

적층형 Cavity-Backed 원형 마이크로스트립 안테나 해석 및 구현에 관한 연구

Analysis and Implementation of the Stacked Cavity-Backed Circular Microstrip Patch Antenna

박경빈 · 정영배* · 최동혁* · 박성욱* · 문영찬** · 전순익**

Kyoung-Bin Park · Young-Bae Jung* · Dong-Hyuk Choi* · Seong-Ook Park* · Young-Chan Moon** · Soon-Ick Jun**

요 약

마이크로스트립 안테나는 여러 가지 장점에도 불구하고 협대역이라는 단점과 배열 안테나 구현 시에 나타나는 표면 전파에 의한 음영각의 문제점에 의해 구현에 상당한 어려움을 가지게 된다. 이러한 문제를 해결할 수 있는 구조로 적층 구조와 cavity-backed 구조를 들 수 있는데, 반면 이러한 구조는 해석 및 설계가 쉽지 않은 상황이다. 본 논문에서는 모우먼트법을 사용하여 적층형 cavity-backed 원형 마이크로스트립 안테나를 해석하고 이를 이용하여 X-band 대역에서 안테나를 설계, 구현하여 봄으로써 적절한 해석이 이루어졌음을 검증하였다.

Abstract

Though microstrip antenna has several advantages, it makes engineers struggle against the difficulties of narrow bandwidth and scan-blindness with probe-feeding and array configuration. To overcome these disadvantages, stacked patch and cavity-backed structure had been proposed. But this structure can not be analyzed easily because we have no concrete means to analyze it. So the algorithm to analyze the structure should be established to make it useful. This paper explained the algorithm of moment method to analyze the structure and verified it by comparing the calculated and measured results.

keyword : moment method, cavity-backed microstrip antenna

I. 서 론

최근의 통신 서비스는 이동 통신의 강조와 함께 통신의 광대역화를 요구하고 있다. 이러한 추세는 그대로 안테나 기술에도 적용되어 최근 안테나의 연

구 추세는 이러한 광대역 안테나의 기술을 개발하기 위한 연구에 집중되고 있다 해도 과언이 아니다. 또한 마이크로스트립 안테나는 식각 기술에 의한 대량 생산의 용이성과 정밀 가공, 배열 안테나로의 구현 등의 장점으로 인해 각광을 받고 있지만 구조적으로 협대역이라는 단점을 가지고 있기 때문에 마찬가지로

* 한국정보통신대학원대학교(Information and Communications University)

** 한국전자통신연구원(Electronics and Telecommunications Research Institute)

· 논문 번호 : 991208-055S

· 수정완료일자 : 2000년 1월 14일

로 이를 극복하기 위한 연구가 다양하게 진행되어 오고 있는 상황이다. 그러나 이러한 마이크로스트립 안테나 기술의 발전에도 불구하고 배열 안테나로 마이크로스트립 안테나를 사용할 경우 표면전파(surface wave)가 발생하는 문제 때문에 음영각(scan blindness)이 생겨 배열 안테나의 조향(scan) 가능 범위를 제한하게 되는 문제가 생기게 된다. 이러한 문제를 해결할 수 있는 구조로서 cavity-backed 마이크로스트립 안테나를 들 수 있으며 이 구조는 이러한 장점 이외에도 방사 효율과 이득을 증가시키고 능동 안테나의 경우 능동 소자단의 열을 효과적으로 배출시킬 수 있는 장점도 가지고 있다.^{[1][2]}

이에 따라 cavity-backed 마이크로스트립 안테나에 대한 다양한 연구가 행해져 오고 있는데 주로 cavity-backed aperture-coupled 마이크로스트립 안테나의 해석과 구현^{[3][4]}, 다양한 패치 형태에 대한 cavity-backed 마이크로스트립 안테나 해석^{[5][6]}, cavity-backed 마이크로스트립 배열 안테나 구현^{[7][8]}, 적층 구조의 해석^[9] 등과 같은 분야를 들 수 있다. 본 논문에서는 이러한 적층형 cavity-backed 마이크로스트립 안테나를 해석할 수 있는 알고리즘을 설명하고 이를 이용하여 X-band 대역의 마이크로스트립 안테나를 설계하고 이를 제작, 측정하여 봄으로써 그 해석 알고리즘의 유효성을 검증하고자 하였다.

