

論文94-31A-2-5

동축선로로 급전된 원통형 에지-슬롯 안테나의 이론 및 실험

(Theory and Experiment of the Cylindrical Edge-Slot Antenna with Coaxial Line Feed)

劉相基*, 洪在杓**, 趙榮基***

(Sang Ki Yu, Jae Pyo Hong and Young Ki Cho)

要約

원통형의 구조에 적용되기 적당한 원통형 슬롯 안테나(circumferential slot antenna)중에서 동축선로로 급전된 에지-슬롯 안테나(edge-slot antenna)에 대해 이론적으로 해석하였다. 동축선로의 개구면과 원통형 에지-슬롯에 등가원리를 이용하여 미지의 자기전류를 두고 이에 대한 각 영역에서의 장(field)을 구하였다. 그리고 개구면과 원통형 에지-슬롯에서 장의 연속성을 이용하여 연립방정식을 세우고, 모멘트법 수치해석을 사용하여 이론적인 결과를 얻었다. 그리고 이론적으로 계산된 반사계수를 실험치 및 비교 가능한 다른 저자의 결과치와 비교하였다.

Abstract

A theoretical method has been considered for the analysis of a cylindrical edge-slot antenna which belongs to a class of circumferential slot antennas that are suitable for conformal mounting on conducting bodies of revolution. A coupled integral equation is formulated for unknown magnetic currents of both the coaxial aperture and the edge slot, and solved by the moment method. Theoretical values for reflection coefficient obtained based upon the method are compared with our experimental values and other author's results available. There are good agreement between them.

1. 서론

에지-슬롯 안테나^{[1], [2]}는 원통형 구조에 많이 적용되며 급전이 용이한 원통형 슬롯 안테나의 한 형태이다. 또한 이 안테나는 소형, 경량이며 제작비용이

적은 장점등이 있다. 에지-슬롯 안테나는 두개의 도체 원통사이에 유전체판이 놓여 있고, 단일 동축선로의 내부도체가 유전체를 통해 유전체의 위부분인 도체에 연결되어 급전된다. 그리고 래디알(radial) 도파관과 동축선로의 결합부분에서 전위 면적(electrical dimension)이 매우 작다면 동축선로의 개구면에서 본 저항이나 래디알 도파관의 중심 즉, 동축선로의 내심에서 본 저항은 거의 같다.^[3] 그러나 대부분 입력저항에서 고차모드의 영향이 매우 중요하므로 이에 의한 결합상수는 적지 않다. 따라서 이와 같은 문제점을 해결함에 있어 래디알 도파관과 동축선

* 準會員, *** 正會員 慶北大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng. Kyungpook Nat'l Univ.)

** 正會員, 慶北産業大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Kyungpook Sanup Univ.)

接受日字 : 1993年 6月 1日

로의 상호관계를 고려하여 해석하는 것이 요구되어진다.

본 논문에서는 동축선로의 개구면과 에지-슬롯상의 미지의 자기전류에 대한 결합 적분 방정식으로 부터 수치해석을 이용하여 이론적인 결과를 얻었다. 계산 결과에서 안테나의 입력 반사 계수가 상대적으로 작은 값을 갖는 주파수가 존재하는데, 이 주파수에서는 안테나가 보다 효율적으로 복사함으로써 안테나의 동작 주파수라 하였다. 그리고 계산된 수치결과들을 기존의 Sengupta¹ 등이 발표한 등가회로 접근방식으로 계산된 이론치와 그들의 실험치 및 본 연구에서 행한 실험치와 각각 비교 검토하였다.

II. 결합 적분 방정식

본 연구에서 고려된 에지-슬롯 안테나의 구조는 그림 1과 같다. 원통좌표계로 안테나의 재원을 나타내면 동축선로의 내부도체의 반경은 a , 외부도체의 반경은 b , 래디알 도파관의 높이는 h 이다. 그리고 에지-슬롯은 $\rho = c$ 의 위치에 있다.

