

論文2000-37TC-12-1

원형 공진기 구조 마이크로스트립 안테나 해석 및 구현 방법 연구

(The Analysis and Implementation of Cavity-backed Circular Microstrip Patch Antenna)

朴景彬*, 鄭榮倍*, 崔東赫*, 朴星昱*, 文榮燦**,
全舜翼**

(Kyoung Bin Park, Young Bae Jung, Dong Hyuk Choi, Seong Ook Park,
Young Chan Moon, and Soon Ick Jun)

요 약

본 논문에서는 모멘트법을 사용하여 공진기 구조(cavity-backed) 마이크로스트립 방사 소자를 해석, 설계하고 이를 제작하여 검증하였다. 또한 본 논문에서 제안한 알고리즘을 설명하고 이러한 알고리즘을 구현한 해석 프로그램을 사용하여 공진기 구조 마이크로스트립 방사 소자의 주요 설계 치수를 변화 시키면서 방사 소자의 특성 변화를 살펴 봄으로써 실제 설계에서 사용되어질 수 있는 지표를 도출하고자 하였다. 또한 이러한 구조가 배열 안테나로 사용될 경우 실제로 음영각(scan blindness) 발생을 억제할 수 있는지를 해석해 봄으로써 공진기 구조 마이크로 스트립 안테나의 유용성을 확인해 보았다.

Abstract

The analysis of cavity-backed circular microstrip antenna is performed, based on the method of moments, and verified with experimental results. The proposed algorithm was used to analyze the return loss and radiation characteristics of antenna by the variation of each associated parameter. This result was used to provide the optimum design guideline. Finally active reflection coefficient of infinite cavity-backed microstrip array was calculated to show the effect of suppressing surface wave to eliminate scan blindness.

I. 서 론

1953년 Deshamps에 의해 마이크로 스트립 안테나의 개념이 제안되고, 그로부터 약 20년후 Howell과 Munson에 의해 최초의 마이크로 스트립 안테나가 제작된 이후 마이크로 스트립 안테나에 대한 본격적인

연구가 진행되면서 마이크로 스트립 안테나는 현재까지 안테나 분야에서 중요한 이슈(issue)가 되고 있다.^{[1]-[3]}

이러한 마이크로 스트립 안테나는 식각(Photolithography) 기술에 의한 대량 생산이 가능하다는 장점 때문에 특히 배열 안테나로 구현하는 기술에 대한 연구가 많이 진행되고 있는 실정이다. 반면 마이크로 스트립 안테나를 배열 안테나로 구현할 경우에는 표면파(surface wave)에 의한 음영각(scan-blindness)이 발생하는 문제가 해결되어야 하는데 이러한 문제점을 해결할 수 있는 구조로서 공진기 구조(cavity-backed) 마이크로 스트립 안테나 구조가 제안되어 있다.^{[4]-[6]} 공진기 구조 마이크로 스트립 방사 소자는 이외에도 방사 효

* 正會員, 韓國情報通信大學院大學校
(Information and Communications University)

** 正會員, 韓國電子通信研究院
(Electronics and Telecommunications Research Institute)

接受日字:1999年11月24日, 수정완료일:2000年11月7日

율을 증가시키고 능동 소자단에서의 열전도를 개선시키게 되고 안테나 이득을 향상시키는 등의 장점을 가지고 있다.^[7]

이에 따라 공진기 구조 마이크로 스트립 안테나에 대한 연구가 다양하게 진행되어 오고 있는데 주로 공진기 구조 슬롯 급전형(aperture-coupled) 마이크로 스트립 안테나의 해석과 구현^{[8]-[9]}, 다양한 패치 형태에 대한 공진기 구조 마이크로 스트립 안테나 해석^{[10]-[11]}, 공진기 구조 마이크로 스트립 배열 안테나 구현^{[12]-[13]}, 적층 구조의 해석^[14], 그린 함수(Green's function) 도출 및 구형, 원형 패치 해석 등과 같은 분야를 들 수 있다. 반면 이러한 장점을 사용하기 위한 구조를 설계하고 구현하는 데는 아직까지 여러 가지 문제점이 남아 있는 상태이다. 공진기 구조 마이크로 스트립 안테나 구조는 현재 상용 톨로는 해석이 불가능하거나 가능하더라도 정확한 결과치를 내지 못하는 문제가 있고 따라서 이를 이용하여 안테나를 제작하는 것은 실험에 의한 튜닝을 통해서만 가능한 실정이다.

따라서 이 논문에서는 이러한 구조를 해석할 수 있는 알고리즘을 설명하고 검증한 후 이러한 결과를 바탕으로 공진기 구조 마이크로 스트립 안테나의 각 설계 치수를 변화 시키면서 그에 따라 나타나는 안테나의 특성 변화를 살펴보고 이러한 결과를 정리함으로써 이러한 구조에서 실제 설계 시에 지표로서 삼을 수 있는 자료를 도출하고 마지막으로 이러한 구조가 표면파(surface wave)를 억제하여 음영각(scan blindness)을 방지할 수 있음을 수치 해석의 결과를 통해 살펴 보았다.

