

# FOURIER TRANSFORM을 이용한 비평면형 마이크로스트립 어레이 안테나의 복사패턴 해석

正會員 高 光 泰\* 正會員 具 然 健\*\*

## Analysis of the Radiation Pattern of a Microstrip Array Antenna on a Non-Planar Surface by using FOURIER TRANSFORM

Kwang Tae KOH\* Yeon Geon KOO\*\* *Regular Members*

**要 約** 임의의 반경을 갖는 원통의 내곡면 및 외곡면 표면에 밀착하여 호형(弧形, arc array)으로 배열된 마이크로스트립 어레이 안테나의 원거리 복사패턴에 관하여 Fourier Transform을 이용하는 근사법을 제시한다.

실효개구면을 호의 끝점을 잇는 평면으로 정의하면, 곡면 안테나는 실효개구면 평면위에 위상이 다른 비주기 배열로 근사화될 수 있음을 보였으며, 평면형에 대하여 표준화된 실효개구면비가 1.0-0.9인 범위에서 근사법에 의한 해석이 타당함을 확인하였다.

실효개구면 배열에서 위상 변화는 곡면과 개구면 사이의 비선형적 경로차에 기인하는 것으로 해석하였으며, 특히 곡률 반경이 호의 길이보다 5배 이상일 때는 Fourier Transform Method에서 scale factor의 변화만으로 해석이 가능하였다.

근사법에 의한 계산 결과는 -40 dB의 측정범위에서 좌표변환법 및 실험결과와 잘 일치하였으며, 근사법과 좌표변환법에 의한 계산에서 반전력각(half power angle)의 차이는 실효개구면비가 0.9이상에서 5°미만이었다.

**ABSTRACT** For the far field radiation pattern of a microstrip array antenna which is conformed to a cylindrical surface and forms an arc array, an approximate analysis method using FOURIER TRANSFORM is presented.

In this method, the conformal array antenna is projected on the effective aperture plane and assumed to be an aperiodic array with nonlinear phase tilt. The effective aperture plane includes four end-points of each arc on the cylindrical surface. When the effective aperture ratio which is normalized to the planar type is from 1.0 to 0.9, it is confirmed that this approximate method is valid.

To the array on the effective aperture plane, it is assumed that the phase tilt is due to the distance between aperture plane and curvature surface. Specially, when the radius of arc is more than 5 times to its length, the FOURIER TRANSFORM METHOD could be used with only varying scale factors.

The results of calculating by approximate method are good agreement with the results of COORDINATE TRANSFORM METHOD and experimentally measured values in the range of -40 dB. And, the difference of half power angle is less than 5 degrees when the effective aperture ratio moer than 0.9.

\*全北産業大學 電子工學科  
Dept. of Electronics Engineering, Chonbuk Polytechnic Univ.

\*\*弘益大學校 電子工學科  
Dept. of Electronics Engineering, Hongik Univ.  
論文番號: 90-80(接受 1990. 9. 8)

안테나는 이동통신 분야의 중요한 연구과제이며, 그 응용범위의 확산에 따라 비평면형 표면에 2차원 혹은 3차원으로 배열된 곡면형 안테나의 복사패턴에 관한 연구가 요구되어 왔다. 특히, 곡면형 마이크로스트립 안테나의 경우에는 각각의 배열요소가 서로 평행하지 않으며 또, 복사방향이 요소에 따라 다르기 때문에 기존의 배열이론을 적용할 수 없으며 따라서 새로운 해석 방법의 연구가 필요하였다.

일반적으로 곡면에 밀착하여 설치된 마이크로스트립 안테나의 복사패턴 해석은 원통형 물체의 외곡면(convex) 표면에 전방향(omnidirectional) 특성을 갖도록 설치된 경우가 대부분이었으며, 1974년 Munson<sup>(42)</sup>에 의해 실험적 결과가 보고된 이래 표면전류 모델을 이용한 Ashkenazy, Shtrikman, Sohtell<sup>(3)(4)(5)</sup> 등의 연구가 있었으며, 한편으로 cavity 모델을 이용한 Krowne, Wu<sup>(6)(7)</sup> 등의 연구 결과가 보고되었다.

그러나 이들 모델에 의한 해석에는 복잡한 수치해석이 필요하며, 단일 복사소자에 대한 것이었다. 특히 원통형 물체의 오목면(concave)에 설치된 마이크로스트립 어레이 안테나의 복사 특성 해석은 곡면 배열을 다각형 배열으로 근사화하여 각 요소에 대한 좌표축의 이동 및 회전을 계산하는 좌표변환에 의한 분석<sup>(8)</sup>이 최근에야 이루어지게 되었다.

본 연구에서는 원통의 곡면(내곡면 및 외곡면)에 호형(arc array)으로 배열된 안테나에 대하여 반구 공간(hemisphere)에서의 복사패턴을 구하기 위하여 적용이 간편하며 계산시간이 적게 소요되는 효율적인 근사법을 제시하였다.

곡면 위에 2차원 혹은 3차원적으로 배열된 복사소자들은 실효개구면 평면 위로 투영되어 비주기적 평면 배열로 근사화되었으며 Fourier Transform을 이용하여 복사패턴을 구하였다. 곡면의 휨에 의한 영향이 phase error tolerance의 크기를 넘지않는 경우 단순히 scale factor의 변화만을 갖는 Fourier Transform Method를 적용할 수 있음을 보였으며, 곡률반경의 변화에 따른 복사패턴의 변화를 계산 하였다.

배열 안테나의 경우, 각각의 배열 요소로부터의 복사패턴은 요소간의 상호 결합에 의한 영향을 받게되 2차 복사현상을 나타내나 본 연구에서는 상호 결합 및 곡면 표면에서의 반사에 의한 영향은 무시되었으며, 각 요소의 복사 경로상에서 곡면에 의한 가로막힘 및 경계선에서의 굴절은 계산되지 않았다.