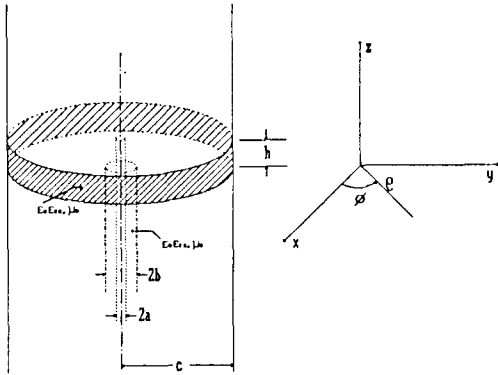


그림 1. 에지-슬롯안테나의 구조 및 좌표계
Fig. 1. Geometry of cylindrical edge-slot antenna and coordinate system.

동축선로의 외부도체와 내부도체의 차, $b-a$ 와 래디알 도파관의 높이, h 는 각 영역에서 TEM모드만이 전파하도록 작다고 가정하였다. 또한 동축선로에서 초기에 입사되는 전압을 V 라 두었고, $e^{j\omega t}$ 의 시간 개념을 사용하였다.

그림 2는 그림 1의 구조에 대해 등가원리를 이용하여 나타낸 등가 모델이다. 동축선로 영역인 영역 1과 래디알 도파관 영역인 영역 2는 각각 비유전율이 ϵ_{11} , ϵ_{12} 인 유전체로 채워져 있으며, 외부 영역인 영역 3은 자유공간이다.

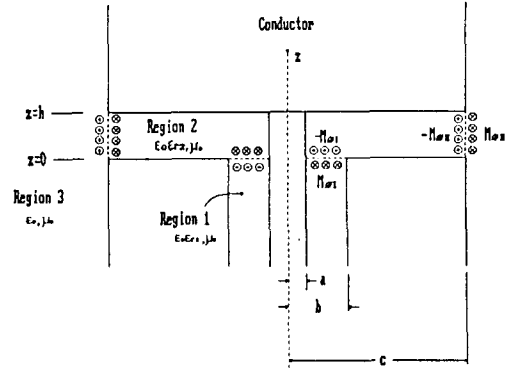


그림 2. 등가 모델
Fig. 2. Equivalent model.

각 영역에서의 그린 함수(Green's function)를 \vec{G}_i ($i=1, 2, 3$)로서 표시하였고 \vec{G}_i 는 다음의 미분방정식을 만족한다.

$$\nabla \times \nabla \times \vec{G}_i - k_i^2 \vec{G}_i = \frac{\delta(\rho - \rho')\delta(z - z')}{2\pi\rho} \hat{a}_\phi \quad (1)$$

위의 식은 Neumann 경계조건을 만족하며, 각 영역에서의 전파상수는 $k_1^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_1 \epsilon_{11}$, $k_2^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_1 \epsilon_{12}$, $k_3^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0$ 이다. 또한 $\vec{G}_i = G_i \hat{a}_\phi$ 에서 \hat{a}_ϕ 는 ϕ 방향의 단위벡터를 나타내고, μ_0, ϵ_0 는 각각 자유공간에서의 투자율과 유전율을 나타낸다.

영역 1에서 내부자장은 개구면의 전장 E_ρ^0 의 형태로 결정되고 전자장의 등가원리에 의해 내부 자장은 다음 식으로 표현된다.¹⁴⁾

$$H_{\phi,1}(\rho, z) = \frac{V}{\eta \ln \frac{b}{a}} \cdot \frac{1}{\rho} \left\{ e^{-\beta_1 z} + \left[1 - \frac{1}{V} \int_a^b M_{\phi,1}(\rho') d\rho' \right] e^{\beta_1 z} \right\} - j\omega \epsilon_{11} \sum_{p=1}^{\infty} \frac{e^{j\beta_p z}}{a_p M_p^2} \left(\int_a^b \rho' M_{\phi,1}(\rho') \frac{d}{d\rho} \phi_p(\rho') \right) \frac{d}{d\rho} \phi_p(\rho) \quad (2)$$

여기서, J_n, N_n 은 각각 n 차 Bessel함수와 n 차 Neumann함수를 의미하고, η 는 영역 1의 고유 저항이며, $\frac{d}{d\rho} \phi_p(\rho)$ 와 M_p^2 은 다음과 같이 주어진다.