II. 해석 알고리즘

2-1 해석 구조 및 모델

일반적인 프루브 급전 적층형 cavity-backed 원형 마이크로스트립 안테나의 구조는 그림 1-(a)와 같이 나타낼 수 있으며 이의 해석을 위한 등가 모델은 그림 1-(b)와 같이 나타내어질 수 있다.

등가 모델에서 cavity와 유전체 사이의 경계면, 패치면은 모두 완전도체로 대체되었고 전원으로서의 패치의 전류는 등가 자계전류로 대체되었는데 이는 그림 1-(a)에서와 같은 구조에서의 그린함수를 도출해내는 작업이 어렵기 때문에 그림 1-(b)와 같은 등가 모델로 치환함으로써 경계 조건을 단순화시켜 그린함수를 구할 수 있기 때문이다. 이러한 구조는 원통 좌표계에서의 해석이 용이하므로 이하 모든 좌표계는 원통 좌표계를 사용하였다.

2-2 그린 함수의 도출

이 구조의 해석을 위하여 그린 함수(Green's function)을 구하는 과정을 살펴 보면 우선 위의 구조 내에 존재할 수 있는 TE^z와 TM^z 모드에 대하여 벡터 전위(Vector potential) 함수 Ψ^t , Ψ^s 를 주파수 영역의 수열 형태로 나타내고 이를 VHT(Vector Ha-

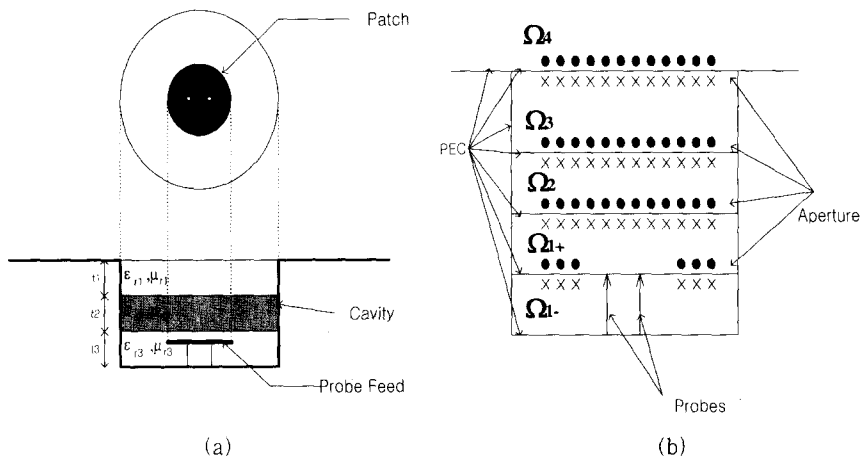


그림 1. 적층형 cavity-backed 원형 마이크로스트립 안테나 구조(a) 및 등가 모델(b)

Fig. 1. The structure(a) and equivalent model(b) of stacked cavity-backed circular microstrip antenna.

nel Transform)한 후 Sommerfeld 방사 조건을 만족시키는 형태의 벡터 전위 함수의 해를 구하면 전기장과 자기장의 주파수 영역 그린 함수를 구할 수 있게 된다^[10].

이러한 과정을 통해 식 (1)과 같은 단위 자계 전류에 대해 적용하면 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \vec{M}_i &= \hat{\rho} \frac{1}{\rho} \delta(\rho - \rho_0) \delta(\phi - \phi_0) \\ &+ \hat{\phi} \frac{1}{\rho} \delta(\rho - \rho_0) \delta(\phi - \phi_0) \end{aligned} \quad (1)$$

자유공간(outside region)에서의 자계 전류(magnetic current)에 의한 경계면에서의 자기장의 접선 성분에 대한 그린 함수는 식 (2-a)와 같이 나타나게 되고

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} H_\rho \\ -jH_\phi \end{bmatrix} &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} e^{jn\phi} \int_0^\infty \vec{H}(\beta\rho) \vec{G}^{HM} \\ &\cdot (\beta) \frac{1}{2\pi} \left\{ \vec{H}(\beta\rho_0) \begin{bmatrix} -1 \\ j \end{bmatrix} e^{-jn\phi_0} \right\} \beta d\beta \end{aligned} \quad (2-a)$$

여기서 식 (2-a)의 각 항들은 식 (2-b)-(2-c)와 같게 된다.

