

論文95-32A-1-7

# 구형 마이크로스트립 안테나 구조의 상호 결합에 대한 개선된 해석방법과 제안된 해석방법의 광대역 기술에의 응용

(Improved analysis method for the mutual coupling in the rectangular microstrip antenna geometry and its application to bandwidth broadening techniques)

趙榮基\*, 李昌源\*, 李鍾益\*\*, 尹利虎\*, 蔡奎洙\*\*, 洪在杓\*\*\*

(Young Ki Cho, Chang Won Lee, Jong Ig Lee, Li Ho Yun, Gyu Su Chae, and Jae Pyo Hong)

## 要 約

복소전력의 보전을 이용한 두 슬롯간의 상호 어드미턴스에 대한 수치해석방법을 제시하였다. 상호 어드미턴스의 계산을 다른 결과들과 비교하였다. 그리고 본 이론에서 구한 상호 어드미턴스를 E면 갭결합을 이용한 광대역 구형 마이크로스트립 안테나의 해석에 적용하였다. 광대역 안테나의 궤환 손실 및 복사 패턴의 이론치를 실험치와 비교 검토하였다. 이론치와 실험치가 잘 일치하는 결과를 얻었다.

## Abstract

A numerical method to the problem of mutual admittance between two slots is considered by use of conservation of complex power. Calculation of mutual admittance is compared with other results. And mutual admittance obtained by the method is used in the analysis for the broadband rectangular microstrip antenna geometry using E-plane gap coupling. The theoretical results for both return loss and radiation pattern of the broadband antenna are compared with experimental results. Good agreement between calculated and measured values has been observed.

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

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

※ 본 논문은 1993년도 한국학술진흥재단의 공모과제  
연구비에 의하여 연구되었음.  
接受日字 : 1994년 1月 25日

## I. 서 론

이웃한 부사 소자간의 상호 결합(mutual coupling) 현상은 안테나 어레이 설계에 있어 매우 중요하다. 단일 구형 마이크로스트립 안테나의 경우에 있어서도 두 부사 에지간의 외부 상호결합(external or outer mutual coupling) 현상은 부사전력은 물론 공진주파수나 대역폭을 변화시키므로 설계시 그 영향을 고려하여야 한다.

이는 구형 마이크로스트립 안테나 어레이뿐만 아니라 임의의 형태를 가진 패치로써 이루어진 어레이의 경우에도 고려되어야 한다.

본 논문에서는 첫째로, 단일 구형 마이크로스트립 패치 안테나는 물론 구형 마이크로스트립 패치를 급전선으로 직접 결합하여 구성한 어레이 안테나<sup>[1]</sup> 또는 캡(슬롯)결합을 이용하여 구성한 어레이 안테나<sup>[2]</sup>의 설계시 사용할 수 있는 임의의 두 슬롯간의 상호 어드미턴스(mutual admittance) 즉, 상호 콘더턴스(mutual conductance)와 상호 서셉턴스(mutual susceptance)를 수치적으로 구할 수 있는 방법을 제시하고 그 방법에 의하여 구한 이론치를 기준의 퓨리에 변환방법<sup>[3]</sup>을 사용하여 구한 결과와 비교하여 제시된 방법의 타당성을 입증하고, 두 슬롯간의 상호 어드미턴스에 관한 기준의 설명에 포함된 오류를 지적하고 수정하였다.

둘째로, 마이크로스트립 안테나의 광대역화 기술(bandwidth broadening technology)<sup>[4]</sup> 중의 하나로서 1980년 Wood<sup>[5]</sup>에 의하여 제안된 구조를 본 논문에서 제안된 방법으로 구한 상호 어드미턴스를 사용, 해석하여 광대역용으로 제작된 안테나의 궤환 손실과 부사 패턴의 이론치를 구하고 실험치와 비교해서 제안된 이론적 방법의 타당성을 입증하였다.

## II. 본 론

본 절에서는 첫째, 급전 구조 효과를 고려한 외부 상호 결합(outer mutual coupling)을 정량화한 상호 어드미턴스(mutual admittance)를 구하는 방법을 제시하고 둘째, 구하여진 상호 어드미턴스를 기준에 발표된 광대역 구조의 해석에 적용한다.

### 1. 두 슬롯간의 상호 어드미턴스의 계산

그림 1에서와 같이 평행평판 도파관의 윗면에 두 슬롯이 있으며 전류원 J로 급전하는 경우에 대하여 생각한다. 영역 I과 영역 II의 매질은 각각  $\mu_u, \epsilon_u$ 와  $\mu_s, \epsilon_s$

로 주어진다. 시간 종속인자  $e^{j\omega t}$ 를 사용하기로 하며 도파관의 높이 b는  $k_b < \pi$ 의 조건을 만족하는 경우 즉, 오직 TEM만이 전파 가능한 구조에 대하여 논의하기로 한다. 여기서  $k_I$ 은 영역 I에서의 피수이다.

