

캐버티 마들을 이용한 적층 마이크로스트립 안테나의 입력 임피던스

임기남* · 이경우* · 이상설*

*한양대학교 전자 전기 공학부

133-791 서울 성동구 행당동 17

tamra@taurus.hanyang.ac.kr · case@taurus.hanyang.ac.kr · yiss@taurus.hanyang.ac.kr

Input Impedance of the Stacked Microstrip Patch Antenna Using the Cavity Model

Ginam Im* · Kyungwoo Lee* · Sangseol Lee*

*School of Electronic & Electrical Eng. Hanyang Univ.

17, Haengdang-Dong Seongdong-Gu, Seoul, Korea, 133-791

tamra@taurus.hanyang.ac.kr · case@taurus.hanyang.ac.kr · yiss@taurus.hanyang.ac.kr

Abstract

The stacked microstrip patch antenna is modeled by a simple cavity model. Using this model, the input impedance of the stacked microstrip patch antenna fed by a coaxial probe is expressed as a function of antenna parameters and frequency. We calculate the input impedance of the stacked microstrip patch antenna for the variation of frequency.

1. 서 론

무궁화 위성의 성공적 발사와 함께 시작된 위성통신 서비스가 본격화됨에 따라 가격이 저렴하고 소형, 경량 대량생산이 가능한 평판 마이크로스트립 안테나가 널리 사용되고 있다. 그러나 마이크로스트립 안테나는 좁은 대역폭이 가장 큰 단점으로 지적되고 있다. 최근 마이크로스트립 안테나의 대역폭을 개선하기 위한 방법으로 단일 마이크로스트립 패치 안테나에 기생소자(parasitic element)를 이용한 적층 마이크로스트립 안테나(Stacked Microstrip Patch Antenna)[1], 스텁을

이용하여 입력 포트의 임피던스를 정합시키는 방법[2] 등이 제시되었다.

본 논문에서는 동축선으로 급전하는 적층 마이크로스트립 안테나 구조를 간단한 캐버티 형태로 마들링하고 캐버티법(cavity method)과 리액션 이론(reaction theorem)을 이용하여 적층 마이크로스트립 안테나의 입력 임피던스를 안테나 퍼래미터와 주파수의 함수로 표현한다. 계산된 안테나 퍼래미터에 대하여, 이 마들을 이용하여 주파수의 변화에 따른 입력 임피던스의 변화를 구한다.

2. 캐버티 마들을 이용한 입력임피던스

적층 마이크로스트립 안테나를 간단한 캐버티 마들로 마들링하고 캐버티법(cavity method)[3]과 리액션 이론(reaction theorem)[4]을 이용하여 안테나의 입력 임피던스를 안테나 퍼래미터와 주파수의 함수로 수식화할 수 있다. 기본 TM_{010} 모드에서 동작하고, 2-단자 망으로 분리되어 있는 두개의 병렬 공진회로로 등가회로를 구성한다. 동축선으로 급전하는 마이크로스트립 안테나의 급전 인덕턴스는 패치에 직렬로 연결된 인덕

터로 표현할 수 있다.

$$X_p = \frac{120\pi f h_1}{c} \ln\left(\frac{c}{\pi f d_p \gamma_e \sqrt{\epsilon_{r1}}}\right) \quad (1)$$

여기서, c 는 자유공간에서의 빛의 속도, d_p 는 동축선의 직경, 그리고 γ_e 는 오일러 상수(Euler constant)이다.

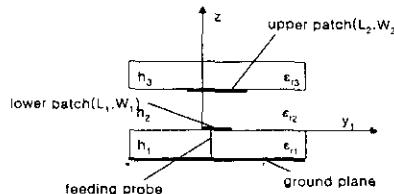


그림 1. 적층 마이크로스트립 안테나의 구조

2.1 캐버티 1



그림 2. 캐버티 1 마들과 등가회로

캐버티 마들을 이용한 캐버티 1 마들과 등가회로는 그림 2와 같고 그 등가회로의 입력 임피던스는 다음과 같이 주어진다[5].

