

나선형 슬랏배열 안테나의 특성해석 및 설계

(Analysis and Design of the Spirally Slotted Array Antenna)

閔 貳 圭,** 梁 斗 榮,* 李 相 高*

(Yi Kyu Min, Doo Young Yang, and Sang Seol Lee)

要 約

이 논문에서는 고이득, 고효율 특성을 얻을 수 있는 나선형 슬랏배열 안테나(spirally slotted array antenna)의 특성을 해석하고 설계한다. 해석방법은 도파관 내부에 존재하는 내부전자계를 이용하여 슬랏에 유기되는 슬랏전계를 구하고 이 전계로부터 원거리 영역의 복사전계식을 유도한다. 안테나의 배열구조는 2중 반경도파관(twofold radial waveguide)의 상단 원형 평판 상에 슬랏을 내어 나선형으로 배열한다. 배열에서 나타나는 격자부엽(grating lobe)을 줄이기 위하여 안테나 내부에 지연파 구조물(slow wave structure)을 설치한다.

이 논문에서 제시된 해석방법을 이용하여 나선형 슬랏배열 안테나를 설계한 결과 양호한 원형편파 특성과 75%의 고효율 특성을 얻을 수 있었으며 격자부엽을 -34dB 이하로 억제시킬 수 있었다.

Abstract

In this paper, the analysis and design of a spirally slotted array antenna with high efficiency are presented. Electric fields in the slots are calculated by electromagnetic fields in the upper waveguide and radiation field equations are derived. Slots are arrayed spirally on the upper circular plate of twofold radial waveguide. In order to suppress grating lobes from the array, a slow wave structure is inserted in the upper waveguide.

This antenna is characterized by a good circular polarization, high efficiency of 75 percent and grating lobes below -34dB .

I. 서 론

위성통신시대가 본격적으로 도래됨에 따라 위성으로부터 방송을 직접 수신하거나 이동통신(mobile radio communication)을 수행하기 위한 DBS(direct broadcasting satellite) 안테나가 절실히 필요하게 되었다. 위성을 통하여 송출된 신호를 지구상에서 직접 수신하기 위해서는 고이득, 고효율의 수신안테나를

사용하여야 한다. 현재 사용되고 있는 위성수신용 안테나는 주로 반사판 안테나(reflector antenna)로서 중량이 무겁고 규모가 커 기계적 구동이 어려울 뿐 아니라 이동물체에 설치하기가 곤란한 결점을 갖고 있고 또한 비나 눈과 같은 자연재해로 인하여 성능이 저하되는 문제점을 가지고 있다.

이 논문에서 다루고자 하는 나선형 슬랏배열 안테나는 반사판 안테나에서 나타나는 단점들을 보완할 수 있을 뿐 아니라 차량 등과 같은 이동물체에도 설치하기가 쉽다.

이 연구에서는 소형화, 경량화가 가능하고 고이득, 고효율 특성을 얻을 수 있는 나선형 슬랏배열 안테

*正會員, **準會員, 漢陽大學校 電子通信工學科
(Dept. of Elec. Comm. Eng., Hanyang Univ.)
接受日字: 1991年 6月 26日

나의 특성을 해석한다. 해석방법은 모드함수를 적용하여 반경도파관 내부의 전자계를 구한다. 내부전자계로부터 도파관 원형 평판 상의 슬랏에 유기되는 슬랏전계를 구하고 원거리 영역에서의 복사전계식을 유도한다. 안테나의 배열구조는 2중 반경도파관의 원형 평판 상에 슬랏을 내어 나선형으로 배열한다. 또한 효율특성을 높이기 위하여 안테나 내부에 지연파구조물을 설치하여 격자부엽을 최대한 줄일 수 있는 설계자료를 찾아낸다. 이 연구에서 제시한 이론의 타당성을 입증하기 위하여 M. Ando 등¹¹⁻¹³의 방법과 비교, 검토한다.

II. 나선형 슬랏배열 안테나의 구조

나선형 슬랏배열 안테나는 그림1과 같이 2중 반경도파관(twofold radial waveguide) 원형 평판 상에 슬랏이 배열된 구조를 가지고 있다.

