로 거리 l인 간격으로 均等 配列된 平面型 마이크로스트립 어레이 안테나를 半徑 R인 圓筒의 表面과 일치하도록 구부린 경우 각 輻射素子의 中央點에서의 變換된 座標系는 그림 4와 같이 나타낼 수 있다.

基準 座標系를 x, y, z 및 r, θ, ϕ 로 表示하고, 變換된 座標系를 x_i, y_i, z_i 및 r_i, θ_i, ϕ_i 와 같이 表示하면 遠距離에서의 點 P에 대한 位置 向量 \vec{r} 및 \vec{r}_i 는

$$\vec{r} = x\hat{x} + y\hat{y} + z\hat{z} \quad (7a)$$

$$\vec{r}_i = x_i\hat{x}_i + y_i\hat{y}_i + z_i\hat{z}_i \quad (7b)$$

이고,

$$\begin{bmatrix} x_i \\ y_i \\ z_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_{1i} & m_{1i} & n_{1i} \\ l_{2i} & m_{2i} & n_{2i} \\ l_{3i} & m_{3i} & n_{3i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x - x_{0i} \\ y - y_{0i} \\ z - z_{0i} \end{bmatrix} \quad (8)$$

이다.

式(8)에서 $l_i, m_i, n_i (i=1,2,3)$ 는 座標回轉을 나타내는 factor로서 基準座標系의 각각의 軸과 變換된 座標系의 각각의 軸과의 方向餘弦 값으로 주어지며

$$\begin{aligned} l_{1i} &= \hat{x} \cdot \hat{x}_i = 1, & m_{1i} &= \hat{y} \cdot \hat{y}_i = 0, \\ l_{2i} &= \hat{x} \cdot \hat{y}_i = 0, & m_{2i} &= \hat{y} \cdot \hat{y}_i = \cos \Phi_i, \\ l_{3i} &= \hat{x} \cdot \hat{z}_i = 0, & m_{3i} &= \hat{y} \cdot \hat{z}_i = \sin \Phi_i, \\ n_{1i} &= \hat{z} \cdot \hat{x}_i = 0 \\ n_{2i} &= \hat{z} \cdot \hat{y}_i = -\sin \Phi_i \\ n_{3i} &= \hat{z} \cdot \hat{z}_i = \cos \Phi_i \end{aligned} \quad (9)$$

가 된다.

그림 5에서 A점이 B(x_{0i}, y_{0i}, z_{0i})점으로 平行移動할 때,

$$x_{0i} = 0 \quad (10a)$$

$$y_{0i} = R(1 - \cos \Phi_i) \quad (10b)$$

$$z_{0i} = -R \sin \Phi_i, (\Phi_i > 0) \quad (10c)$$

$$\Phi_i = \frac{l_i}{R} \quad (10d)$$

이므로,

$$\begin{aligned} \vec{r}_{0i} &= x_{0i} \hat{x} + y_{0i} \hat{y} + z_{0i} \hat{z} \\ &= R(1 - \cos \Phi_i) \hat{y} - R \sin \Phi_i \hat{z} \end{aligned} \quad (11)$$

가 된다.

式(5)에서와 같이 輻射素子로부터의 輻射電界를 구하기 위해서는 다음과 같이 遠距離의 點 P에 대한 r_i, θ_i, ϕ_i 및 α_i 를 알아야 한다.

$$r_i = (x_i^2 + y_i^2 + z_i^2)^{\frac{1}{2}} \quad (12a)$$

$$\begin{aligned} \theta_i &= \cos^{-1} \left(\frac{z_i}{r_i} \right) \\ &= \cos^{-1} \left\{ \frac{(y - y_{0i}) \sin \Phi_i + (z - z_{0i}) \cos \Phi_i}{r_i} \right\} \end{aligned} \quad (12b)$$

$$\begin{aligned} \phi_i &= \cos^{-1} \left(\frac{x_i}{\sqrt{x_i^2 + y_i^2}} \right) \\ &= \cos^{-1} \left[\frac{x - x_{0i}}{[(x - x_{0i})^2 + (y - y_{0i}) \cos \Phi_i - (z - z_{0i}) \sin \Phi_i]^{\frac{1}{2}}} \right] \end{aligned} \quad (12c)$$

$$\alpha_i = \cos^{-1} \left(\frac{x_i}{r_i} \right) = \cos^{-1} \left(\frac{x - x_{0i}}{r_i} \right) \quad (12d)$$

n개의 輻射素子가 거리 l만큼씩 등간격으로 配列된 오목면 어레이 안테나의 경우 基準座標系에 대한 合成電界는

$$E_\theta = 0 \quad (13a)$$

$$\begin{aligned} E_\phi &= \sum_{i=1}^n E_{\phi i} \\ &= -j4 V_0 W k_0 \sum_{i=1}^n \left[\frac{e^{-jk_0 r_i}}{4 \pi r_i} F(\theta_i, \phi_i) \cdot \cos \left(\frac{k_0 L}{2} \cos \alpha_i \right) \right] \end{aligned} \quad (13b)$$

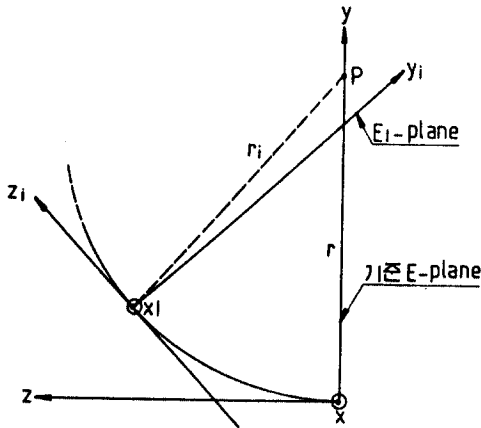
와 같다.

