

矩形 마이크로스트립 안테나의 H-Plane 相互結合

(H-Plane Coupling Between Rectangular Microstrip Antennas)

高 知 煥*, 趙 榮 基*, 孫 鉉*

(Ji Whan Ko, Young Ki Cho and Hyon Son)

要 約

本 論文은 矩形 마이크로스트립 안테나의 H-plane 相互結合에 關한 研究이다.

두 안테나의 相互結合을 計算하기 위해서 단일 마이크로스트립 패치의 輻射低抗을 求하였으며 結合된 電送線路를 even mode와 odd mode로 分離하여 各 mode의 特性低抗와 實效 誘電率을 計算하였다.

이로부터 磁界의으로 結合된 안테나를 S-band 周波數에서 S-parameter를 求한 結果 理論値와 實驗値가 거의 一致함을 確認할 수 있었다.

Abstract

A theoretical study of mutual coupling effects between two H-plane coupled microstrip patch antennas is presented. The radiation resistance and slot capacitance of a single microstrip patch are calculated. To investigate the mutual coupling effects, the even and odd mode characteristic impedance and effective dielectric constants are obtained using the coupled microstrip line model. The S-parameter matrix elements S11, S12 are used to study the mutual coupling effects in S-band frequency ranges for various patch spacings.

Theoretical results and measurements are in good agreement.

I. 序 論

最近에는 마이크로스트립 안테나의 높은 利得과 帶域幅의 改善을 얻고, 또한 비임을 任意의 角度로 變化시키기 위해서 마이크로스트립 어레이(array) 안테나에 대한 研究가 활발히 이루어지고 있다.¹⁻⁴⁾

마이크로스트립 어레이 안테나는 各 패치 사이의 相互結合으로 副葉 레벨의 增加 및 主비임의 變化等 어

러가지 現狀이 發生한다. 이 때문에 어레이 안테나를 製作할 때에는 이들의 相互結合을 충분히 考慮해야 한다.

1983年 Jedlicka¹⁾ 등은 矩形 마이크로스트립 안테나 사이의 相互結合을 s-parameter로 實驗値를 發表하였으며, 또한 1983年 Newman²⁾ 은 moment method를 利用하여 두 안테나 사이의 相互 임피던스를 計算하였다. 本 論文에서는 傳送線路 모델을 利用하여 인접해 있는 同一한 두 個의 矩形 마이크로스트립 안테나를 磁界의으로 結合된 等價回路로 表現하였다.³⁾ 그리고 磁界의으로 結合된 等價回路를 electric wall과 magnetic wall로써 분리하여 두 안테나 사이의 H-plane 相互結合을 s-parameter로 計算한 다음 實驗値와 比較 檢討하였다.

*正會員, 慶北大學校 電子工學科

(Dept. of Electron. Eng., Kyungpook National Univ.)

接受日字: 1985年 5月 16日

II. 矩形 마이크로스트립 안테나의 輻射低抗 및 슬롯 容量 (slot capacitance)

마이크로스트립 안테나의 電磁界分布는 그림1(a)와 같으며 이는 間隔 L인 두 個의 슬롯 안테나로써 볼 수 있다.¹⁰⁾ 마이크로스트립 패치 가장자리에서 垂直電界成分은 그림1(c)와 같이 發散한다.^{10), 11)} 따라서 슬롯의 幅 a에 대하여 定義되는 電位 V가 積分 可能하도록 슬롯에서의 電界分布 E_x 를 다음의 式과 같이 近似化 하였다.^{12), 14)}

$$E_x = E_0 \left\{ \left(1 / \sqrt{1 - \frac{(x-a)^2}{a^2}} - 1 \right) \right\} \hat{x}_0 \quad (1)$$

여기에서 \hat{x}_0 는 x方向的 單位 벡터이며, E_0 는 常數로서 마이크로스트립 패치 電壓 V를 1볼트로 定規化 하면 다음의 式과 같이된다. 卽

$$\int_0^a E_x \cdot dx = 1 \quad (2)$$

으로서 常數 E_0 는 $2/a(\pi-2)$ 가 된다.