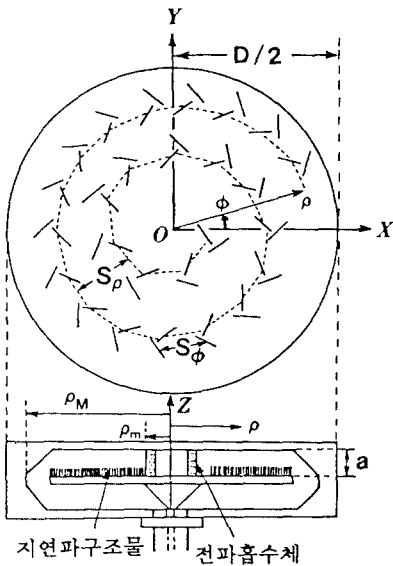


그림 1. 나선형 슬랏배열 안테나 구조
Fig. 1. The structure of the spirally slotted array antenna.

이 안테나는 도파관 하단 중심에서 동축선로(coaxial cable)를 사용하여 급전한다. 도파관 내부로 급전된 전자계에너지(electromagnetic power)는 외부 반경 방향으로 전파모드를 형성하여 진행하다가 도파관 벽면에 도달하면 다시 내부반경 방향으로 전파모드가 바뀐다. 내부반경 방향으로 에너지가 전파되는 과정에서 에너지의 대부분은 슬랏을 통하여 복사

되고 나머지는 흡수체(absorber)에 흡수된다. 슬랏수가 많을 경우 흡수체에 도달되는 전력은 상대적으로 작아진다. 또한 급전점의 벽면과 도파관 외측벽면에서 반사파의 영향을 줄이기 위하여 45° 기울어진 구조를 사용한다. 도파관 상단 원형 평판 상의 슬랏배열에 대한 기본구조는 원형편파를 발생시킬 수 있도록 한쌍의 슬랏을 위상차가 $\pi/2$ 나도록 배열한다. 이 슬랏쌍들을 나선형으로 연속적으로 배열시켜 배열안테나를 구성한다. 배열간격 S_ρ 와 S_ϕ 는 각각 ρ 방향과 ϕ 방향을 따라 인접한 슬랏쌍간의 간격을 나타낸다. 배열 안테나를 구성하므로써 나타나는 격자부엽(grating lobe)을 줄이기 위하여 S_ρ 와 S_ϕ 는 자유공간의 파장 λ_0 보다 작아야 한다. 이 조건을 만족시키기 위하여 도파관 내부에 지연파구조물(Slow Wave Structure)을 설치한다. 여기서 S_ρ 는 도파관의 관내파장 λ_g 와 같게 하였고 S_ϕ 는 임의로 결정하였다.

1. 2중 반경도파관 원형 평판 상의 슬랏전계

2중 반경도파관 원형 평판 상에 슬랏을 내었을 때 슬랏에 유기되는 슬랏전계는 도파관 내부에 존재하는 전자계를 해석하여 얻을 수 있다. 원형도파관 내부의 모드함수 Ψ 는 원통좌표계에 대한 스케일러 Helmholtz 방정식의 해를 구하고 내부반경 방향으로 전파되는 파동함수(wave function)를 적용하여 다음과 같이 된다.

$$\Psi = H_n^{(1)}(k_\rho \rho) \cos n\phi [A \cos k_z z + B \sin k_z z] \quad (1)$$

여기서 $H_n^{(1)}$ 은 n차 1종 Hankel 함수이고 k_ρ 와 k_z 는 각각 ρ 와 z방향의 전파상수, A와 B는 상수이다. 식(1)을 TM파의 모드함수¹⁴에 대입하고 경계조건을 적용하면 다음과 같은 기본파동함수(elementary wave function) Ψ_{mn}^{TM} 를 얻을 수 있다.

$$\Psi_{mn}^{TM} = H_n^{(1)}(k_\rho \rho) \cos n\phi \cos\left(\frac{m\pi}{a} z\right) \quad (2)$$

여기서 a는 상단도파관의 높이이고 m, n은 정수이다. 식(2)를 다시 TM파의 모드함수에 대입하여 전자계 성분을 구한다.

반경도파관의 상단높이 a가 반파장보다 작을 때 반경도파관 내부의 모드는 TM_{0n} 모드만이 존재한다. 따라서 도파관 내부에서 전파되는 기본모드는 TM_{00} 모드이고 이 모드는 반경방향으로 에너지를 전파시킨다.

$$H_z = k_\rho H_1^{(1)}(k_\rho \rho) \quad (3)$$

$$E_z = \frac{k^2}{j\omega\epsilon} H_0^{(1)}(k_\rho \rho) \quad (4)$$

$$E_\rho = E_\phi = H_\rho = H_z = 0 \quad (5)$$

여기서 $k = \omega\sqrt{\mu\epsilon}$ 이다.