## II. 본 론

### (1) 장방형 단일 마이크로스트립 복사소자의 Fourier 해석

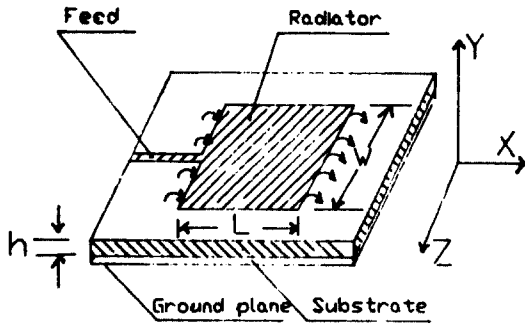
장방형의 마이크로스트립 복사소자는 Derneryd<sup>(9)</sup>의 Transmission Line Model 해석법을 비롯하여 Vector Potential Approach 법, Wire Grid Model 및 Modal Expansion Model 등의 여러가지 해석이론<sup>(10)</sup>이 있으나 본 연구에서는 복사소자를 2개의 slot 안테나가 매우 낮은 특성 임피던스를 갖는 전송선로로 연결되어 있다고 보고 해석하는 전송선모델을 이용하였다. 그림 1-(a)에 장방형 마이크로스트립 복사소자의 구조 및 좌표계가 표시되어 있으며, 그림 1-(b)에 전송선 모델에 의한 등가회로가 나타나있다. 등가회로에서의 콘덕턴스 G는 복사 콘덕턴스로서 Sobol<sup>(11)</sup>의 식에 의하여 구하였으며, 서셉턴스 B는 open-circuited end에서의 fringing field에 의한 기생용량 C에 기인한 것이다.

따라서, 단일 복사소자의 입력 어드미턴스는

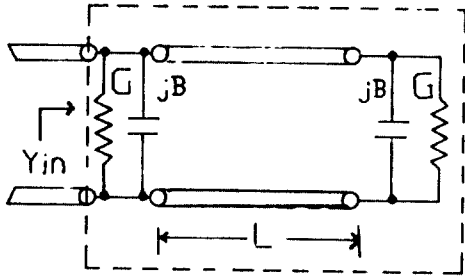
$$Y_{in} = G + jB + Y_0 \frac{G + j(B + Y_0 \tan \beta L)}{Y_0 + j(G + jB) \tan \beta L} \quad (1)$$

와 같고, 전송선로의 길이 L이 실효유전율  $\epsilon_{ef}$  인 선로에 대하여 선로파장( $\lambda_g$ )의 반파장과 같을 때  $Y_{in} = 2G$ 가 된다.

한편, 단일 slot 안테나는 폭이 substrate의 두께 h와 같고 길이가 복사소자의 폭 W와 같은 구조를 가지며 그림 2에 그 구조 및 좌표계가 표시되어 있다.



(a)



(b)

그림 1. (a) 장방향 복사소자의 구조 및 좌표계  
(b) 전송선로 모델의 등가회로  
(a) the structure of a rectangular microstrip patch radiator  
(b) the equivalence circuit of Transmission Line Model

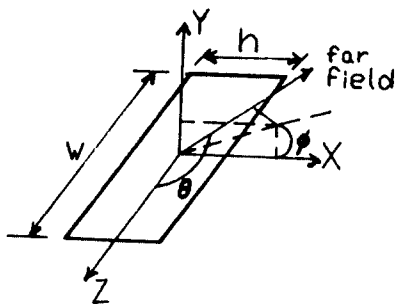


그림 2. 단일 slot 안테나의 구조 및 좌표계  
the structure and coordinate system of a slot antenna

복사소자의 양 개방단에서의 fringing field는 고차모드에 의한 영향을 무시할 수 있을 때 x 성분 및 y성분만을 갖으나 원거리에서 y성분은 상쇄되므로 x성분만이 고려되며, 접지면(y=0)에서의 slot 전계  $\vec{E}_a$ 는 접지평면의 영상효과에 의하여

$$\vec{E}_a(x,z) = \hat{x} \cdot 2E_0 = \hat{x} \cdot \frac{2V_0}{h} \quad (2)$$

로 나타낼 수 있다. 여기서  $E_0$  및  $V_0$ 는 slot 평면에서의 전계의 세기 및 x방향으로의 전위차이다. slot에서의 복사 방향은 y방향이므로  $k_y^2 = k_0^2 - (k_x^2 + k_z^2)$  이고, 따라서  $y > 0$ 인 반구 공간(hemisphere)에서의 전계는  $k_x, k_z$ 에 의해서 표현할 수 있다.

또한 원거리에서의 전계  $\vec{E}(x,y,z)$ 를  $\vec{F}(k_x, k_z)$   $e^{-j\vec{k} \cdot \vec{r}}$ 와 같은 평면파의 중첩에 의한 것으로 해석하면 다음과 같이 Fourier 변환을 정의할 수 있다.<sup>(12x13)</sup>

$$\vec{E}(k_x, k_z, y) = \iint_{-\infty}^{\infty} \vec{E}(x, y, z) e^{j(k_x x + k_z z)} dx dz \quad (3)$$

윗 식에서  $\vec{E}(x, y, z)$ 는  $y > 0$ 인 공간에서의 전계의 세기이며  $(\nabla^2 + k_0^2)\vec{E}(x, y, z) = 0$ 을 만족시킨다. 따라서 y방향으로의 복사를 고려하면

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_0^2 - k_x^2 - k_z^2\right)\vec{E}(k_x, k_z, y) = 0 \quad (4)$$

및

$$\vec{E}(k_x, k_z, y) = \vec{F}(k_x, k_z) e^{-jk_y y} \quad (5)$$

이고, Fourier Transform의 변환쌍에 의하여

$$\begin{aligned} \vec{E}(x, y, z) &= \frac{1}{4\pi^2} \iint_{-\infty}^{\infty} \vec{E}(k_x, k_z, y) e^{-j(k_x x + k_z z)} dk_x dk_z \\ &= \frac{1}{4\pi^2} \iint_{-\infty}^{\infty} \vec{F}(k_x, k_z) e^{-j\vec{k} \cdot \vec{r}} dk_x dk_z \quad (6) \end{aligned}$$