$$\frac{d}{d\rho} \phi_p(\rho) = -\lambda_p \left[N_0(\lambda_p a) J_1(\lambda_p \rho) - J_0(\lambda_p a) N_1(\lambda_p \rho) \right]$$

$$M_p^2 = -\frac{2}{\pi^2} + \lambda_p^2 \frac{b^2}{2} \left[N_0(\lambda_p a) J_1(\lambda_p b) - J_0(\lambda_p a) N_1(\lambda_p b) \right]^2$$

또한 전파상수 α_p 는

$$\alpha_p = \begin{cases} \sqrt{\lambda_p^2 - k_1^2}, & \lambda_p^2 > k_1^2 \\ j\sqrt{k_1^2 - \lambda_p^2}, & \lambda_p^2 < k_1^2 \end{cases}$$

이며, 고유치 λ_p 는 다음 식의 근으로 나타난다.

$$j_0(\lambda_p b)N_0(\lambda_p a) - J_0(\lambda_p a)N_0(\lambda_p b) = 0$$

영역 2에서는 각 자기전류에 의한 자장이 다음과 같이 주어진다. [5], [6], [7]

$$H_{\phi m1}(\rho, z) = -j\omega\epsilon 2\pi \int_a^b (-M_{\phi i})G_2 \rho' d\rho' \quad (3)$$

$$H_{\phi m2}(\rho, z) = -j\omega\epsilon 2\pi \int_0^h (-M_{\phi ii})G_2 dz' \quad (4)$$

$$G_2 = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{j\epsilon_m}{k_{i2}h} \frac{H_0^{(2)}(k_{i2}\rho_c)H_1^{(1)}(k_{i2}\rho) - H_0^{(1)}(k_{i2}\rho_c)H_1^{(2)}(k_{i2}\rho)}{H_0^{(1)}(k_{i2}c)H_1^{(2)}(k_{i2}a) - H_0^{(1)}(k_{i2}a)H_1^{(2)}(k_{i2}c)} \cdot \{H_0^{(2)}(k_{i2}\rho_s)H_1^{(1)}(k_{i2}\rho') - H_0^{(1)}(k_{i2}\rho_s)H_1^{(2)}(k_{i2}\rho')\} \cdot \cos\left(\frac{m\pi}{h}z'\right)\cos\left(\frac{m\pi}{h}z\right)$$

여기서, $k_{i2} = \sqrt{k_2^2 - \left(\frac{m\pi}{h}\right)^2}$ 이고, ϵ_m 은 Neumann 상수로서 m 이 0이면 1을 나타내고, m 이 0이 아니면 2를 나타낸다. 또한 $\rho < \rho'$ 인 경우는 $\rho_s = a$, $\rho_s = c$ 이고 $\rho > \rho'$ 인 경우는 $\rho_s = c$, $\rho_s = a$ 이며, $H_n^{(1)}$, $H_n^{(2)}$ 는 n 차 1종 및 2종 Hankel함수를 각각 나타낸다.

영역 3에서 자장은 식 (5)와 같이 주어진다. [8]

$$H_{\phi m}(\rho, z) = -j\omega\epsilon 2\pi c \int_0^h M_{\phi ii} G_3 dz' \quad (5)$$

$$G_3 = -\frac{1}{2\pi^2 c} \int_0^{\infty} \frac{H_1^{(2)}(k_{i3}\rho)}{k_{i3}H_1^{(2)}(k_{i3}c)} \cos k_3(z-z') dk_3 dz'$$

여기서 $k_{i3} = \sqrt{k_3^2 - k_2^2}$ 이다.

위와 같이 각 영역의 그린 함수 G 를 사용하여 동축선로 개구면과 에지-슬롯상의 미지의 자기 전류형태로서 각 영역에서의 ϕ 성분의 자장이 구해졌다. 이에 동축 개구면과 에지슬롯에서 접선 자장 성분의 연속성을 적용하면 미지의 자기 전류 $M_{\phi i}$, $M_{\phi ii}$ 의 함수인 결합 적분 방정식을 구할 수 있다. 이를 나타내면 다음 식과 같이 표현된다.