$$\vec{H}(\beta\rho) = \begin{bmatrix} J_n(\beta\rho) & \frac{n}{\beta\rho} J_n(\beta\rho) \\ \frac{n}{\beta\rho} J_n(\beta\rho) & J'_n(\beta\rho) \end{bmatrix} \quad (2-b)$$

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

여기서 J_n 과 J'_n 은 각각 n 차 베셀 함수와 J_n 의 ρ 에 대한 미분이 된다. 또한 cavity 영역에서의 자계 전류에 의한 경계면에서의 자기장의 접선 성분에 대한 그린 함수는 식 (3-a)와 같게 되고

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} H_\rho \\ -jH_\phi \end{bmatrix} &= \sum_{m=-\infty}^{+\infty} e^{jm\phi} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \vec{H}(\beta\rho, \beta'\rho) \\ &\cdot \vec{g}^{HM}(\beta, \beta') \frac{1}{2\pi} \left\{ \vec{H}^T(\beta\rho_0, \beta'\rho_0) \right. \\ &\cdot \left. \begin{bmatrix} -j \\ -1 \end{bmatrix} e^{-jm\phi_0} \right\} \end{aligned} \quad (3-a)$$

여기서 각 항들은 다음과 같이 정의될 수 있다.

$$\vec{H}(\beta\rho, \beta'\rho) = \begin{bmatrix} \beta' J'_m(\beta'\rho) & \frac{m}{\rho} J_m(\beta\rho) \\ \frac{m}{\rho} J_m(\beta'\rho) & \beta J'_m(\beta\rho) \end{bmatrix} \quad (3-b)$$

$$\vec{H}^T(\beta\rho, \beta'\rho) \equiv \text{transpose of } \vec{H}(\beta\rho, \beta'\rho) \quad (3-c)$$

$$\vec{g}^{HM}(\beta, \beta') = \begin{bmatrix} g_1(\beta') & 0 \\ 0 & g_2(\beta) \end{bmatrix} \quad (3-d)$$

$$\begin{aligned} g_1(\beta') &= \frac{2}{\omega\mu} \frac{1}{[(\beta'a)^2 - m^2][J_m(\beta'a)]^2} \\ &\cdot \frac{k'_z}{\sin k'_z c} \begin{cases} \cos k'_z(z+c), & \text{top current} \\ \cos k'_z z, & \text{bottom current} \end{cases} \end{aligned} \quad (3-e)$$

$$\begin{aligned} g_2(\beta) &= \frac{2k^2}{\omega\mu} \frac{1}{(\beta a)^2 [J'_m(\beta a)]^2} \\ &\cdot \frac{1}{k_z \sin k_z c} \begin{cases} \cos k_z(z+c), & \text{top current} \\ \cos k_z z, & \text{bottom current} \end{cases} \end{aligned} \quad (3-f)$$

여기서 top current와 bottom current는 각각 공기 구조 내의 윗면과 아랫면에서의 등가 전류를 의미한다. 이와 함께 cavity 영역에서 probe의 전계 전류(electric current)에 의한 경계면에서의 자기장의 접선 성분에 대한 그린 함수는 식 (4-a)와 같이 나타내어질 수 있고

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} H_\rho \\ -jH_\phi \end{bmatrix} &= \frac{-j}{\pi a^2} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} e^{jm\phi} \sum_{n=0}^{+\infty} \\ &\cdot \vec{H}(\beta\rho, \beta'\rho) \vec{g}^{HJ}(\beta) J_m(\beta\rho_0) e^{-jm\phi_0} \end{aligned} \quad (4-a)$$

여기서 \vec{H} 는 식 (2-b)에서 정의되었고 J_m 은 m 차 베셀(Bessel) 함수가 되고 \vec{g}^{HJ} 는 다음과 같이 정의되어질 수 있다.

$$\vec{g}^{HJ}(\beta) = \left[0 \frac{\cos k_z(z_0 + c)}{k_z \sin k_z c} \frac{1}{[J'_m(\beta\alpha)]^c} \right] \quad (4-b)$$

본 논문에서 사용하는 경계 조건은 경계면에서의 자기장의 접선 성분과 probe에서의 전기장의 접선 성분이므로 이 두 가지에 대한 그린 함수들 도출하면 된다. 이와 마찬가지로 probe에서의 전기장의 접선 성분에 대한 그린 함수도 구할 수 있게 된다.^[16]

2-3 기저함수의 도출

이러한 그린 함수와 함께 모우멘트법에서 해를 구함에 있어 중요한 영향을 미치는 것은 기저함수(basis function)를 어떤 형태로 정하는가 하는 것이라 할 수 있다. 본 논문에서 사용되어지는 전원은 패치의 전류에 대한 등가 자계 전류와 probe에서의 전류이므로 이 두 가지에 대한 기저함수를 결정해야 한다.