II. 공진기 구조 마이크로 스트립 안테나 해석 알고리즘

일반적으로 단층 공진기 구조 마이크로 스트립 안테나의 구조는 그림 1과 같이 모델링을 할 수 있다. 여기에서 프로브(probe)위에서의 식 (1-a)와 같은 전기장의 경계 조건과 유전체 물질 영역 사이에서의 식 (1-b)와 같은 자기장의 연속 경계 조건을 가지게 된다.

$$\vec{E}_{\tan}^{\Omega} = 0 \quad (1-a)$$

$$\vec{H}_{\tan}^{\Omega} = \vec{H}_{\tan}^{\Omega_2} \quad (1-b)$$

이와 함께 이 구조 내에서 헬름홀츠 방정식(Helm

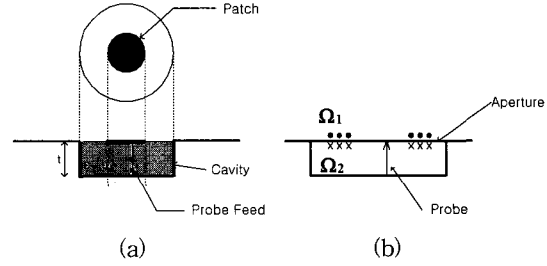


그림 1. 공진기 구조 마이크로 스트립 안테나(a) 및 해석 모델(b)

Fig. 1. Cavity-backed microstrip antenna(a) and model for the analysis using MoM(b).

holtz equation)은 식(2)와 같은 원통 좌표계 형태로 표현되어 질 수 있고 여기서 Ψ 는 식(3-a)와 같이 수열(series) 형태로 나타내어 질 수 있다.^[5]

$$\frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} \left(\rho \frac{\partial \Psi}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 \Psi}{\partial \phi^2} + \frac{\partial^2 \Psi}{\partial z^2} + k^2 \Psi \right) = 0 \quad (2)$$

$$\Psi(\rho, \phi, z) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} c_n(\rho, z) e^{jn\phi} \quad (3-a)$$

여기에서 c_n 은 식 (3-b)와 같이 정의될 수 있고

$$C_n = \int_0^{\infty} \Psi_n(\beta, z) J_n(\beta \rho) \beta d\beta \quad (3-b)$$

$$\Psi_n(\beta, z) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{-jn\phi} \int_0^{\infty} \Psi(\rho, \phi, z) J_n(\beta \rho) \rho d\rho d\phi \quad (3-c)$$

또한 여기서 J_n 은 제1종 Bessel 함수를 나타낸다. 또한 해석 영역 내의 field는 TM^z 와 TE^z 모드의 합으로 나타내어 질 수 있으므로 전체 전기장(electric field)과 자기장(magnetic field)은 자계 벡터 전위(magnetic vector potential) Ψ^a 와 전계 벡터 전위(electric vector potential) Ψ^e 로 나타내어 질 수 있고 따라서 위 식의 해를 VHT(Vector Hankel Transform)을 사용하여 간략화 시키고 Ψ^a 와 Ψ^e 의 해로 풀어 쓰면 그린 함수(Green's function)를 얻을 수 있게 된다.^[5]

이를 식(4)와 같은 자계 단위 전류에 적용하면 자기장에 대한 그린 함수를 얻을 수 있게 된다.

$$M_i = \hat{\rho} \frac{1}{\rho} \delta(\rho - \rho_0) \delta(\phi - \phi_0) + \hat{\phi} \frac{1}{\rho} \delta(\rho - \rho_0) \delta(\phi - \phi_0) \quad (4)$$

자유공간(outer region)에서의 자계 전류(magnetic current)에 의한 자기장의 접선 성분 그린 함수는 식 (5-a)와 같이 나타나게 되고

$$\begin{bmatrix} H_\rho \\ -jH_\phi \end{bmatrix} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\phi} \int_0^{\infty} \tilde{H}(\beta\rho) \tilde{G}^{HM}(\beta) \frac{1}{2\pi} \{ \tilde{H}(\beta\rho_0) \begin{bmatrix} -1 \\ j \end{bmatrix} e^{-j\beta\rho_0} \} \beta d\beta \quad (5-a)$$

여기서 식(5-a)의 각 항들은 식(5-b)-(5-c)과 같게 된다.

$$\tilde{H}(\beta\rho) = \begin{bmatrix} J'_n(\beta\rho) & \frac{n}{\beta\rho} J_n(\beta\rho) \\ \frac{n}{\beta\rho} J_n(\beta\rho) & J'_n(\beta\rho) \end{bmatrix} \quad (5-b)$$

$$\tilde{G}^{HM}(\beta) = \begin{bmatrix} \frac{k_z}{\omega\mu_0} & 0 \\ 0 & \frac{k_0^2}{\omega\mu_0 k_z} \end{bmatrix} \quad (5-c)$$