$$\frac{2V}{\eta \ln \frac{b}{a}} \frac{1}{\rho} = \frac{1}{\eta \ln \frac{b}{a}} \frac{1}{\rho} \int_a^b M_{\phi i}(\rho') d\rho' + \sum_{p=1}^{\infty} \frac{j\omega\epsilon_0 \epsilon_r \left[N_0(\lambda_p a) J_1(\lambda_p a) - J_0(\lambda_p a) N_1(\lambda_p \rho) \right]}{a_r \left\{ -\frac{2}{\pi^2} + \lambda_p^2 \frac{b^2}{2} \left[N_0(\lambda_p a) J_1(\lambda_p a) - J_0(\lambda_p a) N_1(\lambda_p \rho) \right]^2 \right\}} \times \int_a^b M_{\phi i}(\rho') \lambda_p^2 \left[N_0(\lambda_p a) J_1(\lambda_p \rho') - J_0(\lambda_p a) N_1(\lambda_p \rho') \right] \rho' d\rho' - \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\epsilon_m \omega}{4h} \frac{\epsilon_r \pi}{h} \frac{H_0^{(2)}(k_{i2}\rho_c)H_1^{(1)}(k_{i2}\rho) - H_0^{(1)}(k_{i2}\rho_c)H_1^{(2)}(k_{i2}\rho)}{H_0^{(1)}(k_{i2}c)H_1^{(2)}(k_{i2}a) - H_0^{(1)}(k_{i2}a)H_1^{(2)}(k_{i2}c)}$$

$$\times \int_a^b M_{\phi i}(\rho') \left[H_0^{(2)}(k_{i2}\rho_s)H_1^{(1)}(k_{i2}\rho') - H_0^{(1)}(k_{i2}\rho_s)H_1^{(2)}(k_{i2}\rho') \right] \rho' d\rho' + \sum_{m=0}^{\infty} \frac{j\epsilon_m \omega \epsilon_r \epsilon_{i2}}{k_{i2}h} \frac{H_0^{(2)}(k_{i2}a)H_1^{(1)}(k_{i2}\rho) - H_0^{(1)}(k_{i2}a)H_1^{(2)}(k_{i2}\rho)}{H_0^{(1)}(k_{i2}c)H_1^{(2)}(k_{i2}a) - H_0^{(1)}(k_{i2}a)H_1^{(2)}(k_{i2}c)} \times \int_0^h M_{\phi ii}(z') \cos\left(\frac{m\pi}{h}z'\right) dz' \quad \text{on coaxial aperture}(a < \rho < b, z = 0) \quad (6)$$

$$\sum_{m=0}^{\infty} \frac{\epsilon_m \omega \epsilon_r \epsilon_{i2}}{jk_{i2}hc} \frac{\cos\left(\frac{m\pi}{h}z\right)}{H_0^{(1)}(k_{i2}c)H_1^{(2)}(k_{i2}a) - H_0^{(1)}(k_{i2}a)H_1^{(2)}(k_{i2}c)} \times \int_a^b M_{\phi i}(\rho') \left[H_0^{(2)}(k_{i2}a)H_1^{(1)}(k_{i2}\rho') - H_0^{(1)}(k_{i2}a)H_1^{(2)}(k_{i2}\rho') \right] \rho' d\rho' - \sum_{m=0}^{\infty} \frac{j\epsilon_m \omega \epsilon_r \epsilon_{i2}}{k_{i2}h} \frac{H_0^{(2)}(k_{i2}a)H_1^{(1)}(k_{i2}c) - H_0^{(1)}(k_{i2}a)H_1^{(2)}(k_{i2}c)}{H_0^{(1)}(k_{i2}c)H_1^{(2)}(k_{i2}a) - H_0^{(1)}(k_{i2}a)H_1^{(2)}(k_{i2}c)} \times \int_0^h M_{\phi ii}(z') \cos\left(\frac{m\pi}{h}z\right) \cos\left(\frac{m\pi}{h}z'\right) dz' + \frac{j\omega\epsilon_0}{\pi} \iint_0^h M_{\phi ii}(z') \frac{H_1^{(2)}(k_{i3}c)}{k_{i3}H_1^{(2)}(k_{i3}c)} \cos k_3(z-z') dk_3 dz' = 0 \quad \text{on edge slot}(\rho = c, 0 < z < h) \quad (7)$$