그림2는 2중 반경도과판 원형 평판 상에 임의의 각도로 2L 길이의 좁은(thin) 슬롯이 놓인 경우이다. η 와 ξ 는 슬롯축을 나타내고 θ_n 은 η 축과 ρ 축이 이루는 각도, ϕ_n 은 x축과 ρ 축이 이루는 각이다.

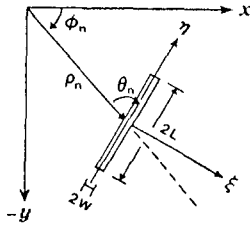


그림 2. 단일 슬롯 안테나
Fig. 2. A unit slot antenna.

식(3), 식(4)로부터 상단 원형 평판과 슬롯에 유기되는 전류밀도 \mathbf{J} 와 자유밀도 \mathbf{M} 은 다음과 같이 계산된다.

$$\mathbf{a}_z \times H_\phi \mathbf{a}_\phi = -\mathbf{J}_o \quad (6)$$

$$\mathbf{a}_z \times E_z \mathbf{a}_z = \mathbf{M} = 0 \quad (7)$$

슬롯에 유기되는 전계 \mathbf{E} 는 내부반경 방향으로 흐르는 전류밀도 \mathbf{J} 에 의하여 형성됨을 알 수 있다. 따라서 슬롯과 수직방향으로 형성되는 전계 E_ξ 는 다음과 같이 가정할 수 있다.

$$E_\xi = E_o \sin[k_o(L - |\eta|)] \quad (8)$$

여기서 E_o 는 슬롯이 놓인 ρ_n 지점에서 ξ 방향에 대한 전계의 크기이다. 원형 평판 상에 흐르는 전류밀도를 이용하면 전계의 크기 E_o 는 다음과 같이 계산된다.

$$E_o \propto k_\rho H_1^{(1)}(k_\rho(D - \rho_n)) \sin\theta_n \approx k_\rho \sqrt{\frac{2}{\pi k_\rho(D - \rho_n)}} e^{j[k_\rho(D - \rho_n) - (3\pi/4)]} \sin\theta_n \quad (9)$$

여기서 D 는 원형 평판의 직경이다. 식(9)는 $k_\rho(D - \rho_n) \gg 1$ 인 경우에 대한 Hankel 함수식을 이용한 결과이다.

슬롯에 유기되는 등가자유밀도(equivalent magnetic current density)는 등가원리(equivalence principle)

와 영상이론(image theory)을 적용하여 다음과 같이 계산된다.

$$\mathbf{M}_n = -2E_o \sin[k_o(L - |\eta|)] \quad (10)$$

식(10)의 등가자유원에 의하여 복사되는 원거리 영역의 전계 벡터 포텐셜(electric vector potential) F_n 는

$$F_n = \frac{1}{4\pi} \iint_{s'} \mathbf{M}(\xi', \eta', z') \frac{e^{-jk_o|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|}}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} ds' \quad (11)$$

로 된다. 여기서 s' 은 슬롯의 개구면적이고, k_o 는 자유공간의 전파상수이며 \mathbf{r} 과 \mathbf{r}' 은 관찰점(field point)과 전원점(source point)의 원점(origin)에 대한 거리 벡터이다. 또한 ξ', η', z' 은 전원점을 나타낸다.

식(11)에서 $|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|$ 에 대한 원거리 영역에서의 크기와 위상을 구하면 다음과 같다.

$$\text{크기항: } |\mathbf{r} - \mathbf{r}'| \cong r \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \text{위상항: } |\mathbf{r} - \mathbf{r}'| &= \sqrt{(x - x_n')^2 + (y - y_n')^2 + (z - z_n')^2} \\ &\cong r - \sin\theta (x_n' \cos\phi + y_n' \sin\phi) \end{aligned} \quad (13)$$

여기서 x_n' 과 y_n' 은 원천(source)이 있는 영역의 직각좌표 성분이다.

