

# 슬롯결합 적층 마이크로스트립 안테나 특성 해석

## (Analysis of Slot Coupled Stacked Microstrip Antennas)

문 호 원\* · 이 정 옥\*\* · 윤 영 중\*\*\* · 박 한 규\*\*\*

(Ho Won Moon · Jung Uk Lee · Young Joong Yoon · Han Kyu Park)

### 요 약

본 논문에서는 기존의 마이크로스트립 안테나가 갖는 협대역 특성과 급전선의 기생방사로 인한 방사패턴의 열화를 개선할 수 있는 슬롯결합 적층 마이크로스트립 안테나의 특성을 해석하고, 중심주파수 11.5GHz와 12.0GHz에서 독립적인 공진 특성을 갖는 두 패치와 급전 슬롯의 상호결합작용에 의한 이중공진현상으로 인하여 15~20%의 대역폭을 갖는 적층안테나를 설계 제작하여 1.9~2.2GHz의 광대역 특성을 지님을 실험적으로 확인하였다.

이에 대한 해석은 산란해석방법을 이용하여 슬롯결합 급전구조에 대한 정확한 해석 모델을 제시하고, 제시된 모델과 함께 스펙트럼 영역에서 Green 함수를 유도하고 Galerkin 방법에 의해 수치적 계산을 하는 Full wave 해석방법을 적용하였다. 수치해석에 사용된 기저함수는 해의 수렴도, 정확도 및 계산시간을 비교하여 패치는 3개의 EB 모드, 급전선은 5개의 PWS 모드를 사용하였다.

### Abstract

In this paper, the slot coupled stacked microstrip antenna, which has wide bandwidth characteristics because of the double tuning effects from the interactions between two patches and feeding slot and improves distortions of radiation patterns due to spurious radiation from feeder, is analyzed. For the analysis Green function in the spectrum domain and Galerkin method is applied with an accurate analysis mode for slot coupled feeding structure using the scattering analysis method. The basis functions are 3 EB modes for patches and 5 PWS modes for feeder. The slot coupled stacked microstrip antennas are designed and fabricated with the center frequency of 11.5GHz and 12.0GHz. The experimental results show the wide bandwidth characteristics of 1.9~2.2GHz and agree well with the simulation results which have 15~20% bandwidth.

---

\* 한국통신 품질보증단  
 \*\* 안양전문대학 전자통신과  
 \*\*\* 연세대학교 전파공학과

## I. 서 론

마이크로스트립 안테나는 기본적으로 접지면이 있는 단일 유전체 기판상에 인쇄된 방사소자로 구성되어 있으며 방사소자의 가장자리에 마이크로스트립 선로를 연결하거나 기판의 뒷면에 동축선로를 연결하여 안테나를 급전시키는 구조로 되어있다. 그러나 기존의 동축 급전이나 마이크로스트립 선로 급전 방식은 유전체 기판의 두께가 증가함에 따라 급전선에 의한 기생 방사와 급전 인덕턴스를 증가시키고, 급전의 비대칭성으로 인하여 교차편파를 일으키는 고차 모드를 생성시키게 된다. 특히 주파수가 높아 질수록 급전선의 손실이 증가할 뿐만 아니라, 급전선의 크기가 방사소자의 크기와 비슷하게 되어 엄청난 성능 저하를 가져올 수 있다.[1]

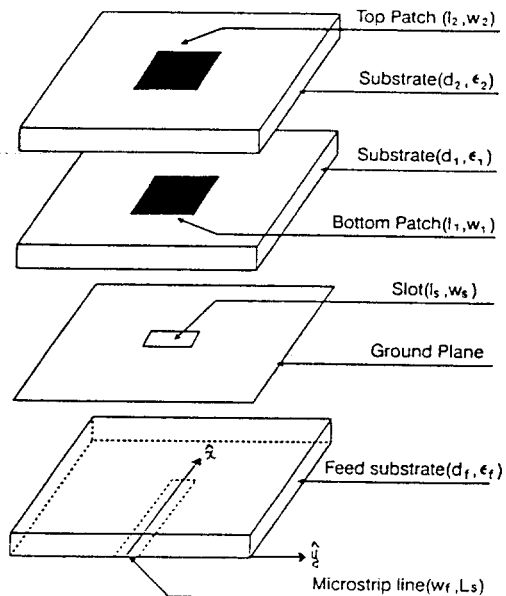
이러한 문제점을 해결하기 위하여 안테나 소자와 급전선을 전자기적으로 결합시키므로서 직접 접촉하지 않고 안테나를 여기시키는 새로운 급전방법이 1985년 Pozar[2]에 의해 제안된 이래, 슬롯결합 마이크로스트립 안테나에 대한 많은 연구[3-6]가 진행되었다. 그러나 지금까지의 슬롯결합 마이크로스트립 안테나는 기존의 마이크로스트립 안테나와 같이 모두 협대역 특성(2-5%)을 가지고 있기 때문에 광대역 특성을 요구하는 많은 응용분야에 이용하는 데는 한계가 있다.

따라서 본 논문에서는 급전선의 기생방사로 인한 방사패턴의 열화를 개선하고 광대역 특성을 갖는 슬롯결합 적층 마이크로스트립 안테나의 특성에 대한 정확한 해석이 가능하도록, 스펙트럼 영역에서 Green 함수를 유도하고 수치적 계산을 하기 위해 Galerkin 방법을 사용하여 입력 임피던스 및 방사패턴을 구하는 방법을 제시하였다. 특히 가역정리에 기초한 산란해석방법[7]을 이용하여 슬롯결합 급전 구조에 대한 정확한 해석모델을 제시하며, 적층 구조의 결합 현상을 이해할 수 있도록 슬롯 길이, 유전율 등 안테나의 여러가지 변수가 공진 특성이나 입력 임피던스에 미치는 영향을 정량적으로 분석한다.

슬롯결합 적층 마이크로스트립 안테나는 [그림

1]과 같이 가운데 접지면을 가진 세층의 유전체 기판으로 구성되어 있다.[8] 접지면 아래의 기판에는 마이크로스트립 급전선로가 인쇄되어 있고, 위의 기판에는 방사소자와 기생방사소자가 각각 인쇄되어 있다. 급전선은 접지면에 있는 슬롯을 통하여 방사소자와 기생방사소자에 결합되는 구조로 되어 있다.