와 같이 정의할 수 있다.<sup>(12)</sup>

한편, slot의 개구면에서의 전계는

$$\begin{aligned} \vec{E}_t(x,y=0,z) &= \vec{E}_a(x,z) \\ &= \frac{1}{4\pi^2} \iint_{-\infty}^{\infty} \vec{F}_t(k_x, k_z) e^{-j(k_x x + k_z z)} dk_x dk_z \quad (7) \end{aligned}$$

(단,  $t$ 는 개구면에서의 접선성분을 의미한다.)  
이고, Fourier 변환에 의하여

$$\vec{F}_t(k_x, k_z) = \iint_{-\infty}^{\infty} \vec{E}_a(x, z) e^{j(k_x x + k_z z)} dx dz \quad (8)$$

이 된다. 또,  $\vec{E}(x, y, z)$ 가 시간에 대해 정현적 변화를 한다면  $\nabla \cdot \vec{E} = 0$ 으로 부터  $F_y = -(\vec{k}_t \cdot \vec{F}) / k_y$  즉  $\vec{F}(k_x, k_z)$ 는  $k_x$  및  $k_z$ 만으로 표시됨을 알 수 있다. 단, 여기서  $\vec{k}_t$ 는  $\vec{k}_t = k_x \hat{x} + k_z \hat{z}$ 이다.

식(5)에  $x=r(\sin\theta\cos\phi)$ ,  $y=r(\sin\theta\sin\phi)$ ,  $z=r\cos\theta$ 를 대입하고 원거리에 대하여 stationary phase integral method<sup>(12)(13)</sup>를 적용하면

$$\begin{aligned} \vec{E}(r, \theta, \varphi) &\cong \frac{1}{4\pi^2} \iint_{S_0} \vec{F}(k_1, k_2) \exp[-j(\vec{k} \cdot \vec{r})_{k_1, k_2}] d\delta_1 d\delta_2 \\ &\approx j \frac{e^{-jk_0 r}}{2\pi} k_0 \sin\theta \sin\varphi \vec{F}(k_0 \sin\theta \cos\varphi, k_0 \cos\theta) \\ &\approx j \frac{k_0 e^{-jk_0 r}}{2\pi} [\hat{\varphi}(F_x \sin\theta + F_z \cos\theta \cos\varphi) - \hat{\theta}(F_z \sin\varphi)] \quad (9) \end{aligned}$$

와 같이 원거리에서의 전계를 구할 수 있다.

(단,  $k_1, k_2$ 는 각각  $k_x, k_z$ 의 stationary phase point이며,

$S_0$ 는  $k_1 \pm \Delta\delta_1, k_2 \pm \Delta\delta_2$ 로 주어지는 적분구간이고,

$$k_1 = k_y \cos\varphi / \sin\theta = k_0 \sin\theta \cos\varphi,$$

$$k_2 = k_y \cos\theta / (\sin\theta \sin\varphi) = k_0 \cos\theta \quad \text{이다.})$$

또, slot의 개구면 평면에서  $\vec{E}_a(x, z) = \hat{x} \cdot 2E_0$ 이므로  $\vec{F} = \hat{x} F_x$ 이고, 원거리에서의 전계  $\vec{E}(r, \theta, \varphi)$ 는

$$E_r = E_\theta = 0$$

$$E_\varphi = j \frac{k_0 \omega h E_0}{\pi r} e^{-jk_0 r} \sin\theta \operatorname{sinc}\left(\frac{\pi\omega}{\lambda} \cos\theta\right) \operatorname{sinc}\left(\frac{\pi h}{\lambda} \sin\theta \cos\varphi\right) \quad (10)$$

(단,  $\operatorname{sinc}(\alpha) = \sin(\alpha) / \alpha$ 이다.)

이다.

한편, 단일 복사소자는 2개의 slot 안테나가 거리  $L$  간격으로 배열되어 있으므로 Fourier Transform의 shift theorem에 의하여

$$E_\varphi = j \frac{k_0 \omega h E_0}{\pi r} e^{-jk_0 r} F_s(\theta, \varphi) \cos\left(\frac{\pi L}{\lambda} \sin\theta \cos\varphi\right). \quad (11)$$

이 된다. 위 식에서,  $F_s(\theta, \varphi)$ 는 식(9)에서 주어진 단일 slot의 패턴 함수이다.

### (2) 곡면위의 마이크로스트립 어레이 안테나의 해석

균일 전계에 의하여 급전되고 있는 개구면으로부터  $r \gg (L^2 / \lambda)$ 인 원거리에서의 field는 Fourier kernel 만이 영향력을 갖게 되므로 Fourier Integral에 의하여 패턴 함수를 구할 수 있다.

$n$ 개의 단일 복사소자가 그림 3과 같이 균일 간격  $D$ 에 의하여 병렬 배열되어 있으며 동일 위상 및 동일 크기의 신호로 급전되고 있다면 이 때의 개구면 전계를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \vec{E}_a(x, z) &= \hat{x} \cdot 2E_0 \{ \operatorname{Rect}[h, (z - \frac{L}{2})] \\ &+ \operatorname{Rect}[h, (z + \frac{L}{2})] \} \cdot \left\{ \sum_{n=0}^{n-1} \operatorname{Rect}[\omega, (z - nD)] \right\} \quad (12) \end{aligned}$$

위 식에서 함수  $\operatorname{Rect}[\alpha, x]$ 는 크기가 단일 (unit strength)하고 중심이  $x=0$ 인 곳에 있는 폭  $\alpha$ 의 구형파를 나타낸다. 따라서 패턴함수는 식(12)를 Fourier 적분하므로써 다음과 같이 구할 수 있다.

$$F_x(k_x, k_z) = \iint_{-\infty}^{\infty} E_a(x, z) e^{j(k_x x + k_z z)} dx dz$$