$$Z_{in1}(f) = \frac{R_1}{1 + Q_{rl}^2 \left(\frac{f}{f_{rl}} - \frac{f_{rl}}{f} \right)^2} \times \left\{ 1 - j Q_{rl} \left(\frac{f}{f_{rl}} - \frac{f_{rl}}{f} \right) \right\} \quad (2)$$

$$f_{rl} = \frac{c}{2L_{leff} \sqrt{\epsilon_{rdyn}}} \quad (3)$$

f_{rl} 은 TM_{010} 모드에 대한 캐버티 1 마들의 공진 주파수이고, 그림 2의 등가회로에서 병렬회로의 공진 저항 R_1 과 C_1, L_1 의 값은 다음식으로부터 구할 수 있다.

$$R_1 = \frac{Q_{rl} d_1}{\pi f_{rl} \epsilon_{rdyn} L_{leff} W_1} \cos^2\left(\frac{\pi y_f}{L_1}\right) J_0\left(\frac{\pi d_p}{2L_1}\right)$$

$$C_1 = \frac{Q_{rl}}{2\pi f_{rl} R_1}, \quad L_1 = \frac{R_1}{2\pi f_{rl} Q_{rl}} \quad (4)$$

J_0 는 제1종 Bessel 함수이고, ϵ_{rleff} 는 캐버티 1 마들의 실효 유전율, ϵ_{ldyn} 은 고차 모드를 고려한 캐버티 1 마들의 동적 유전율(dynamic permittivity)이다 [5]. 또한 Q_{rl} 은 표면파 효과가 무시된 캐버티 1 마들의 모든 손실에 관련된 Q 인자이다.

2.2 캐버티 2

캐버티 2 마들은 그림 3에서 보는 바와 같이 상위 패치와 접지면으로 구성된다.

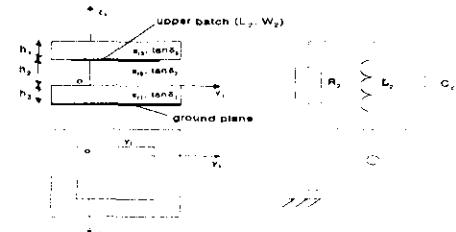


그림 3. 캐버티 2 마들과 등가회로

캐버티 2 마들은 캐버티 1 마들에 대한 경우와 마찬가지로 입력 어드미턴스 Y_{in2} 가 계산되는 공진 회로에 의해서 만들 된다. 또한, 캐버티 사이의 상호 결합 때문에, 캐버티 2의 내부 휠드는 캐버티 1 마들의 내부 휠드와 유사하다.

캐버티 2 마들의 체적의 일부는 또 하나의 유전층 ($\epsilon_{r2}, \tan \delta_2, d_2$)으로 채워진다. 따라서, 이러한 비균일(inhomogeneous) 구조에 대하여, 등가복소 유전율(equivalent complex permittivity)을 구해야 한다.

$$\epsilon_{req2} = \frac{(d_1 + d_2)\epsilon_{r1}\epsilon_{r2}'}{d_2\epsilon_{r1} + d_1\epsilon_{r2}'} (1 - j\tan \delta_{eq2}) \quad (5)$$

여기서, ϵ_{r2}' 는 유전체 층의 영향을 고려한 유전율이다.

캐버티 2 마들의 입력 어드미턴스 Y_{in2} 는 캐버티 1 마들에 대한 페래미터를 캐버티 2 마들에 대한 페래미터로 대체함으로써 쉽게 구할 수 있다. 단, 그림 3의 캐버티 2 마들 구조에서 캐버티 1 마들 구조에서의 $d_1, y_f, \tan \delta_1, \epsilon_{r1}$ 대신 캐버티 2 마들 구조에 대한 페래미터 $d_1 + d_2, y_f + 0.5(L_2 - L_1), \tan \delta_{eq2}, \epsilon_{req2}$ 를 대입한다. 캐버티 2 마들에 대한 Q 인자와 복사 전

터턴스(radiating conductance)는 다음과 같다.