슬롯결합 적층 마이크로스트립 안테나는 다음과 같은 특징을 가지고 있기 때문에 특히 집적화된 위상배열안테나 소자로 유용하게 사용될 수 있다. 첫째, 방사소자, 급전회로, 위상천이기 및 기타 능동회로를 접지면 양쪽의 유전체 기판 모두에 설치할 수 있으므로 공간적으로 여유가 있다. 둘째, 방사소자와 급전선을 서로 독립적인 기판으로 설계, 제작할 수 있으므로 각각의 특성을 최적화시킬 수 있다. 셋째, 급전선이 방사소자와 직접접촉하지 않으므로 제작이 용이하고, 신뢰성과 양산성을 높일 수 있다. 마지막으로 적층구조를 사용하므로서 이중공진 현상을 일으켜 광대역 특성을 갖도록 설계할 수 있다.



[그림 1] 슬롯결합 다층 마이크로스트립 안테나의 구조

[Fig. 1] Configuration of slot coupled stacked microstrip antenna

## II. 해 석

### 1. 슬롯결합 급전구조

슬롯결합 급전구조는 기존의 급전방식에 비하여 훨씬 복잡한 구조를 가지고 있지만 급전선이 방사소자와 직접 접촉되지 않기 때문에 급전구조에 대한 정확한 해석이 가능하다. 마이크로스트립 급전선로가 무한히 길다고 가정하면 급전선의 모드 전자계  $e(y, z)$ 와  $h(y, z)$ 는 스펙트럼 영역 Green 함수를 이용하여 다음과 같이 구할 수 있다.[9]

$$e(y, z)e^{-j\beta x} = \frac{1}{2\pi\sqrt{Z_0}} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{G}_{EJ}(k_x = -\beta, k_y, z) F_e(k_y) e^{-j\beta x} e^{-jk_y y} dk_y$$

$$h(y, z)e^{-j\beta x} = \frac{1}{2\pi\sqrt{Z_0}} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{G}_{HJ}(k_x = -\beta, k_y, z) F_e(k_y) e^{-j\beta x} e^{-jk_y y} dk_y \quad (1)$$

여기서  $F_e(k_y)$ 는 급전선의 진행방향 표면전류  $J_x$ 의 횡방향성분  $f_e(y)$ 를 Fourier 변환한 것이다.  $f_e(y)$ 를 도체 가장자리에서의 특이점을 고려하여  $[(w_f/2)^2 - y^2]^{-1/2} / \pi$ 로 가정하면  $F_e(k_y)$ 는 0차 Bessel 함수로 나타낼 수 있다. 그리고  $\beta$ 는 급전선의 전파상수를,  $Z_0$ 는 특성임피던스를 나타낸다.

슬롯의 폭은 유전체 내부과장에 비하여 아주 작기 때문에 슬롯의 등가자기전류는  $\hat{y}$ 축 성분만을 갖는다고 가정하면, 가역정리에 기초한 산란해석방법<sup>[8]</sup>에 의해서 슬롯으로 인한 급전선의 반사계수 R과 전달계수 T는

$$R = \frac{1}{2} \iint_{slot} M_y h_y ds \quad (2)$$

$$T = 1 - \frac{1}{2} \iint_{slot} M_y h_y ds \quad (3)$$

가 된다. 여기서  $M_y$ 는 미지의 슬롯 등가자기전류로

서 PWS(Piecewise Sinusoidal) 모드를 가정하면

$$M_y = V_s f_{ps}(y, l_s) f_u(x, w_s) \hat{y}$$

$$= V_s \frac{\sin(k/2 - |y|)}{w_s \sin(k l_s / 2)} \hat{y}; |x| < \frac{w_s}{2}, |y| < \frac{l_s}{2} \quad (4)$$

로 나타낼 수 있다.  $k_e$ 는 PWS 모드의 실효 파수로서 슬롯의 전계분포에 따라 값이 변하므로 실험 결과와 해석 결과를 비교하여 신중히 선택하여야 하나, 슬롯 양면의 평균 파수, 즉  $k_e = k_0 \sqrt{(\epsilon_r + \epsilon_f) / 2}$ 를 택하면 정확한 결과를 유도할 수 있다.[10] 식 (2), (3)을 스펙트럼 영역으로 나타내면

$$R = \frac{V_s}{2} \Delta V \quad (5a)$$

$$T = 1 - R \quad (5b)$$

$$\Delta V = \frac{1}{2\pi\sqrt{Z_0}} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{G}_{Hy} J_x(k_x = -\beta, k_y) F_e(k_y) F_{ps}(k_y, l_s) F_u(k_x, w_s) dk_y$$

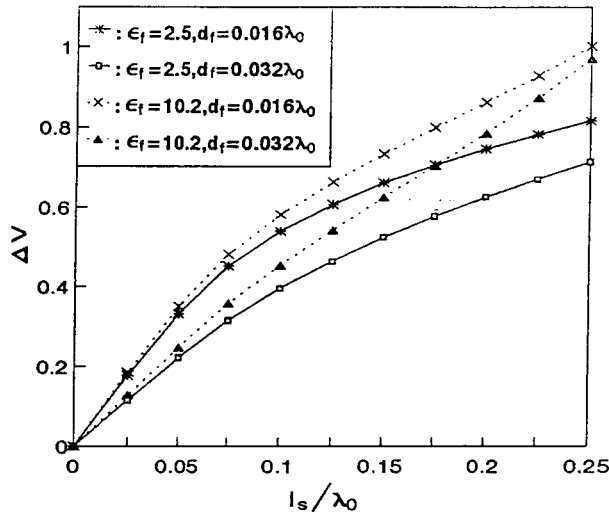
가 된다. 여기서  $F_{ps}(k_y, l_s)$ ,  $F_u(k_x, w_s)$ 는  $f_{ps}(y, l_s) f_u(x, w_s)$ 의 Fourier 변환을 나타낸다. 식 (5)로부터 슬롯은 급전선상의 직렬 임피던스로 등가시킬 수 있으며, 슬롯에 의한 급전선 전압의 불연속은  $(1+R) - T$ 이므로 슬롯 전압과 급전선 전압차의 비는

$$\frac{(1+R) - T}{V_s} = \Delta V \quad (6)$$

가 되며, 여기서  $\Delta V$ 는 급전선과 슬롯의 결합정도를 나타내는 결합계수이다.

[그림 2]는 급전부 유전체 기판의 두께, 유전율 및 슬롯 길이에 따른  $\Delta V$  값의 변화를 보여준다. [그림 2]의 수치해석 결과로부터  $\Delta V$ 는 유전율 및 슬롯의 길이가 커질수록 큰 반면, 기판의 두께에는 반비례함을 알 수 있다. 따라서 안테나를 설계할 때 급전선용 기판은 유전율이 높고 두께가 얇은 기판을 사용하는 것이 유리하다. 슬롯의 길이는 길수록 많은 전력을 급전시킬 수 있지만, 임피던스 정합과 후면

방사특성을 고려하여 적절한 값을 선택하여야 한다.