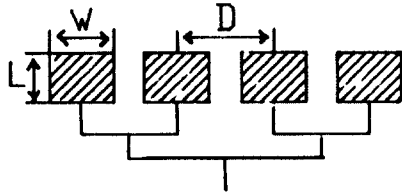
$$= 4E_0h \cos(k_x L/2) \operatorname{sinc}(k_x h/2) \left\{ \sum_{m=0}^{n-1} \int_{mD - \omega/2}^{mD + \omega/2} e^{jk_z z} dz \right\}$$

$$= 4E_0hn e^{j(n-1)k_z D/2} \cos(k_x L/2) \operatorname{sinc}(k_x h/2) \frac{\operatorname{sinc}(nk_z D/2)}{\operatorname{sinc}(k_z D/2)} [jk_0 Y(z)]$$

(13)

면에 설치된 경우에 대한 실효개구면과 phase delay가 그림 4에 나타나있다. phase delay가 y방향으로의 경로차에만 기인한다고 하면, 실효개구면에서의 개구면 전체는 식 (13)에 exp

$$Y(z) = R(1 - \cos\phi) = R\{1 - \cos(\sin^{-1} \frac{z}{R})\} \quad (16)$$



D = 15.0 mm  
W = 11.339 mm  
L = 9.356 mm

그림 3. 평면형 4×1 병렬 배열 안테나  
planar type 4×1 parallel array antenna

만일, 배열의 주기가 불균일 하고 slot의 길이 W가 배열의 각 요소에 따라 다르다면 식(12) 및 식(13)은 다음과 같이 수정되어야 한다.

$$\vec{E}_a(x,z) = \hat{x} 2E_0 \left\{ \operatorname{Rect}\left[h, \left(x - \frac{L}{2}\right)\right] + \operatorname{Rect}\left[h, \left(x + \frac{L}{2}\right)\right] \right\} \left\{ \sum_{i=0}^{n-1} \operatorname{Rect}\left[\omega_i, (z - D_i)\right] \right\}$$

(14)

$$F_x(k_x, k_z) = 4E_0h \cos(k_x L/2)$$

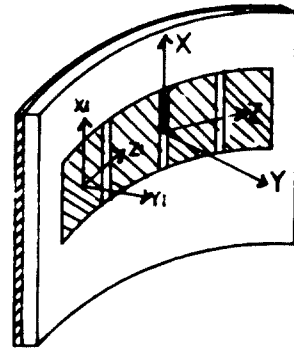
$$\operatorname{sinc}(k_x h/2) \left\{ \sum_{i=0}^{n-1} \int_{D_i - \omega_i/2}^{D_i + \omega_i/2} e^{jk_z z} dz \right\} \quad (15)$$

식(13)과 식(15)로부터 비주기 배열의 경우 단일 복사소자의 복사패턴을 나타내는 Fourier Integral에서 scale factor만을 변화시킴으로써 원하는 복사특성을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

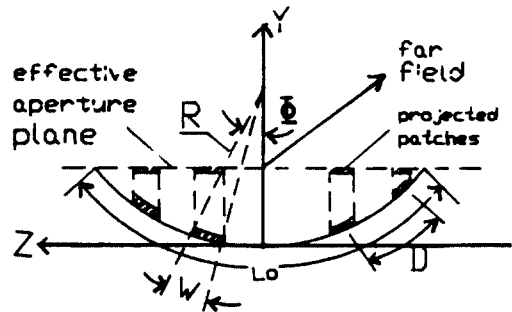
한편, 그림 3과 같은 4×1 병렬 배열 마이크로 스트립 안테나가 반경 R인 원통형 물체의 내곡

이고, planar array의 전체 길이를 L<sub>0</sub>라 하면 Z<sub>max</sub> < L<sub>0</sub>/2 이므로 1.0%미만의 오차로써

- (i) R > 5L<sub>0</sub>인 경우 Y(z) ≈ 0 즉, 곡면 효과는 무시될 수 있다.
- (ii) 5L<sub>0</sub> > R > 2L<sub>0</sub>이면 Y(z) ≈ (Z<sup>2</sup> / 2R)이고, 곡면 효과는 quadratic phase shift 효과를 나타낸다.
- (iii) R < 2L<sub>0</sub>이면 Y(z)는 식(16)과 같이 주어진다.



(a)



(b)

그림 4. 실효 개구면을 갖는 곡면 안테나의 구조  
 (a) 구성 모양 (b) 단면  
 the structure of a microstrip array antenna on the cylindrical surface with effective aperture plane  
 (a) the structure  
 (b) view of cross section

식 (14)로 부터 quadratic phase shift 일 때의 패턴함수를 구하면 식(17)과 같다.

$$F_x(k_x, k_z) \approx 4E_0h \cos(k_x L/2) \text{sinc}(k_x h/2) \left\{ \sum_{i=0}^{n-1} (1 - j \frac{k_0}{2R} \frac{d^2}{dk_z^2} \mathcal{F}[\text{Rect}[\omega_i, (z-D_i)]]) \right\} \quad (17)$$

(단,  $\mathcal{F}[\ ]$  는 Fourier Transform이다.)

(3) Scale Factor를 갖는 Fourier Transform 에 의한 원거리 복사패턴

마이크로스트립 어레이 안테나가 비행기, 선박 등의 표면에 실장되는 경우 대부분 곡률반경 R은 arc length  $L_0$ 보다 5배 이상되며 이 때 phase error는 허용 범위 내에 있게되므로 경로 차에 의한 phase delay는 무시할 수 있으며 따라서 곡면 안테나는 실효개구면 평면위에 동일 위상의 크기가 다른 주기적 배열로 근사화 될 수 있다.

그림 4와 같은 병렬 배열 안테나의 패턴함수의 Fourier Transform 해석은 식(8) 및 식(12)로부터

$$\hat{F}(k_x, k_z) \approx \hat{x} 4E_0h \cos(k_x L/2) \text{sinc}(k_x h/2) \mathcal{F}[E_z(z)] \quad (18)$$

와 같다.