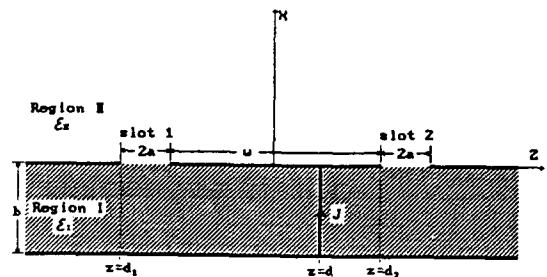


그림 1. 평행평판 위의 두 슬롯과 급전구조

Fig. 1. Two slots and feeding geometry of a parallel-plate waveguide.

전류원 J에 의하여 각 슬롯에 입사하는 전계의 진폭이 1이라고 한다면 각 슬롯에서의 입사자체는

$$H_y^{\text{inc}}(z) = \begin{cases} \frac{1}{\eta_I} e^{jk_I(z-d)} & : \text{슬롯 1} \\ -\frac{1}{\eta_J} e^{-jk_J(z-d)} & : \text{슬롯 2} \end{cases} \quad (1)$$

로서 표현되는데, 여기서  $\eta_I$ 은 영역 I에서의 고유 입피던스를 의미한다. 그림 1의 구조에서 등가원리를 사용하고 영역 I, II에서의 노이만 경계조건을 만족하는 적합한 그린함수<sup>[6]</sup>를 구하여 두 슬롯에서 전장과 자장의 접선성분의 연속조건을 부가하면 슬롯 1,2에 대하여 각각

$$\frac{k_H}{2\eta_H} \int_{S_1 + S_2} M(z') H_0^{(2)}(k_H|z-z'|) dz' - \int_{S_1 + S_2} M(z') G_f(z, z') dz' = \frac{1}{\eta_I} e^{jk_I(z-d)} \quad (2)$$

과

$$\frac{k_H}{2\eta_H} \int_{S_1 + S_2} M(z') H_0^{(2)}(k_H|z-z'|) dz' - \int_{S_1 + S_2} M(z') G_f(z, z') dz' = -\frac{1}{\eta_J} e^{-jk_J(z-d)} \quad (3)$$

로서 표현되는 적분방정식을 얻는다. 여기서 적분구간  $S_1$ 과  $S_2$ 는 각 슬롯의 구간을 의미한다. 위의 적분방정

식의 미지함수  $M(z')$ 는 모멘트 방법을 사용하여 구한다<sup>[6]</sup>.

한 예로서 평행평판 도파관의 높이  $b = 1.575 \text{ mm}$ , 슬롯 폭  $2a = 1.0 \lambda_l = 63.2456 \text{ mm}$ , 패치의 길이  $w (= d_2 - d_1 - 2a) = 0.48 \lambda_l$  고,  $d = 0.4w = 12.1432 \text{ mm}$ 인 경우 모멘트 방법으로 구한 각 슬롯에서의 자계전류를 구한 결과를 그림 2에 나타내었다.

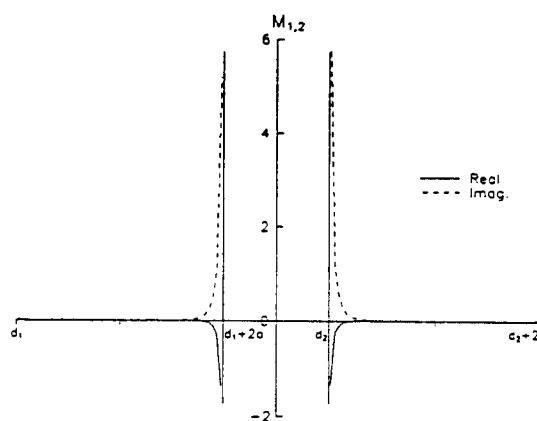


그림 2. 각 슬롯에서의 자계전류

Fig. 2. Magnetic current in each slot.

그림 2에서 도시된 바와 같이 각 슬롯에서의 자계전류(또는 전계의 접선 성분)는 에지조건(edge condition)을 만족하고 있음을 볼 수 있다.

위의 적분 방정식의 해 즉, 자계전류를 구하면 영역 II는 등가원리에 의하여 그림 3과 같이 표현할 수 있다.

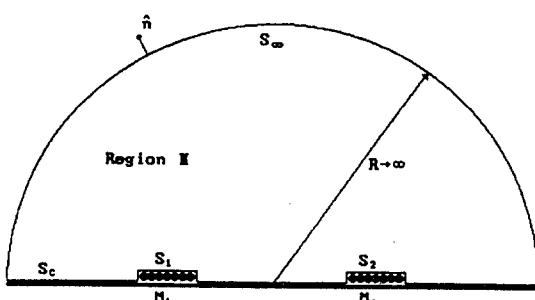


그림 3. 등가원리에 의하여 재 구성된 영역 II

Fig. 3. Reconstruction of region II by the equivalent theorem

그림 3에서  $S_\infty$ 는 반경이 무한대( $R \rightarrow \infty$ )인 표면을

의미하며,  $S_c$ 는 평행평판 도파관의 윗면으로서 도체표면을 의미하고,  $S_1$ 과  $S_2$ 는 각각 두 슬롯을 단락시키고 그 위에 등가원리에 의하여 표면 등가 자계전류  $M_1$ 과  $M_2$ 를 대체한 표면을 의미한다.