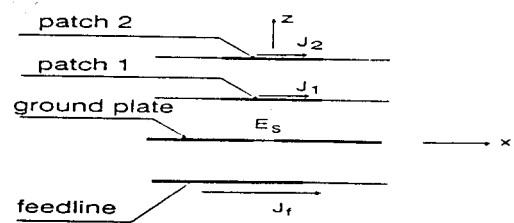
[그림 2] 슬롯길이에 따른 급전선과 슬롯의 결합 계수

[Fig. 2] Coupling factor between feeder and slot versus slot length

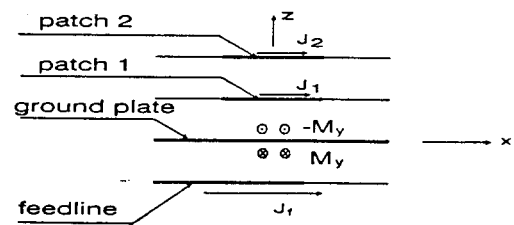
## 2 입력 임피던스 및 표면 전류밀도

같은 길이의 슬롯을 이용하여 최대 전력을 방사부로 전달하기 위하여 급전선과 슬롯을 수직이 되도록 구성하면[11] 슬롯결합 적층안테나의 단면은 [그림 3] (a)와 같이 나타낼 수 있다. 접지면과 유전체 기판은 x, y축 방향으로 무한대로 크다고 가정하면 패치와 슬롯의 표면 전류를 구하기 위한 적분방정식은 슬롯결합 급전구조의 해석과 등가원리[4]에 의해 구할 수 있다. 슬롯의 폭이 유전체 내부파장에 비하여 아주 작다고 가정하면, 등가원리에 의하여 슬롯은 슬롯이 없다고 가정한 접지면의 양쪽에 있는 등가 자기전류밀도  $M_y$ 로 대체할 수 있으며, 슬롯에서 전계의 접선방향 성분이 연속이라는 경계조건을 만족시키기 위하여 슬롯 양쪽의 등가 자기전류밀도는 크기가 같고 부호가 반대로 가정한다. 등가원리에 의한 해석 모델은 [그림 3](b)와 같다.

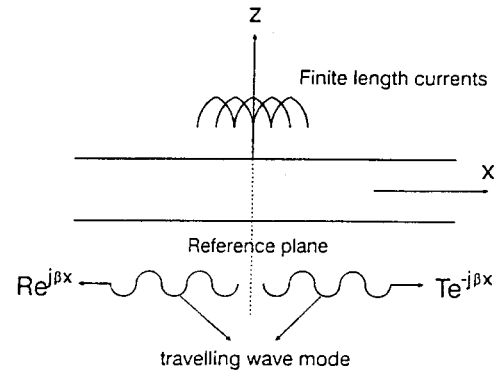
[그림 3](b)의 각 영역에서의 전계 및 자계는 슬롯, 각 패치 및 급전선의 표면 전류에 의한 전자계의 합으로 구성되며, 스펙트럼 영역 Green 함수를 이용하여 적분형태로 나타낼 수 있다.



(a) 슬롯결합 적층 안테나의 단면



(b) 등가원리에 의한 해석 모델



(c) 급전선의 전류 모드

[그림 3] 해석 모델

[Fig. 3] Analytical model

각 패치와 슬롯 및 급전선의 미지의 표면전류를 구하기 위하여 각 패치 및 급전선에서 전계의 접선 방향 성분의 합은 0이고, 슬롯에서 자계의 접선방향 성분은 연속이라는 경계조건을 적용하면 다음과 같

이 적분방정식을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 H_p(-M_y) + H_p(J_1) + H_p(J_2) &= H_f(J_f) + H_f(M_y) \text{ at slot} \\
 E_1(J_1) + E_1(J_2) + E_1(-M_y) &= 0 \text{ at patch 1} \\
 E_2(J_1) + E_2(J_2) + E_2(-M_y) &= 0 \text{ at patch 2} \\
 E_f(J_f) + E_f(-M_y) &= 0 \text{ at feeder}
 \end{aligned} \quad (7)$$

여기서  $H_p$ 와  $H_f$ 는 각각 슬롯의 패치측 및 급전선측의 자계를 나타내며,  $E_1$ ,  $E_2$ ,  $E_f$ 는 각각 아래층, 위층 패치 및 급전선의 접선방향 전계 성분을 나타낸다. 그리고  $J_1$ ,  $J_2$ ,  $J_f$ 는 아래층, 위층 패치 및 급전선상의 전류를 나타낸다.

모멘트 법을 이용하여 적분방정식 (7)을 풀기 위해서는 우선 미지의 표면전류  $J_1$ ,  $J_2$ ,  $J_f$  및  $M_y$ 를 기저함수로 전개하여야 하는데, 슬롯결합 적층 안테나에서 슬롯은 방사소자로 사용하지 않고 단지 급전선과 패치를 결합시켜 주는 역할을 하기 때문에 일반적으로 공진 크기에 비하여 슬롯의 길이를 작게한다 따라서 슬롯의 등가자기전류는 하나의 PWS 모드로 나타내고, 패치의 전류는 공진모드를 가장 잘 나타낼 수 있는 EB(Entire-Domain Basis) 함수[3]를 사용하여 전개하면

$$J_1(x, y) = \sum_{n=1}^L I_{1n} f_s^n(x, l_1) f_u(y, w_1) \quad (8a)$$

$$J_2(x, y) = \sum_{n=1}^L I_{2n} f_s^n(x, l_2) f_u(y, w_2) \quad (8b)$$

가 된다. 여기서  $L$ 은 전류모드의 수를 나타내며,  $f_s^m(\cdot)$ 는 EB 함수,  $f_u(\cdot)$ 는 균일분포함수를 나타낸다.

급전선의 전류는 [그림 3] (c)와 같이 진행과 전류성분과 슬롯 근방에서의 비진행과 성분을 나타내는  $P$ 개의 PWS 모드를 이용하여 전개하면

$$\begin{aligned}
 J_f(x, y) &= f_u(y, w_f) [(e^{-j\beta x} - R e^{j\beta x})(1 - u(x)) \\
 &\quad + (1 + R)e^{-j\beta x} u(x)] + \sum_{n=1}^P I_{fn} J_{fn}(x, y)
 \end{aligned} \quad (9)$$

로 나타낼 수 있다. 여기서

$$\begin{aligned}
 J_{fn} &= f_{ps}(x - \Delta_n, \Delta_f) f_u(y, w_f) \\
 \Delta_n &= -L_f/2 + n\Delta_f \\
 \Delta_f &= L_f/(P+1)
 \end{aligned}$$

이며,  $R$ 은 앞에서 유도한 반사계수를 나타낸다.