III. 수치 해석 및 실험 결과

동축 선로 개구면을 N 개, 에지-슬롯을 M 개의 일정한 간격으로 나눈 후, 각 요소의 중심에 가중함수(weighting function)함수로서 포인트 매칭(point matching)을 사용하고 기저함수(basis function)로서 펄스(pulse) 함수를 각각 사용하였다. 즉 미지의 자기 전류를 $M_{\phi i} = \sum_{i=1}^N M_i f_i(\rho')$, (M_i : i 번째 펄스 기저 함수의 크기)와 $M_{\phi ii} = \sum_{i=1}^M M_i f_i(z')$ 로 두면 식 (6)과 (7)은 다음과 같은 행렬식으로 나타낼 수 있다.

$$\sum_{i=1}^N M_i [Y_{ki}^1 + Y_{ki}^2] + \sum_{l=1}^M M_l [Y_{ki}^3] = H_{TEM} \quad (8)$$

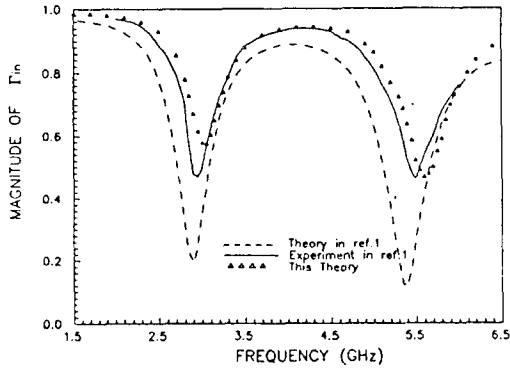
$$\sum_{i=1}^N M_i [Y_{ki}^2] + \sum_{l=1}^M M_l [Y_{ki}^3 + Y_{ki}^4] = 0 \quad (9)$$

여기서 $Y_{kij}^{(n)}$, $j=1, 2, 3$ 은 포인트 매칭 방법에서 규정된 어드미턴스 행렬을 나타내고, $k, i(l)$, j 는 각각 관측점, 신호원점 및 각 영역을 의미한다. 이 어드미턴스 행렬의 계산 과정은 본 논문에서는 생략하였다. 위의 이차 연립 행렬식으로 부터 미지의 자기전류 $M_{\phi i}$, $M_{\phi ii}$ 를 구할 수 있고, $M_{\phi i}$ 로 부터 다음 식을 이용하여 동축선로의 개구면에서 반사계수 Γ_m 을 구할 수 있다.

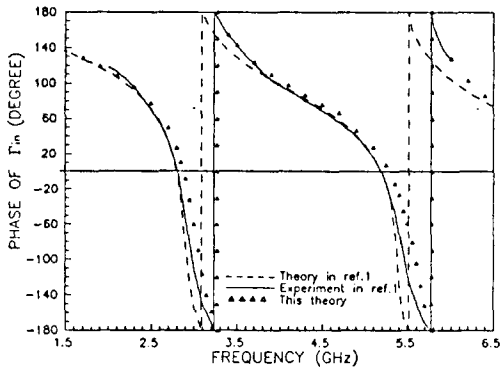
$$\Gamma_m = -\left(1 - \frac{1}{V} \int_a^b M_{\phi i}(\rho') d\rho'\right) \quad (10)$$

그림 3은 본 논문에서 제시한 해석방법에 의한 반

사계수의 이론치와 비교가능한 논문 [1] 의 이론치 및 실험치를 비교한 것이다. 그림 4는 낮은 반사계수를 가지는 동작주파수들(f_{1-5})의 분포를 비교한 것이다. 그리고 에지-슬롯 안테나를 직접 제작하여 반사계수의 크기를 측정하였으며 이론치와 비교한 결과는 그림 5와 같다. 그림 3-5의 결과로부터 본 연구에서 계산된 이론치가 실험치에 일치하는 매우 양호한 결과를 나타내었다. 그림 6은 직접 제작된 에지-슬롯 안테나의 사진이다.