표면  $S (= S_\infty + S_c + S_1 + S_2)$ 로 둘러싸여진 영역 II 내부에서는 전류원이 없으므로

$$\oint_S \underline{E} \times \underline{H}^* \cdot \underline{n} ds = 0 \quad (4)$$

이 되며 여기서  $\underline{n}$ 은 외향 단위 법선벡터이며,  $*$ 는 복소 공액임을 의미한다. (4)식으로부터  $S_c$ 에서  $\underline{n} \times \underline{E} = 0$ 의 조건과  $S_1$ 과  $S_2$ 에서  $\underline{M} = -\underline{E} \times \underline{n}$ 의 표현식을 이용하면

$$\frac{1}{2} \int_{S_\infty} \underline{E} \times \underline{H}^* \cdot \underline{n} ds = -\frac{1}{2} \int_{S_1 + S_2} \underline{M} \cdot \underline{H}^* ds \quad (5)$$

를 얻게 된다. 각 슬롯에서의 등가 자계전류는  $M_1(-y_o)$ 와  $M_2(-y_o)$ 이며 이에 상응하는 전계성분은  $E_1 z_o$ 와  $E_2 z_o$ 가 된다. 그리고  $M_1 = -E_1$ ,  $M_2 = -E_2$ 가 되므로 (여기에서  $y_o$ 와  $z_o$ 는 각각 y와 z방향으로의 단위 벡터임) 두 슬롯을 2-포트 회로망(two port network)으로 보고 각 슬롯의 오른쪽 끝을 기준(reference)으로 하여 각 슬롯(포트)의 전압  $V_1$ 과  $V_2$ 를 구하면

$$V_1 = \int_{d_1+2a}^{d_1} E_1(z') dz' \quad (6)$$

와

$$V_2 = \int_{d_2+2a}^{d_2} E_2(z') dz' \quad (7)$$

이 되는데, 2-포트 회로망을 어드미턴스 파라미터로써 기술하면

$$I_1 = Y_{11} V_1 + Y_{12} V_2 \quad (8)$$

와

$$I_2 = Y_{21} V_1 + Y_{22} V_2 \quad (9)$$

가 되어 2-포트 회로망에서의 복소 전력(complex power)  $P$ 는 (8)식과 (9)식을 사용하여

$$\begin{aligned} P &= \sum_{i=1}^2 \frac{1}{2} V_i I_i^* \\ &= \frac{1}{2} Y_{11} V_1 V_1^* + \frac{1}{2} Y_{12} V_1 V_2^* + \frac{1}{2} Y_{21} V_1^* V_2 + \frac{1}{2} Y_{22} V_2 V_2^* \end{aligned} \quad (10)$$

로서 구할 수 있다. (5)식 우변의 자장  $H$ 는 슬롯 1에

위치한 자계전류  $M_1$ 에 의한 슬롯 1 위치에서의 자장  $H_{11}$ 과 슬롯 2 위치에서의 자장  $H_{21}$ , 그리고 슬롯 2에 위치한 자계전류  $M_2$ 에 의한 슬롯 1 위치에서의 자장  $H_{12}$ 와 슬롯 2 위치에서의 자장  $H_{22}$ 로 구성되어 있으므로 (5)식의 우변은

$$-\frac{1}{2} \int_{s_1+s_2} M \cdot H^* dz = -\frac{1}{2} \int_{s_1} M_1 \cdot H_{11}^* dz - \frac{1}{2} \int_{s_2} M_1 \cdot H_{12}^* dz - \frac{1}{2} \int_{s_2} M_2 \cdot H_{21}^* dz - \frac{1}{2} \int_{s_1} M_2 \cdot H_{22}^* dz \quad (11)$$

로 표현된다. (10)식과 (11)식을 포트별로 비교하면 어드미턴스 파라미터의 표현식을 얻게 된다. 즉 (10)식에서 슬롯 2를 단락시키면  $V_2=0$  가 되고, 동시에 (11)식에서는  $M_2=0$  이고  $H_{12}=0$  가 되어 포트 1의 자기 어드미턴스(self admittance)  $Y_{11}$ 은

$$Y_{11} = -\frac{1}{V_1 V_1^*} \int_{s_1} M_1 \cdot H_{11} dz \quad (12)$$

로서 표현되며 마찬가지 방법으로 포트 2의 자기 어드미턴스  $Y_{22}$ 는

$$Y_{22} = -\frac{1}{V_2 V_2^*} \int_{s_2} M_2 \cdot H_{22} dz \quad (13)$$

로서 표현된다. (12)식과 (13)식을 (10)식에 대입하여 얻은 결과식을 (11)식과 비교하면 다음식

$$Y_{12}^* V_1 V_2 + Y_{21}^* V_1^* V_2 = - \int_{s_1} M_1 \cdot H_{12}^* dz - \int_{s_2} M_2 \cdot H_{21}^* dz \quad (14)$$