식 (8)과 (9)로 주어진 전류함수를 식 (7)에 대입하고 Galerkin 법을 적용하면 적분방정식 (7)은 다음과 같이 선형 대수방정식으로 나타낼 수 있다.

$$\overline{\overline{Z}}_p \cdot \overline{\overline{I}}_p + \overline{\overline{T}}_p \cdot V_s = 0 \quad (10a)$$

$$\overline{\overline{C}}_p \cdot \overline{\overline{I}}_p + (Y_{sp} + Y_{sf}) \cdot V_s = (1 - R)\Delta V - jR\Delta v_s + \overline{\overline{C}}_f \cdot \overline{\overline{I}}_f \quad (10b)$$

$$\overline{\overline{Z}}_f \cdot \overline{\overline{I}}_f = \overline{\overline{T}}_f \cdot V_s - jR\Delta v_f \quad (10c)$$

여기서  $\overline{\overline{Z}}_p$ ,  $\overline{\overline{Z}}_f$ 는 각각 패치의 EB 모드와 급전선의 PWS 모드의 모멘트법 임피던스를 나타내고,  $\overline{\overline{C}}_p$ 와  $\overline{\overline{T}}_p$ ,  $\overline{\overline{C}}_f$ 와  $\overline{\overline{T}}_f$ 는 패치와 슬롯, 슬롯과 급전선 PWS 모드사이의 상호작용에 의한 결합을 나타내는 행렬로서 다음과 같이 구성된다.

$$\overline{\overline{C}}_p = [(C_{yx}^{01})_{1 \times L} (C_{yx}^{02})_{1 \times L}] \quad (11a)$$

$$\overline{\overline{Z}}_p = \begin{bmatrix} (Z_{xx}^{11})_{L \times L} & (Z_{xx}^{12})_{L \times L} \\ (Z_{xx}^{21})_{L \times L} & (Z_{xx}^{22})_{L \times L} \end{bmatrix} \quad (11b)$$

$$\overline{\overline{T}}_p = [(T_{xy}^{10})_{1 \times L} (T_{xy}^{20})_{1 \times L}]^T \quad (11c)$$

$$\overline{\overline{C}}_f = [(C'_{yx})_{1 \times P}] \quad (11d)$$

$$\overline{\overline{Z}}_f = [(Z'_{xx})_{P \times P}] \quad (11e)$$

$$\overline{\overline{T}}_f = [(T'_{xy})_{1 \times P}]^T \quad (11f)$$

그리고  $Y_{sf}$ 와  $Y_{sp}$ 는 슬롯의 어드미턴스를 나타낸다. 이러한 행렬의 각 요소는 공간영역에서의 6중 적분형태로 나타나지만, 기저함수와 가중값함수를 해석적으로 Fourier 변환하고 스펙트럼 영역 Green 함수를 이용하여 다음과 같이  $k_x$ ,  $k_y$ 에 대한 이중 적분형태로 변환할 수 있다.

$$(C_{yx}^{0i})_n = \frac{1}{4\pi^2} \iint \tilde{G}_{f_{ij}x}^{\beta}(k_x, k_y) F_{ps}(k_y, l_s) F_u(k_x, w_s) F_s^m(k_x, l_i) F_u(k_y, w_i) dk_x dk_y = -(T_{xy}^{i0})_n \quad (12a)$$

$$(Z_{xx}^{p0})_{nm} = \frac{1}{4\pi^2} \iint \tilde{G}_{f_{ix}^j}^{\beta}(k_x, k_y) F_s^m(k_x, l_i) F_u(k_y, w_i) F_s^m(k_x, l_j) F_u(k_y, w_j) dk_x dk_y \quad (12b)$$

$$Y_{sf, p} = \frac{1}{4\pi^2} \iint \tilde{G}_{f_{ij}^0}^{\beta}(k_x, k_y) F_{ps}^2(k_y, l_s) F_{ps}^2(k_x, w_s) dk_x dk_y \quad (12c)$$

$$(C_{yx}^f)_n = \frac{1}{4\pi^2} \iint \tilde{G}_{f_{ij}x}^{\beta}(k_x, k_y) F_{ps}(k_y, l_s) F_u(k_x, w_s) F_{ps}(k_x, \Delta_f) F_u(k_x, w_f) e^{j\beta\Delta} dk_x dk_y = -(T_{yx}^f)_n \quad (12d)$$

$$(Z_{xx}^f)_{nm} = \frac{1}{4\pi^2} \iint \tilde{G}_{f_{ix}^j}^{\beta}(k_x, k_y) F_{ps}^2(k_x, \Delta_f) F_{ps}^2(k_y, w_f) e^{j\beta(\Delta_n - \Delta_m)} dk_x dk_y \quad (12e)$$

(단,  $i, j$ 는 각각 1 또는 2)

여기서  $F_s^m(\cdot)$ 와  $F_u(\cdot)$ 는  $f_s^m(\cdot)$ 와  $f_u(\cdot)$ 의 Fourier 변환이다. 또한  $\Delta V, \Delta v_s$ 는 급전선의 진행과 슬롯사이의 결합을 나타내며,  $\Delta v_f$ 는 급전선의 진행과 PWS모드 사이의 상호작용을 나타내는 것으로 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\Delta v_s = \frac{1}{4\pi^2 \sqrt{Z_c}} \iint \tilde{G}_{f_{ij}x}^{\beta}(k_x, k_y) F_c(k_y) H(k_x) F_{ps}(k_y, l_s) F_u(k_x, w_s) dk_y \quad (13a)$$

$$(\Delta v_f)_n = \frac{1}{4\pi^2 \sqrt{Z_c}} \iint \tilde{G}_{f_{ix}^j}^{\beta}(k_x, k_y) F_c(k_y) H(k_x) F_{ps}(k_y, \Delta_f) F_u(k_y, w_f) e^{j\beta\Delta} dk_y \quad (13b)$$

$$H(k_x) = \frac{-2k}{k_x^2 - k_c^2}$$

식 (10)으로 주어진 행렬방정식을 풀면

$$\bar{T}_p = -([\bar{Z}_p]^{-1} \cdot \bar{T}_p) \cdot V_s \quad (14a)$$

$$V_s = \left\{ \frac{\Delta V (\Delta V + j\Delta v)}{2} + (Y_{sp} + Y_{sf}) - (\bar{C}_p \cdot [\bar{Z}_p]^{-1} \cdot \bar{T}_p) - (\bar{C}_f \cdot [\bar{Z}_f]^{-1} \cdot (\bar{T}_f - j\frac{\Delta V}{2} \overline{\Delta V_f})) \right\}^{-1} \cdot \Delta V \quad (14b)$$

$$R = (\Delta V / 2) V_s \quad (14c)$$

이 된다. 슬롯과 급전선이 수직인 경우에는 슬롯을 급전선상의 직렬 임피던스로 등가시킬 수 있으므로, 슬롯결합 적층안테나도 역시 등가적으로 급전선상의 직렬 임피던스로 나타낼 수 있으며 안테나의 입력 임피던스는 등가 직렬 임피던스와 개방 스티브가 연결되어 있는 것으로 나타낼 수 있기 때문에 다음과 구할 수 있다.

$$Z_{in} = Z_0 \frac{2R}{(1-R)} - j \cot \beta L_s \quad (15)$$

여기서  $L_s$ 는 스티브의 길이이다.