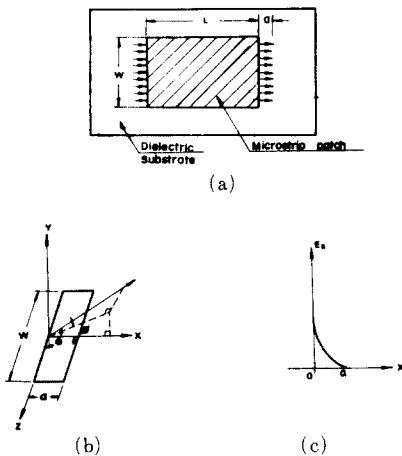


그림 1. (a) 마이크로스트립 패치의 슬롯
(b) 슬롯의 座標
(c) 슬롯의 電界分布
Fig. 1. (a) Two slots of microstrip patch.
(b) Coordinate of radiating slot.
(c) Electric field distribution.

한편 表面磁界電流 M_s 는 等價原理로 부터 다음의 式과 같이 주어진다.

$$M_s = 2 E_x \hat{z}_0 \quad (3)$$

여기서 \hat{z}_0 는 Z方向的 單位 벡터이며, 식(3)으로 부터 electric vector potential F 는 다음의 遠거리 近似式에서 求한다.¹⁵⁾

$$F_z = \frac{e^{-jk_0 r}}{4 \pi r} \int_0^a \int_{-W/2}^{W/2} M_s e^{jk_0 (\sin \theta \cos \phi x' + \cos \theta z')} dx' dz' \quad (4)$$

여기서 k_0 는 自由空間의 傳播常數, W는 마이크로스트립 패치의 幅이다. 式(4)로 부터 電場 E 는 다음式에서 얻을 수 있다. 卽

$$E_\phi = -jk_0 F_z (r, \theta, \phi) \sin \theta \hat{a}_\phi \quad (5)$$

여기서 \hat{a}_ϕ 는 ϕ 方向的 單位 벡터이다.

그리고 輻射電力과 場의 關係式은

$$P = \frac{1}{2} \text{Re} \int_s (E \times H^*) \cdot ds \quad (6)$$

과 같으며 式(6)으로 부터 輻射電力은 無限 半徑의 半球面에 대하여 積分 하면 다음式

$$P_{rad} = \lim_{r \rightarrow \infty} \frac{1}{\eta} \int_0^\pi \int_0^{2\pi} |E_\phi|^2 + |E_\theta|^2 \sin \theta \cdot r^2 d\theta d\phi \quad (7)$$

으로 표현된다. 여기서 η 는 自由空間의 特性低抗이다. 또한 마이크로스트립 패치 電壓을 1 volt로 定規化 하였으므로 輻射컨덕턴스 G는 $G = P_{rad}$ 로 주어진다. 따라서 輻射콘덕턴스 G는

$$G = \frac{4}{\pi^2 (\pi-2)^2} \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \int_0^\pi \int_0^{2\pi} \frac{\sin^2 \left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta \right)}{\cos^2 \theta} \cdot \sin^3 \theta \left\{ \left(\frac{\pi}{2} J_0 (k_0 a \cos \phi \sin \theta) \frac{\sin \left(\frac{k_0 a}{2} \sin \theta \cos \phi \right)}{\frac{k_0 a}{2} \sin \theta \cos \phi} \cdot \cos (k_0 a \cos \phi \sin \theta) \right)^2 + \left(k_0 a \cos \phi \sin \theta - \frac{\sin \left(\frac{k_0 a}{2} \sin \theta \cos \phi \right)}{\frac{k_0 a}{2} \sin \theta \cos \phi} \cdot \sin (k_0 a \cos \phi \sin \theta) \right)^2 \right\} d\phi d\theta \quad (8)$$

과 같이된다. 여기서 $J_0(k_0 a \sin \theta \cos \phi)$ 는 1종 0次의 Bessel 函數이다. 式(8)에서 $K_0 a \ll 1$ 경우 輻射콘덕턴스 G는 다음式과 같이 簡單化 된다.

$$G = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \int_0^\pi \frac{\sin^2 \left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta \right)}{\cos^2 \theta} \sin^3 \theta d\theta \quad (9)$$

그리고 마이크로스트립 패치 가장자리에 슬롯 容量 C는 幅 W와 길이 L인 패치를 傳途線路 모델로 볼 때 다음式과 같이 주어진다.¹⁶⁾

$$C = \frac{\Delta l}{v Z_0} \quad (10)$$

여기서 v는 位相速度, Z_0 는 特性低抗 그리고 Δl 은 패치 兩 가장자리의 線路延長 (line extension)이며 이

는 다음의 식에서 求할 수 있다.^[15]

$$\frac{\Delta l}{h} = 0.42 \frac{\epsilon_e + 0.3}{\epsilon_e - 0.258} \cdot \frac{W/h + 0.262}{W/h + 0.813} \quad (11)$$

여기서 ϵ_e 는 實效誘電常數, h 은 基板 두께이다.