를 얻게 되는데 슬롯이 매우 좁거나 또는 슬롯이 넓어 도 전계가 에지 부근에 집중되어 있어서 실제의 마이크로스트립 안테나 구조에 있어 성립한다. 각 포트에서의 전압이 정의될 수 있을 때 (14)식의 우변의 첫째 항은  $V_1 V_2^*$ 에, 두번째 항은  $V_1^* V_2$ 에 비례하고 (14)식은 어떠한  $V_1$ 과  $V_2$ 에 대하여 성립하므로 단위 길이당의 상호 어드미턴스(mutual admittance)  $Y_{12}$ 와  $Y_{21}$ 은 각각

$$Y_{12} = -\frac{1}{V_1 V_2} \int_{s_1} M_1 \cdot H_{12} dz \quad (15)$$

와

$$Y_{21} = -\frac{1}{V_1 V_2^*} \int_{s_2} M_2 \cdot H_{21} dz \quad (16)$$

로서 표현된다. 가역정리 (reciprocity)가 성립하는

경우  $Y_{12} = Y_{21}$  이므로 여기에서는  $Y_{12}$ 의 경우에 대하여 생각하기로 한다. (15)식의 우변의  $H_{12}$ 는 슬롯 2의 등가 자계전류에 의한 슬롯 1의 위치에서의 자계를 영상법(image method)을 써서 구한 것으로서 다음과 같이 주어진다.

$$H_{12} = -\frac{k_H}{2\eta_H} \int_{S_2} M_2 H_0^{(2)} dz' \quad (17)$$

## 2. 광대역 구조에의 응용

마이크로스트립 패치 안테나는 대역폭이 좁다는 단점이 있기 때문에 대역폭을 늘리려는 방법에 대한 연구가 활발히 진행되어 왔다<sup>[4]</sup>. 그 방법 중 하나로서 Wood<sup>[5]</sup>는 그림 4에 주어진 바와 같이 두개의 기생 소자가 구형 마이크로스트립 패치의 양 복사 에지(radiating edge)에 용량적으로 결합된 구조를 제안하였다.

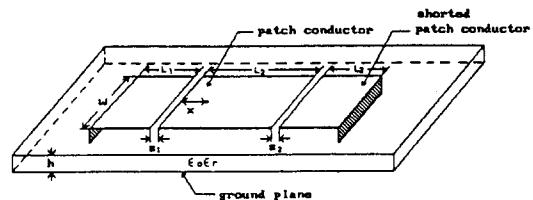


그림 4. 구형 마이크로스트립 안테나의 광대역 구조

Fig. 4. Wideband geometry of a rectangular microstrip antenna.

그러나 현재까지 이 구조에 대한 해석방법이 없으므로 앞절에서 구한 상호 어드미턴스를 사용한 해석 방법을 생각하기로 한다.

그림 4의 두 슬롯  $S_1$ 과  $S_2$ 에 대한 등가  $\pi$  회로를 구하고 복사 구조의 윗면에서의 외부 상호 결합(outer mutual coupling)을 전압 종속 전류원(voltage-dependent current generator)으로 고려하면 그림 5에 주어진 바와 같은 3-포트 등가회로를 얻는다. 여기서  $Y_{s(\beta)}$ 는 구형 마이크로스트립 패치의 특성 어드미턴스(전파 상수)를 의미하며  $j X_L$ 은 급전 동축프루브의 유도성 리액턴스<sup>[2]</sup>를 의미한다.

등가회로에서 전압종속 전류원의 비례상수인 상호 어드미턴스  $Y_{13}'' (= G_{13}'' + jB_{13}'')$ 는 단위길이당의 상호 어드미턴스  $Y_{12}$ (식(15))에 마이크로스트립 패치의 폭  $W$ 를 곱함으로써 다음과 같은 표현식 :

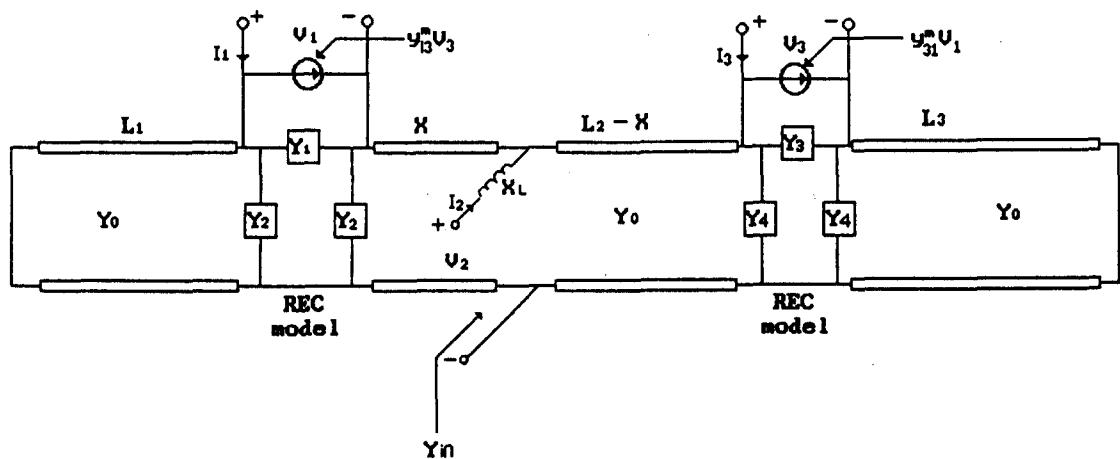


그림 5. 3-port 등가회로

Fig. 5. 3-port equivalent circuit.

$$Y_{13}^m = (\operatorname{Re} Y_{12} + j \operatorname{Im} Y_{12}) \cdot W \quad (18)$$

을 얻는다.