### III. 수치해석 및 실험결과

슬롯결합 적층 마이크로스트립 안테나의 특성을 수치해석함에 있어서 가장 많은 시간을 필요로 하는 것은 적분형태로 주어진 각 행렬의 요소를 계산하는 것이다. 식 (12)로 표현되는 행렬의 각 요소는 분기점과 표면과 극점을 포함하고 무한대의 적분구간을 갖는 이중 적분을 계산하여야 하지만, 이러한 이중 적분을 극좌표로 변환하여 적분구간중 하나를 유한 구간으로 바꾸고 무한구간은 특이점을 해석적으로 추출하면 효과적으로 적분할 수 있다.

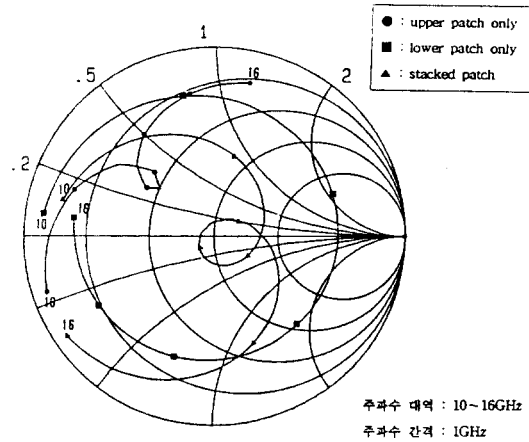
그리고 전류밀도함수를 둘이상의 기저함수로 전개하는 경우 동일한 Green 함수를 사용하므로, Green 함수를 미리 계산한 후 동시에 적분을 수행하면 계산시간을 많이 절약할 수 있다.

여기서는 슬롯결합 적층 마이크로스트립 안테나의 파라미터가 특성에 미치는 영향을 정량적으로 분석하기 위하여 안테나의 입력 임피던스에 대한 수치해석 결과를 제시한다. 여기서 제시된 데이터는 적층안테나의 설계에 유용할 뿐 아니라 제작상의 오차에 대하여 안테나 특성이 얼마나 민감하게 변하는가를 분석 예측하는데 사용될 수 있다.

마이크로스트립 패치는 원래 공진구조를 가지고 있기 때문에 패치당 기저함수의 수가 3정도만으로도 충분히 수렴함을 알 수 있고, 따라서 본 논문의 수치

해석에 사용된 기저함수의 수는 기저함수의 수에 따른 해의 수렴도, 정확도 및 계산시간을 고려하여  $L=3, P=5$ 로 선택한다.

[그림 4]는 아래층 및 위층 패치가 각각 존재하는 경우와 이 둘이 결합된 적층 패치의 입력 임피던스를 나타낸 것이다. 아래층 패치만의 경우는 여기량이 많고 Q값도 높은 반면, 위층 패치만의 경우는 여기량도 작고 Q값도 낮음을 알 수 있다. 적층 패치의 경우에는 두 패치의 결합으로 인하여 이중공진현상을 일으킴에 따라 두개의 공진이 발생하는데, 각 패치의 공진보다 하나는 낮은 주파수에서 나머지는 높은 주파수에서 각각 공진이 일어난다.



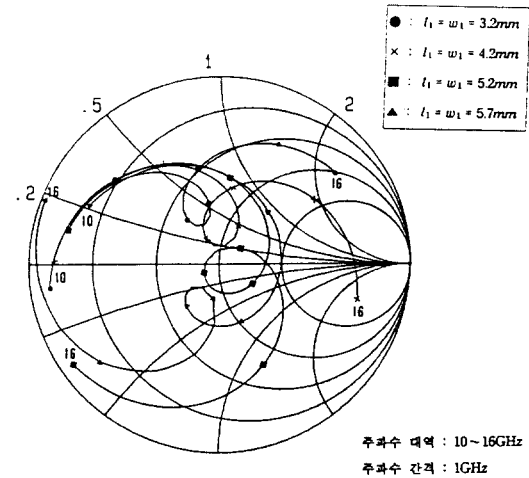
[그림 4] 적층 안테나와 단일층 안테나의 입력 임피던스

[Fig. 4] Input impedances of stacked and unstacked antennas

$$(\epsilon_f = \epsilon_1 = \epsilon_2 = 2.5, d_f = 0.508\text{mm}, d_1 = 0.75\text{mm}, d_2 = 1.5\text{mm}, l_1 = w_1 = 5.2\text{mm}, l_2 = w_2 = 5.7\text{mm}, l_s = 4.4\text{mm}, w_s = 0.6\text{mm}, w_f = 1.5\text{mm}, L_s = 2.7\text{mm})$$

[그림 5]는 아래층 패치의 크기  $l_1$ 에 따른 입력 임피던스의 변화를 나타낸 것이다. [그림 5]에서 보인 바와 같이  $l_1$ 이 증가하면 첫번째 공진의 여기량은 증가하고 공진주파수는 감소하는 반면, 두번째 공진은

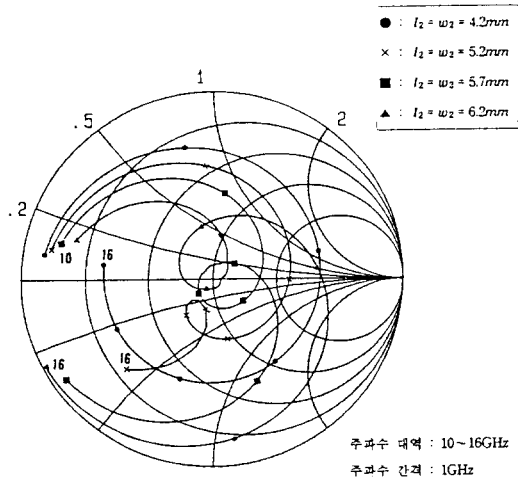
여기량과 공진주파수가 모두 감소한다. 그리고  $l_1$ 이 어느정도이상 커지게 되면 아래층 패치만 있는 경우로 수렴한다. 이러한 현상은  $l_1$ 이 커짐에 따라 위층 패치는 슬롯으로 부터 격리되고, 아래층 패치와의 결합도 감소하므로 위층 패치의 영향이 줄어들기 때문인 것으로 설명된다. 그리고 [그림 5]와 같이 Smith 도표의 임피던스 궤적에 나타난 루프의 크기는 각 공진점에서의 여기량이 같은 경우 최대가 되며 루프의 크기는 패치 상호간의 결합 정도를 나타내는 척도로 이용할 수 있다.