식(13)에서 좌표성분값 (x', y', z') 을 (ξ', η', z') 으로 변환하여 식(11)에 대입하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} F_n &= \frac{-E_o}{2\pi r} e^{-jk_o r} e^{jk_o \rho_n \sin\theta \cos\phi \cos\phi_n + \rho_n \sin\theta \sin\phi \sin\phi_n} \\ &\cdot \int_{-L}^L \int_{-W}^W [\sin[k_o(L - |\eta'|)] \\ &\cdot [e^{jk_o \sin\theta (\sin\phi \cos\phi + \theta_n - \phi_n) \xi'} \\ &\cdot e^{jk_o \sin\theta (-\cos\phi \sin\phi + \theta_n - \phi_n) \eta'}]] d\xi' d\eta' \end{aligned} \quad (14)$$

여기서 ρ_n, ϕ_n, θ_n 은 각각 n번째 슬롯소자의 성분값들이다.

식(14)를 축변환하여 F_θ, F_ϕ 성분을 구하면 다음과 같다.

$$F_\phi = F_n \cos(\theta_n - \phi_n) \sin\phi + F_n \sin(\theta_n - \phi_n) \cos\phi \quad (15)$$

$$F_\theta = -F_n \cos(\theta_n - \phi_n) \cos\theta \cos\phi + F_n \sin(\theta_n - \phi_n) \cdot \cos\theta \sin\phi \quad (16)$$

식(15)와 식(16)을 이용하여 원거리 영역으로 복사되는 N개의 슬롯에 대한 전계 E_θ 와 E_ϕ 를 구하면 다음과 같다.

$$E_{\theta} = -jk_0 F_{\theta}$$

$$= \sum_{n=1}^N \left[-Q_n \{ (S_n - T_n) + (U_n - V_n) \} \cdot \{ \sin\phi \cos(\theta_n - \phi_n) + \cos\phi \sin(\theta_n - \phi_n) \} \right] \quad (17)$$

$$E_{\phi} = jk_0 F_{\phi}$$

$$= \sum_{n=1}^N \left[Q_n \{ (S_n - T_n) + (U_n - V_n) \} \cdot \{ \cos\theta \cos\phi \cos(\theta_n - \phi_n) - \cos\theta \sin\phi \sin(\theta_n - \phi_n) \} \right] \quad (18)$$

여기서

$$Q_n = k_0 \sqrt{\frac{2}{\pi k_0 (D - \rho_n)}} \cdot e^{j(k_0 D - \rho_n) - j3\pi/4} \sin\theta_n \frac{e^{-jk_0 r}}{2\pi r}$$

$$\cdot e^{jk_0 \rho_n \sin\theta \cos\phi \cos\phi_n + \rho_n \sin\theta \sin\phi \sin\phi_n}$$

$$\cdot \frac{e^{jk_0 L} \sin[k_0 W b_n]}{b_n}$$

$$S_n = \frac{2e^{-jk_0/2(k_{\nu} + a_n)L}}{k_0 [k_{\nu} + a_n]} \cdot \sin[k_0/2(k_{\nu} + a_n)L]$$

$$T_n = e^{-2jk_0 L} \cdot \frac{2e^{jk_0/2(k_{\nu} - a_n)L}}{k_0 [k_{\nu} - a_n]} \cdot \sin[k_0/2(k_{\nu} - a_n)L]$$

$$U_n = \frac{2e^{jk_0/2(-k_{\nu} + a_n)L}}{k_0 [-k_{\nu} + a_n]} \cdot \sin[k_0/2(-k_{\nu} + a_n)L]$$

$$V_n = e^{-2jk_0 L} \cdot \frac{2e^{-jk_0/2(-k_{\nu} - a_n)L}}{k_0 [-k_{\nu} - a_n]} \cdot \sin[k_0/2(-k_{\nu} - a_n)L]$$

$$k_{\nu} = k_0/k_0$$

$$a_n = \sin\theta \cos(\phi + \theta_n - \phi_n)$$

$$b_n = \sin\theta \sin(\phi + \theta_n - \phi_n)$$

이다.

안테나의 빔효율은 펜슬빔인 경우 다음식을 이용하여 계산할 수 있다.

$$\eta_b = \frac{\int_0^{\theta_1} [|E_{\theta}(\theta, \phi)|^2 + |E_{\phi}(\theta, \phi)|^2] \sin\theta d\theta}{\int_0^{\pi} [|E_{\theta}(\theta, \phi)|^2 + |E_{\phi}(\theta, \phi)|^2] \sin\theta d\theta} \quad (19)$$

여기서 θ_1 은 반전력 대역폭이다.