그림 5에 주어진 3-포트 등가회로의 어드미턴스 행렬  $y_{ij}$  ( $i, j = 1, 2, 3$ )은 다음과 같이 표현된다<sup>[7]</sup>.

$$y_{11} = \frac{[Y_s(L_1) + Y_2] [Y_s(X) + Y_2]}{Y_s(L_1) + Y_s(X) + 2Y_2} + Y_1 \quad (19)$$

$$y_{12} = \frac{Y_s(L_1) + Y_2}{Y_s(L_1) + 2Y_2} \times \frac{2Y_0[Y_s(L_1) + 2Y_2]}{[Y_0 + Y_s(L_1) + 2Y_2] e^{j\beta X} + [Y_0 - Y_s(L_1) - 2Y_2] e^{-j\beta X}} \quad (20)$$

$$y_{13} (= y_{31}) = Y_{13}^m (= Y_{31}^m) \quad (21)$$

$$y_{21} = \frac{Y_0}{j \sin \beta X} \cdot \frac{Y_s(L_1) + Y_2}{Y_s(L_1) + Y_s(X) + 2Y_2} \quad (22)$$

$$y_{22} = Y_0 \frac{[Y_s(L_1) + 2Y_2] + j Y_0 \tan \beta X}{Y_0 + j [Y_s(L_1) + 2Y_2] \tan \beta X} + Y_0 \frac{[Y_s(L_3) + 2Y_4] + j Y_0 \tan \beta (L_2 - X)}{Y_0 + j [Y_s(L_3) + 2Y_4] \tan \beta (L_2 - X)} \quad (23)$$

$$y_{23} = \frac{-Y_0}{j \sin \beta (L_2 - X)} \cdot \frac{Y_s(L_3) + Y_4}{Y_s(L_3) + Y_s(L_2 - X) + 2Y_4} \quad (24)$$

$$y_{32} = \frac{-Y_0 [Y_s(L_3) + Y_4]}{Y_s(L_3) + 2Y_4} \times \frac{2[Y_s(L_3) + 2Y_4]}{[Y_0 + Y_s(L_3) + 2Y_4] e^{j\beta(L_2 - X)} + [Y_0 - Y_s(L_3) - 2Y_4] e^{-j\beta(L_2 - X)}} \quad (25)$$

$$y_{33} = \frac{[Y_4 + Y_s(L_3)] [Y_4 + Y_s(L_2 - X)]}{Y_s(L_3) + Y_s(L_2 - X) + 2Y_4} + Y_3 \quad (26)$$

여기서  $Y_s(l)$  ( $l = L_1, L_3, X, L_2 - X$ )는 전기적인 길이가  $\beta l$ 인 단락 스티브의 입력 어드미턴스이며  $Y_s(l) = -jY_0 \cot(\beta l)$ 로 주어진다. 급전은 오직 한 포트 2에서 하므로  $I_1 = I_3 = 0$ 이며 이 경우 포트 2에서의 입력 어드미턴스  $Y_{in}$ 은

$$Y_{in} = \frac{Y'_{in} - Y_i}{Y'_{in} + Y_i} \quad (27)$$

로서 표현되는데, 여기에 급전 동축 프루브의 유도성 리액턴스  $jX_L (= Y_i^{-1})$ 을 고려하면 동축 프루브의 접지 면상의 개구면에서의 입력 어드미턴스  $Y_{in}$ 은

$$Y_{in} = \frac{Y'_{in} - Y_i}{Y'_{in} + Y_i} \quad (28)$$

이 되고, 급전 동축선의 특성 어드미턴스가  $Y_\infty (= \frac{1}{50} [s])$ 라면 전압 반사계수  $\Gamma_{in}$ 은

$$\Gamma_{in} = \frac{Y_\infty - Y_{in}}{Y_\infty + Y_{in}} \quad (29)$$

으로 체환 손실(return loss)  $\rho$ 는

$$\rho = -20 \log |\Gamma_{in}| [dB] \quad (30)$$

로서 표현된다. (30)식을 이용하여 주파수의 함수로서 계환 손실 이론치를 얻을 수 있으며 동시에 임피던스 정합이 광대역에서 가능한 급전점을 찾아낼 수 있다.

### III. 결과 및 검토

본 절에서는 첫째, 본 글에서 제시된 방법에 의하여 구한 두 슬롯간의 상호 어드미턴스의 수치결과를 기준에 발표된 결과와 비교 검토하고 둘째, Wood에 의하여 광대역 구조로서 제안된 광대역 구조를 해석하여 그 이론치를 구하고 이를 실험치와 비교 검토한다.

#### 1. 두 슬롯간의 상호 어드미턴스

앞에서 구한 식(15)에 의거하여 주파수  $f = 3GHz$ , 상대 유전율  $\epsilon_r = 2.5$ , 평행평판 도파관의 높이  $b = 1.575 mm$ , 슬롯폭  $2a = 0.5\lambda_l$  이고  $d = 0.05w$ 인 경우 패치길이  $w (= d_2 - d_1 - 2a)$ 를 가변하여 상호 어드미턴스 즉, 상호 콘더턴스를 구한 후 Van de Capelle의 결과(참고문헌 [3]의 식 10.63과 10.80)와 비교하여 그림 6에 도시하였다.