먼저 패치의 전류에 대한 등가 자계 전류의 기저함수는 적층 경계면의 구조에 따라 패치가 없는 경우의 원판형 구조와 패치가 있는 경우의 원형 링 모형의 구조로 나누어 구할 수 있으며 이러한 두 모형의 기저함수는 공진기 구조내의 TM^z 모드와 TE^z 모드의 필드 분포로부터 정해질 수 있다.

따라서 원판형 구조에서의 등가 자계 전류의 기저함수(\vec{M}_j)는 TM^z모드의 odd 대칭의 경우 식(5-a), even 대칭의 경우 식(5-b)와 같게 된다.

$$\begin{aligned} \vec{M}_j = & -\hat{\rho} \frac{m}{\rho} J_m(\beta\rho) \cos(m\phi) \\ & + \hat{\phi} \beta J'_m(\beta\rho) \sin(m\phi) \end{aligned} \quad (5-a)$$

$$\begin{aligned} \vec{M}_j = & -\hat{\rho} \frac{m}{\rho} J_m(\beta\rho) \sin(m\phi) \\ & - \hat{\phi} \beta J'_m(\beta\rho) \cos(m\phi) \end{aligned} \quad (5-b)$$

TE^z모드에 대한 경우도 같은 방법으로 기저함수를 결정할 수 있고 또한 마찬가지로 패치가 존재하는 원형 링 구조의 경우도 비슷한 방법으로 기저함수를 구할 수 있다.^[16]

또한 프루브에서의 전류는 시간에 따라서는 변화

는 반면 공간적으로는 일정하다고 가정하였는데 이는 프루브의 길이가 λ/10이하일 경우 크게 차이를 나타내지 않기 때문이다. 그러나 최근에 와서 광대역 기법의 하나로 두꺼운 기판을 사용하여 마이크로 스트립 안테나를 설계하는 경우가 있는데 이 경우에는 attachment mode를 사용한 기저함수를 사용함으로써 보다 정확한 해석을 할 수 있다.^[11] 이번 연구에서 사용된 광대역 기법은 적층형 패치에 의한 것이므로 유전체의 두께가 λ/10에 미치지 못하기 때문에 attachment mode 기법을 사용하지 않더라도 충분히 정확한 모델링이 가능하다고 할 수 있다.

2-4 적층형 cavity-backed 원형 마이크로스트립 안테나의 해석

이러한 그린함수와 기저함수를 사용하여 적층형 cavity-backed 원형 마이크로스트립 안테나를 해석하는 과정은 다음과 같다. 우선 유전체 사이의 자기장의 연속성과 probe위에서의 전기장의 경계 조건으로부터 식(6-a)와 식(6-b)를 도출해 낼 수 있다.

$$\vec{H}_{tan}^{\Omega_n} = \vec{H}_{tan}^{\Omega_{n+1}} \quad (6-a)$$

$$\vec{E}_{tan}^{\Omega_{probe}} = 0 \quad (6-b)$$

이러한 경계 조건은 식(7)과 같은 방정식으로 바꾸어 쓰여질 수 있다.

$$\begin{aligned} \vec{H}_{tan}^{\Omega_2}(-\vec{M}_{s1}) - \vec{H}_{tan}^{\Omega_1}(-\vec{M}_{s1}) + \vec{H}_{tan}^{\Omega_2}(\vec{M}_{s2}) = 0, \\ \vec{H}_{tan}^{\Omega_i}(-\vec{M}_{si-1}) + \vec{H}_{tan}^{\Omega_i}(\vec{M}_{si}) = \vec{H}_{tan}^{\Omega_{i+1}}(-\vec{M}_{si}) \\ + \vec{H}_{tan}^{\Omega_{i+1}}(\vec{M}_{si+1}); i = 2 - (M - 1), \\ \vec{H}_{tan}^{\Omega_M}(-\vec{M}_{SM-1}) + \vec{H}_{tan}^{\Omega_M}(\vec{H}_{SM}) = \vec{H}_{tan}^{\Omega_{M+1}}(-\vec{M}_{SM}) \\ + \vec{H}_{tan}^{\Omega_{M+1}}(\vec{J}_{s1}) + \dots + \vec{H}_{tan}^{\Omega_{M+1}}(\vec{J}_{SN}) - \vec{H}_{tan}^{\Omega_{M+1}}(-\vec{M}_{SM}), \\ - \vec{E}_{tan}^{\Omega_{M+1}}(\vec{J}_{s1}) - \dots - \\ \cdot \vec{E}_{tan}(\vec{J}_{SN}) = \vec{E}_{tan}; i = 1 - N \end{aligned} \quad (7)$$