遠距離에서 $r_i \gg l_i$ 라고 하면, $r_i = r + \Delta r_i$ 일 때 $\Delta r_i \ll r$ 이므로 合成電界의 絶對値는

$$\begin{aligned} |E_\phi| &\simeq \frac{4V_0 W k_0}{4 \pi r} \cdot \left| \sum_{i=1}^n \left\{ e^{-jk_0 \Delta r_i} \cdot F(\theta_i, \phi_i) \cos \left(\frac{k_0 L}{2} \cos \alpha_i \right) \right\} \right| \\ &= \frac{V_0 W k_0}{\pi r} \left| \sum_{i=1}^n \left[\left\{ \cos(k_0 \Delta r_i) - j \sin(k_0 \Delta r_i) \right\} \cdot F(\theta_i, \phi_i) \cdot \cos \left(\frac{k_0 L}{2} \cos \alpha_i \right) \right] \right| \end{aligned} \quad (14)$$

이 되고, 여기서 Δr_i 는 $r_1 - r$ 로 주어지는 값이며 $F(\theta_i, \phi_i)$ 는 式(4)에서 주어진 패턴함수이다.

한편, 變換된 각각의 座標系는 x-軸의 變化가 없으므로 $\phi = \pi/2$ 인 모든 面은 一致하며, 따라서 H-plane에서의 合成電界 $E_{\theta, H}$ 는 式(14)에 $\phi_1 = \pi/2$ 를 대입하여 구할 수 있다.



*P : 基準 E-plane의 遠距離點(field point)

그림 6. 座標變換된 E-平面
E-plane of transformed coordinates.

그러나 E-plane에서의 合成電界 $E_{\theta, E}$ 의 경우는 變換된 座標系 각각의 E-plane 이 그림 6과 같이 서로 다르므로 모든 座標系에서의 點 P에 대한 θ_1 및 Φ_1 를 구하여 式(14)에 대입함으로써 구할 수 있다.

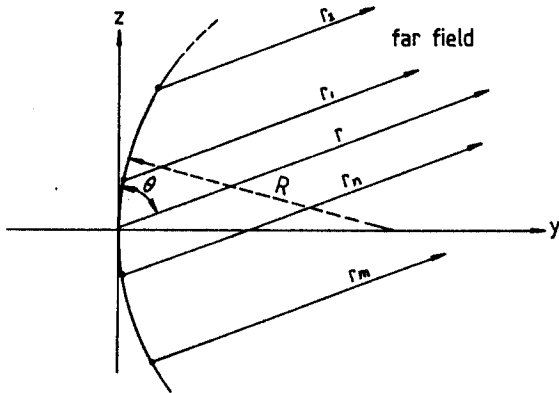


그림 7. 오목면 어레이 안테나의 基準 座標系
Reference coordinate system of concave array antenna.

實際로 오목면 어레이 안테나에서는 그림4와 같이 $\Phi_1 > 0$ 이 되도록 基準座標系를 설정할 경우 計算 및 應用이 不便하므로 그림7과 같이 基準座標系를 設定하여 輻射패턴을 구한다.

또한 實際 計算에 있어서는 다음 事項을 考慮한다.

- 1) 曲面의 誘電體 및 輻射素子 表面으로부터의 反射에 의한 2次 輻射는 없다.
- 2) 각 輻射素子는 $0^\circ - 180^\circ$ 範圍에서만 輻射하며, 導體 接地板의 끝(edge)에 의한 가로막힘이 있고, 이 끝에서의 回折은 無視할 수 있다.
- 3) 輻射 패턴은 far field에서만 考慮한다.

2. 볼록면 어레이

그림8과 같이 半徑 R의 볼록면 表面에 마이크로 스트립 안테나를 設置하고, n개의 均一한 輻射素子가 配列된 경우에도 오목면에서와 마찬가지로 過程으로 座標變換을 適用하여 遠距離에서의 合成電界를 구할 수 있다.

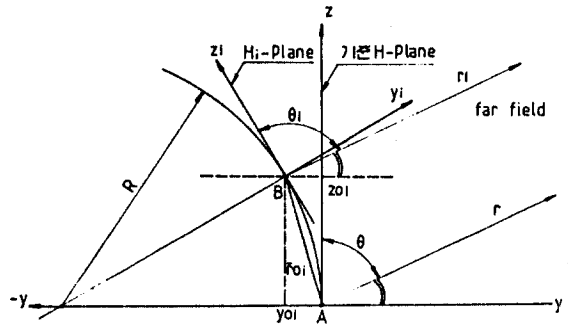


그림 8. $\phi = \pi/2$ 인 面에서의 볼록면 어레이 안테나
Convex array antenna at $\phi = \pi/2$ plane.

座標變換에서 그림 4,5와 그림8을 比較해 보면 原點에서 移動되는 길이는 같으나 方向만 -y 軸으로 달라진다. 즉 오목면 어레이에서의 式(10a)에서 式(11)까지를 다음 式으로 바꿔쓰면 된다.

$$x_{0i} = 0 \tag{15a}$$

$$y_{oi} = -R(1 - \cos \Phi_i) \quad (15b)$$

$$z_{oi} = -R \sin \Phi_i, (\Phi_i > 0) \quad (15c)$$

$$\Phi_i = \frac{l_i}{R} \quad (15d)$$

이므로,

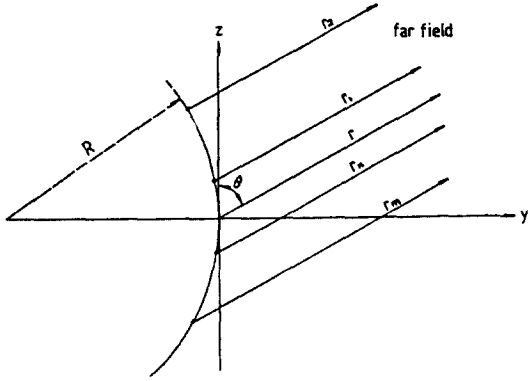


그림 9. 볼록면 어레이 안테나의 基準 座標系
Reference coordinate system of convex array antenna.

$$\begin{aligned} \vec{r}_{oi} &= x_{oi} \hat{x} + y_{oi} \hat{y} + z_{oi} \hat{z} \\ &= R(\cos \Phi_i - 1) \hat{y} - R \sin \Phi_i \hat{z} \end{aligned} \quad (16)$$

이 되며, 다른 過程은 오목면 어레이와 마찬가지로 방법으로 $r_i, \theta_i, \Phi_i, \alpha_i$ 를 定義하여 구할 수 있다.