$$Q_{r2} = \frac{\pi}{4Z_c G_{r2}}, \text{ where } Z_c = \frac{Z_{co2}}{\sqrt{\epsilon_{r2dyn}}} \quad (6)$$

$$G_{r2} = 2F(a, b)\{G_s(a) + G_{sm}(a, b)\} \quad (7)$$

$$G_s(a) = \frac{1}{360\pi^2} \left(2\pi \frac{W_2}{\lambda_0} \epsilon_{r2dyn} \right)^2 \cdot \left(1 + \frac{1}{60} \left(2\pi \frac{W_2}{\lambda_0} \epsilon_{r2dyn} \right)^2 \right)^{-1} \quad (8)$$

$$G_{sm}(a, b) = \frac{3}{2} G_s(a) \cdot \left| J_0 \left(2\pi \frac{L_{2eff}}{\lambda_0} \epsilon_{r2dyn} \right) - \frac{J_1 \left(2\pi \frac{L_{2eff}}{\lambda_0} \epsilon_{r2dyn} \right)}{2\pi \frac{L_{2eff}}{\lambda_0} \epsilon_{r2dyn}} \right| \quad (9)$$

$$F(a, b) = 1 + 0.87 \left(\frac{L_{2eff}}{\lambda_0} \right)^2 \left[1 - 0.37 \left(\frac{L_{2eff}}{\lambda_0} \epsilon_{r2dyn} \right)^2 \right] \times \cos^2 \left(0.87 \frac{W_2}{\lambda_0} \epsilon_{r2dyn} \right) \quad (10)$$

2.3 캐버티 1과 캐버티 2 사이의 상호 결합

캐버티 단자 사이의 상호 임피던스 Y_{12}^p 를 구하기 위하여 캐버티를 등가 자기 전류로 대체하고 리액션 이론(reaction theorem)에 따라 자기 전류 J_{m1} 와 J_{m2} 사이의 결합 어드미턴스를 구한다.

캐버티의 모든 손실을 고려하고 기본 모드 TM_{010} 에 대한 캐버티 단자 사이의 상호 임피던스 Y_{12}^s 를 구하면 다음과 같다.

$$Y_{12}^s = -2j\omega\epsilon_{req2}\epsilon_0 \frac{W_2 W_1}{d_2} \frac{\Delta L_2}{L_2} \frac{2}{W_2 L_2} \times \frac{\pi}{K^2 - K_{01}^2} J_0 \left(\frac{\pi L_1}{2L_2} \right) J_0^2 \left(\frac{\pi \Delta L_2}{2L_2} \right) \times \cos \left\{ \frac{\pi}{2L_2} (L_1 + \Delta L_1) \right\} \quad (12)$$

$$K^2 = \frac{\omega^2}{c_0^2} \epsilon_{req2} \left(1 - \frac{j}{Q_{rc}} \right) \quad (13)$$

$$K_{01}^2 = \frac{4\pi^2 f_r^2}{c^2} \epsilon_{req2}$$

여기서, Q_{rc} 는 체적이 $V_{12} = d_2 W_2 L_2$ 인 캐버티의 모든 손실에 관한 Q 인자이며, f_{rc} 는 캐버티의 공진주파수이다.

따라서, 캐버티 단자의 상호 어드미턴스 Y_{12}^p 는 결

합 어드미턴스 Y_{12}^s 와 특성 어드미턴스 Y_c , 전파상수 β_c , 유전율은 ϵ_{req2} 인 등가 전송 선로 마들을 이용한 전송 선로 이론으로부터 구할 수 있다.

$$Y_{12}^p = Y_c \frac{Y_{12}^s + jY_c \tan(\beta_c L_{1L})}{Y_c + jY_{12}^s \tan(\beta_c L_{1L})} + Y_c \frac{Y_{12}^s + jY_c \tan(\beta_c L_{1R})}{Y_c + jY_{12}^s \tan(\beta_c L_{1R})} \quad (14)$$

마지막으로, 지금까지 구한 캐버티 1과 캐버티 2 각각의 임피던스와 상호 임피던스, 권선비를 모두 고려하여 적층 마이크로스트립 안테나의 입력 임피던스를 구하면 다음과 같다.

$$Z_{in} = \frac{Y_{12}^p + N^2 Y_{in2}}{Y_{in1}(Y_{12}^p + N^2 Y_{in2}) + N^2 Y_{in2} Y_{12}^p} + jX_p \quad (15)$$

$$N^2 = (d_1 + d_2)/d_3$$

3. 수치해석 및 고찰

두가지 구조의 적층 마이크로스트립 안테나의 입력 임피던스를 계산하였다. 급전선과 연결된 패치의 크기와 기생소자의 크기가 같은 경우와 기생소자의 크기가 급전선과 연결된 패치의 크기보다 작은 경우에 대하여 적층 마이크로스트립 안테나의 입력 임피던스를 계산하였다.