[그림 5] 아래층 패치 크기에 따른 입력 임피던스 [Fig. 5] Input impedances as a function of lower patch dimension

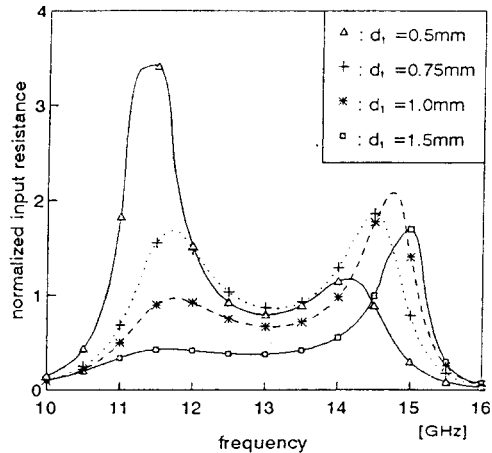
$$(\epsilon_f = \epsilon_1 = \epsilon_2 = 2.5, d_f = 0.508\text{mm}, d_1 = 0.75\text{mm}, d_2 = 1.5\text{mm}, l_2 = w_2 = 5.7\text{mm}, l_s = 4.4\text{mm}, w_s = 0.6\text{mm}, w_f = 1.5\text{mm}, L_s = 2.7\text{mm})$$

[그림 6]은 위층 패치의 크기에 의한 영향을 보여 준다.  $l_2$ 에 의한 영향은  $l_1$ 의 경우와 반대로  $l_2$ 가 감소하면 첫번째 공진은 증가하고, 두번째 공진은 감소하여 궁극적으로 아래층 패치만 있는 경우로 수렴하며,  $l_2$ 가 특정한 값 이상으로 커지면 이중공진현상이 없어진다. 그리고 아래층 패치와 위층 패치 크기의 비는 공진주파수보다는 공진시 여기량에 훨씬 큰 영향을 미침을 알 수 있다.



[그림 6] 위층 패치 크기에 따른 입력 임피던스  
[Fig. 6] Input impedances as a function of upper patch dimension

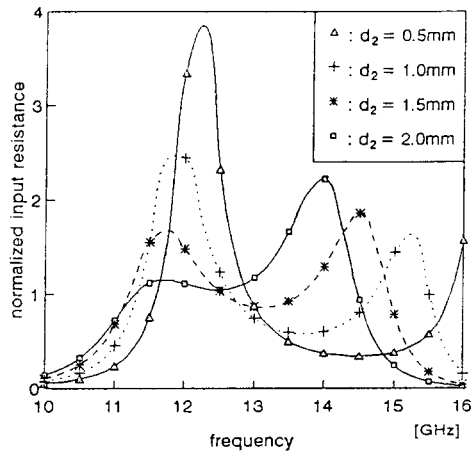
( $\epsilon_f = \epsilon_1 = \epsilon_2 = 2.5$ ,  $d_f = 0.508\text{mm}$ ,  $d_1 = 0.75\text{mm}$ ,  $d_2 = 1.5\text{mm}$ ,  $l_1 = w_1 = 5.2\text{mm}$ ,  $l_s = 4.4\text{mm}$ ,  $w_s = 0.6\text{mm}$ ,  $w_f = 1.5\text{mm}$ ,  $L_s = 2.7\text{mm}$ )



[그림 7] 아래층 기판 두께에 따른 입력 임피던스  
[Fig. 7] Input impedances as a function of lower substrate thickness

( $\epsilon_f = \epsilon_1 = \epsilon_2 = 2.5$ ,  $d_f = 0.508\text{mm}$ ,  $d_2 = 1.5\text{mm}$ ,  $l_1 = w_1 = 5.2\text{mm}$ ,  $l_2 = w_2 = 5.7\text{mm}$ ,  $l_s = 4.4\text{mm}$ ,  $w_s = 0.6\text{mm}$ ,  $w_f = 1.5\text{mm}$ ,  $L_s = 2.7\text{mm}$ )

[그림 7]은 아래층 유전체 기판의 두께  $d_1$ 이 공진 특성에 미치는 영향을 보여주는데,  $d_1$ 이 증가하면 첫번째 공진은 감소하고 두번째 공진은 최대치까지 증가한 후 감소한다. 공진주파수는 두께의 변화에 그렇게 민감하지 않음을 알 수 있다. 그리고 위층 유전체 기판의 두께  $d_2$ 에 의한 영향은 [그림 8]에 나타내었다. 첫번째 공진은  $d_2$ 의 영향을 비교적 적게 받으나, 두번째 공진은 영향을 많이 받는데, 이는 슬롯에서 볼 때 두 패치가 서로 가까이 위치하기 때문에 하나의 패치만 있는 것처럼 보이며, 두 패치간의 상호작용에 의해 두번째 공진이 결정되기 때문이다. 두께가 증가함에 따라 두 패치가 밀접하게 결합되기 때문에 루프의 크기가 감소하며, 아주 큰 경우에는 루프가 없는 아래층 패치만의 경우와 특성이 비슷하게 된다.



[그림 8] 위층 기판 두께에 따른 입력 임피던스  
[Fig. 8] Input impedances as a function of upper substrate thickness

( $\epsilon_f = \epsilon_1 = \epsilon_2 = 2.5$ ,  $d_f = 0.508\text{mm}$ ,  $d_1 = 0.75\text{mm}$ ,  $l_1 = w_1 = 5.2\text{mm}$ ,  $l_2 = w_2 = 5.7\text{mm}$ ,  $l_s = 4.4\text{mm}$ ,  $w_s = 0.6\text{mm}$ ,  $w_f = 1.5\text{mm}$ ,  $L_s = 2.7\text{mm}$ )

이상의 결과를 종합해 보면 슬롯결합 적층안테나는 각각 공진 특성을 갖는 아래층 및 위층 패치와 슬



롯이 서로 밀접하게 결합되어 상호작용을 일으킴을 알 수 있다. 광대역 특성을 얻을 수 있는 이중공진현상은 안테나의 변수 각각에 의해 영향을 받지만, 이러한 영향은 상호 관련이 있고 때로는 서로 반대되는 작용을 하기 때문에 안테나의 설계시 융통성이 많다.