식(7)은 공간 영역에서의 경계 조건을 수식화한 것이므로 이를 주파수 영역으로 바꾸어서 그린 함수와 기저함수의 형태로 바꾸고 Galerkin's method를 적용하면 식(8)과 같은 형태로 바뀌게 된다.

$$\begin{bmatrix}
 \overline{Y}_{11}^{\omega_1} + \overline{Y}_{11}^{\omega_2} & \overline{Y}_{12}^{\omega_2} & \overline{0} & \dots & \overline{0} \\
 \overline{Y}_{21}^{\omega_2} & \overline{Y}_{22}^{\omega_2} + \overline{Y}_{22}^{\omega_3} & \overline{Y}_{23}^{\omega_3} & \overline{0} & \dots \\
 \overline{0} & \dots & \dots & \dots & \overline{0} \\
 \vdots & \overline{0} & \overline{Y}_{MM}^{\omega_M} & \overline{Y}_{MM}^{\omega_{M+1}} & \overline{T}_{M+1}^{\omega_{M+1}} \\
 \overline{0} & \dots & \overline{0} & \overline{T}_{EM}^{\omega_{M+1}} & \overline{Z}_{EJ}^{\omega_{M+1}}
 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix}
 \overline{V}^1 \\
 \overline{V}^2 \\
 \vdots \\
 \overline{V}^M \\
 \overline{I}
 \end{bmatrix}
 =
 \begin{bmatrix}
 \overline{0} \\
 \vdots \\
 \overline{0} \\
 \overline{c}^M
 \end{bmatrix}
 \quad (8)$$

식 (8)에서 $\overline{Y}_{ij}^{\omega_n}$ 는 자계 전류에 의한 경계면에서의 자기장의 접선 성분에 해당하고 \overline{T}_{M+1} 는 probe의 전계 전류에 의한 경계면에서의 자기장의 접선 성분. \overline{T}_{EM} 은 자계 전류에 의한 probe에서의 전기장의 접선 성분. \overline{Z}_{EJ} 는 전계 전류에 의한 probe에서의 전기장의 접선 성분에 해당한다. 또한 \overline{V}^n 는 적층 구조의 각 경계면에서의 자계 전류의 모드에 대한 크기에 해당하고 \overline{I} 는 각 probe의 전류의 크기에 해당한다. 또한 \overline{e}^m 은 excitation term이므로 각 probe에 걸리는 전압이 된다. 따라서 자유 공간에서의 $\overline{Y}_{ij}^{\omega_n}$ 는 식 (9)와 같이 나타내어질 수 있다.

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

이 식에서 \ddot{F}^n 은 자계 전류 기저함수의 Hankel transform된 형태이고 \ddot{G} 는 식 (2-c)에서 정의된 그린 함수이다. 다른 항들도 마찬가지로 방법으로 구해질 수 있다^[10].

이러한 행렬식의 해가 구해지면 등가 자계 전류와 probe에서의 전계 전류를 구한 것이므로 이로부터 안테나의 반사계수와 방사 패턴 등의 여러 가지 파라미터를 구할 수 있게 된다.

III. 제작 및 검증

앞에서 기술한 알고리즘을 검증하기 위하여 X-

band대역의 적층형 cavity-backed 원형 마이크로스트립 안테나를 설계하고 이를 제작, 측정하여 해석 결과와 비교하였다. 해석에 사용되어진 기저함수의 수는 21개이고 뉴턴-랩슨법(Newton-Raphson method)을 사용해서 적분 구간의 특이점(singular point)을 찾고 6점 가우시안 적분법(6-point Gaussian Quadrature) 알고리즘을 사용하여 적분치를 계산해 내었다. 주파수 영역의 무한 적분은 150 k₀까지 적분함으로써 계산되었다.