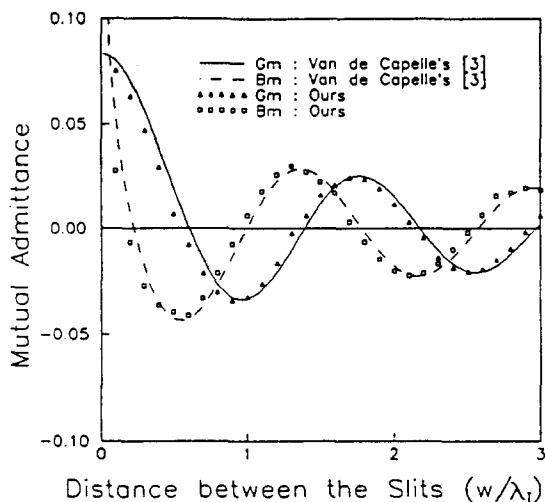


그림 6. 상호 어드미턴스

Fig. 6. Mutual admittance

( $G_m$ : mutual conductance,  $B_m$ : mutual susceptance)

여기에서 패치길이  $w$ 를 두 슬롯간의 거리로 사용하였는데 이는 슬롯이 넓은 경우, 그림 2에 보여진 바와 같이 전계가 에지조건을 만족시키면서 에지 근처에 집중적으로 분포하고 있기 때문에 가능하다.

Van de Capelle은 슬롯에서의 전장이 균일한 경우에 대하여 두 슬롯간의 상호 어드미턴스 즉, 상호 어드미턴스를 상호 콘더턴스와 상호 서셉턴스를 구하면서 문제점을 제기하였는데 여기 간단히 언급하면(참고 문헌<sup>[3]</sup>, 550쪽, 아래부터 13째줄 부터 5째줄 까지) 다음과 같다.

(1) 슬롯의 서셉턴스는 콘더턴스보다 슬롯의 전계분포의 정확한 함수 형태에 훨씬 더 민감하므로 서셉턴스를 계산할 때 슬롯에서의 전장을 균일하다고 근사하여 구하는 것은 적합하지 않다. 더욱이 슬롯에서의 전장을 균일하다고 근사하는 경우 에지조건을 만족하지 않는다.

(2) 복사 슬롯에서의 서셉턴스 계산은 콘더턴스의 경우 보다 훨씬 어렵다. 퓨리에 변환방법을 사용하는 경우 콘더턴스의 경우 적분 구간으로서의 파수(wave number)구간이 유한한데 서셉턴스의 경우 적분 구간이 무한대가 되어 부적합 적분(improper integral)의 형태로 되기 때문이다.

그러나 본 논문에서 제안한 방법에 의하여 구한 상호 어드미턴스는 상호 콘더턴스뿐만 아니라 상호 서셉턴스의 경우에도 Van de Capelle의 퓨리에 변환방법에 의하여 구한 방법과 동일한 결과를 보여주고 있다. 두 슬롯의 전계분포는 그림 2에 도시된 바와 같이 에지조건을 만족하며 실제로 마이크로스트립 패치 안테나의 경우와 동일한 상황에서 구한 것이다. 여기서 마이크로스트립 패치 안테나의 경우와 동일한 상황이라 함은 그림 1에서 전류원  $J$ 에 의한 전력이 슬롯을 지나 평행평판으로 전달되는 전력이 슬롯을 통하여 공간으로 복사되는 전력보다 매우 작은 경우(1% 이하)를 의미한다. 그러므로 첫번째 문제점 지적은 옳지 않다. 즉 슬롯의 전장이 에지조건을 만족하지 않는 균일한 전장으로 근사하여도 정확한 상호 서셉턴스 값을 얻을 수 있다. 부언하면, 그림 1의 구조에서 1) 도파관의 높이  $b$ 가 충분히 작아서 슬롯의 폭이 넓어도 슬롯에서의 전장이 그림 2에 도시된 바와 같이 에지조건을 만족하면서 에지 근처에 집중되어 분포된 경우이거나 2) 도파관의 높이  $b$ 가 크거나 또는 작을 때에 관계없이 슬롯 폭이 좁은 경우(이 두 가지 경우 슬롯 양단의 전압의 정의가 타당하다)에는 슬롯에서의 전장을 균일하다고 가정하여 상호 어드미턴스를 구하여도 동일한 결과를 준다는 것이다.

그림 1에서 슬롯폭이 좁고 각 슬롯에 걸리는 전압이 각각  $V_1$ 과  $V_2$ 라 하면 슬롯의 폭이 0으로 수렴해갈 때 각 슬롯위의 등가 자계전류는 각각

$$M_1 = -V_1 \delta[z - (d_1 + 2a)] \quad (31)$$

와

$$M_2 = -V_2 \delta(z - d_2) \quad (32)$$

으로 표현되며 (32)식을 (17)식에 대입하여  $H_{12}$ 를 구하고 이를 (15)식에 다시 대입하여 상호 어드미턴스  $Y_{12}$ 를 구하면

$$Y_{12} = \frac{k_H}{2\eta_H} H_0^{(2)}(k_H w) \quad (33)$$

로서 표현되는데, 여기서  $w$ 는  $w = d_2 - d_1 - 2a$ 로서 원래는 패치의 길이를 의미하는데 두 슬롯의 폭이 매우 좁은 경우로 생각하여 두 슬롯간의 거리를 나타낸 것이다. (33)식에서 보면 알 수 있듯이 상호 어드미턴스 즉 상호 콘덕턴스와 상호 서셉턴스는 결국 영역 II에서의 그린함수  $(\frac{k_H}{2\eta_H} H_0^{(2)})$ 에 함수의 변수로 슬롯간의 전기적 거리  $k_H w$ 를 대치한 결과식의 실수부와 허수부가 됨을 알 수 있다. 이것은 흥미로운 사실이다.