오목면에서와 마찬가지로 실제의 볼록면 어레이 안테나에서도 $\Phi_i > 0$ 이 되도록 基準座標系를 設定할 경우 計算 및 應用이 不便함으로 그림9와 같이 새로운 基準座標系를 써서 輻射패턴을 구한다.

실제 計算에서는 오목면에서와 같이 각 輻射素자가 $0^\circ - 180^\circ$ 에서만 輻射하며, 輻射패턴은 far field에서만 考慮하고, 오목면으로 했을 때의 2次 反射 輻射 및 導體接地板에 의한 끝부분의 막힘 등의 문제는 없다.

3. 計算結果 및 分析

輻射패턴의 理論值 計算은 素子數別, 平面 및 曲面의 오목면과 볼록면의 狀態別로 電界 패턴식에 反映되는 모든 파라미터들을 考慮하고, 理論에

서 유도된 式(14)를 利用하여 電力 패턴식으로 바꾸어 計算 處理하였다.

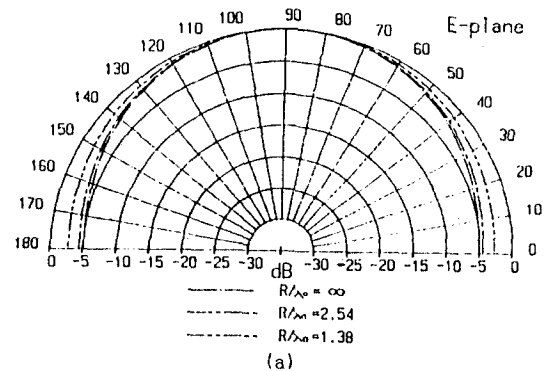
오목면에 어레이 안테나를 設置한 경우, 輻射패턴의 理論值 計算에서는 遠距離 P點에서 被測定 안테나를 바라보았을 때, 曲面의 edge에 의한 가로막힘의 영향이 있어서 동일 角度에서 보이는 素子數가 점점 적어지므로, 보이지 않는 部分의 輻射電力을 除하고 計算하였으며, 曲率半徑 이 작아 질수록 合成 輻射패턴의 有效 角度의 範圍가 작아짐을 알 수 있다. 그러나 볼록면 어레이의 경우는 이 問題를 考慮하지 않아도 된다.

曲面에서의 어레이 안테나의 遠距離에서의 輻射電力을 曲面의 曲率, 어레이 素子數와 周波數를 函數로 本論文에서 提示한 理論에 의하여 計算하고, 그 結果로 그런 패턴도를 分析한다.

(1) 오목면 어레이 輻射패턴

4素子 竝列 어레이 오목면 안테나의 輻射패턴도를 그림10에 나타내었다. 그림10(a)의 10GHz 4素子 竝列 어레이 패턴도에서 E-plane 패턴은 半 電力 비임폭이 平面일 때 110° , 曲率이 $R/\lambda_0 = 2.54$ 일때 120° , $R/\lambda_0 = 1.38$ 일때 180° 로 曲率半徑이 작아질수록 더 넓어졌다.

그림10(b)에 보인 H-plane 패턴은 半電力 비임폭이 曲率 $R/\lambda_0 = 2.54$ 일때 29° , $R/\lambda_0 = 1.38$ 일때 37° 가 되어 역시 平面의 26.8° 에 비하여 曲率半徑이 작아질수록 점점 더 넓어졌다. 그리고 平面의 경우 副葉(side lobe)이 45° 에서 -15 dB 정도였으나, 曲率半徑이 작아질수록 副葉도 減少되었다.



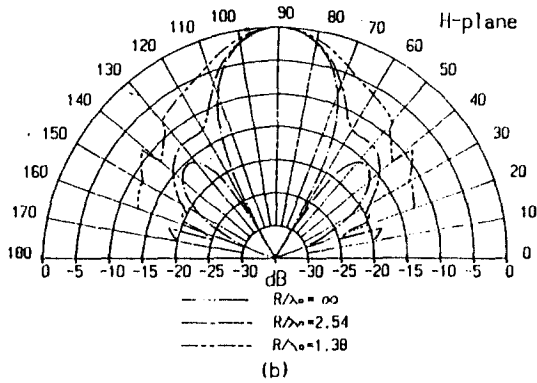


그림 10. 10GHz 4素子 오목면 안테나의 輻射 패턴(理論值)
 (a) E-面 (b) H-面
 Radiation pattern of 10 GHz 4-element concave antenna (Theoretical values).
 (a) E-plane (b) H-plane

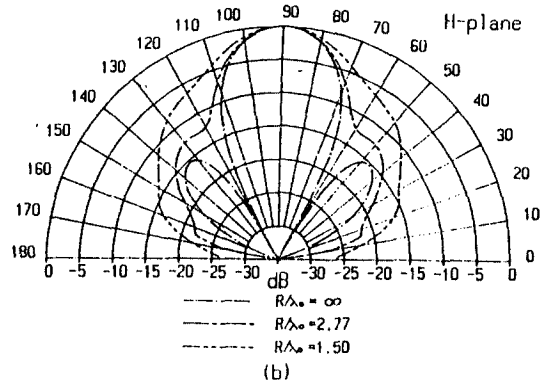


그림 11. 10GHz 4素子 볼록면 안테나의 輻射 패턴(理論值)
 (a) E-面 (b) H-面
 Radiation pattern of 10 GHz 4-element convex antenna (Theoretical values).
 (a) E-plane (b) H-plane

(2) 볼록면 어레이 輻射 패턴

볼록면의 曲面 위에 竝列 어레이 안테나를 配列 한 경우 曲率半徑에 따라 座標變換된 位置 變數들을 代入하여 計算한 電力 패턴을 그림 11에 나타내었다. 그림 11(a)의 10GHz, 4素子 竝列 어레이 볼록면 안테나의 패턴도에서 E-plane 패턴은 半電力 비임폭이 平面에서 110°, 曲率이 $R/\lambda_0 = 2.77$ 에서 120°, $R/\lambda_0 = 1.50$ 일때 180°로 曲率半徑이 작아질수록 더 넓어졌으며, 오목면의 경우와 같았다. 그림 11(b)에 보인 H-plane 패턴의 半電力 비임폭도 平面의 26.8°, $R/\lambda_0 = 2.77$ 의 29°,

$R/\lambda_0 = 1.50$ 의 37°로 더 넓어졌으며 오목면과 비슷한 경향을 보였다.