또한 공진기(cavity) 영역의 전계 전류(electric current)에 의한 자기장의 접선 성분 그린 함수는 식(6-a)와 같이 나타내어질 수 있고

$$\begin{bmatrix} H_\rho \\ -jH_\phi \end{bmatrix} = \frac{-j}{\pi a^2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{jm\phi} \sum_{n=0}^{\infty} \tilde{H}(\beta\rho, \beta'\rho) \tilde{g}^{HJ}(\beta) J_m(\beta\rho_0) e^{-j\beta\rho_0} \quad (6-a)$$

여기서 는 식(6-b)와 같이 정의될 수 있다.

$$\tilde{g}^{HJ}(\beta) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{\cos k_z(z_0 + c)}{k_z \sin k_z c} \frac{1}{[J'_m(\beta a)]^2} \end{bmatrix} \quad (6-b)$$

비슷한 방법으로 계산에 필요한 그린함수를 구할 수 있고^[5] 이러한 그린 함수와 갤러킨법(Galerkin's method)을 사용하면 식(7-a)와 식(7-b)과 같은 필드 분포의 연속 경계 조건을 식(8)과 같은 행렬 형식으로 바꾸어 쓸 수 있게 된다.

$$-\vec{E}_{\tan}^{\Omega_2}(-\vec{M}_{sw}) - \vec{E}_{\tan}^{\Omega_2}(\vec{J}_1) = \vec{E}_{\tan}^i \quad (7-a)$$

$$\vec{H}_{\tan}^{\Omega_1}(\vec{M}_{sw}) = \vec{H}_{\tan}^{\Omega_2}(-\vec{M}_{sw}) + \vec{H}_{\tan}^{\Omega_2}(\vec{J}_1) \quad (7-b)$$

$$\begin{bmatrix} \overline{\overline{Y}}_{11}^{\Omega_1} + \overline{\overline{Y}}_{11}^{\Omega_2} & \overline{\overline{T}}_{HJ}^{\Omega_2} \\ \overline{\overline{T}}_{EM}^{\Omega_2} & \overline{\overline{Z}}_{EJ}^{\Omega_2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \vec{V}^{-1} \\ \vec{I} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \vec{0} \\ \vec{e}^2 \end{bmatrix} \quad (8)$$

여기서 $Y_{ij}^{\Omega_n}$ 은 Ω_n 에서의 j번째 면의 자계 전류에 의한 i번째 면에서의 자기장의 접선 방향 성분을 뜻하게 되며 갤러킨법에 의해 식(9)와 같게 되고

$$Y_{ij}^{\Omega_1} = 2\pi \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_0^{\infty} \{ \vec{F}^{n*}(\vec{M}_i) \cdot \vec{G}(\beta) \cdot \vec{F}^n(\vec{M}_j) \} \beta d\beta \quad (9)$$

나머지 요소들도 같은 과정을 통해 구해질 수 있다.^[5] $T_{HJ}^{\Omega_2}$ 는 공진기 공간(Ω_2)에서의 전계전류에 의한 자기장의 접선 방향 성분이 되고 $T_{EM}^{\Omega_2}$ 는 공진기 공간(Ω_2)에서의 자계전류에 의한 전기장의 접선 방향 성분, $Z_{EJ}^{\Omega_2}$ 는 공진기 공간(Ω_2)에서의 전계전류에 의한 전기장의 접선 방향 성분이 된다. 따라서 식(9)에서 \vec{G} 는 식(5-a)에서 기술한 그린 함수가 되고 \vec{F} 는 자계 전류 기저함수의 VHT(Vector Hankel transform)이 된다. 여기서 사용된 자계 전류 기저함수는 전류 분포 형태와 TM, TE 모드에 따라 결정되어지게 되는데 TM 모드이고 기대칭(odd symmetry)일 경우 식(10)과 같게 되고 따라서 \vec{F} 는 식(11)과 같게 된다.

$$\begin{aligned} \vec{M}_j = Y_m(\beta R_1) [\hat{\rho} \frac{m}{\rho} J_m(\beta\rho) \cos(m\phi) - \hat{\phi} \beta J'_m(\beta\rho) \sin(m\phi)] \\ - J_m(\beta R_1) [\hat{\rho} \frac{m}{\rho} Y_m(\beta\rho) \cos(m\phi) + \hat{\phi} \beta Y'_m(\beta\rho) \sin(m\phi)] \end{aligned} \quad (10)$$

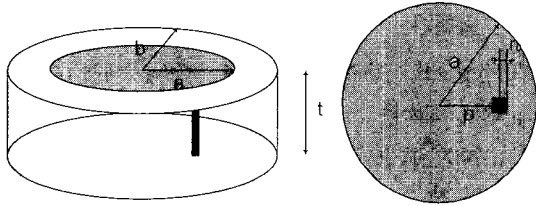
$$\vec{F}^n(\vec{M}) = \frac{1}{2\pi} \iint_{\text{aperture}} \vec{H}(\beta\rho) \cdot \begin{bmatrix} -M_\rho \\ jM_\phi \end{bmatrix} e^{-j\beta\rho} \rho d\rho d\phi \quad (11)$$

이러한 과정을 통해 경계 조건과 헬름홀츠 방정식을 만족시키는 TE, TM 모드의 전류 분포를 구할 수 있고 따라서 이 구조의 방사 패턴과 반사 계수 등과 같은 여러 가지 특성들을 계산해 낼 수 있게 된다.