2. 슬랏배열

그림3은 슬랏배열 구조를 설명하기 위한 기본구조도이다. 슬랏배열은 두 단계로 구분할 수 있다. 첫 단계는 기본 슬랏쌍이 원형편파를 발생시킬 수 있도록 슬랏간에 $\pi/2$ 만큼 위상차가 나도록 배열하는 것

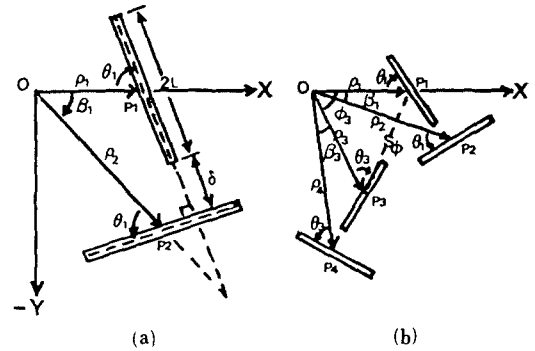


그림 3. 슬랏배열 구조

- (a) 기본 슬랏쌍
- (b) 나선형 슬랏배열

Fig. 3. The elementary slot arrangement structure. (a) elementary slot pair, (b) spiral slot arrangement.

이고 두번째 단계는 기본 슬랏쌍을 연속적으로 나선을 따라 배열하는 것이다.

그림 3(a)의 두개의 슬랏은 ρ 방향으로부터 동일하게 θ_1 만큼 기울어져 있고, 슬랏의 길이는 $2L (= \lambda_0/2)$, 슬랏간의 간격은 δ , 슬랏쌍이 이루는 각은 β_1 , 슬랏이 원점으로부터 떨어진 거리는 각각 ρ_1, ρ_2 이다. 그림3(b)는 우선회편파(RHCP)를 발생시키기 위하여 두개의 슬랏쌍을 나선을 따라 배열한 그림이다.

그림 3(a)의 구조로부터 슬랏 P1과 슬랏 P2간의 위상차가 $\pi/2$ 일 경우 슬랏 위치는 다음식을 이용하여 찾을 수 있다.¹¹⁾

$$\arg[H_1^{(1)}(k_0 \rho_2)] - \arg[H_1^{(1)}(k_0 \rho_1)] = \pi/2 \quad (20)$$

$$\rho_2 \sin\theta_1 - \rho_1 \cos\theta_1 = L + \delta \quad (21)$$

$$\beta_1 = 2\theta_1 - \pi/2 \quad (22)$$

여기서 초기값 ρ_1 을 주고 식(20), 식(21), 식(22)를 연립하여 계산하면 $\rho_2, \beta_1, \theta_1$ 을 구할 수 있다.

그림 3(b)는 슬랏의 위치를 결정하기 위한 방법을 설명하기 위한 것이다. 그림 3(b)에서 슬랏 P3의 위치는 슬랏간의 위상 ϕ 를 고려하여 다음식에 따라 결정된다.¹¹⁾

$$S_{\phi}^2 = \rho_1^2 + \rho_3^2 - 2\rho_1 \rho_3 \cos(\phi_s) \quad (23)$$

$$\phi_s = \arg[H_1^{(1)}(k_0 \rho_3)] - \arg[H_1^{(1)}(k_0 \rho_1)] \quad (24)$$

여기서 S_{ϕ} 는 설계자가 임의로 결정할 수 있는 배열간격으로서 안테나 특성에 크게 영향을 미친다. 슬랏 P3, P1, P2 등의 위치는 같은 방법으로 결정된다.

III. 지연파구조물 (Slow Wave Structure)의 해석

슬랏을 배열하므로써 나타나는 격자부엽 (grating lobe)을 억제시키기 위하여 상단 도파관 (upper waveguide) 내부에 지연파구조물을 설치한다. 이 구조물을 설치하였을 경우, 도파관 내부에서 전파되는 파의 속도는 상대유전율에 따라 감소하므로 관내파장이 작아지고 슬랏배열 간격이 줄어든다. 따라서 원형 평판 상에 더 많은 슬랏쌍들을 배열할 수 있고 공급된 에너지가 슬랏을 통하여 외부로 모두 복사될 수 있다.

이 연구에서는 지연파구조물의 재료로서 유전체를 사용하였으며 상단 도파관 내부에 삽입된 지연파구조물은 그림4와 같다.

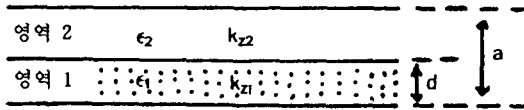


그림 4. 지연파구조물
Fig. 4. The slow wave structure.