지금까지 제시한 슬롯결합 적층안테나의 수치해석 결과를 실험적으로 확인하기 위하여 서로 다른 세가지의 설계 목표치를 갖는 안테나를 설계 제작하였다. 첫번째 안테나는 위상배열 안테나에 사용할 수 있도록 주사 사각을 고려하여 가능한한 두께가 얇은 유전체 기판을 선택하여 중심주파수 11.5GHz에서 반사손실 10dB(VSWR 2:1) 대역폭이 2GHz가 되도록 설계하였다. 두번째 안테나는 주사 사각에 대한 고려를 하지 않고 중심주파수 11.5GHz 근방에서 정합이 잘 일어날 수 있도록 설계하였으며, 그리고 세번째 안테나는 MMIC화를 고려하여, GaAs의 유전율과 비슷한 비유전율 10.2인 기판을 급전층으로 이용하여 중심주파수 12.0GHz, 대역폭 2GHz를 갖도록 설계하였다. 이상과 같은 안테나의 설계치는 다음과 같다.

- 안테나 #1:  $\epsilon_f = \epsilon_1 = \epsilon_2 = 2.5$ ,  
 $d_f = d_1 = 0.793\text{mm}$ ,  
 $d_2 = 1.588\text{mm}$ ,  
 $l_1 = w_1 = 5.4\text{mm}$ ,  
 $l_2 = w_2 = 6.1\text{mm}$ ,  
 $l_s = 5.1\text{mm}$ ,  $w_s = 0.6\text{mm}$ ,  
 $w_f = 2.4\text{mm}$ ,  $L_s = 4.0\text{mm}$

- 안테나 #2:  $\epsilon_f = \epsilon_1 = \epsilon_2 = 2.5$ ,  
 $d_f = 0.508\text{mm}$ ,  $d_1 = 0.793\text{mm}$ ,  
 $d_2 = 2.381\text{mm}$ ,  
 $l_1 = w_1 = 5.2\text{mm}$ ,  
 $l_2 = w_2 = 5.7\text{mm}$ ,  
 $l_s = 4.5\text{mm}$ ,  $w_s = 0.6\text{mm}$ ,  
 $w_f = 1.5\text{mm}$ ,  $L_s = 2.5\text{mm}$

- 안테나 #3:  $\epsilon_f = 10.2$ ,  $\epsilon_1 = \epsilon_2 = 2.5$ ,  
 $d_f = 0.635\text{mm}$ ,  $d_1 = 0.793\text{mm}$ ,

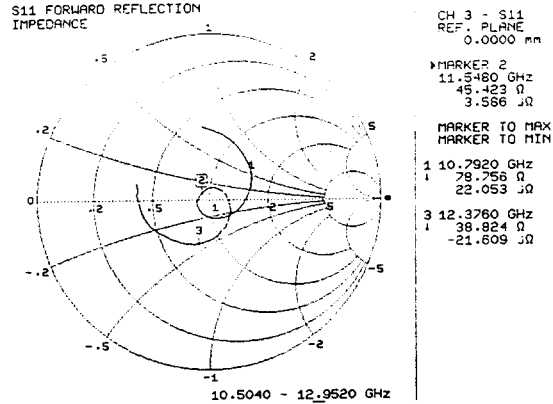
$$d_2 = 1.588\text{mm},$$

$$l_1 = w_1 = 5.4\text{mm},$$

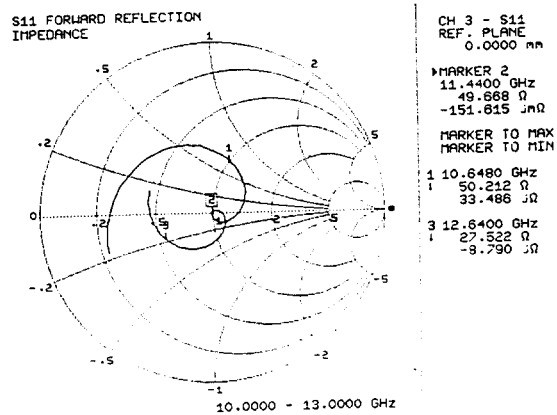
$$l_2 = w_2 = 6.1\text{mm},$$

$$l_s = 3.8\text{mm}, w_s = 0.4\text{mm},$$

$$w_f = 1.5\text{mm}, L_s = 2.5\text{mm}$$



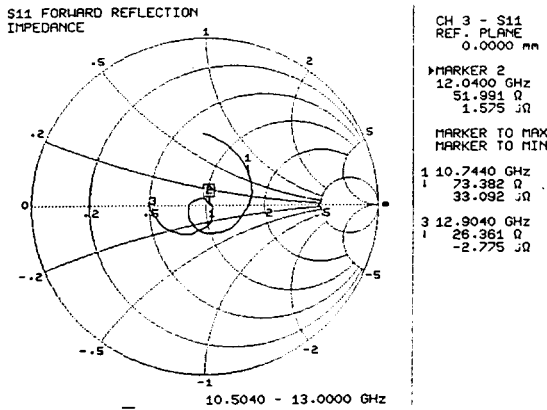
[그림 9] #1 안테나의 입력 임피던스(측정치)  
 [Fig. 9] Input impedance of #1 antenna  
 (measured)



[그림 10] #2 안테나의 입력 임피던스(측정치)  
 [Fig. 10] Input impedance of #2 antenna  
 (measured)

[그림 9]는 안테나 #1의 입력 임피던스에 대한 측정결과를 나타낸 것이다. #1 안테나는 기판의 두께를 제한하였기 때문에 각 패치는 강하게 결합이 일어나 높은 Q값을 가진 공진기의 역할을 하면서 서

로 다른 공진주파수에서 공진을 일으키게 된다. [그림 10]은 #2 안테나의 입력 임피던스 측정결과로 두 공진 패치간의 결합이 최소화되고 공진주파수가 가까이 위치하기 때문에 Smith 도표상의 루프의 크기도 작고 50Ω 근방에 위치한다. [그림 11]은 #3 안테나의 입력 임피던스 측정결과로서 급전층 기판을 유전율이 높은 기판을 사용하였기 때문에 슬롯의 길이가 #1 안테나의 75% 정도에 불과하지만 안테나로 여기되는 양은 비슷함을 알 수 있다. 전체적으로 적층안테나는 16.5~18%의 광대역 특성을 가짐을 실험적으로 확인하였다.