오목면과 볼록면이 다같이 曲率半徑이 작아질수록 어레이 안테나의 開口面積(aperture area)도 좁아지므로 비임폭이 점점 넓어지는 경향을 보이며, 同一한 曲率半徑일때는 開口面積도 같아서 半電力 비임폭이 같은 것을 알 수 있다.

오목면의 경우 작은 曲率일수록 主葉에서 먼 角度 근방의 패턴이 고르지 못한 것은 導體 接地板 끝에 가려서 보이지 않는 素子를 除外시키고 나머지 素子들만 計算하였기 때문에 발생하는 현상이다.

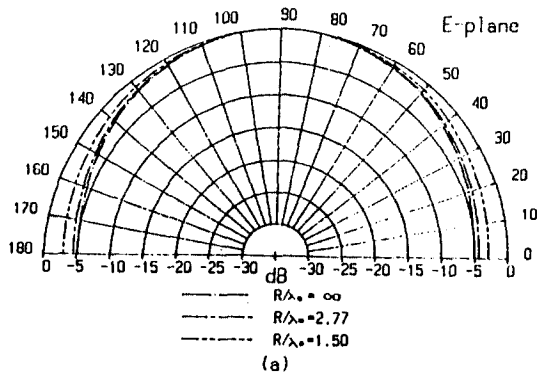
IV. 設計 및 製作

1. 안테나와 給電線路의 設計

本 論文에서는 中心周波數 $f=10\text{ GHz}$ 인 長方形 4素子 竝列 어레이 안테나를 $\epsilon_r = 2.5$, $h = 0.346\text{ mm}$ 인 誘電體 基板 Teflon / Glass Cloth Laminates (3M Cu Clad 250 Type GT)를 이용하여 設計 製作하였다.

먼저 마이크로스트립 안테나 輻射素子の 幅 W 를

$$W = \frac{c}{2f_r} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (17)$$



로 정한다.⁽²⁾ 여기서 c 는 光速, ϵ_r 은 基板의 比誘電率, f_r 은 共振 周波數(resonant frequency)이다. 幅을 이 式에서 구한 것 보다 작게 하면 輻射 效率이 낮아지고, 더 크게 하면 輻射 效率은 커지나 高次 모우드의 발생을 무시할 수 없게 된다.

輻射素子の 길이 L 은 마이크로스트립 線路의 開放端에서의 end fringing capacitance에 의한 線路延長成分 Δl 을 考慮하여

$$L = \frac{c}{2 f_r \sqrt{\epsilon_e}} - 2 \Delta l \quad (18)$$

로부터 구한다.^(20, 21) 마이크로스트립 안테나는 帶域幅(bandwidth)이 좁기 때문에 길이 L 이 共振 周波數에 重要한 파라미터로 작용한다.

設計한 10GHz 長方形 마이크로스트립 안테나의 幅은 $W=11.339\text{mm}$, 길이는 $L=9.356\text{mm}$ 이다.

輻射素子の 輻射 콘덕턴스 G 는 Sobol⁽²²⁾이 提案한 式을 써서 구하여 $G=.002417 [\text{mho}]$ 이며, 等價 서셉턴스 B 는

$$B = \frac{k_0 \Delta l \sqrt{\epsilon_e}}{Z_0} \quad (19)$$

로부터 구하면 $B=.008659 [\text{mho}]$ 이므로 基本슬로트의 等價어드미턴스는 $Y_{in}=.002417+j.008659 [\text{mho}]$ 가 된다. 아울러 共振時 $Y_{in}=2G$ 이므로 入力 輻射抵抗은 $R_{in}=206.85 [\text{ohm}]$ 이다. 따라서 共振時 안테나의 輻射임피던스 Z_r 은 여기서 구한 輻射抵抗 R_{in} 과 같다.

輻射素子の 竝列 配列 간격은 broadside로 最大 輻射가 일어날 수 있도록 각 素子の 中心點 사이의 간격을 $d = \lambda_0 / 2$ 로 定하였으며, 設計시 素子와 素子사이의 距離는 $d-W > h$ 이므로, 相互作用이 거의 없는 것으로 간주하였다.

本 論文에서 設計한 4素子 竝列 어레이 마이크로스트립 안테나는 輻射素子에 同一位相의 같은 크기의 電力이 供給되도록 給電線路를 構成하여야 한다. 따라서 4素子 竝列 어레이 안테나는 각 素子の 輻射임피던스의 크기가 같으므로 1:2의 電力分配回路를 利用하여 2段階로 電力을 供給하도록 給電線路를 構成하였으며, 給電線路의 具現은

Wheeler, Owens, Schneider 등에 의하여 報告된 實驗式을 利用하여 컴퓨터로 計算하였다.⁽²⁰⁾⁻⁽²⁷⁾

표 1 과 그림 12에 設計資料와 構成된 안테나를 나타내었다.

표 1 設計 資料
Design data.

周波數	10 GHz		
誘電體基板	teflon, $\epsilon_r=2.50$ $h=0.346[\text{mm}]$, $t=0.032[\text{mm}]$		
素子寸數	$W=11.339[\text{mm}]$ $L=9.356[\text{mm}]$ $d=\lambda_0/2=15[\text{mm}]$		
임피던스	$Z [\Omega]$	$W' [\text{mm}]$	$\lambda_g/4 [\text{mm}]$
Z_1	120.000	0.13	5.43
Z_r	83.436	0.37	5.33
Z_2, Z_5	100.000	0.24	5.38
Z_0, Z_3	50.000	0.95	5.20
Z_4	70.700	0.52	5.29
Z_r	206.850		
Z_{in}	69.616		

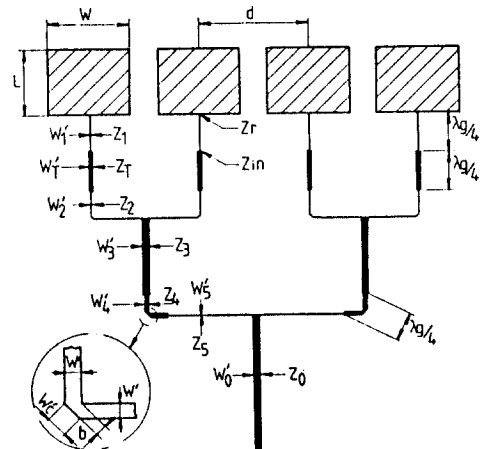


그림 12. 4素子 어레이 안테나의 構成
Configuration of 4-element array antenna.