그림4에서 영역1은 유전체로 채워져 있고 영역2는 자유공간이다. k_{21} 과 k_{22} 는 각각 영역1과 영역2에서의 z방향의 전파상수이고 a는 상단 도파관의 높이, d는 유전체의 두께이다. 지연파 구조물이 있을 때 도파관 내부에서의 파동함수는 TM모드를 이용하여 해석한다. 영역1과 영역2에 대한 파동함수는 다음과 같이 가정한다.⁴

$$\Psi_1^{TM} = A_1 H_0^{(1)}(k_o \rho) \cos(k_{21} z) : \text{영역 1} \quad (25)$$

$$\Psi_2^{TM} = A_2 H_0^{(1)}(k_o \rho) \cos[k_{22} (a-z)] : \text{영역 2} \quad (26)$$

식(25)와 식(26)을 Helmholtz 스케일러 방정식에 대입하면 다음과 같은 고유치를 얻는다.

$$k_o^2 + k_{21}^2 = k_1^2 = \omega^2 \mu_1 \epsilon_1 = \epsilon_r k_o^2 \quad (27)$$

$$k_o^2 + k_{22}^2 = k_2^2 = k_o^2 \quad (28)$$

식(25)와 식(26)을 TM파의 모드함수⁴에 대입하여 전파제를 구하고 유전체 경계면(z=d)에서 전계와 자계에 대한 경계조건을 적용하면 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} & -\sqrt{\epsilon_r k_o^2 - k_o^2} \cdot \tan[\sqrt{\epsilon_r k_o^2 - k_o^2} \cdot d] \\ & = \epsilon_r \sqrt{k_o^2 - k_o^2} \cdot \tan[\sqrt{k_o^2 - k_o^2} \cdot (a-d)] \end{aligned} \quad (29)$$

식(29)를 이용하면 지연파구조물에서의 k_o 값을 결정할 수 있다.

IV. 계산결과 및 고찰

표1은 나선형 슬랏배열 안테나를 해석하기 위한 매개변수(parameter)들이다. 안테나 A는 지연파구조물이 없는 경우이며 안테나 B는 지연파구조물을 설치한 경우에 대한 설계제원이다. 안테나 B에 사용한 지연파구조물은 비유전율 2.3이고 두께 4mm인 Polystyrene이다. 여기서 D는 원형 평판의 직경이고 a는 상단 도파관의 높이, d는 유전체의 두께, 2L은 슬랏의 길이, 2W는 슬랏의 폭, δ 는 슬랏간의 떨어진 거리, ρ_m 은 슬랏이 배열될 수 있는 최대반경, ρ_m 은 슬랏배열을 시작한 시점에서의 반경, S_ϕ 와 S_ρ 는 각각 ϕ 방향과 ρ 방향을 따라 인접한 슬랏쌍간의 거리, N은 총 슬랏수이다.

표 1. 안테나 설계 제원
Table 1. Design parameters of the antennas.

구분	f(GHz)	D(cm)	a(mm)	d(mm)	2L(mm)	2W(mm)
안테나 A	12	62.5	7.5	0	12.5	1
안테나 B	12	62.5	7.5	4	9.99	1

구분	δ (mm)	ρ_m (cm)	ρ_m (cm)	S_ϕ/λ_o	S_ρ/λ_o	N
안테나 A	1	30	6	0.7	1.0	1206
안테나 B	1	30	6	0.5	0.7995	2164

표2는 식(20)에서 식(24)까지를 반복 적용하여 도출한 슬랏 배열수에 따른 설계자료이다. 표에 나타난 슬랏수는 편의상 안테나 A는 100의 배수, 안테나 B는 200의 배수에 대한 제원만을 선택하여 표시하였다.

지연파구조물을 설치하였을 경우 도파관 내부의 관내파장 λ_g 는 식(29)를 이용하여 계산한 결과 0.7995 λ_o 이다. 따라서 지연파구조물이 없는 경우보다 슬랏수가 958개 증가하여 복사되는 에너지의 양을 높일 수 있다.

그림5와 그림6은 지연파구조물을 사용한 경우의 특성을 표시한 그림이다. 그림5는 유전체 두께에 따라 변화되는 전파상수(k_o/k_o) 값을 나타냈고 그림6은 비유전율의 값을 증가시켰을 때 경계조건이 만족되는 유전체의 두께를 나타낸 그림이다.