(a)



(b)

그림 3. $\epsilon_{r1}=2.2$, $\epsilon_{r2}=2.6$, $a=0.64\text{mm}$, $b=2.2076\text{mm}$, $c=38.1\text{mm}$, $h=3.175\text{mm}$ 의 경우 주파수에 따른 반사계수 Γ_n
 (a) Γ_n 의 크기
 (b) Γ_n 의 위상

Fig. 3. Reflection coefficient Γ_n as a function of frequency for the case of $\epsilon_{r1}=2.2$, $\epsilon_{r2}=2.6$, $a=0.64\text{mm}$, $b=2.2076\text{mm}$, $c=38.1\text{mm}$, $h=3.175\text{mm}$.
 (a) Magnitude of Γ_n .
 (b) Phase of Γ_n .

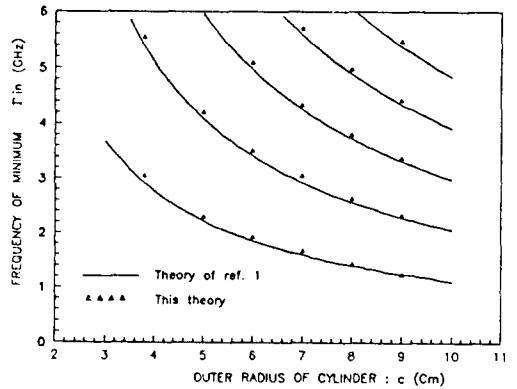


그림 4. $\epsilon_{r1}=2.2$, $\epsilon_{r2}=2.6$, $a=0.64\text{mm}$, $b=2.2076\text{mm}$, $h=3.175\text{mm}$ 의 경우 외경 (c)에 따른 동작주파수의 변화
 Fig. 4. Operating frequencies as a function of radius for the case of $\epsilon_{r1}=2.2$, $\epsilon_{r2}=2.6$, $a=0.64\text{mm}$, $b=2.2076\text{mm}$, $h=3.175\text{mm}$.

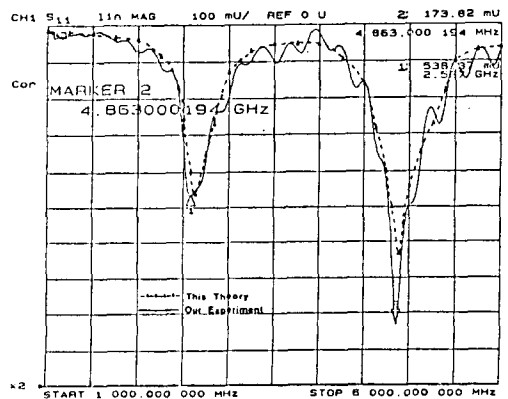


그림 5. $\epsilon_{r1}=2.08$, $\epsilon_{r2}=2.6$, $a=0.456\text{mm}$, $b=1.49\text{mm}$, $c=44\text{mm}$, $h=3.3\text{mm}$ 의 경우 주파수에 따른 반사계수 Γ_n
 Fig. 5. Magnitude of Γ_n as a function of frequency for the case of $\epsilon_{r1}=2.08$, $\epsilon_{r2}=2.6$, $a=0.456\text{mm}$, $b=1.49\text{mm}$, $c=44\text{mm}$, $h=3.3\text{mm}$.

參 考 文 獻

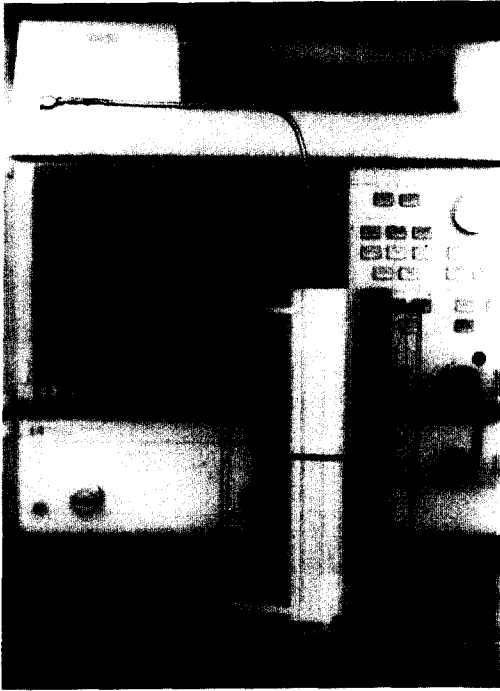


그림 6. $\epsilon_{r1}=2.08$, $\epsilon_{r2}=2.6$, $a=0.456\text{mm}$, $b=1.49\text{mm}$, $c=44\text{mm}$, $h=3.3\text{mm}$ 로 제작된 에지-슬롯 안테나

Fig. 6. Edge-slot antenna for the case of $\epsilon_{r1}=2.08$, $\epsilon_{r2}=2.6$, $a=0.456\text{mm}$, $b=1.49\text{mm}$, $c=44\text{mm}$, $h=3.3\text{mm}$.