2. 製 作

設計한 마이크로스트립 안테나를 10배로 擴大한 設計 圖面을 作成하고, rubylith film을 密着하여 오려낸 후, 사진 필름을 製作하여 photoetching 法으로 完成한다.

製作된 마이크로스트립 안테나를 測定하기 위한 안테나 設置用 曲面 밑판(base)을 曲面 狀態와 曲率半徑에 따라 표2와 같이 製作하였으며, 실제 設計 製作하여 實驗한 曲面 안테나의 寫眞을 그림 13에 나타내었다.

표2 안테나 設置用 曲面 밑판
Base of curved surface for mounting of antennas.

周波数:f	10GHz	
曲率半徑	R [mm]	R / λ ₀
오 목 면	76.2	2.54
	41.3	1.38
분 목 면	83.1	2.77
	44.9	1.50

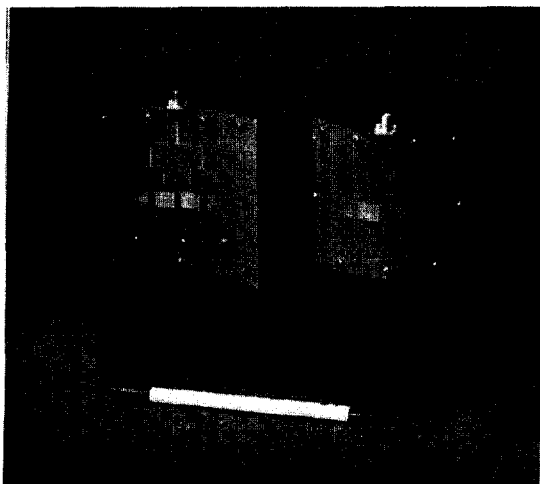


그림 13. 曲面 위의 마이크로스트립 어레이 안테나
Photograph of microstrip array antennas on the nonplanar surface.

V. 實驗 및 檢討

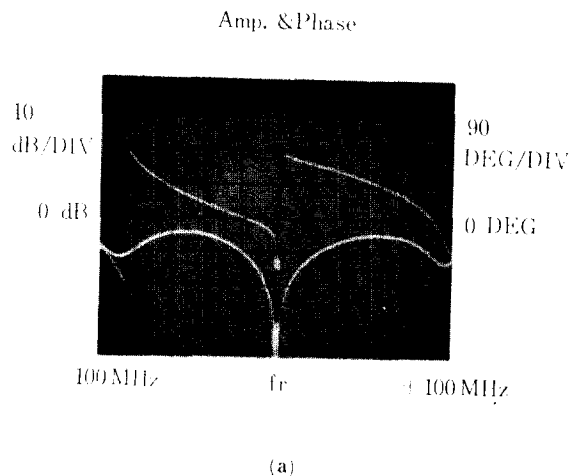
1. 特性 實驗

具現한 마이크로스트립 안테나를 HP社의 Network analyzer test set 및 S parameter test set를 이용하여 曲率半徑을 變化시키면서 反射損失, 輻射패턴, 利得 등을 測定하였다.

平面 및 오목면과 볼록면에서의 曲率半徑에 따른 反射損失의 變化 狀態를 그림14에 보였으며, 入力 임피던스의 變化를 그림15에 보였다. 輻射패턴과 利得은 표2와 같은 안테나 設置용 曲面 밑판에 固定한 狀態로 送受信 사이의 거리를 far field의 條件이 만족되도록 충분히 띄어 놓고 測定하였다.

오목면 輻射패턴을 測定할 때는 輻射素子를 除外한 周邊의 誘電體 表面에 減衰率 10dB 程度의 電波 吸收材를 附着하여 表面에서 反射되어 輻射되는 反射波와 각 素子 간의 相互結合에 의해서 發生되는 影響⁽²⁸⁾을 가능한 限 줄이도록 講究하였다.

測定된 여러가지 特性을 표3에 나타내었고, 그림 16,17에 輻射패턴의 計算値와 測定値를 보였으며 符號로 表示된 測定値는 E-와 H-plane의 90° 範圍를 測定하여 對稱되게 그린 것이다.



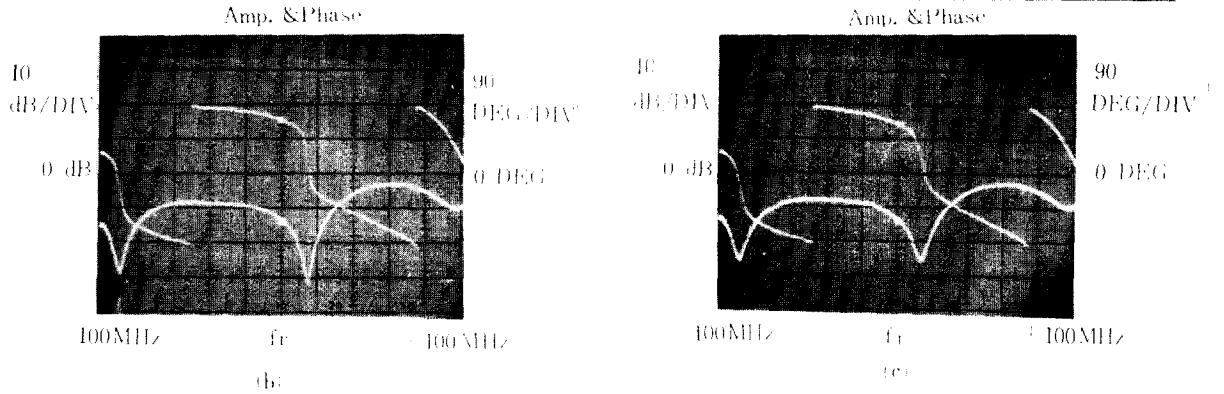


그림 14. 10GHz 4素子 안테나의 反射損失(點: 共振周波數)
 (b) 平面 (R/λ₀ = 2.54) (c) 凸面型 (R/λ₀ = 2.77)
 Return loss of 10GHz 4 element antenna(dot: resonant freq.)
 (b) Flat surface (R/λ₀ = 2.54) (c) Convex surface (R/λ₀ = 2.77)

