

다층구조와 전자장결합 급전구조를 갖는 사각형 마이크로스트립 패치안테나의 해석

(Analysis of Rectangular Microstrip Patch Antennas with the Multilayered Structure and the Electromagnetically Coupled Feed Structure)

鄭文喜*, 南相郁*

(Moon Hee Chung and Sang Wook Nam)

要約

본 논문에서는 적층구조의 사각형 마이크로스트립 패치안테나를 마이크로스트립선로로 직접급전할 경우와 전자장결합급전할 경우의 입력임피던스를 공간주파수영역에서의 모멘트법을 이용하여 해석하였다. 정확한 입력임피던스를 구하기 위하여 마이크로스트립 급전선로상의 전류분포를 유사TEM진행파와 PWS (piecewise sinusoidal)모드로 모델링하는 기법을 사용하였으며 설계된 적층형 사각형 마이크로스트립 패치안테나를 제작하여 입력임피던스를 측정하고 해석결과와 잘 일치함을 확인하였다.

Abstract

In this paper, the input impedance of the rectangular microstrip patch antennas with the multilayered structure is analysed by using the moment method technique in the spectral domain. The analysis is carried out for two different feeding structures : direct-feeding structure and electromagnetic-feeding structure. In order to obtain the accurate input impedance, the current distribution on the microstrip feed line is modeled by the quasi-TEM travelling wave and the PWS(piecewise sinusoidal) mode. The input impedances of the designed microstrip antennas are measured and compared with the calculation, which shows a good agreement.

1. 서론

마이크로스트립안테나는 그 구조가 평면형으로 경량, 박형이며 제작이 용이하고 가격이 저렴하다. 또한 곡면에의 부착이 가능하고 배열안테나로의 구성도

간단하며 마이크로파회로와 집적화가 가능하여 많은 곳에 응용되고 있다. 따라서 많은 연구자들은 마이크로스트립안테나의 입력임피던스, 복사패턴 등 개별소자의 특성과 이들의 배열시킬 때의 특성을 정확하게 예측하려는 연구와 우수한 재질의 마이크로스트립기판을 개발하려는 연구를 활발히 진행하였다. 이러한 마이크로스트립안테나의 해석에 있어서 초기에는 전송선모델, 공진기모델 등을 주로 사용하였으나 최근에는 다단자자망모델이나 주어진 구조에 대한 맥스웰

* 正會員, 서울大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Seoul Nat'l Univ.)
接受日字 : 1993年 1月 28日

방정식을 푸는 공간영역에서의 모멘트법, 공간주파수 영역에서의 모멘트법 등 전자파모델이 개발되었다. 특히 정확한 입력임피던스를 구하기 위하여는 급전선로의 전류모델이 중요한 데, 초기에는 리본모델 등을 사용하였으나 최근에는 진행파모드와 PWS모드, 부가모드 등을 사용하는 기법이 많이 응용되고 있다. 한편 마이크로스트립안테나의 패치형태와 급전방식도 다양화되어 초기에는 사각형이나 원형의 패치를 동축선로나 마이크로스트립선로로 직접급전하는 방식이 주종이었으나 점차 복잡하여져서, 임의 형상의 패치를 적층하고 스롯이나 급전선로를 패치와 분리시켜 패치와 급전선간의 전자기적결합을 이용한 급전방식이 많이 사용되고 있다.¹⁾

그러나 이러한 많은 장점을 가진 마이크로스트립안테나의 단점중의 하나는 대역폭이 작다는 것으로 이를 극복하기위한 방법 중의 하나로 제시된 것이 다층기판에 기생소자가 있는 마이크로스트립안테나를 제작하는 것이다. 일반적으로 적층구조를 갖는 패치안테나의 입력임피던스는 복사패치와 기생패치간의 간격이나 패치크기에 따라 현저히 다른 경향을 나타내며 대역폭이 넓어지는 것으로 알려져 있다. 여기에서 대역폭이 넓어지는 원인은 두개의 패치에 의한 이중공진(double resonance)효과에 의한 것으로 두 공진주파수를 적절히 위치시켜야 원하는 대역폭을 얻을 수 있다. 따라서 최적의 적층형 안테나 설계를 위하여는 여러가지 패치크기에 대해 수치계산을 수행한 후 원하는 대역폭을 갖는 복사패치, 기생패치의 크기와 패치간격을 결정해야 한다.²⁾