IV. 결 론

동축 선로 개구면과 에지-슬롯에 미지의 자기전류로서 표현되어진 결합 적분 방정식을 제시하였고 수치해석법을 사용하여 반사계수 및 동작 주파수의 이론적인 결과를 얻었으며 기존의 논문의 이론치와 실험치 및 본 연구에서 제작된 안테나의 실험결과와 비교하였다. 이 결과로부터 본 연구에서 계산된 이론치가 실험치와 일치되는 매우 양호한 결과를 얻었으며, 본 논문에서 사용된 방법이 기존의 등가회로 접근 방식보다는 더욱 더 정확한 결과를 얻을 수 있었다.

본 논문에서 고려된 방법은 동축선로로 급전된 구조에서 랩어라운드 안테나(wraparound antenna)^[9]와 유전체로 덮여진 원통형 안테나(cylindrical dielectric coating antenna)^[10]에 적용될 수 있다.

- [1] D. L. Sengupta and L. F. M. Camelo, "Theory of dielectric-filled edge-slot antennas", *IEEE Trans.*, vol. AP-28, pp. 481-490, 1980.
- [2] R. A. Hurd and J. Jacobsen, "Admittance of an infinite cylindrical antenna with realistic gap field", *Electron. Lett.*, vol. 4, pp. 420-421, 1968.
- [3] A. G. Williamson, "Equivalent circuit for radial-line/coaxial-line junction", *Electron. Lett.*, vol. 17, no. 8, pp. 300-301, April, 1981.
- [4] R. D. Nevels, C. M. Butler, and W. Yablon, "The annular slot antenna in a lossy biological medium", *IEEE Trans.*, vol. MTT - 33, pp. 314 - 319, 1985.
- [5] B. Tomasic and A. Hessel, "Electric and magnetic current sources in the parallel plate waveguide", *IEEE Trans.*, vol. AP-35, pp. 1307 - 1310, 1987.
- [6] H. C. Kim, K. I. Gueon, J. P. Hong and Y. K. Cho, "Analysis of basic DFES antenna", *KITE conference*, no. 13, pp. 81-84, 1990.
- [7] Y. K. Cho, S. K. Yu, K. I. Gueon, H. C. Kim, H. Son and J. P. Hong, "Analysis of cylindrical edge-slot antenna with coaxial feed", *Electron. Lett.*, vol. 29, PP. 1033-1034, 1993
- [8] D. C. Chang, "Equivalent-circuit representation and characteristics of a radiating cylinder driven through a circumferential slot", *IEEE Trans.*, vol. AP-21, pp. 792 - 796, 1973.
- [9] S. M. Ali, T. M. Habashy, J. F. Kiang, and J. A. Kong, "Resonance in cylindrical-rectangular and wraparound microstrip structure", *IEEE Trans.*, vol. MTT-37, pp. 1773-1783, 1989.
- [10] C. Y. Ting, "Infinite cylindrical dielectric-coated antenna", *Radio Sci.*, vol. 2, pp. 325 - 335, 1967.

 著 者 紹 介



劉 相 基(準會員)

1967年 9月 25日生. 1992年 경북대학교 전자공학과 졸업. (공학사). 1992年 3月 ~ 현재 경북대학교 전자공학과 석사과정 재학 중. 주관심 분야는 마이크로파 공학, 안테나, 전자파 수치해석 등

임.

洪 在 杓(正會員) 第 28卷 A編 1號 參照

현재 경북산업대학교 전자공학과
조교수

趙 榮 基(正會員) 第 28卷 A編 1號 參照

현재 경북대학교 전자공학과 부교수