III. 공진기 구조 마이크로 스트립 안테나 해석 알고리즘 검증

II장에서 설명되어진 알고리즘을 검증하기 위하여 공진기 구조 마이크로 스트립 안테나를 제작, 측정하여 계산 결과와 비교해 보았다. 해석에 사용되어진 구조의 모델은 그림 2와 같은 단층 공진기 구조 마이크로 스트립 안테나이며 그 치수는 표 1과 같다. 뉴턴-랩슨법(Newton-Raphson method)을 사용해서 적분 구간의 특이점(singular point)을 찾았고 6점 가우시안 적분법(6-point Gaussian Quadrature) 알고리즘을 사용하여 적분치를 계산해 내었다. 자유 공간에 대한 주파수 영역의 무한 적분은 150k₀까지 적분함으로써 계산되었다.

150k까지 적분 구간을 한정된 이유는 이후 주파수 대역의 경우 그 영향이 미미하여 그보다 적분 구간을 더 크게 잡더라도 결과 값의 변화가 없기 때문에 계산 시간을 줄이기 위해서이다.^[5] 이는 또한 적분 영역을 특이점을 기준으로 5개 영역으로 나누어 각각 가우시안 적분법을 적용하여 계산하였다.



(a) 마이크로스트립 안테나 구조 (b) top view

그림 2. 공진기 구조 마이크로 스트립 안테나 구조 및 치수 정의

Fig. 2. The structure of cavity-backed microstrip antenna and definition of parameters.

표 1. 단층 공진기 구조 마이크로 스트립 안테나 설계 치수

Table 1. The dimensions of the cavity-backed microstrip antenna.

Unit : cm

a	1.25	b	1.80
t	0.1143	ϵ_r	2.5
$\tan \delta$	0.0019	p	0.34
γ_0	0.013		

현재까지 국내의 마이크로 스트립 안테나 설계 및 제작은 상용 툴을 이용하여 행해져 왔으나 이러한 상용 툴은 제한된 구조에 대해서만 허용 한계 이내의 오차를 나타내는 문제점을 가지고 있다. 많이 사용되는 툴로 유한요소법(Finite Element Method)을 사용한 HFSS나 모멘트법(Method of Moments)을 사용하는 Ensemble 등을 들 수 있지만 공진기 구조 마이크로 스트립 안테나의 경우 HFSS는 정확한 해석을 하지 못하고 있고 Ensemble의 경우 해석이 불가능한 실정이다.^[15] 반면 앞에서 설명한 알고리즘을 사용하여 해석한 경우 그림 3에서 볼 수 있듯이 공진 주파수를 기준으로 했을 때 1% 이내의 오차를 보이고 있으므로 상당히 정확한 결과를 나타내고 있다고 할 수 있다. 1% 이내의 오차는 접지면의 크기와 제작 치수 상의 오차 등에

의해 나타난 것으로 이보다 정확한 결과는 검증이 어렵다고 볼 수 있다. 이 경우 사용된 기저함수의 수는 26개이다.

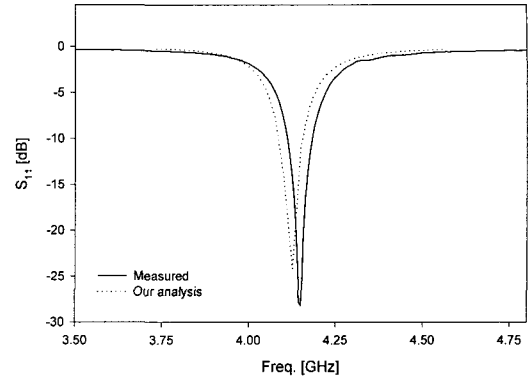


그림 3. 단일층 공진기 구조 마이크로 스트립 안테나 해석 결과 비교

Fig. 3. Comparison of simulation result by our algorithm and experiment.

반면 단층 공진기 구조 마이크로 스트립 안테나의 방사 패턴의 경우 해석 결과와 측정 결과는 그림 4와 같은 차이를 나타낸다. θ 가 약 60° 이상인 영역에서 주로 오차를 나타내고 있는데 이는 Π 장의 해석 기법의 경우 패치면의 공진기 바깥 부분이 무한 평면 접지면 (ground)으로 해석되었지만 실제 제작된 방사 소자의 접지면은 약 2.5λ 정도의 크기 밖에 되지 않기 때문에 판단된다. 반면 에 따른 E-plane과 H-plane에서의 필드의 유형 등에서 해석이 적절함을 확인할 수 있다. 여기서 사용된 안테나의 치수는 표2와 같고 주파수는 8.15GHz대역이다.