그림7은 지연파구조물이 없는 안테나 A의 복사특성을 나타낸 그림이다. 실선은 E_θ 성분이고 점선은 E_ϕ 성분이다. 복사패턴의 형태는 거의 대칭적이며 제1부엽 (first sidelobe)의 크기는 -20dB 이하로 나타난다. 그러나 슬랏배열에 따라 나타나는 격자부엽의 크기는 $\theta=76^\circ$ 에서 -19dB 이고 E_θ 와 E_ϕ 의 비가 급격히 증가한다.

표 2. 슬롯배열 설계자료

- (a) 안테나 A의 경우
- (b) 안테나 B의 경우

Table 2. Design data for the slot arrangement.

- (a) The case of the antenna A,
- (b) The case of the antenna B.

슬롯번호	ρ (cm)	θ (rad)	β (rad)	ϕ (rad)
1	6.000	0.8171	0.0635	0.0000
100	10.783	0.8045	0.0382	-10.4894
200	13.731	0.8003	0.0298	-17.8879
300	16.127	0.7981	0.0253	-23.9072
400	18.200	0.7966	0.0224	-29.1143
500	20.054	0.7956	0.0203	-33.7503
600	21.745	0.7947	0.0187	-38.0210
700	23.312	0.7941	0.0174	-41.9557
800	24.776	0.7936	0.0164	-45.6358
900	26.157	0.7931	0.0155	-49.1057
1000	27.468	0.7928	0.0147	-52.3976
1100	28.716	0.7925	0.0141	-55.5368
1206	30.000	0.7921	0.0135	-58.7185

(a)

슬롯번호	ρ (cm)	θ (rad)	β (rad)	ϕ (rad)
1	6.000	0.8275	0.0842	0.0000
200	11.095	0.8096	0.0485	-14.4313
400	14.259	0.8042	0.0375	-24.4313
600	16.822	0.8013	0.0317	-32.4822
800	19.035	0.7994	0.0280	-39.4337
1000	21.010	0.7981	0.0253	-45.6412
1200	22.812	0.7971	0.0233	-51.3027
1400	24.479	0.7963	0.0217	-56.5418
1600	26.038	0.7956	0.0204	-61.4407
1800	27.507	0.7950	0.0193	-66.0582
2000	28.901	0.7946	0.0184	-70.4383
2164	30.000	0.7942	0.0177	-73.8761

(b)

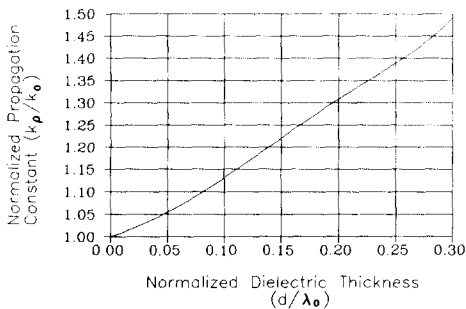


그림 5. 전파상수 특성

Fig. 5. The characteristics of propagation constant.

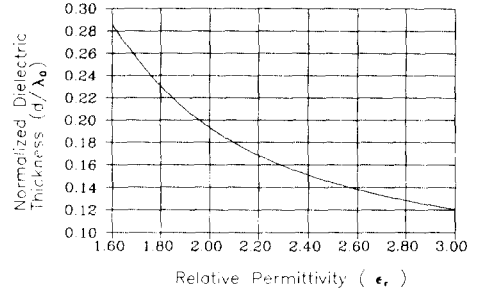


그림 6. 비유전율의 값에 대한 유전체 두께
Fig. 6. The dielectric thickness versus the relative permittivity.

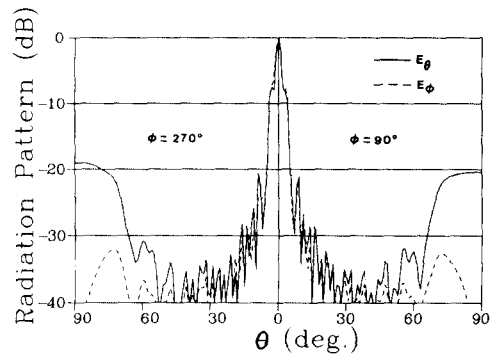


그림 7. 지연파구조물이 없는 안테나 A의 복사패턴
Fig. 7. The radiation pattern of the antenna A without the slow wave structure.