윗 식에서 우변의 말항은 z-축 방향으로의 전개 분포에 대한 Fourier Transform이며  $\vec{E}_a(x, z) = E_x(x)E_z(z)\hat{x}$ 이다. 따라서 평면형 배열의 경우

$$\mathcal{F}[E_z(z)] = \mathcal{F}\left\{ \sum_{i=0}^{n-1} \text{Rect}[\omega, (z - mD)] \right\} = \sum_{i=0}^{n-1} \omega \text{sinc}(k_z \omega/2) e^{jm k_z D} \quad (19)$$

이다. 그림 4와 같이 병렬 배열 방향으로 휨을 갖는 곡면 안테나의 경우, phase error를 무시할 수 있다면 곡면 효과는 식(19)의 W대신  $a_m W$ 를 내입하여야한다. 여기서  $a_m$ 은 곡면 위의 각 배열 요소가 실효개구면 평면으로 투영될 때 길이의 변화를 나타내는 비례요소로써 scale factor로 정의하며

$$a_m = \frac{\Delta \omega}{\omega} = \frac{R}{\omega} \left\{ \sin\left[\frac{C_m}{R} + \frac{\omega}{2R}\right] - \sin\left[\frac{C_m}{R} - \frac{\omega}{2R}\right] \right\} = 2\frac{R}{\omega} \sin\left[\frac{\omega}{2R}\right] \cos\left[\frac{C_m}{R}\right] \quad (20)$$

와 같다. 단  $\Delta W$ 는 실효개구면 평면에 투영된 복사소자의 폭이며,  $C_m$ 은 m번째 배열요소의 중심점의 z변위이다.

실제적으로는  $R > 5L_0$ 인 경우  $a_m \leq 1.0$ 이므로 scale factor에 의한 Fourier Transform의 영향은 별로 크지 않으나 main lobe의 반전력폭(HPBW)을 넓히는 효과가 기대된다. 따라서 phase delay를 무시할 수 있는 경우에는

$$a_m \approx \text{effective aperture ratio} = \frac{2R}{L_0} \sin\left(\frac{L_0}{2R}\right) = a = \text{const.} \quad (21)$$

와 같이 놓을 수 있다. 즉, 곡면에 설치된 마이크로스트립 어레이 안테나의 각각의 요소들은 실효개구면비와 같은 scale factor에 의하여 요소간 간격 D 및 요소의 크기(폭) W가 각각 aD 및 aW로 변화되어 실효개구면 평면 위에 놓이게된다고 가정할 수있다. 이 경우 식(19)는

$$\mathcal{F}[E_z(z)] = na\omega \text{sinc}(k_z a\omega/2) \frac{\text{sinc}(nk_z aD/2)}{\text{sinc}(k_z aD/2)} = a \mathcal{F}_{\text{flat}}(a\omega) \quad (22)$$

와 같이 주어진다.

여기서  $\mathcal{F}_{\text{flat}}$ 는 planar type 배열 안테나에 대한

Fourier Transform이며 변수  $W$ 는 scale factor에 의한 값  $aW$ 로 대체된 것이다.

이상의 결과로부터 phase delay를 무시할 수 있는  $R > 5L_0$ 인 경우, 곡면 위의 배열 요소들은 scale factor에 의하여 선형적으로 실효개구면 평면 위로 투영될 수 있음을 알 수 있다. 이러한 가정은 몇 가지 제한점 - null point error 및 end-fire error를 갖기는 하나 주어진 조건 아래에서는 main lobe상의 큰 오차는 없다. 따라서 곡면 안테나를 설계하는데 복잡한 수치해석을 거치지않는 간편한 근사식으로 응용이 가능하다.

### Ⅲ. 수치해석 및 실험결과

실제 제작된 마이크로스트립 어레이 안테나는  $4 \times 1$  병렬 배열과  $4 \times 4$  정방 배열 구조를 가졌으며 각 배열요소에 등전위, 등위상으로 급전되도록 하였고, 양면 Cu-clad된 3M사의 GT-0150-50-11 기판을 사용하여 공진주파수 10.0GHz에서 동작하도록 설계하였다. 실험에 이용된 곡면은 반경 76.2mm( $2.54\lambda_0$ ) 및 41.4mm( $1.38\lambda_0$ )인 원통을 종축으로 절단하여 그 내곡면 및 외곡면을 이용하였으며 복사패턴은 HP-8410C NETWORK ANALYZER를 이용하여 측정하였다.

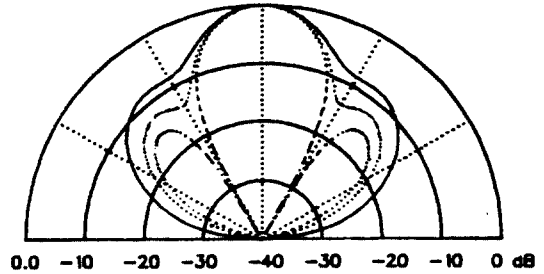
본 연구에서는 그림 4와 같은 곡면형 마이크로스트립 어레이 안테나의 복사패턴을 구하기 위하여 다음과 같은 3가지 계산법을 적용하고 서로 비교하였으며, 이를 실험 결과와 비교하였다.

- (i) 좌표변환법
- (ii) phase delay를 갖지않는 Fourier Transform Method
- (iii) phase delay를 고려한 Fourier Transform Method

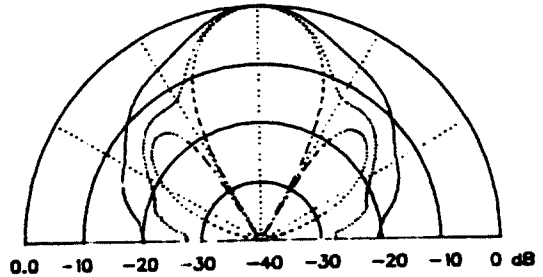
그림 5에 각각의 경우에 대한 곡률반경의 변화와 복사패턴의 변화를 보였으며, 곡률 반경이 작을 수록 HPBP의 각이 넓어짐을 알 수 있다.

그림 5-(a)의 phase delay 계산은 8 parameter Gaussian Quadrature Integration에 의해서 구하

였다. 또, 각각의 경우에서 복사소자간의 mutual coupling과 2차 반사에 의한 영향 및 boundary edge에서의 diffraction은 무시되었다.