III. 結合된 傳途線路의 特性低抗 및 實効 誘電率

마이크로스트립 線路에서 스트립이 完全導體이며, 誘電체는 均質, 等方性, 無損失이라 假定하고 結合된 傳途線路의 特性低抗 및 實効誘電率을 求하기로 한다. 먼저 Fig.2와 같이 線路의 幅 W' 가 두께 h 보다 매우 작은 단일 傳途線路에서 誘電체 表面 임의 點에서의 靜電位分布 $\phi(x, h)$ 는 아래와 같이 주어진다.^[16]

$$\phi(x, h) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\bar{f}(\beta) e^{j\beta x}}{\epsilon_0 |\beta| \{1 + \epsilon_r \coth(|\beta|h)\}} d\beta \quad (12)$$

여기에서 $\bar{f}(\beta)$ 는 스트립 線路에서 面電荷分布의 x 에 따른 함수 $f(x)$ 의 fourier transform으로서

$$\bar{f}(\beta) = \int_{-\frac{W'}{2}}^{\frac{W'}{2}} f(x) e^{-j\beta x} dx \quad (13)$$

이며 $f(x)$ 가 x 方向에 따라 均一한 경우, 즉 $f(x) = \lambda$ (常數)로서 假定하면 $\bar{f}(\beta)$ 는 다음과 같이 表現된다.

$$\bar{f}(\beta) = \frac{\lambda}{W'} \frac{\sin\left(\frac{\beta W'}{2}\right)}{\beta/2} \quad (14)$$

式(14)에서 λ 는 線路 單位 길이당 電荷를 의미한다.

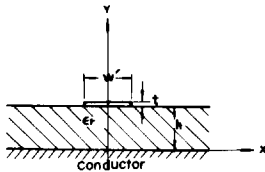


그림 2. 마이크로스트립 線路 構造
Fig. 2. Microstrip line structure.

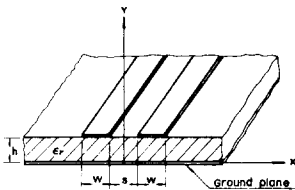


그림 3. 結合된 마이크로스트립 電途線路
Fig. 3. A coupled pair of microstrip transmission line.

그림 3은 두 線路의 幅 W 가 同一하고 線路사이의 거리가 s 인 結合된 傳途線路이다. 이러한 傳途線路의 even 및 odd mode에서 線路의 電荷分布를 계산하기 위해서 線路의 幅 W 를 N 等分하였다. 따라서 N 等分된 各 線路segment의 幅은 $W' = W/N$ 이며 各 線路segment의 電荷 $\lambda_i (i=1, 2, \dots, N)$ 에 의해서 線路의 電位가 형성된다. 또한 各 하나의 線路segment의 電荷 λ_i 에 의해서 生기는 誘電체 表面上 ($y=h$)의 임의의 點에서 電位 $\phi(x, h)$ 는 式(12)으로 주어지므로 N 等分된 i 번째 線路segment의 中心에서 電位 V 는 다음式과 같이 各 線路segment의 電荷 $\lambda_j (j=1, 2, \dots, N)$ 에 의해서 生기는 電位의 總합이다.

$$\sum_{j=1}^N \lambda_j \{ \phi(x_{1-j}, h) \pm \phi(s + x_{2N-j-1+1}, h) \} = V \quad (15)$$

여기서 $x_{1-j} = |i-j|w'$, $x_{2N-j-1+1} = |2N-j-i+1|w'$ 이고 $+$ 符號는 even mode, $-$ 符號는 odd mode이다. 式(15)로부터 N 개의 연립방정식이 얻어지며 이로부터 各 線路segment의 電荷 λ_i 를 計算할 수 있으므로 結合된 線路의 電荷分布를 求할 수 있다.

各 mode의 線路單位 길이당 電荷 Q 와 容量 C 의 관계는 아래와 같다.

$$Q = \sum_{i=1}^N \lambda_i \quad (16)$$

$$C = Q/V \quad (17)$$

이것으로 부터 even 및 odd mode의 特性低抗 Z 와 實効 誘電常數 ϵ_{eff} 는 다음과 같다.^[18]

$$Z = V_0 (\sqrt{C_1 C_k})^{-1} \quad (18)$$

$$\epsilon_{eff} = C_k / C_1 \quad (19)$$

여기서 V_0 는 自由空間의 光速, C_1 과 C_k 는 기판의 比誘電常數 $\epsilon_r=1$ 과 $\epsilon_r=k$ 일 때의 各 mode의 線路單位 길이당 容量이다.