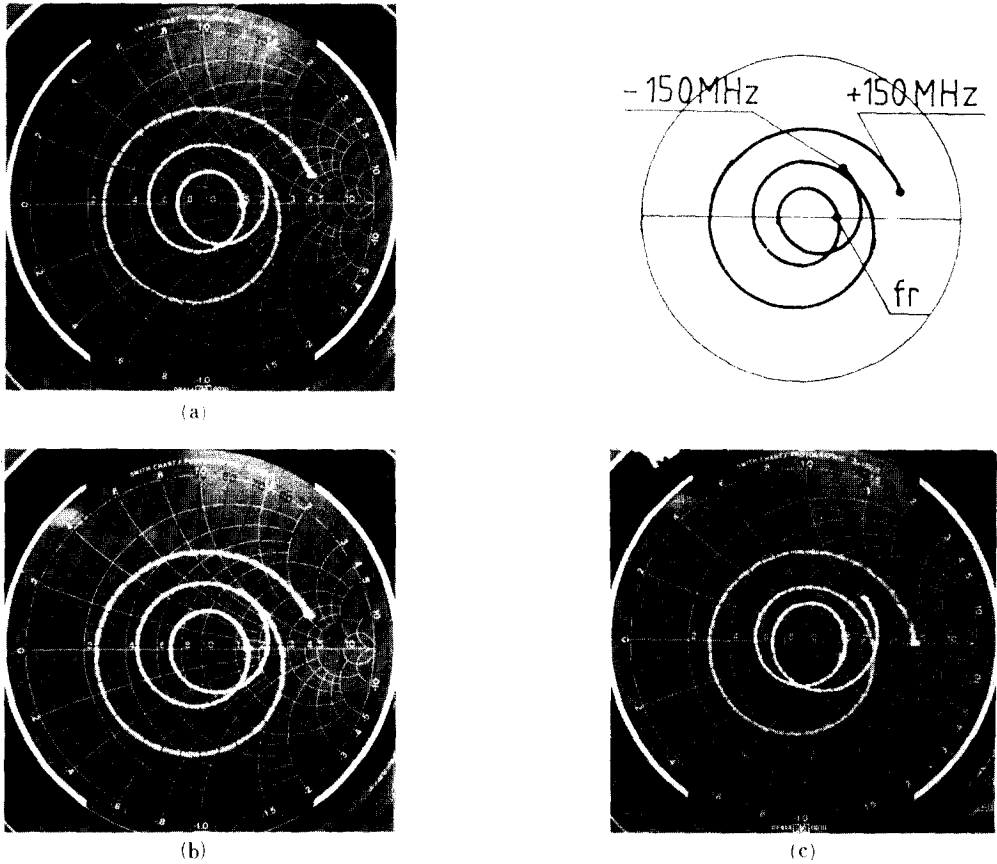


그림 15. 10 GHz 4素子 안테나의 入力阻抗(點: 共振周波數)
 (a) 平面 (b) 凹面型 (R/λ₀ = 2.54) (c) 凸面型 (R/λ₀ = 2.77)
 Input impedance of 10 GHz 4 element antenna(dot: fr),
 (a) Flat surface (b) Concave surface (R/λ₀ = 2.54)
 (c) Convex surface (R/λ₀ = 2.77)

표 3 10GHz 4素子 안테나의 特性
The characteristics of 10 GHz 4-element antenna.

設計 周波數		10GHz					
表面 狀態		平面	오목면	볼록면			
曲率半徑(R/λ_0)		∞	2.54	1.38	2.77	1.50	
共振周波數 [GHz]		9.95	9.969	9.969	9.968	9.968	
反射損失 [dB]		<-35	-13	-13	-13	-13	
HP 빔폭 [DEG]	E 면	計算值	110	120	180	120	180
		測定值	92	100	108	104	110
H 면		計算值	26.8	29	37	29	37
		測定值	23	30	53.8	31.6	39
正規化利得 [dB]		0	-0.5	-2.7	-0.7	-2.7	

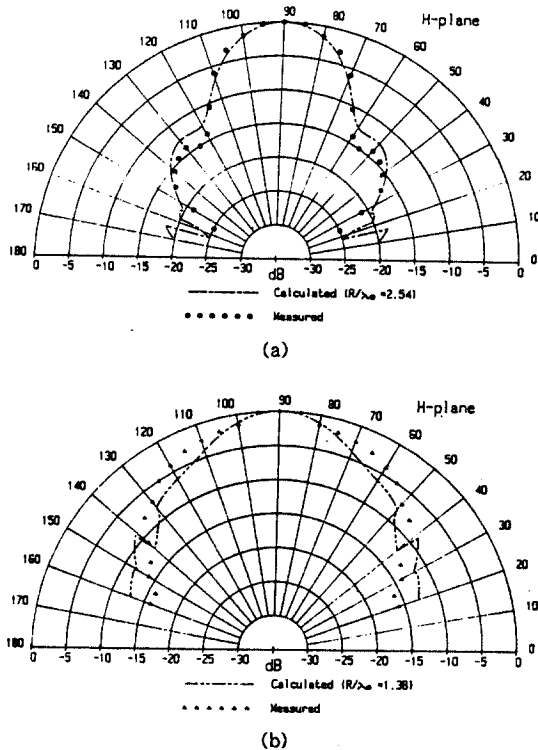


그림 16. 10GHz 4素子 오목면 안테나의 輻射패턴(線: 計算值, 符號: 測定值)
(a) H-面($R/\lambda_0=2.54$) (b) H-面($R/\lambda_0=1.38$)
Radiation pattern of 10 GHz 4-element concave antenna (line: Calculated values, mark: Measured values).
(a) H-plane($R/\lambda_0=2.54$) (b) H-plane($R/\lambda_0=1.38$)