지금까지 살펴본 것처럼 Π 장의 알고리즘을 사용하여 공진기 구조 마이크로스트립 안테나를 해석했을 때 적절한 해석이 이루어졌음을 확인할 수 있었다.

표 2. 본 연구에 사용된 마이크로스트립 안테나의 기본 치수

Table 2. The basic dimensions of microstrip antenna used in this paper.

Unit : cm

a	0.57	b	0.80
p	0.135	γ_0	0.0225
ϵ_r	3.27	t	0.0508

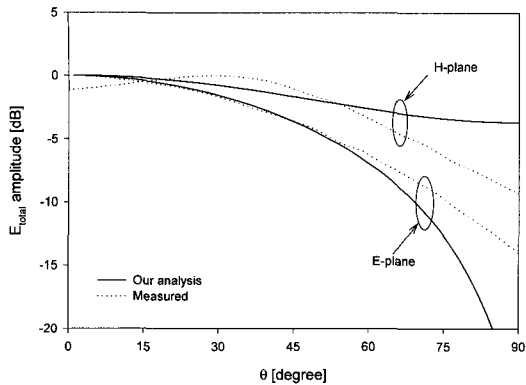


그림 4 단층 공진기 구조 마이크로스트립 안테나 방사패턴

Fig. 4. The radiation pattern of cavity-backed microstrip antenna.

IV. 설계 치수의 변화에 따른 공진기 구조 마이크로 스트립 방사 소자의 특성 변화

본 절에서는 위에서 살펴 본 알고리즘을 사용하여 공진기 구조 마이크로 스트립 방사 소자의 여러 지표를 변화 시키면서 각 지표가 방사 소자의 특성에 어느 정도의 영향을 미치는 지 살펴보고자 한다. 여기서 사용된 구조는 그림 2의 구조와 같고 치수도 표 2와 같은 치수를 사용하였다. 해석에 사용된 기저함수의 수는 8GHz 대역일 경우 21개 정도일 때가 가장 정확한 결과를 나타내었으므로 이하 모든 계산에 21개의 기저함수를 사용하였다. 이러한 규격을 바탕으로 각 치수의 변화에 따른 방사 소자의 특성을 살펴보았을 경우 다음과 같은 결과를 도출할 수 있었다.

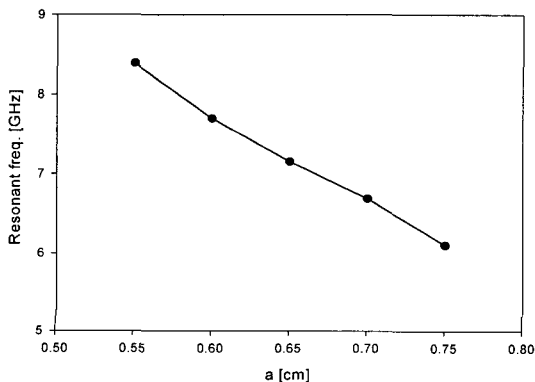


그림 5. 패치의 크기 변화에 따른 공진 주파수의 변화
Fig. 5. Resonant frequency by patch size variation.

우선 공진 주파수에 대해 살펴보면 다음과 같다. 그림 5에서 살펴 볼 수 있듯이 패치의 크기(a)에 의한 공진 주파수의 변화는 매우 큰 변화치를 나타낸다. 계산 시에 사용된 치수는 표2와 같지만 급전 위치(p)는 적절한 급전 위치(matched point)로 튜닝해서 계산되었다. 여기서 볼 수 있듯이 패치의 크기와 공진 주파수는 일정 부분 선형적인 특성을 나타내고 있다. 근사적으로 -1.2GHz/mm 정도의 비율로 공진 주파수가 변화하고 있음을 볼 수 있다.

또한 공진기 크기(b)에 의한 공진 주파수의 변화는 그림 6과 같다. 여기서 볼 수 있듯이 공진기의 크기는 공진 주파수에 미치는 영향이 패치의 크기에 비교할 때 약 10% 정도 밖에 되지 않는 것을 볼 수 있다. 또한 상대 유전율의 변화에 따른 공진 주파수의 변화는 그림 7과 같다. 그림에서 볼 수 있듯이 상대 유전율이 2에서 9로 변함에 따라 공진 주파수가 9에서 4.5GHz로 변화하고 있음을 확인할 수 있다. 유전체 두께에 의한 공진 주파수의 영향은 -0.35GHz/mm정도로 역시 패치의 크기에 의한 영향보다 훨씬 적음을 확인할 수 있었다.

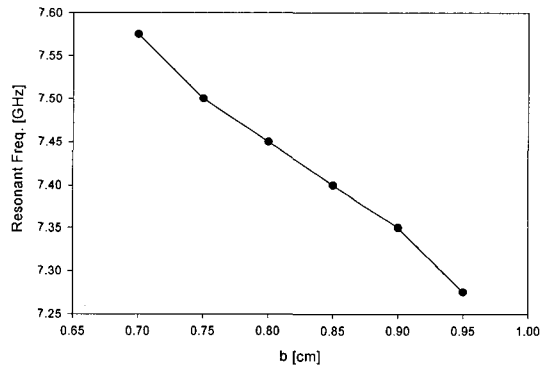


그림 6. 공진기 크기(b)에 따른 공진 주파수의 변화
Fig. 6. Resonant frequency by cavity size variation.