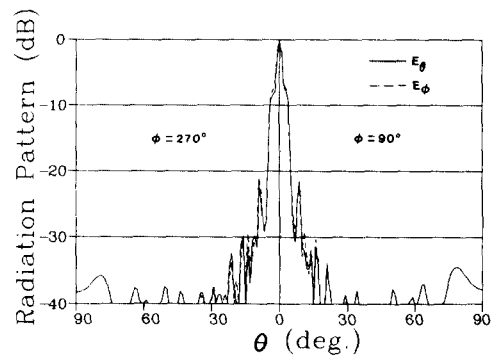


그림 8. 지연파구조물이 있는 안테나 B의 복사패턴
Fig. 8. The radiation pattern of the antenna B with the slow wave structure.

그림8은 지연과구조물을 설치한 안테나 B의 복사 특성이다. 그림7과 비교할 때 제1부엽의 크기는 거의 동일하게 되나 격자부엽은 -34dB 이하로 줄일 수 있었다. M.Ando 등¹¹⁾의 실험치를 근거로 하여 개구면 상의 전류분포를 일정하다고 가정하여 해석하였으나 그 결과는 만족스럽지 못하다. 이 논문에서 해석한 결과는 M.Ando 등¹¹⁾의 결과와 비교해 보면 거의 일치함을 알 수 있다.

F₀와 E₀는 최대 빔 방향에서 같은 크기이고 $\pi/2$ 의 위상차인 양호한 원형편파 특성을 가지고 있으며 대역폭이 2.4° 인 예리한 펜슬빔(pencil beam)을 형성하고 있다.

V. 결 론

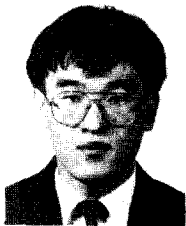
2중 반경도파관 상에 슬릿을 내어 나선형으로 배열한 배열안테나의 특성을 해석하고 설계자료를 제시하였다. 반경도파관 내부에 비유전율이 2.3인 유전체로 지연과구조물을 설치하므로써 빔효율이 75%인 고효율 특성과 양호한 원형편파 특성을 얻을 수 있었다. 또한 첫번째 부엽을 -20dB 이하로 줄일 수 있었으며 격자부엽도 -34dB 이하로 억제시킬 수 있었다.

본 연구의 계산결과는 발표된 M. Ando 등¹¹⁾의 실험치와 잘 일치함을 보이고 있다.

參 考 文 獻

- [1] M. Ando, K. Sakurai, N. Goto, K. Arimura, and Y. Ito, "A radial line slot antenna for 12 GHz satellite TV reception," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-33, no. 12, pp. 1347-1353, Dec. 1985.
- [2] M. Ando, K. Sakurai, and N. Goto, "Characteristics of a radial line slot antenna for 12 GHz band satellite TV reception," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-34, no. 10, pp. 1269-1272, Oct. 1986.
- [3] H. Sasazawa, Y. Oshima, K. Sakurai, M. Ando, and N. Goto, "Slot coupling in a radial line slot antenna for 12 GHz band satellite TV reception," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-36, no. 9, pp. 1221-1226, Sept. 1988.
- [4] R.F. Harrington, *Time-Harmonic Electromagnetic Fields*, McGraw-Hill, pp. 158-224, 1961.
- [5] 민이규, 양두영, 박영태, 이상설, "위성통신용 나선형 슬릿배열 안테나의 특성해석 및 설계," 한국통신학회 하계종합학술발표회 논문집, vol. 10, no. 2, pp. 405-409, 1991.

著 者 紹 介



閔 貳 圭 (准會員)
1966年 10月 1日生. 1990年 2月 한양대학교 전자통신공학과 졸업 (공학사). 1990年 3月~현재 한양대학교 대학원 전자통신공학과 석사과정 재학중. 주관심분야는 위성통신용 안테나 및 EMI/EMC 등임.



梁 斗 榮 (正會員)
1961年 9月 7日生. 1984年 2月 제주대학교 통신공학과 졸업 (공학사). 1989年 2月 한양대학교 대학원 전자통신공학과 졸업 (공학석사). 1989年 3月~현재 한양대학교 대학원 전자통신공학과 박사과정 재학중. 주관심분야는 안테나 및 전자파 이론, EMI/EMC 등임.

李 相 高 (正會員) 第28卷 第8號 A編 參照
현재 한양대학교 전자통신공학과 교수