Van de Capelle에 의해 문제점(2)로 제기된 바와 같이 퓨리에 변환방법을 쓸 경우 상호 서셉턴스를 적분 구간이 무한대이기 때문에 상호 콘덕턴스에 비하여 계산하여 구하기가 상대적으로 어려운 것은 사실이다. 그러나 앞에서 논의된 바와 같이 두 슬롯의 자계전류를 일정하게 놓고 (15)식과 (17)식을 이용하여 간단히 구할 수 있는 것이다.

## 2. 광대역 구조에의 응용

여기서는 마이크로스트립 안테나의 광대역화 기술중에 Wood에 의하여 제안된 구조(그림 4)에 대하여 본 논문에서 제안된 해석방법을 적용하여 보기로 한다. 전술한 이론의 타당성을 확인하기 위하여 그림 4에 주어진 바와 같이 구형 마이크로스트립 패치의 양 복사에 지에 기생소자를 용량적으로 결합한 구조에 대하여 기생소자의 길이  $L_1, L_3$ , 복사 소자의 길이  $L_2$ , 폭  $W$ , 갭(슬롯)의 폭  $S_1, S_2$ , 급전점의 위치  $X$ 와  $h = 1.575 \text{ mm}$ 를 변수로 하여 가변시킴으로써 광대역 특성을 갖는 구조의 치수를 결정하였다. 결정된 치수에 따라 상대유전율이 2.5이고 두께  $h$ 가  $h = 1.575 \text{ mm}$ 인 테프론기판에 안테나를 제작하였는데 이때 치수는  $S_1 = S_2 = 0.2 \text{ cm}, L_1 = 1.44 \text{ cm}, L_2 = 3.02 \text{ cm}, L_3 = 1.36 \text{ cm}, W = 3.7 \text{ cm}$ 이다.

급전점의 위치  $X = 0.2 \text{ cm}$ 인 경우에 채환손실을 주파수의 함수로 계산하여 실험치와 비교한 결과가 그림 7

에 주어져 있다. 약간의 주파수 천이(대략 100MHz정도)를 제외하고는 이론치가 실험치를 잘 따르고 있다.

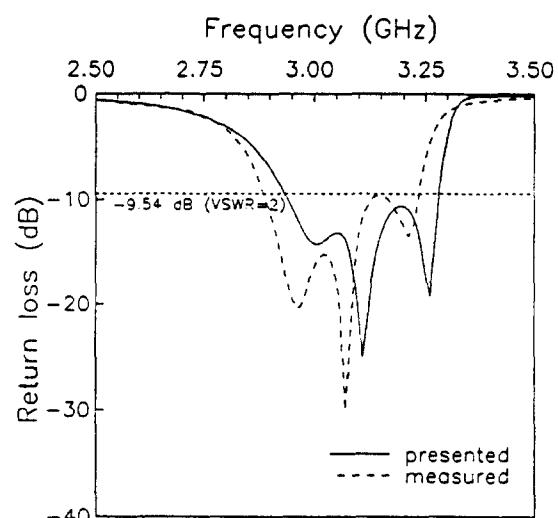


그림 7. 채환 손실  
Fig. 7. Return loss.

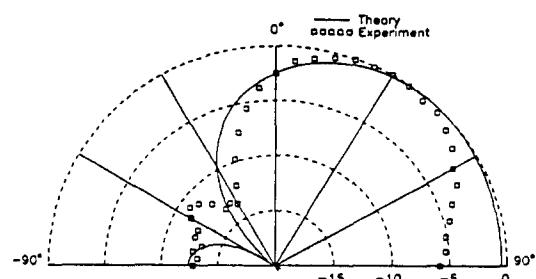


그림 8. 복사 패턴  
Fig. 8. Radiation pattern.

제작된 안테나의 대역폭(VSWR<2)의 실험치는 348MHz인데 이는 실험치 344MHz와 잘 일치하고 있다. 이는 기생소자가 없는 단일 패치의 대역폭의 실험치 65MHz에 비하면 5.35배에 해당되는데 실제 Wood의 연구결과에 비하면 매우 큰 값으로 Gupta에 의하여 제안된 길이가 서로 다른 패치(공진기)를 복사에 지속으로 용량적으로 결합된 형태의 안테나(REGCOMA)<sup>[8]</sup> 구조에 대한 연구결과(1.5배)보다도 큰 값이다.

제작된 안테나의 복사 패턴 특성을 조사하기 위하여 등가 회로로부터 각 슬롯에서의 전압을 구하여 참고문

현<sup>[1]</sup>의 방법에 따라 복사 패턴의 이론치를 구하여 실험치와 비교한 결과를 그림 8에 도시하였다.