IV. H-plane 相互結合된 마이크로스트립 안테나의 等價回路 모델

그림4(a)는 接地板과 두께 h 인 誘電체板 上에 幅 W 와 길이 L 인 同一한 두 個의 패치를 서로 對稱되게 圖示한 것이다. 여기서 좌標은 電界, x 는 給電點의 위치를 나타낸다.

그림4(a)에서 矩形 마이크로스트립 안테나는 TEM 波만 傳途하는 傳途線路로 볼 수 있으며, 그림4(b)는 結合된 傳途線路和 輻射어드미턴스 $Y_r = G + jB$ 로서 等價回路를 表現한 것이다. 그림4(b)에서 두 안테나의 入力 電壓이 $V_1 = V_2$ 이면 結合된 傳途線路는 magnetic wall이 形成되어 그림5(a)와 같이 even mode 特性低抗 Z_{oe} 와 even mode 傳途常數 β_e 로서 規定되는 두 個의 傳途線路로 나타낼 수 있다. 또한 두 안테나의 入

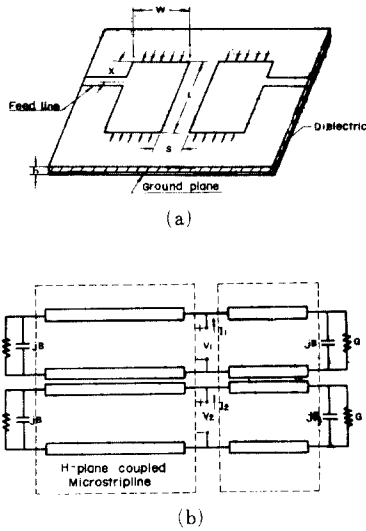


그림 4. (a) 磁界의으로 結合된 두개의 矩形 마이크로스트립 안테나
 (b) 그림1 (a)의 等價回路
 Fig. 4. (a) H-plane coupled rectangular microstrip antennas.
 (b) Transmission line equivalent network of Fig. 4 (a).

力 電壓이 $V_1 = -V_2$ 이면 結合된 傳途線路는 electric wall이 形成되어 그림5 (b)와 같이 odd mode 特性低抗 Z_{00} 와 odd mode 傳播常數 β_0 로서 規定되는 두 個의 傳途線路로 表現할 수 있다.^{14,19)}

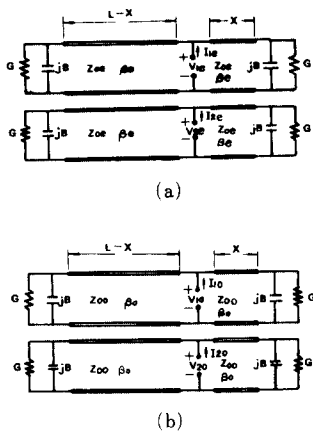


그림 5. (a) even mode 勵起
 (b) odd mode 勵起
 Fig. 5. (a) even mode excitation.
 (b) odd mode excitation.

그림5 (a), 5 (b)에서 入力電壓과 電流의 關係는 다음 式과 같다.

$$V_{1e} = V_{2e} \quad (20, a)$$

$$V_{1o} = -V_{2o} \quad (20, b)$$

$$I_{1e} = I_{2e} \quad (20, c)$$

$$I_{1o} = -I_{2o} \quad (20, d)$$

그림4 (b)와 그림5 (b)에서 入力 電壓과 電流의 關係는 各各

$$V_1 = V_{1e} + V_{1o} \quad (21, a)$$

$$V_2 = V_{2e} + V_{2o} \quad (21, b)$$

$$I_1 = I_{1e} + I_{1o} \quad (21, c)$$

$$I_2 = I_{2e} + I_{2o} = I_{1e} - I_{1o} \quad (21, d)$$

이므로 式 (21, c) 및 式 (21, d)에서 I_{1e} 와 I_{1o} 는 各各

$$I_{1e} = \frac{1}{2} (I_1 + I_2) \quad (22, a)$$

$$I_{1o} = \frac{1}{2} (I_1 - I_2) \quad (22, b)$$

이다.