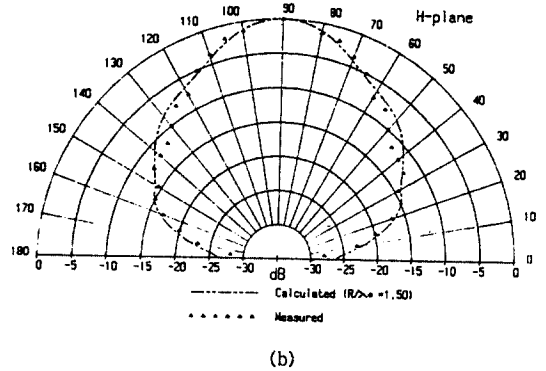
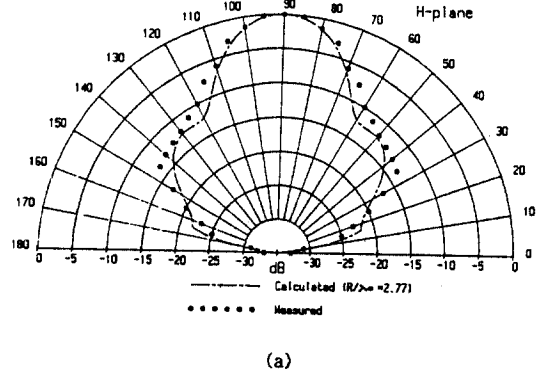


그림 17. 10GHz 4素子 볼록면 안테나의 輻射패턴
(線: 計算值, 符號: 測定值)
(a) H-面($R/\lambda_0=2.77$) (b) H-面($R/\lambda_0=1.50$)
Radiation pattern of 10GHz 4-element convex antenna.
(line: Calculated values, mark: Measured values)
(a) H-plane($R/\lambda_0=2.77$) (b) H-plane($R/\lambda_0=1.50$)

2. 檢 討

共振周波數가 平面의 경우에 비하여 오목면의 경우 +19MHz, 볼록면의 경우 +18 MHz의 增加를 보였으며, 反射損失은 그림14에 보인바와 같이 오목면이나 볼록면이 모두 曲率半徑의 變化에 關係없이 -13dB (VSWR=1.56)로 增加되었으며, 그림15에 보인바와 같이 人力임피던스도 약간 變化되었다. 利得은 오목면과 볼록면에서 曲率에 따라 조금씩 減少되었다. 輻射패턴은 그림 16,

17에 보인바와 같이 H-면이 平面의 경우, 主葉 (main lobe)의 半電力 비임폭이 26.8°이고, 副葉 (side lobe)이 45°에서 -15dB 정도로 나타났다. 오목면에서는 曲率半徑이 $R/\lambda_0=2.54$ 와 $R/\lambda_0=1.38$ 에서 각각 29°, 37°로 넓어졌으며, 副葉은 낮아지는 경향이었고, 볼록면의 경우도 비슷한 結果를 보였다. 測定値는 각각 23°, 30°, 53.8°로 理論値와 類似한 傾向을 보였다.

여러 素子를 並列 어레이하여 曲面으로 하였을 때, 反射損失의 變化는 平面일때 보다 整合 特性이 조금 나빠지는 것을 알 수 있으며, 入力 임피던스와 共振周波數는 극히 작은 變化만을 나타내어 無視할 수 있을 정도였다. H-면 輻射 패턴의 비임폭은 曲率半徑의 減少에 따라 더 넓어졌으며 副葉이 減少되었고, 曲率半徑이 작아질수록 안테나의 開口面積이 점점 좁아지므로 이에 따라서 輻射 패턴의 半電力 비임폭은 점점 더 넓어지는 것을 確認할 수 있었으며, 볼록면의 경우 Jayakumar가 實現한 것과 같은 傾向을 보였고,⁽¹⁶⁾ 오목면에서도 볼록면과 같은 結果를 나타내었다.

그리고 中心 周波數 4GHz에서 動作하는 4素子 並列 어레이 안테나를 設計 製作하여 實驗하였을 경우에도 같은 結果를 보이는 것을 確認하였다.⁽²⁰⁾

VI. 結 論

本論文에서는 오목면 및 볼록면에 設置한 長方形 마이크로스트립 並列 어레이 안테나에 대하여, 傳送線路 모델 解析法을 根據로 曲面의 半徑이 單一輻射素子の 幅보다 크므로 개개의 單一素子는 위치 않은 것으로 看做하고, 座標 變換法을 適用하여 數值計算하였다. 그리고 10GHz에서 4素子 並列 어레이 안테나를 設計 製作하여, 平面과 오목면 및 볼록면의 曲率半徑 變化에 따라 안테나 設置用 밑판에 안테나를 바뀌가면서 反射損失, 共振 周波數, 入力 임피던스, 利得 등의 特性을 測定하여 그 變化 狀態를 考慮하였다. 또한, 遠距離에서의 輻射 패턴을 測定하여 컴퓨터로 計算한 理論値와 比較하였다.

오목면이나 볼록면 안테나의 경우 모두 曲面의 半徑에 따라 指向性이 變하는 것을 알 수 있으며 曲率 半徑이 작아질수록 안테나의 開口面積이 좁아지므로 開口面積에 反比例하여 비임폭이 넓어지는 것을 確認할 수 있었다. 그리고 座標變換法으로 解析한 理論에 따라 計算한 理論値와 測定値가 半電力 비임폭의 領域에서 잘 一致하였다. 共振周波數는 오목면과 볼록면의 경우 曲率 變化에 따라 아주 작은 變化를 보여 거의 無視할 수 있을 정도였으며, 入力 임피던스도 작은 變化만 보였고, 正規化 利得도 平面에 비하여 점점 작은 量의 減少를 나타내었다.

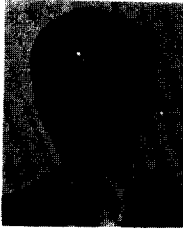
飛行體의 表面을 屈曲되게 하고, 그 오목면에 마이크로스트립 안테나를 設置하면 全方向性的 輻射 패턴을 얻을 수 있을 뿐 아니라 radar cross section을 줄이는 目的에의 活用도 企待할 수 있겠다.