각 치수(parameter)의 변화에 따른 빔폭(beamwidth)의 변화를 살펴보면 다음과 같다. 빔폭에 가장 큰 영향을 주는 것은 잘 알려져 있듯이 상대 유전율이라고 할 수 있다. 상대 유전율 변화에 따른 빔폭의 변화는 그림 8과 같다. 상대 유전율이 1에서 8까지 변하는 동안 빔폭의 변화는 64도에서 136도까지 변화하고 있음을 알 수 있고 따라서 빔폭에 가장 큰 영향을 미치는 치수는 상대 유전율 값이라는 것을 알 수 있다. 반면 공진기

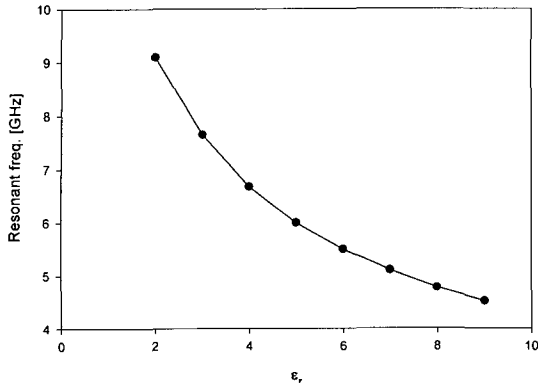


그림 7. 상대 유전율의 변화에 따른 공진 주파수의 변화
Fig. 7. Resonant frequency by r variation.

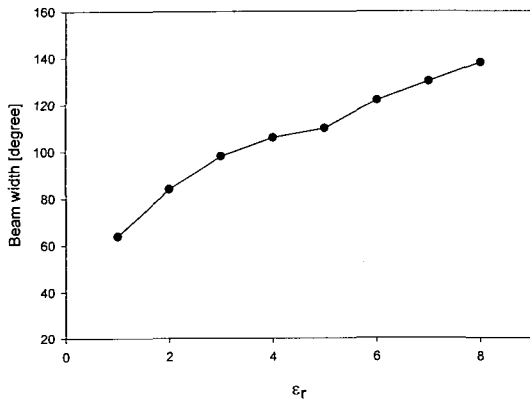


그림 8. 상대 유전율 변화에 따른 빔폭의 변화
Fig. 8. Beamwidth by r variation.

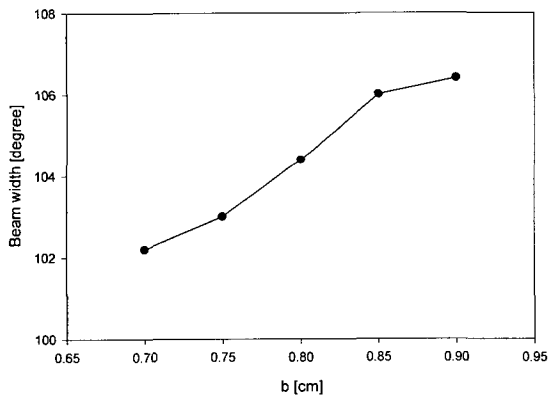


그림 9. 공진기 크기 변화에 따른 빔폭의 변화
Fig. 9. Beamwidth by variation of cavity size.

크기에 의한 빔폭의 변화는 그림 9와 같으며 그림에서 볼 수 있듯이 공진기의 크기는 빔폭에 큰 영향을 주지 못한다는 것을 확인할 수 있었다. 또한 단순한 유전체 기판의 두께 변화만으로도 빔폭에는 별다른 영향을 주

지 못한다는 것을 확인할 수 있었다.

V. 배열 안테나 구현 시 표면파(surface wave) 억제 효과 검증

공진기 구조 마이크로 스트립 방사 소자로 배열 안테나를 구현했을 경우 표면파(surface wave)를 억제하는 효과를 검증하기 위하여 그림 10과 같은 구조의 무한 배열 안테나의 능동 반사 계수(active reflection coefficient)를 계산하였다. 이때 II장에서 설명한 알고리즘은 그대로 사용될 수 있고 다만 공진기 외부 영역(outer region)의 전자기장의 분포가 주기적인 분포의 합으로 바뀌게 되므로 식(5-a)의 그린함수를 푸아송 합산 공식(Poisson sum formula)을 사용하여 고쳐 쓰면 식(12)과 같이 고쳐 쓸 수 있다.

$$\tilde{G}^{HM}(x, y, 0 | x_0, y_0, 0) = \frac{1}{d_x d_y} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \tilde{G}^{HM}(-k_{x_m}, k_{y_n}, 0 | 0) e^{-jk_{x_m}(x-x_0)} e^{-jk_{y_n}(y-y_0)} \quad (12)$$