그림5 (a), 5 (b)에서 even mode 入力 어드미턴스 Y_{ine} 와 odd mode 入力 어드미턴스 Y_{ino} 는 各各 다음의 式과 같다.

$$Y_{ine} = \frac{I_{1e}}{V_{1e}} = Y_{oe} \frac{Y_r + j Y_{oe} \tan(\beta_e x)}{Y_{oe} + j Y_r \tan(\beta_e x)} + Y_{oe} \frac{Y_r + j Y_{oe} \tan(\beta_e(L-x))}{Y_{oe} + j Y_r \tan(\beta_e(L-x))} \quad (23, a)$$

$$Y_{ino} = \frac{I_{1o}}{V_{1o}} = Y_{oo} \frac{Y_r + j Y_{oo} \tan(\beta_o x)}{Y_{oo} + j Y_r \tan(\beta_o x)} + Y_{oo} \frac{Y_r + j Y_{oo} \tan(\beta_o(L-x))}{Y_{oo} + j Y_r \tan(\beta_o(L-x))} \quad (23, b)$$

여기서 $Y_{oe} = 1/Z_{oe}$, $Y_{oo} = 1/Z_{oo}$ 이며, 그림4 (b)의 電壓과 電流의 關係는 式 (21, a), (21, b), (22, a), (22, b), (23, a), (23, b)로 부터 다음의 式과 같이 求할 수 있다.

$$V_1 = 1/2 (1/Y_{ine} + 1/Y_{ino}) I_1 + 1/2 (1/Y_{ine} - 1/Y_{ino}) I_2 \quad (24, a)$$

$$V_2 = 1/2 (1/Y_{ine} - 1/Y_{ino}) I_1 + 1/2 (1/Y_{ine} + 1/Y_{ino}) I_2 \quad (24, b)$$

式 (24, a), (24, b)에서 磁界의으로 結合된 두 안테나의 [Z] 행렬을 얻고 이로부터 [S] 행렬을 다음式에서 求한다.²⁰⁾

$$S_{ii} = [(\bar{Z}_{11} + (-1)^i (\bar{Z}_{22} - (-1)^i)) - \bar{Z}_{12} \bar{Z}_{21}] / D \quad (25)$$

$$S_{ij} = 2 \bar{Z}_{ij} / D, \quad i \neq j$$

여기서 $D = (\bar{Z}_{11} + 1)(\bar{Z}_{22} + 1) - \bar{Z}_{12} \bar{Z}_{21}$ 이며 $\bar{Z} = Z/Z_0$ (normalized impedance parameter)이다.

V. 設計 및 製作

矩形 마이크로스트립 안테나의 入力 임피던스가 50Ω인 給電點을 求하여 特性低抗 50Ω인 스트립線으로 直接 給電하기 위해서 그림6(a)와 같은 안테나를 製作하였다.

이러한 안테나를 設計하기 위해서 그림6(b)와 같이 傳塗線路 모델로 等價回로를 表現하였다.⁹

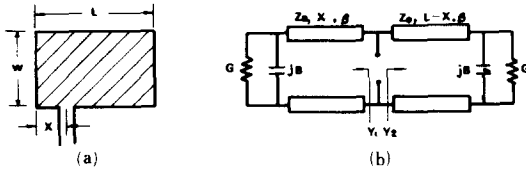


그림 6. (a) 矩形 마이크로스트립 안테나
(b) 그림6(a)의 等價回로

Fig. 6. (a) Rectangular microstrip antenna.
(b) Equivalent circuit of Fig.6(a).

그림6(a)에서 안테나의 入力 어드미턴스 Yin는 $Y_{in} = Y_1 + Y_2$

$$= Y_0 \frac{G + jB + jY_0 \tan(\beta x)}{Y_0 + j(G + jB) \tan(\beta x)} + Y_0 \frac{G + jB + jY_0 \tan(\beta(L-x))}{Y_0 + j(G + jB) \tan(\beta(L-x))} \quad (26)$$

이다. 式(26)로 부터 안테나의 共振 條件인

$$\tan \beta L = \frac{2 Y_0 B}{B^2 + G^2 - Y_0^2} \quad (27)$$

을 求하여 式(27)을 式(26)에 代入한 入力 어드미턴스 Yin는

$$Y_{in} = 2G \left\{ \cos^2(\beta x) + \frac{G^2 + B^2}{Y_0^2} \sin^2(\beta x) - \frac{B}{Y_0} \sin(2\beta x) \right\}^{-1} \quad (28)$$

으로 表現된다. 따라서 共振周波數 f0와 안테나 패치의 幅 W가 주어지면 길이 L과 給電點 X는 式(27), (28)에서 求할 수 있다.