$\phi = \pm \frac{\pi}{2}$ 인 경우에 차이점이 보이고 있으나 대체적인 경향은 잘 일치하고 있음을 볼 수 있다.  $\phi = \pm \frac{\pi}{2}$ 일 때 보이는 차이점은 주로 유한한 접지판 효과(finite ground effect)에 기인되는 것으로 생각된다.

#### IV. 결 론

급전구조의 영향을 포함하기 위하여 평행평판 도파판 윗면에 위치한 두 슬롯간의 상호 어드미턴스 즉, 상호 콘더턴스와 상호 서셉턴스를 구하는 수치적 방법을 제시하고 기존의 결과와 비교하여 동일한 결과를 얻었다. 즉, 두 슬롯의 전계의 접선성분을 미지수로 하는 적분 방정식을 세우고 그 해를 모멘트 방법으로 구한 후, 복소 전력의 보전 정리를 이용하여 두 슬롯간의 상호 어드미턴스를 수치적으로 구하는 방법을 제시하였다. 그리고 두 슬롯간의 상호 어드미턴스에 관한 기존 설명에 포함된 오류를 지적하고 수정하였다. 아울러 제안된 상호 어드미턴스의 계산 방법을 사용하여 기존에 광대역용으로 제안되었던 용량적으로 결합된 기생소자를 지닌 구형 마이크로스트립 안테나 구조에 대한 궤환 손실 및 복사 패턴의 이론치를 구하고 이를 실험치와 비교하여 제안된 해석 방법의 타당성을 입증하였다.

#### 참 고 문 헌

- [1] J. P. Hong, C. T. Park, Y. K. Cho, and H. Son, "Simple method for radiation pattern of directly coupled microstrip array antenna," Proc. International Symposium on Antennas and Propagat., Sapporo, Japan, vol. 2, pp. 457-460,

Sept. 1992.

- [2] Y. K. Cho, O. H. Hwang, and K. E. Lee, "Theoretical and experimental study on the linear microstrip patch antenna array technique using E-plane gap coupling," Microwave Opt. technol. Lett., vol. 5, no. 2, pp. 88-92, Feb. 1992.
- [3] J. R. James and P. S. Hall, Handbook of microstrip antennas, Peter Peregrinus, Chap. 10, 1989.
- [4] K. C. Gupta and A. Banalla, Microstrip antenna design, Artech House, Chap. 8, 1988.
- [5] C. Wood, "Improved bandwidth of microstrip antennas using parasitic elements," Proc. IEE, Pt. H, vol. 127, pp. 231-234, 1980.
- [6] 강영재, 홍재표, 조영기, 손현, "급전 구조를 포함한 두 슬릿 간의 상호 결합," 대한 전자 공학회 마이크로파 및 전파전파연구회 춘계 학술발표회 논문집 vol. 16, no. 1, pp. 135-138, May. 1993. (이 논문의 그림 5에 도시된 데이터는 잘못 계산된 것임.)
- [7] Y. K. Cho, G. H. Son, G. S. Chae, L. H. Yun, and J. P. Hong, "Improved analysis method for broadband rectangular microstrip antenna geometry using E-plane gap coupling," Electron. Lett., vol. 29, no. 22, pp. 1907-1909, Oct. 1993.
- [8] G. Kummer, and K. C. Gupta, "Broadband microstrip antennas using additional resonators gap-coupled to the radiating edges," IEEE. Trans., Antennas Propagat., vol. AP-32, pp. 1375-1379, 1984.

## 저자소개

趙榮基(正會員) 第28卷 A編 1號 參照

현재 경북대학교 전자공학과 부교수



李昌源(正會員)

1967年 12月 13日生. 1991년 2월 경북대학교 전자공학과 졸업. 1993년 2월 경북대학교 대학원 전자공학과 석사학위 취득. 1993년 3월 ~ 현재 경북대학교 대학원 전자공학과 박사과정. 주관심분야는 전자기 산란, 마이크로스트립 안테나 및 마이크로파 집적회로 등임.



李鍾益(準會員)

1967年 1月 6日生. 1992년 2월 경북대학교 전자공학과 졸업. 1994년 2월 경북대학교 대학원 전자공학과 석사학위 취득. 1994년 3월 ~ 현재 경북대학교 대학원 전자공학과 박사과정. 주관심분야는 전자 기산란 및 마이크로스트립 안테나 등임.



尹利虎(正會員)

1963年 4月 27日生. 1989년 2월 경북대학교 전자공학과 졸업. 1992년 2월 경북대학교 대학원 전자공학과 석사학위 취득. 1993년 3월 ~ 현재 경북대학교 대학원 전자공학과 박사과정. 주관심분야는 마이크로스트립 안테나, 슬롯 안테나 및 마이크로파 소자 등임.



蔡奎洙(準會員)

1968年 10月 1日生. 1993년 2월 경북대학교 전자공학과 졸업. 1993년 3월 ~ 현재 경북대학교 대학원 전자공학과 석사과정. 주관심분야는 마이크로스트립 안테나 및 위상배열 안테나 이론 등

임.

洪在杓(正會員) 第28卷 A編 1號 參照

현재 경북산업대학교 전자공학과 조교수