(a)



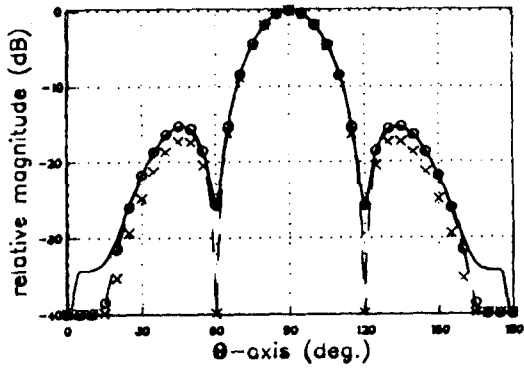
(b)

그림 5. 적용한 근사식에 따른 곡면의 휨에 의한 영향  
(a) 좌표변환법 (b) F.T.with phase delay  
( $R=\infty$ ), ... ( $R=2.54\lambda_0$ ), - ( $R=1.38\lambda_0$ )  
the effect by the various radius of cylindrical concave surface according to the applied approximation equations.  
(a) Coordinate Transform Method  
(b) Fourier Transform Method with phase delay  
( $R=\infty$ ), ... ( $R=2.54\lambda_0$ ), - ( $R=1.38\lambda_0$ )

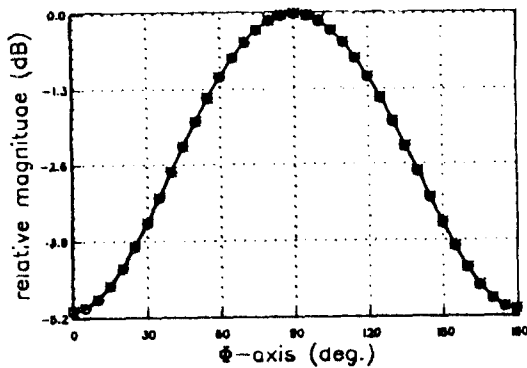
그림 6은  $R=10\lambda_0=5L_0$ 인 곡면에 3가지 근사법에 따른 H 및 E-plane 패턴을 계산한 것이며, 그림 7 및 그림 8에 각각  $R=2.54\lambda_0$ ,  $R=1.38\lambda_0$ 인 내곡면 안테나에 대한 위 3가지 근사모델 및 실험결과의 측정치를 나타내었다.

phase delay를 고려하지 않은 Fourier Transform Method에서는 null point가 반드시 존재하게되나, phase delay를 고려한 경우 좌표변환법과 근사한 결과를 얻을 수 있었다.

end fire 방향의 20° 범위에서 3 모델간의 오차가 있으나 그림 7 및 그림 8에서와 같이  $R > L_0$  인 경우 그 차이는 무시할 수 있다.

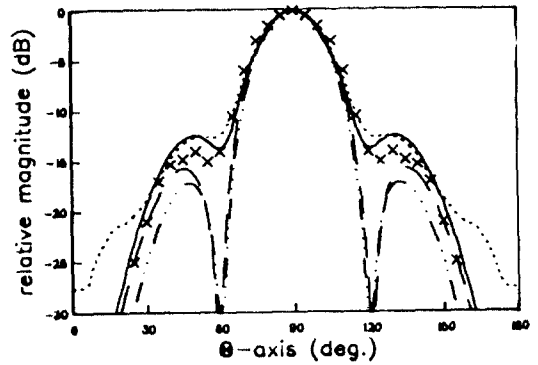


x x x x planar type array, (  $R = \infty$  )  
 ——— Coordinate Transform, (  $R = 10\lambda_0$  )

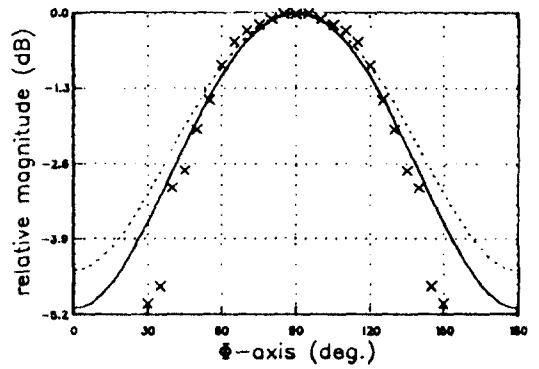


o o o o F.T. with phase delay, (  $R = 10\lambda_0$  )  
 ——— F.T. non-phase delay, (  $R = 10\lambda_0$  )  
 \* F.T. = Fourier Transform Method.

그림 6.  $R = 10\lambda_0$ 인 곡면 안테나의 복사패턴  
 (a) H-평면 패턴 (b) E-평면 패턴  
 the radiation pattern of a cylindrically conformal microstrip array antenna,  $R = 10\lambda_0$   
 (a) H-plane pattern (b) E plane pattern



— — — planar type array, (  $R = \infty$  )  
 ..... Coordinate Transform, (  $R = 2.54\lambda_0$  )  
 x x x x measured values (  $R = 2.54\lambda_0$  )



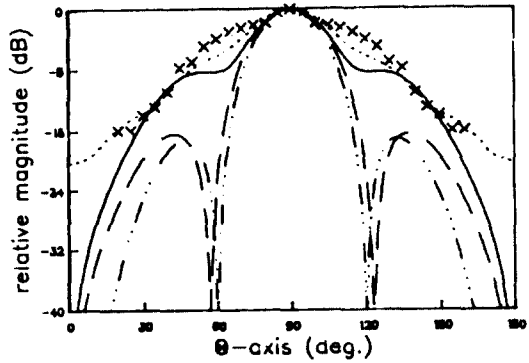
———— F.T. with phase delay, (  $R = 2.54\lambda_0$  )  
 - - - F.T. non-phase delay, (  $R = 2.54\lambda_0$  )  
 \* F.T. = Fourier Transform Method.