마이크로스트립 안테나의 製作에 使用된 테프론 兩面基板은 比誘電率이 2.55, 두께가 1.6mm 그리고 loss tangent는 2×10^{-3} 이다.

本 實驗은 共振周波數 f0=3GHZ에서 表 1과 같이

표 1. 단일 패치 안테나의 諸元
Table 1. Specification of one patch antenna.

W	L	X	εr	H	f0
25mm	31mm	12.8mm	2.55	1.6mm	3GHz

設計한 矩形 마이크로스트립 안테나를 그림4(a)와 같이 對稱되게 結合하여 設計值에 맞도록 안테나를 사진식각법(photo etching)으로 製作하였다.

VI. 實驗 및 考察

矩形 마이크로스트립 안테나의 H-plane 相互結合을 實驗하기 위하여 幅 W=2.5cm, 길이 L=3.1cm인 同一한 패치를 그림4(a)와 같이 서로 對稱되게 製作하여 2-Port Network으로 보고 두 안테나 사이의 相互結合을 s-parameter로 測定하였으며 그 測定 構成圖는 다음과 같다.

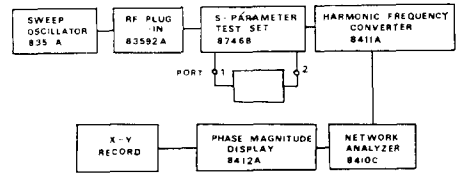
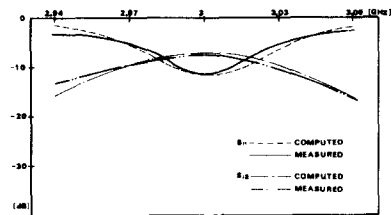
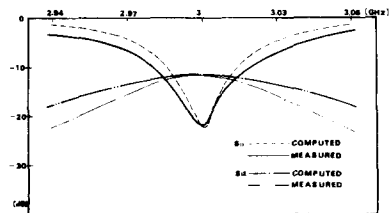


그림 7. S-parameter의 측정 구성도
Fig. 7. Measurement apparatus for s-parameter.

그림 8은 磁界의 相互結合된 마이크로스트립 안테나의 等價回로 모델로 부터 求한 理論値와 測定値를 周波數 變化와 두 안테나 사이의 間隙 S에 따라 S11, S12를 dB로 나타낸 것이다. 그림 8에서 間隙 S가 일정하고 周波數가 變함에 따른 S11, S12의 理論値와 測定値는 3dB 未滿의 誤差로 良好한 結果를 얻었다.



(a) S=0.5cm



(b) S=1cm

- [11] P.Hammer, D.V.Bouchaute, D.Verschaeven and A.V.D. Capelle, "A model for calculating the radiation field of microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-27, no. 2, pp. 267-270, March 1979.
- [12] C.M. Butler and D.R. Wilton, "General analysis of narrow strips and slots," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-28, no. 1, pp. 42-48, Jan. 1980.
- [13] W.A. Walker and C.M. Butler, "A method for computing scattering by large arrays of narrow strips," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-32, no. 12, pp. 1327-1334, Dec. 1984.
- [14] J.H. Richmond, "On the edge mode in the theory of TM scattering by a strip or strip grating," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-28, no. 6, pp. 883-887, Nov. 1980.
- [15] W.L. Stutzman and G.A. Thiele, *Antenna theory and design*. John Wiley & Sons, pp. 375-384.
- [16] E. Yamashita and R. Mittra, "Variational method for the analysis of microstrip lines," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-16, no. 4, pp. 251-256, April 1968.
- [17] R.E. Collin, *Field theory of guided waves*. McGraw-Hill New York, pp. 154-155.
- [18] T.C. Edwards, *Foundations for microstrip circuit design*, Wiley New York, pp. 136-138.
- [19] R.G. Brown, R.A. Sharpe, W.L. Hughs and R.E. Post, *Lines, waves, and antennas*. John Wiley and Sons New York, pp. 136-138.
- [20] C.M. Krown, "H plane coupling between rectangular microstrip antennas," *Electron. Lett.*, vol. 16, pp. 211-213, Mar. 1980.