실제 적층형 마이크로스트립 안테나를 사용하여 광대역 안테나를 설계하는 중요 파라미터는 적층된 두 패치의 크기와 패치 사이의 거리, 두 유전체의 상대 유전율 등이 된다^{[12],[13]}. 본 논문의 설계 과정에서도 이를 사용하여 설계치를 도출해 낼 수 있었다.

실제 설계에서 사용된 구조는 3층 적층 구조로 그림 2와 같이 나타내어질 수 있다. 2층으로 제작될 경우 probe와 패치의 납땜 연결 부위 때문에 에어갭(air gap)이 생기는 문제가 있기 때문에 두 기관의 중간층에 공기층을 넣어 제작의 편의성과 정밀성을 높이고 또한 기관의 유효 상대 유전율을 낮춤으로써 안테나의 특성을 개선하고자 했다.

또한 위 구조를 살펴보면 두 개의 probe가 사용되어 있는데 이는 원형 편파를 구현하기 위하여 그림 2의 구조를 제작하였기 때문이다. 원형 편파를 구현할 경우 위상 변환을 위한 급전 회로까지 포함하여야 하지만 본 논문에서는 방사소자만의 특성을 측

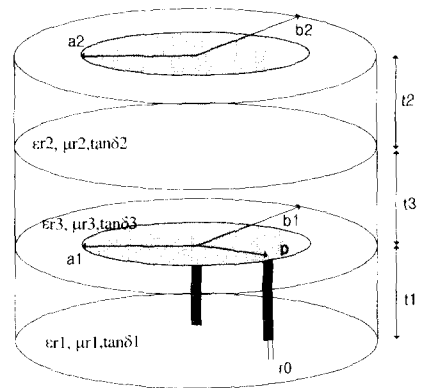


그림 2. 설계, 제작된 적층형 cavity-backed 원형 마이크로스트립 안테나의 구조 및 파라미터 정의
Fig. 2. The structure of fabricated microstrip antenna and definition of parameters.

표 1. 설계된 구조의 치수

Table 1. The dimension of designed antenna.

Parameter	치수(cm)	Parameter	치수(cm)
a_1	0.57	a_2	0.45
b_1	0.65	b_2	0.65
t_1	0.0508	t_2	0.1524
ϵ_{r1}	3.5	ϵ_{r2}	3.5
$\tan \delta_1$	0.0018	$\tan \delta_2$	0.0018
t_3	0.32	r_3	1.0006
$\tan \delta_3$	1e-6	r_0	0.0125
p	0.39		

정하기 위하여 급전회로를 제거하고 하나의 probe를 short-pin으로 만들어 시뮬레이션 및 측정을 시행하였다. 이러한 구조를 사용하여 설계, 제작된 안테나의 치수는 표 1과 같다.

이러한 구조에 대한 해석 결과를 상용툴인 HFSS와 비교한 결과가 그림 3에 나타내어져 있다. 그림 3에서 볼 수 있듯이 유한 요소법을 사용한 HFSS의 해석 결과와 모멘트법을 사용한 본 알고리즘의 해석 결과가 거의 일치하고 있는 것을 알 수 있다. 그러나 이 결과가 HFSS가 적층형 cavity-backed 마이크로스트립 안테나를 정확하게 해석할 수 있다는 것을 뜻하는 것은 아니고 실험치와 비교하여 보았을 때 대략적으로 5% 이내의 오차에서 공진 주파수를 계산해 내는 것을 확인할 수 있었다.

그림 2와 같은 구조를 직접 제작하여 측정할 결

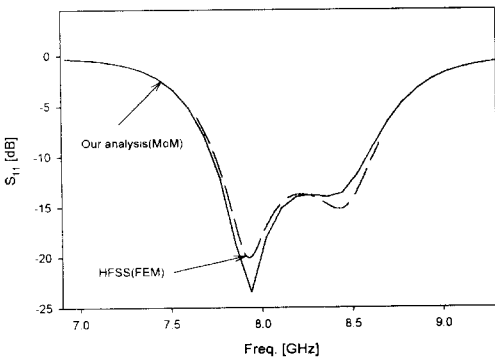


그림 3. 해석 결과의 HFSS와의 비교
Fig. 3. Comparison of simulation result with HFSS.