이러한 다층기판상의 마이크로스트립안테나의 특성을 해석하는 방법으로는 전송선모델, 공진기모델 등의 여러가지 방법이 있을 수 있으나, 이 방법들로는 표면파에 의한 효과를 고려할 수 없다는 단점이 있기 때문에, 본 논문에서는 다층기판에서의 그린함수를 이용한 공간주파수영역에서의 모멘트법³⁾을 사용하였다. 또한, 안테나의 입력임피던스를 정확히 계산하기 위해서는 안테나 급전부위에서의 전류분포를 정확히 알아야 하기 때문에 급전선로의 근사모델인 리본모델을 사용하는 대신 급전선로의 전류분포를 유사TEM진행파와 PWS모드로 나타내어 실제의 전류분포에 근사한 상황을 나타낼 수 있도록 하는 기법⁴⁾을 사용하였다.

II. 이론

1. 공간주파수영역의 모멘트법

그림 1은 본 논문에서 해석하는 적층형 패치안테나가 놓이게 될 다층 유전체기판의 구조를 나타내며, j

번째 경계면에 위치한 전류원에 의하여 i번째 경계면에 유도되는 전자장은 다층구조의 그린함수로 표현된다. 마이크로스트립선로로 급전되는 패치안테나를 해석하기 위한 적분방정식은 이 다층구조의 그린함수와 전류원의 적분으로 식(1), 식(2)와 같이 나타낼 수 있으며 여기서 x_0, y_0 는 마이크로스트립선로와 패치가 있는 영역을 나타낸다.

$$E_x^i(x, y, z) = \sum_j \left[\iint_{x_0, y_0} G_{xx}^j(x, y; x_0, y_0) J_x^j(x_0, y_0) dx_0 dy_0 + \iint_{x_0, y_0} G_{xy}^j(x, y; x_0, y_0) J_y^j(x_0, y_0) dx_0 dy_0 \right] \quad (1)$$

$$E_y^i(x, y, z) = \sum_j \left[\iint_{x_0, y_0} G_{yy}^j(x, y; x_0, y_0) J_y^j(x_0, y_0) dx_0 dy_0 + \iint_{x_0, y_0} G_{yx}^j(x, y; x_0, y_0) J_x^j(x_0, y_0) dx_0 dy_0 \right] \quad (2)$$

적층형 패치안테나에서 패치는 그림2와 3에서와 같이 유전체경계면에 존재하게 되며, 급전선을 따라 입사파가 들어올 때 급전부위와 각 패치에 유기되는 전류는 도체표면에서의 접선성분 전기장이 0이 된다는 도체면경계조건을 식(1)과 식(2)에 적용하여 얻는 적분방정식을 이용하여 구할 수 있다.

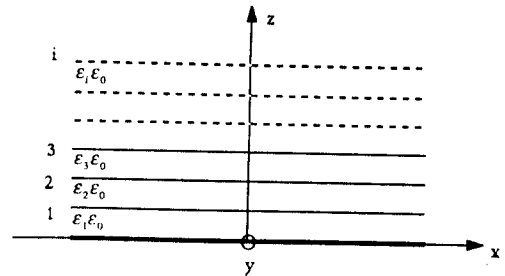


그림 1. 적층형 마이크로스트립안테나에서 사용되는 일반적인 유전체층의 구조

Fig. 1. Structure of the general dielectric layers used in multilayered microstrip patch antennas.

식(1)과 (2)의 적분방정식을 모멘트법을 이용하여 풀 때 공간영역에서 직접 풀지 않고 식(3)과 (4)의 푸리에변환을 이용하면 식(1)과 (2)가 식(5)와 (6)과 같은 대수방정식으로 변환되므로, 수학적으로 간단해지고 수치해석도 편리해져 많이 이용되며 이렇게 푸리에변환하여 푸는 기법을 공간주파수영역에서의 모멘트법이라고 한다.²⁾

$$\tilde{F}(k_x, k_y, z) = \iint_{-\infty}^{\infty} F(x, y, z) e^{j k_x x} e^{-j k_y y} dx dy \quad (3)$$

$$F(x, y, z) = \frac{1}{4\pi^2} \iint_{-\infty}^{\infty} \tilde{F}(k_x, k_y, z) e^{-j k_x x} e^{j k_y y} dx dy \quad (4)$$

$$\tilde{E}_i(k_x, k_y, z) = \sum_j [\tilde{G}_{ij}^y(k_x, k_y) \tilde{J}_j^x(k_x, k_y) + \tilde{G}_{ij}^x(k_x, k_y) \tilde{J}_j^y(k_x, k_y)] \quad (5)$$

$$\tilde{E}_i(k_x, k_y, z) = \sum_j [\tilde{G}_{ij}^y(k_x, k_y) \tilde{J}_j^x(k_x, k_y) + \tilde{G}_{ij}^x(k_x, k_y) \tilde{J}_j^y(k_x, k_y)] \quad (6)$$