그림 5.(a)는 한변의 길이가 각각 0.791λ , 0.671λ 인 패치가 급전선에 연결되어 있고, 패치와 같은 크기의 기생소자가 부착된 적층 마이크로스트립 안테나의 구조이다. 그림 6.(a)는 한변의 길이가 각각 0.396λ , 0.322λ 로 패치보다 작은 기생소자를 이용한 적층 마이크로스트립 안테나의 구조이다. 그림 5.(b)와 그림 6.(b)는 각 구조에 대하여 주파수의 변화에 따른 입력 임피던스의 변화를 보여주고 있다.

급전선과 연결된 패치의 크기가 동일할 때, 안테나의 퍼래미터는 변하지 않고 다만 기생소자의 크기가 달라질 때 안테나의 동작 주파수 대역과 임피던스 특성이 달라짐을 알 수 있다.

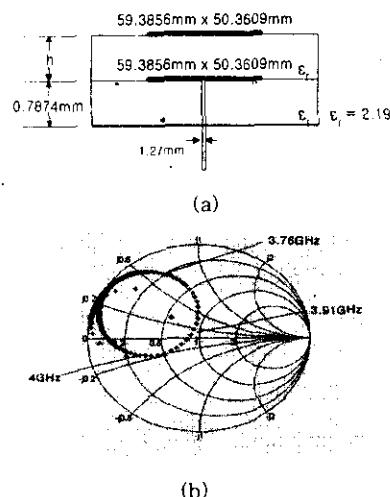


그림 5. 격층 마이크로스트립
안테나의 구조(a)와
주파수의 변화에 따른 입력
임피던스의 변화(b)
($h = 0.7874\text{mm}$ 일 때)

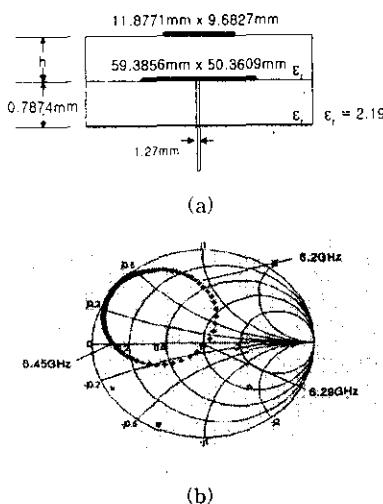


그림 6. 격층 마이크로스트립
안테나의 구조(a)와
주파수의 변화에 따른 입력
임피던스의 변화(b)
($h = 0.7874\text{mm}$ 일 때)

4. 결론

단일 마이크로스트립 패치 안테나에 기생소자를 이용한 격층 마이크로스트립 패치 안테나를 간단한 캐버티 형태로 만들고하여 안테나의 입력 임피던스를 안테나 퍼래미터와 주파수의 함수로 표현하였다. 패치와 기생소자의 크기가 같은 안테나와 기생소자의 크기가 작은 안테나에 대하여 주파수의 변화에 대한 입력 임피던스를 계산하고, 패치를 덮고 있는 유전체 층의 두께에 따른 입력 임피던스를 구하였다. 패치를 덮고 있는 유전체의 두께를 조절함으로써 안테나의 임피던스 매칭이 가능하다.

8. 참고 문헌

- [1] R. Q. Lee and K. F. Lee, "Experimental study of the two-layer electromagnetically coupled rectangular patch antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 38, pp. 1298-1302, 1990.
- [2] H. F. Pues and A. R. Van de Capelle, "An impedance-matching for increasing the bandwidth of microstrip antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 37, pp. 1345-1354, 1989.
- [3] L.O. Y. T., Solomon, D., and Richards, W.F., "Theory and experiment on microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 27, pp. 137-145, 1979.
- [4] Harrington, R. F., *Time-harmonic electromagnetic fields*, McGraw Hill Book Company, 1961.
- [5] Abboud, F., Damiano, J. P., and Papiernik, A., "Simple model for the input impedance of coax-fed rectangular microstrip patch antenna for CAD," *Proc. Inst. Elec. Eng.*, vol. 135, pt. H, pp. 323-326, 1988.