또한 이를 이용하여 능동 반사 계수를 계산할 수 있으며 따라서 음영각(scan-blindness)의 발생 여부를 파악할 수가 있게 된다.^[5] 실제 계산 시에는 m,n에 대한 무한 수열을 30~30의 구간에 대해 계산하였고 이보다 더 큰 값을 사용하더라도 계산 결과의 차이는 없다. 또한 여기서 능동 반사 계수는 식(13)과 같이 정의된다.

$$\Gamma(\theta, \phi) = \frac{Z_{in}(\theta, \phi) - Z_{in}(0, 0)}{Z_{in}(\theta, \phi) + Z_{in}^*(0, 0)} \quad (13)$$

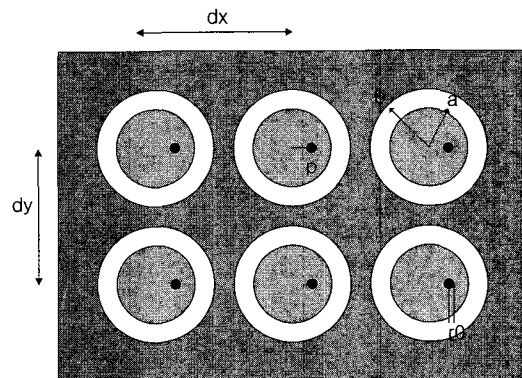


그림 10. 마이크로스트립 배열 안테나의 구조 및 치수 정의

Fig. 10. The structure of microstrip array antenna and definition of parameters.

이러한 알고리즘을 가지고 표 2의 치수를 기본으로 dx와 dy가 1.84cm일 때의 무한 배열 안테나를 해석해 보았을 때 나타나는 능동 반사 계수 계산 결과는 그림 11와 같다. 그림 11에서 볼 수 있듯이 음영각(scan blindness)을 피하고 있음을 확인 할 수 있었다. 반면 비슷한 구조를 가지며 공진기 구조가 없는 배열 안테나의 경우 음영각 발생이 중요한 설계 제한 요소로 나타나게 된다.^[16] 또한 방사 소자간 거리 및 다른 여러 치수를 변화 시켰을 경우에도 음영각이 나타나지 않음을 확인할 수 있었다.^[15]

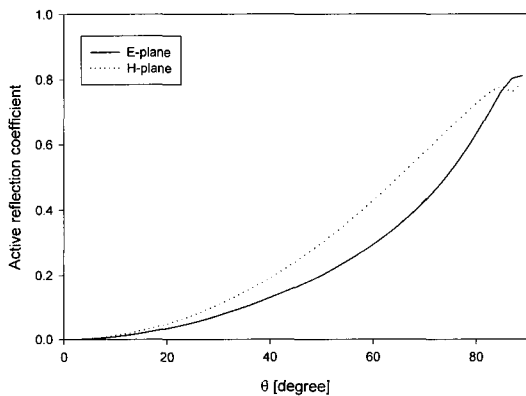


그림 11. 마이크로스트립 배열 안테나의 능동 반사 계수 계산 결과
 Fig. 11. Calculated active reflection coefficient of microstrip array antenna.

VI. 결 론

마이크로 스트립 방사소자는 구조적인 특성에 의해 배열 안테나로서 장점을 가지고 있으나 표면파로 인한 음영각이 발생하는 문제가 설계의 걸림돌이 되어 왔다. 이러한 문제점을 해결할 수 있는 구조로서 공진기 구조 마이크로 스트립 안테나를 들 수 있지만 이 구조는 현재 적절한 설계용 툴을 보유하고 있지 못한 실정이다. 따라서 이번 논문에서는 이러한 구조를 해석할 수 있는 알고리즘을 사용하여 공진기 구조 마이크로 스트립 안테나를 해석, 설계하고 이를 제작, 검증하여 그 효용성을 입증하였다. 또한 이러한 해석 알고리즘을 사용하여 공진기 구조 마이크로 스트립 방사소자의 각 지표의 치수를 변화 시켰을 경우 나타나는 방사소자의 특성 변화를 살펴봄으로써 각 특성에 미치는 여러 지표들의 영향을 수치화 시켜서 살펴 보고 이를 통해 실