그림 7.  $R = 2.54\lambda_0$ 인 곡면 안테나의 복사패턴  
 (a) H-평면 패턴 (b) E-평면 패턴  
 the radiation pattern of a cylindrically conformal microstrip array antenna,  $R = 2.54\lambda_0$   
 (a) H plane pattern (b) E plane pattern

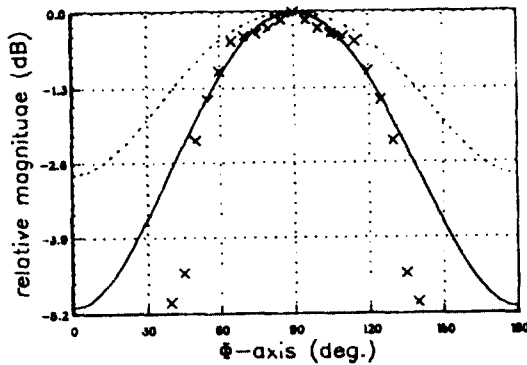
그림 9는 곡면의 휨 즉, 곡률반경의 변화에 따른 half power point의 각도로써 위 3가지 근사법에 의한 각각의 결과가 나와있다. 실효개구면비가 0.9이상에서 반전력 각도의 차는 5° 이내이었으며 곡률반경이 작을 수록 HPBP가 넓어짐을 확인할 수 있다.

그림 10은 실제 제작된  $4 \times 4$  배열의 내곡면 및 외곡면 안테나이며  $R = 2.54\lambda_0$  및  $R = 10\lambda_0$ 인





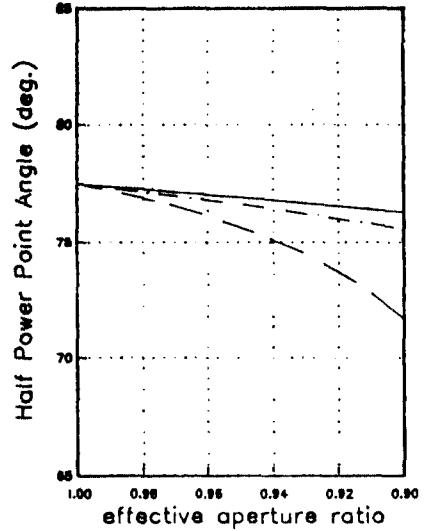
( a )  
 ····· planar type array, (  $R=\infty$  )  
 ····· Coordinate Transform, (  $R=1.38\lambda$  )  
 x x x x measured values (  $R=1.38\lambda$  )



( b )  
 ——— F.T. with phase delay, (  $R=1.38\lambda$  )  
 - - - F.T. non-phase delay, (  $R=1.38\lambda$  )  
 \* F.T. = Fourier Transform Method.

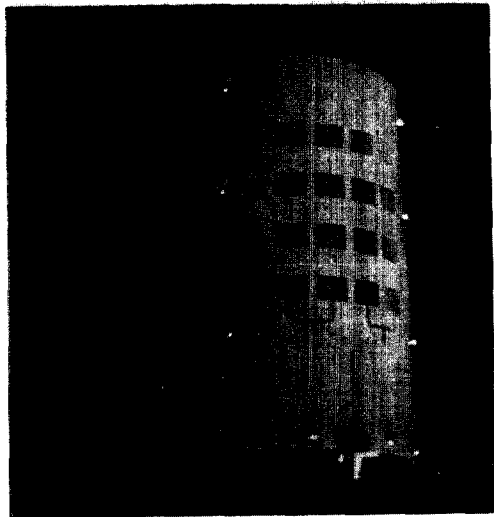
그림 8.  $R=1.38\lambda_0$ 인 곡면 안테나의 복사 패턴  
 (a) H-평면 패턴 (b) E-평면 패턴  
 the radiation pattern of a cylindrically conformal  
 microstrip array antenna,  $R=1.38\lambda_0$   
 (a) H-plane pattern (b) E-plane pattern

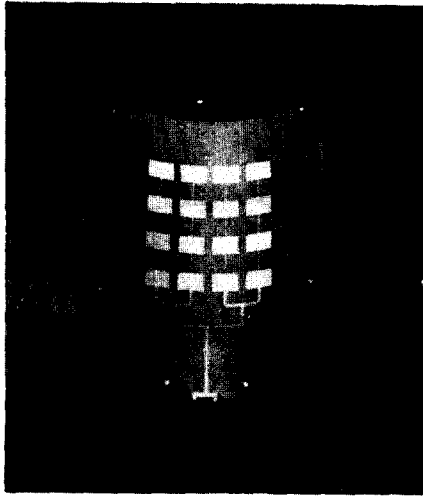
경우의 복사패턴이 그림 11에 있다.  $4 \times 4$  배열에서 직렬배열의 간격  $D$ 는 입력 임피던스 정합을 위하여 각 복사소자간의 간격을 선로파장의  $1/2$ 이 되도록 하여야 했기 때문에  $D=L+\lambda_g/2=0.68\lambda_0$ 이며, 병렬배열의 간격은  $4 \times 1$  병렬배열의 경우와 같은  $D=\lambda_0/2$ 이다.



\* ratio=eff. aperture/flat aperture  
 ——— F.T. non-phase delay  
 - - - F.T. with phase delay  
 ····· Coordinate Transform

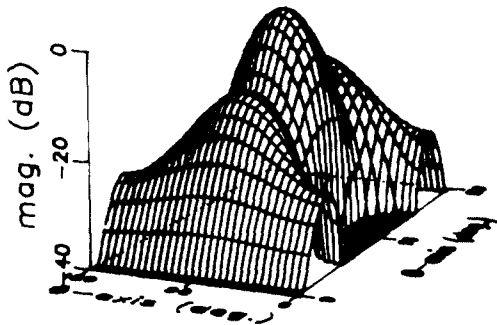
그림 9. 상호 개구면비에 따른 반전력 각의 변화  
 the change of half power point according to the  
 effective aperture ratio



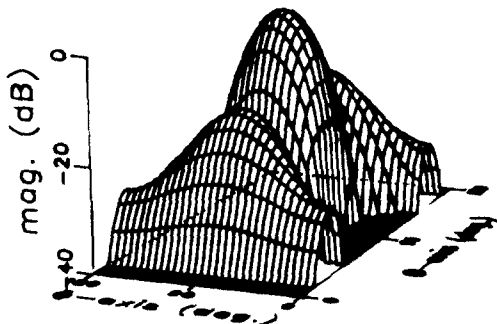


(b)

그림 10. 4×4 배열의 실효개구면을 갖는 원통형 마이크로스트립 안테나  
the cylindrical conformal 4×4 array microstrip antenna with effective aperture plane



(a)



(b)

그림 11. 4×4 배열 안테나의 복사 패턴  
(a)  $R=2.5\lambda_0$ , (b)  $R=10\lambda_0$   
the radiation pattern of 4×4 array antenna  
(a)  $R=2.5\lambda_0$ , (b)  $R=10\lambda_0$

#### IV. 결 론

원통형 물체의 내곡면 및 외곡면 표면에 밀착하여 설치된 마이크로스트립 배열 안테나의 복사 특성을 근사적 모델을 이용하여 해석하였다.