曲率 半徑의 變化에 따라 單一素子の 輻射 特性이 變化되는 것을 理論적으로 解析하고 이를 反映하여 曲面에 設置된 어레이 안테나의 輻射 特性을 考察하는 問題와 오목면과 볼록면에 設置한 마이크로스트립 어레이 안테나의 各素子간의 相互結合 作用을 仔細히 밝혀내고, 나아가서 屈曲面에 오목면 어레이 안테나가 여러개 配列되어 있을 때의 綜合的인 輻射 特性을 探究하는 問題가 앞으로 더 研究되어야 할 課題이다.

參 考 文 獻

1. IEEE Tans. on Antennas and Propagation, "Special Issue on Conformal Arrays", Jan. 1974.
2. I.J. Bahl, P. Bhartia, "Microstrip Antennas", Artech House, Inc., 1980.
3. R.E. Munson, "Conformal Microstrip Antennas and Microstrip Phased Arrays", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. AP-22, pp. 74-78, Jan. 1974.
4. J.Q. Howell, "Microstrip Antennas", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. AP-23, pp. 90-93, Jan. 1975.
5. L.Lewin, "Radiation from Discontinuities in Stripline", Proc. IEE, vol. 107c, pp. 163-170, 1960.
6. G.Sanford and L. Klein, "Development and Test of

- a Conformal Microstrip Airbone Phased Array for Use with the ATS-6 Satellite", IEE Int. Conf. on Antennas for Aircraft and Spacecraft, pp. 115-122, 1975.
7. C.W.Garvin, et al., "Missile Base Mounted Microstrip Antennas", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. AP-25, pp. 604-610, Sept. 1977.
 8. A.G.Derneryd, "A Network Model of the Rectangular Microstrip Antenna", IEEE AP-S Int. Symp. Digest, pp. 93-95. June 1977.
 9. A.G.Derneryd, "A Theoretical Investigation of the Rectangular Microstrip Antenna Element", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. AP-26, pp. 532-535, July 1978.
 10. A.D.Krall, "The Omni Microstrip Antenna: A New Small Antenna", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. AP-27, pp. 850-853, Nov. 1979.
 11. R.E.Post and D.T. Stephenson, "The Design of a Microstrip Antenna Array for a UHF Space Telemetry Link", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. AP-29, pp. 129-134, Jan. 1981.
 12. R.J.Mailloux, J.McIlvenna and N.Kernweis, "Microstrip Array Technology", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. AP-29, pp. 25-38, Jan. 1981.
 13. C.M.Krowne, "Cylindrical Rectangular Microstrip Antennas", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. AP-31, pp. 194-199, Jan. 1983.
 14. J.Ashkenazy, S.Shtrikman and D.Treves, "Electric Surface Current Model for the Analysis of Microstrip Antennas on Cylindrical Bodies", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. AP-33, pp. 295-300, Mar. 1985.
 15. P.Perlmutter, S.Shtrikman and D.Treves, "Electric Surface Current Model for Analysis of Microstrip Antennas with Application to Rectangular Elements", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. AP-33, pp. 301-311, Mar. 1985.
 16. I. Jayakumar, et al., "A Conformal Cylindrical Microstrip Array for Producing Omnidirectional Radiation Pattern", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. AP-34, pp. 1258-1261, Oct. 1986.
 17. A.K.Agrawal and W.E.Powell, "A Printed Circuit Cylindrical Array Antenna", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. AP-34, pp. 1288-1293, Nov. 1986.
 18. Warren L.Stutzman and Gray A.Thiele, "Antenna Theory and Design", John Wiley & Sons, Inc., 1981.
 19. E.A.Wolff, "Antenna Analysis", John Wiley & Sons, Inc., 1967.
 20. E.O. Hammerstad, "Equation for Microstrip Circuit Design", 5th European Microwave Conf., pp. 268-272, Sept. 1975.
 21. I.J.Bahl and D.K.Trivedi, "A Designer's Guide to Microstrip Line", Microwaves, vol. 16, no.12, pp. 174-182, May 1977.
 22. H.Sobol, "Radiation Conductance of Open Circuit Microstrip", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-19, pp. 885-886. Nov. 1971.
 23. P. Silvester and P.Benedek, "Equivalent Capacitances of Microstrip Open Circuits", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-20, pp. 511-516, Aug. 1972.
 24. H.A.Wheeler, "Transmission Line Properties of a Strip on a Dielectric Sheet on a Plane", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-25, pp. 631-647, Aug. 1977.
 25. L.Lewin, "Spurious Radiation from Microstrip", Proc. IEE, vol. 125, pp. 633-642, July 1978.
 26. K.C.Gupta, R.Garg and I.J.Bahl, "Microstrip Line and Slotlines", Artech House, Inc., 1979.
 27. T.C.Edwards, "Foundation for Microstrip Circuit Design", John Wiley & Sons, 1981.
 28. Bernard D.Steinberg, "Principles of Aperture and Array System Design", John Wiley & Sons, 1976.
 29. 具然健, 李正秀, 高光泰, "내곡면에서의 마이크로스트립 어레이 안테나의 복사패턴에 관한 연구", 弘益大學校論叢, 第20輯, 1988.



吳然健(Yeon Geon KOO) 正會員
1939年3月29日生
1965年2月：서울大學校電氣工學科卒業
1967年2月：서울大學校電子工學科卒業
1976年2月：建國大學校大學院 卒業
1967年6月～1973年8月：電波管理局，
韓國電氣通信
研究所勤務

1974年9月～1979年2月：檀國大學校電子工學科 教授
1979年3月～現在：弘益大學校電子工學科 教授



李正秀(Jung Soo LEE) 正會員
1944年11月1日生
1968年2月：漢陽大學校電氣工學科卒業
1981年2月：檀國大學校大學院電子工學
科 卒業(工學碩士)
1989年2月：弘益大學校大學院電子工學
科 卒業(工學博士)
1987年3月～現在：弘益大學校電子工學
科 講師



高光泰(Kwang Tae KOH) 正會員
1955年2月9日生
1983年2月：弘益大學校電子工學科卒業
1985年8月：弘益大學校大學院電子工學
科 卒業(工學碩士)
1987年9月～現在：弘益大學校 大學院
電子工學科 博士課程
1989年3月～現在：國立 서울産業大學
電子工學科 講師