제 공진기 구조 마이크로 스트립 방사소자 구조를 사용하여 설계할 경우 지표로서 삼을 수 있도록 했다. 또한 마지막으로 이러한 구조가 음영각을 억제할 수 있음을 능동 반사 계수를 계산하여 봄으로써 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] I. J. Bahl, P. Bartia, *Microstrip Antenna*, Artech House, 1982.
- [2] K. F. Lee, W. Chen, *Advances in microstrip and printed antennas*, John wiley and sons, 1997.
- [3] D. M. Pozar, *Microstrip antennas*, IEEE Press, 1995.
- [4] F. Zavosh and J. T. Aberle, "Improving the performance of microstrip antennas", *IEEE AP Magazine*, vol. 38, no. 4, pp. 7-12, Aug. 1996.
- [5] F. Zavosh, "Novel printed antenna configurations for enhanced performance", Dissertation for the degree Ph. D., Arizona State Univ., December 1995.
- [6] B. A. Brynjarsson and T. Syversen, "Cavity-backed, aperture coupled microstrip antenna", *IEEE AP 8th International Conference on Published*, vol.2, pp. 715-718, 1993.
- [7] S. M. Duffy and M. A. Gouker, "Experimental comparison of the radiation efficiency for conventional and cavity backed microstrip antennas", *IEEE AP-S International Symposium*, vol. 1, pp. 196-199, July 1996.
- [8] J. A. Navarro, K. Chang, J. Tollenson, S. Sanzgiri, and R. Q. Lee, "A 29.3GHz cavity-enclosed aperture-coupled circular-patch antenna for microwave circuit integration", *IEEE Microwave and Guided wave letters*, vol. 1, pp. 170-171, July 1991.
- [9] B. A. Brynjarsson and T. Syversen, "Cavity-backed, aperture coupled microstrip antenna", *IEEE International Conference on AP*, vol. 2, pp. 715-718, 1993.
- [10] J. Gong and J. L. Volakis, "Analysis of non-

- rectangular cavity-backed patch antennas using edge-based hybrid finite element method with BiCG-FFT solver”, *IEEE AP-S International Symposium*, vol. 2, pp. 960-963, July 1993.
- [11] J. Gong, J. L. Volakis, A. C. Woo, and H. T. G. Wang, “A hybrid finite element-boundary integral method for the analysis of cavity-backed antennas of arbitrary shape”, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 42, pp. 1233-1242, Sept. 1994.
- [12] F. Zavosh and J. T. Aberle, “Infinite phased arrays of cavity-backed patches”, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 42, pp. 390-398, March 1994.
- [13] M. A. Gonzalez, J. Zapata, and J. A. Encinar, “Broadband cavity-backed and capacitively probe-fed microstrip patch arrays”, *IEEE AP-S International Symposium*, vol. 2, pp. 1096-1099, 1998.
- [14] G. G. Gentili, L. E. Garcia-Castillo, M. Slazar-Palma, and F. Perez-Martinez, “Green’s function analysis of single and stacked rectangular microstrip patch antenna enclosed in a cavity”, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 45, pp. 573-579, April 1997.
- [15] 이동체 위성통신용 능동위상배열 안테나 배열구조 연구, 한국전자통신연구원, 2000
- [16] D. M. Pozar and D. H. Schaubert, “Analysis of rectangular microstrip patches with idealized probe feeds”, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 32, pp. 1101-1107, Oct. 1984.

저 자 소 개



全 舜 翼(正會員)

1961년 9월 29일생, 1984년 고려대학교 전자공학과(학사), 1996년 고려대학교 전자공학과(석사), 1984년~1990년 삼성전자 근무, 1990년~현재 한국전자통신연구원 위성통신안테나연구팀 팀장. 주 관심분야: 위상

배열 안테나 시스템, 위성통신 시스템, 초고주파 회로 설계



朴 星 昱(正會員)

1987년 2월: 경북대학교 전자공학과(공학사), 1989년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(공학석사), 1993년 8월: 한국통신 인력개발본부, 1997년 3월: Arizona State University(공학박사), 1999년 9월~현재: 한국정보통신대학원

조교수, 주 관심분야: 광대역 적층 안테나의 설계 및 분석, 전자파의 복사 및 산란, M/W mm-wave대역용 고속 반도체 소자의 전자 패키징, 전자장 수치 해석 기법 등

鄭 榮 倍(正會員)

1999년 2월: 광운대학교 전파공학과(공학석사), 1999년 3월~현재: 한국정보통신대학원 공학부 석사과정, 주 관심분야: 위성 안테나, 초고주파 회로 설계



朴 景 彬(正會員)

1998년 2월: 고려대학교 전자공학과(공학사), 1998년 3월~2000년 8월: 한국정보통신대학원 공학부(공학석사), 2000년 9월~현재: 위성연구센터, 주 관심분야: 수치해석, 광대역

마이크로스트립 안테나 설계



崔 東 赫(正會員)

1999년 2월: 한국항공대학교 항공전자공학과(공학석사), 1999년 3월~현재: 한국정보통신대학원 공학부 석사과정, 주 관심분야: 전자장 수치 해석, 안테나 설계, 초고주파 회로 설

계

文 榮 燦(正會員)

1968년 1월 21일생, 1990년 서강대학교 전자공학과 학사, 1992년 서강대학교 전자공학과 석사, 1995년 서강대학교 전자공학과 박사, 1995년 11월~2000년 9월, 한국전자통신연구원 무선방송연구소 선임연구원, 2000년 10월~현재 (주)KMW 책임연구원, 주 관심 분야는 위상 배열 안테나, 마이크로스트립 안테나, 마이크로파 및 밀리미터파 소자 및 회로