배열 안테나가 실효개구면을 갖는 경우, 근사적 모델로써 실효개구면 평면에 투영된 크기, 위상 및 배열주기가 불규칙한 비주기적 평면배열을 이용할 수 있음을 보였으며, 반구 공간(hemisphere)에서의 복사패턴은 Fourier Integral 혹은 Fourier Transform을 이용하여 구할 수 있었다.

곡률반경의 감소에 따른 null point에서의 오차는 실효개구면 상의 비주기 배열 안테나의 각 복사소자에 수직방향으로의 경로차에 의한 phase delay를 부가함으로써 제거할 수 있었으며, 곡률반경  $R$ 이 평면형 배열 안테나의 전체 길이  $L_0$ 보다 5배 이상 클 경우에는 phase delay 효과는 무시할 수 있었다.

근사 모델의 Fourier Transform에 의한 계산 결과는 좌표변환법에 의한 결과와 비교되었으며 실험치와 잘 일치함을 확인할 수 있었다. 실효개구면비가 0.9이상인 경우 반전력각은  $5^\circ$ 이내의 오차를 보였으며 end fire 방향을 제외한 모든 구간에서 제시한 근사 모델이 타당함을 확인할 수 있었다.

특히  $R > 5L_0$ 인 경우, 곡면배열에 의한 효과는 effective aperture ratio와 같은 크기를 가지는 scale factor에 의해서 단순히 planar type에 대한 Fourier Transform에 scale 변화를 줌으로써 원거리 복사패턴을 얻을 수 있었다.

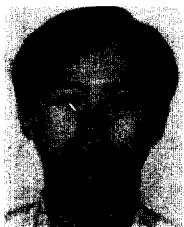
본 연구의 결과는 개구면을 갖는 원통형 곡면의 내곡면 및 외곡면에 설치된 마이크로스트립 어레이 안테나에 동일하게 적용될 수 있으며 이는 좌표변환법<sup>(6)</sup>에 의해서도 확인된 것이다. 따라서 제시된 근사 모델을 이용하면 굴곡진 표면에 형성된 어레이 안테나의 복사 패턴을 보다 간편하게 예측할 수 있을 것이다.

본 연구는 "원통형 곡면의 표면에 3차원으로 배열된 마이크로스트립 어레이 안테나의 특성 해석(과제번호 891-0808-009-1)"으로 한국과학재단의 기초연구지원에 의해 이루어진 것입니다.

### 참 고 문 헌

1. Robert E.Munson, "Conformal Microstrip Antennas and Microstrip Phased Arrays", IEEE Trans. AP, pp-74-118, Jan. 1974.
2. Ashok K. Agrawal, Walter E.Power, "A Printed Circuit Cylindrical Array Antennas", IEEE Trans. AP, Vol. AP-34, No. 11, pp.1288-1293, Jan. 1974.
3. Joseph Ashkenazy, S.Shtrikman, "Electric Surface Current Model for the Analysis of Microstrip Antennas on Cylindrical Bodies", IEEE Trans. AP, Vol. AP-33, No. 3, pp.295-300, 1985.
4. P.Perlmutter, S.Shtrikman, David Treves, "Electric Surface Current Model for the Analysis of Microstrip Antennas with Application to Rectangular Elements", IEEE Trans. AP, Vol.AP-33, No. 3, pp.301-311, 1985.
5. Sohtell, E.V., "Microwave Antennas on Cylindrical Structures", Technical Report 173, Ph.D. Dissertation,

- School of Electrical and Computer Engineering, Chalmers Univ. of Techology, Sweden, Sept. 1987.
6. C.M.Krowne, "Cylindrical-Rectangular Microstrip Antenna", IEEE Trans. AP, Vol. AP-31, pp.194-199, 1983.
7. Wu, Kuang-Yuh, Kauffman, J.F., "Radiation Pattern Computations for cylindrical Rectangular Microstrip Antennas", IEEE Int. Symp. Digest A.&P., Vol.1, pp.39-42, 1983.
8. 고광태, 이정수, 구연건, "곡면에서의 마이크로스트립 어레이 안테나의 복사특성에 관한 연구", 한국통신학회, 제14권, 제2호, pp.121-136, 1989.
9. A. Derneryd, "A Theoretical Investigation of the Rectangular Microstrip Antenna Element," IEEE Trans. AP-s, Vol. 26, pp.532-535, Jul. 1978.
10. I.J.Bahl, P.Bhartia, "Microstrip Antennas", Artech House, INC, pp.31-84, 1982.
11. H.Sobol, "Radiation conductance of Open Circuit Microstrip", IEEE Trans. MTT, Vol. MTT-19, pp. 885-886, 1971.
12. Robert E. Collin, "Antenna Theory, Part 1", McGraw-Hill, pp.61-92, 1969
13. E.V.Jull, "Aperture Antennas and Diffraction Theory", Peter Peregrinus LTD, pp.18-30, 1981.
14. Bernard D.Steinberg, "Principles of Aperture and Array System Design", John Willy & Sons, pp.123-138, 1976.



**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~1989年12月 : 弘益大學校大學院 電子工學科 博士課程  
 1989年 3月~1989年12月 : 國立서울産業大學 電子工學科 講師

1990年 3月~現在 : 全北産業大學 電子工學科 專任講師



**具 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