과가 그림 4에 나타내어져 있다. 그림 4에서 볼 수 있듯이 공진 주파수가 약 4.4% 어긋나 있고 반사 계수의 파형이 달라진 것을 확인할 수 있는데 이러한 결과가 나타나는 원인으로는 다음과 같은 원인을 들 수 있다. 우선 probe 연결 부위와 기판 연결 부위 등에서의 기생 성분에 의한 특성 변화를 들 수 있는데 이는 probe의 경우 수작업에 의한 연결이 필수적이고 이러한 작업 과정에서 기판과 probe 사이의 air-gap 등과 같은 문제가 나타나게 되었다. 또한 패치 및 구조물 제작 과정에서 가공 정밀도가 0.02 mm 정도에 불과하기 때문에 설계치에 따르는 정확한 구조물을 제작하기가 어렵다는 문제점이 나타난다. 이러한 문제에도 불구하고 공진 주파수의 오차가 5%이내이고 적층 구조에 의한 특성이 정확하게 해석되었으므로 적절한 해석이 이루어졌다는 것을 확인할 수 있었고 만족할 만한 해석 결과가 도출되었다고 할 수 있었다. 또한 X-band 대역에서 약 950 MHz 정도의 광대역 안테나를 구현할 수 있었으므로 적층형 마이크로스트립 안테나의 장점도 충분히 확인할 수 있었다.

지금까지 살펴본 적층형 마이크로스트립 방사소자 구조의 장점을 명확히 살펴보기 위해 단일 패치를 사용하여 제작한 경우와 비교하면 적층형 패치 구조를 사용함으로써 광대역 특성을 얻을 수 있다는 것을 확인할 수 있는데 이러한 특성을 그림 5에서 볼 수 있다. 단일층 패치의 경우 적층형 패치 구조의 하단 치수를 그대로 사용하였고 급전점만 적절한 지점으로 이동한 구조이다. 여기서 사용된 그림 5에서

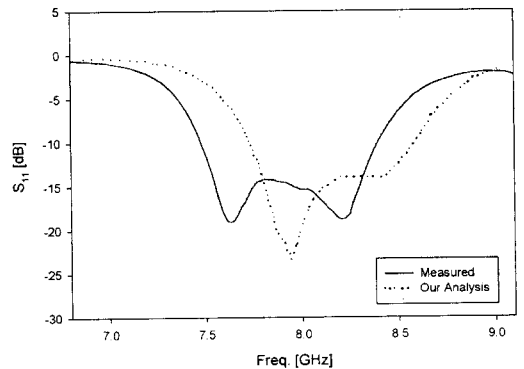


그림 4. 해석 결과와 측정 결과의 반사 계수 비교
Fig. 4. Comparison of S_{11} simulation result by our algorithm and experiment.

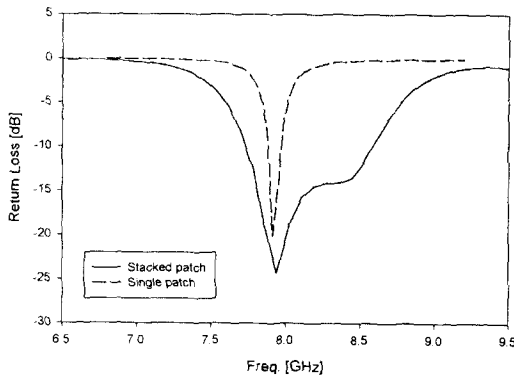


그림 5. 단일층 패치와 적층형 패치 구조의 반사 계수 특성 비교

Fig. 5. Comparison of reflection coefficient of single and stacked patch microstrip antenna.

aaa 볼 수 있듯이 단일 패치 구조가 -10 dB 기준으로 약 1.5%의 대역폭을 나타내는데 반해 적층형 패치 구조는 약 12%의 대역폭을 나타내고 있으므로 광대역 안테나에 적합함을 확인할 수 있는데 실제로 이러한 적층형 구조를 사용할 경우 대역폭을 20% 이상까지 구현하는 것이 가능하다고 보고되고 있다 [12].