[그림 11] #3 안테나의 입력 임피던스(측정치)  
 [Fig. 11] Input impedance of #3 antenna  
 (measured)

<표 1>은 단일소자 안테나의 중심주파수와 대역폭에 대한 이론치와 실험결과를 비교한 것이다. <표 1>에 나타난 바와 같이 실험결과 중심주파수는 설계치에 비하여 0.4~0.6% 정도의 오차를 가지나, 대역폭은 최대 0.3GHz의 오차를 보여준다. 이러한 오차는 안테나 제작상의 오차로 인하여 발생한 것으로 수치해석 결과와 같이 슬롯결합 적층안테나의 제작상 오차는 공진주파수에는 많은 영향을 미치지 않지만, 공진시 여기량에의 영향은 크기 때문에 중심주파수의 오차는 거의 무시할 수 있는 정도인 반면 대역폭은 설계치에 비하여 최대 2.6% 정도 오차를 보여준다.

<표 1> 적층 안테나 측정결과

<Table 1> Measurement results of stacked antennas

	중심주파수(GHz)		대역폭(GHz)	
	실험치	설계치	실험치	설계치
#1 안테나	11.548	11.5	10.69~12.59 (16.5%)	10.5~12.5 (17.4%)
#2 안테나	11.440	11.5	10.65~12.64 (17.4%)	10.35~12.65 (20%)
#3 안테나	12.040	12.0	10.74~12.90 (17.9%)	11.0~13.0 (16.7%)

특히 #2 안테나의 오차가 큰 것은 두꺼운 기판을 사용하는 경우 패치에 대한 결합 정도가 작아지게 되어 공진시 여기량이 제작상 오차에 민감하게 변하는 특성을 가지는데, 안테나 제작시 위층 기판을 두께가 0.793mm와 1.588mm를 겹쳐서 사용하였기 때문에 발생한  $d_2$ 의 오차로 인하여 첫번째 공진 여기량이 설계치와 차이가 나기 때문인 것으로 추정된다.

## VI. 결 론

본 논문에서는 기존의 마이크로스트립 안테나가 갖는 협대역 특성 및 급전선에 의한 기생방사를 개선할 수 있는 슬롯결합 적층 마이크로스트립 안테나에 대하여 연구하였다. 산란해석방법을 이용하여 슬롯결합 급전구조에 대한 정확한 해석 모델을 제시하고, 스펙트럼 영역에서 다층구조 Green 함수를 유도하고 Galerkin 방법에 의하여 수치적 계산을 하는 Full wave 해석방법을 적용함으로써 안테나의 특성을 해석하였다.

본 논문의 수치해석에 사용된 기저함수의 수는 해의 수렴도, 정확도 및 계산시간을 비교하여  $L = 3$ ,  $P = 5$ 로 선택하였으며, Green 함수의 특성을 고찰하므로써 수치해석을 효율적으로 수행하였다.

안테나의 기하학적 변화에 대한 입력 임피던스의 변화를 수치해석을 통하여 분석함으로써, 적층안테나는 각각 공진 특성을 갖는 두 패치와 슬롯의 상호

결합작용에 의한 이중공진현상으로 인하여 광대역 특성을 가지며, 안테나 변수 각각이 이중공진현상에 영향을 미치지만 상호 보완 관계를 가지고 있기 때문에 설계시 융통성이 많으며 특히 공진주파수는 제작상 오차에 덜 민감함을 알 수 있었다.

본 논문에서 제시한 해석방법의 타당성을 확인하기 위하여 중심주파수 11.5 및 12GHz에서 세가지 서로 다른 설계사양을 갖는 안테나를 설계 제작하여 실험한 결과 중심주파수 11.5GHz와 12GHz에서 1.9~2.2GHz의 대역폭을 갖는 것으로 측정하여 적층 안테나의 광대역 특성을 실험적으로도 확인하였다.

본 논문에서 제시한 안테나 파라미터에 따른 정량적 분석 데이터를 기초로 하여 적층안테나를 등가회로로 모델링하면 복잡한 구조를 갖는 안테나를 효율적으로 최적 설계할 수 있을 것이다.

## 참 고 문 헌

- [1] D. M. Pozar, "Microstrip antennas," *Proc. IEEE*, Vol.80, No.1, pp.79~91, Jan. 1992.
- [2] D. M. Pozar, "A microstrip antenna aperture coupled to a microstripline," *Electron. Lett.*, Vol.21, No.2, pp.49~50, Jan. 1985.
- [3] D. M. Pozar, "A reciprocity method of analysis for printed slot and slot coupled microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol.AP-34, No.12, pp.1439~1446, Dec. 1986.
- [4] P. L. Sullivan and D. H. Schaubert, "Analysis of an aperture coupled microstrip antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol.AP-34, No.8, pp.977~984, Aug. 1986.
- [5] A. Ittipiboon, R. Oostlander, Y. M. M. Antar, and M. Cuhaci, "A model expansion method of analysis and measurement on aperture coupled microstrip antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol.39, No.11, pp.1567~1574, Nov. 1991.
- [6] A. K. Bhattacharyya, Y. M. M. Antar, and A. Ittipiboon, "Full wave analysis for the equivalent circuit of an inclined slot on a microstrip ground plane," *IEEE Proc. H*, Vol.139, No.3, pp.245~250, Jun. 1992.
- [7] N. K. Das and D. M. Pozar, "Multiport scattering analysis of general multilayered printed antennas fed by multiple feed ports: part I theory," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 40, No.4, pp.469~481, May 1992.
- [8] 문호원, 박한규, "적층형 기생소자가 있는 슬롯 결합형 마이크로스트립 안테나에 관한 연구," 마이크로파 및 전파 추계학술발표 논문집, Vol.16, No.2, pp.185~188, Oct. 1993.
- [9] R. W. Jackson and D. M. Pozar, "Full-wave analysis of microstrip open end and gap discontinuities," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol.MTT-33, No.10, pp.1036~1042, Oct. 1985.
- [10] A. K. Bhattacharyya, Y. M. M. Antar, and A. Ittipiboon, "Spectral domain analysis of aperture coupled microstrip patch antennas," *IEEE Proc. H*, Vol.139, No.5, pp.459~464, Oct. 1992.
- [11] S. R. Rengarajan, "Compound radiating slots in a broad wall of a rectangular waveguide," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol.37, No.9, pp.1116~1123, Sep. 1989.