IV. 결 론

마이크로스트립 안테나는 그 장점에도 불구하고 협대역성과 배열 안테나 구현 시에 나타나는 표면 전파에 의한 음영각으로 인해 설계와 제작 시에 난관에 봉착하게 되는 문제점을 가지고 있다. 이러한 문제점들을 해결해 줄 수 있는 구조로서 적층형 cavity-backed 마이크로스트립 안테나는 많은 장점을 가지고 있다. 본 논문에서는 이러한 적층형 cavity-backed 원형 마이크로스트립 안테나를 해석할 수 있는 알고리즘을 설명하고 이를 이용하여 적층형 cavity-backed 원형 마이크로스트립 안테나를 설계하고 이를 제작, 측정하여 봄으로써 알고리즘을 검증하였다. 검증 결과 적절한 해석이 이루어졌음을 확인할 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] F. Zavosh and J. T. Aberle, "Improving the performance of microstrip antennas", *IEEE AP Magazine*, vol. 38, no. 4, pp. 7-12, Aug., 1996.
- [2] 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.
- [3] J. A. Navarro, K. Chang, J. Tollenson, S. Sanzgirl, and R. Q. Lee, "A 29.3 GHz cavity-enclosed aperture-coupled circular-patch antenna for microwave circuit integration", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 1, pp. 170-171, July, 1991.
- [4] B. A. Brynjarsson and T. Syversen, "Cavity-backed, aperture coupled microstrip antenna", *IEEE International Conference on AP*, vol. 2, pp. 715-718, 1993
- [5] J. Gong and J. L. Volakis, "Analysis of nonrectangular 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.
- [6] 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.
- [7] F. Zavosh and J. T. Aberle, "Infinite phased arrays of cavity-backed patches", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 42, pp. 390-398, March, 1994.
- [8] 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

- [9] 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.
- [10] F. Zavosh, "Novel printed antenna configurations for enhanced performance", Dissertation for the degree Ph. D., Arizona State Univ., December, 1995.
- [11] J. T. Aberle, "Analysis of probe-fed circular

microstrip antennas", Dissertation for the degree Ph.D., Univ. of Massachusetts, May, 1989.

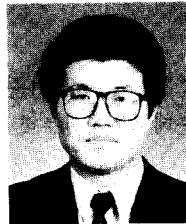
- [12] F. Croq and D. M. Pozar, "Millimeter-wave design of wide-band aperture-coupled stacked microstrip antennas", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 39, no. 12, pp. 1770-1776, Dec., 1991
- [13] A. N. Tulintseff, S. M. Ali, and J. A. Kong, "Input impedance of a probe-fed stacked circular microstrip antenna", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 39, pp. 381-390, March, 1991.

박 경 빈



1998년 2월: 고려대학교 전자공학과(공학사)
 1998년 3월~현재: 한국정보통신대학원대학교 석사과정
 [주 관심분야] 수치해석(모우먼트법), 광대역 마이크로스트립 안테나 설계

박 성 옥



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

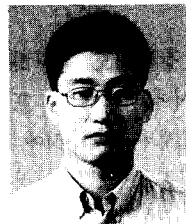
1997년 9월~현재: 한국정보통신대학원대학교 조교수
 [주관심 분야] 광대역 적층형 안테나의 설계 및 분석, 전자파의 복사 및 산란, M/W mm-wave 대역용 고속 반도체 소자의 전자 패키징, 전자장 수치 해석 기법 등

정 영 배



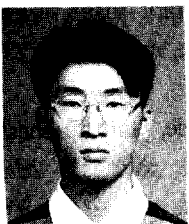
1999년 2월: 광운대학교 전자공학과(공학사)
 1999년 3월~현재: 한국정보통신대학원대학교 석사과정
 [주 관심분야] 슬롯 안테나, 초고주파 회로 설계

문 영 찬



1990년 2월: 서강대학교 전자공학과(공학사)
 1992년 2월: 서강대학교 전자공학과(공학석사)
 1995년 8월: 서강대학교 전자공학과(공학박사)
 1995년 11월~현재: 한국전자통신

최 동 혁



1999년 2월: 한국항공대학교 항공전자공학과(공학사)
 1999년 3월~현재: 한국정보통신대학원대학교 석사과정
 [주관심 분야] 안테나, 전자장 수치해석, MMIC 설계

연구원 선임연구원
 [주관심 분야] 초고주파 소자 및 회로 설계, 마이크로스트립 안테나 및 위상배열 안테나 설계

전 순 익



1984년 2월: 고려대학교 전자공학
과(공학사)

1996년 2월: 고려대학교 전자공학
과(공학석사)

1983년 8월~1990년 8월: 삼성전
자 근무

1990년 9월~현재: 한국전자통신

연구원 선임연구원

[주관심 분야] 초고주파 회로 설계, 위상배열 안테나 설
계, 위성통신 RF 시스템 설계