식(5)와 (6)에 포함된 그린함수는 공간주파수영역에서의 다층기판에 대한 그린함수이며 본 논문에서는 참고문헌 [4] 에서 제시한 유도과정을 적용하여 구하였다. 이 방법의 특징은 N개의 유전체층이 있는 경우의 그린함수를 반복적인 수식으로 표현하여 구하기 때문에 유전체층의 수가 변할 때도 같은 수식을 이용하여 수치해석할 수 있다는 장점이 있다는 것이다. 또한, 식(5)와 (6)으로의 변환과정에서 사용된 하나의 가정은 유전체판이 무한히 넓다고 보는 것인데 이는 실제로 유전체판의 크기가 파장에 비해 충분히 크면 근사적으로 만족된다고 본다.

식(5)와 (6)을 이용하여 급전선로와 패치에서의 전류분포를 구하기 위하여 먼저 급전선로와 패치에서의 미지의 전류분포를 적절한 기저함수의 선형결합으로 전개하여야 하며 식(7), (8)과 같이 표현된다.

$$J_x'(x_0, y_0) = \sum_{n=1}^N I_n' P_n^x(x_0, y_0) + J_{x0}(x_0, y_0) \quad (7)$$

$$J_y'(x_0, y_0) = \sum_{m=1}^M I_m' P_m^y(x_0, y_0) + J_{y0}(x_0, y_0) \quad (8)$$

여기서, 윗 첨자 n은 급전선로 또는 각 각의 패치를 의미하며, P가 기저함수이고 l는 해당기저함수의 크기와 위상을 나타내는 미지의 계수이다. 기저함수 P의 형태는 각 도체표면에 예상되는 전류분포에 따라 적절히 선택하여야 하며, J₀는 급전선로의 경우에만 나타나는 것으로 가정된 입사전류원이다. 다음 단계로는 식(5)와 (6)을 행렬의 형태로 변환하기 위하여 Galerkin 법을 적용하게 되는데, 이 방법은 모멘트법의 일종으로 전류를 전개하는 데 사용된 기저함수와 같은 형태의 함수를 시험함수로 사용하는 것이다. 사용된 기저함수와 같은 형태의 함수를 식(5)와 (6)에 내적하게되면 식(9), (10), 그리고 (11)을 구할 수 있다.

$$[Z][I] = [V] \quad (9)$$

$$V_n = \int \int \tilde{J}_n \tilde{G}_{nn}^y \tilde{J}_n dk_x dk_y \quad (10)$$

$$Z_{mn} = \int \int \tilde{J}_m \tilde{G}_{mn}^y \tilde{J}_n dk_x dk_y \quad (11)$$

식(10)은 [V]의 행렬원소를 나타내며 그린함수 \tilde{G}_{nn}^y 는 b 방향의 전류원 J_n에 의한 i층 유전체경계면에서의 a방향 전자장을 나타낸다. 윗 첨자 s는 전류원이 위치한 유전체경계면이다. 식(11)은 [Z]의 행렬원소를 의미하며 그린함수 \tilde{G}_{mn}^y 는 j층 유전체경계면에 있는 b 방향 단위전류에 의한 i층 유전체경계면에서의 a방향 전기장을 나타낸다. 이와 같이 얻어진 행렬은 일반적으로 식(9)와 같으며 이 행렬에서 [Z], [V]를 결정하여 [I]를 구하면 급전선로 및 패치에서의 전류분포를 구할 것이므로 이를 이용하여 안테나의 입력임피던스, 복사패턴 등 여러가지 특성을 구할 수 있다.

2. 전류분포의 모델링

본 논문에서 해석하려는 구조는 급전선로와 직충형 사각형 마이크로스트립 패치안테나로 구성되며 급전 구조에 따라 그림2와 같은 직접급전구조와 그림3과 같은 전자장결합구조로 나누어진다.

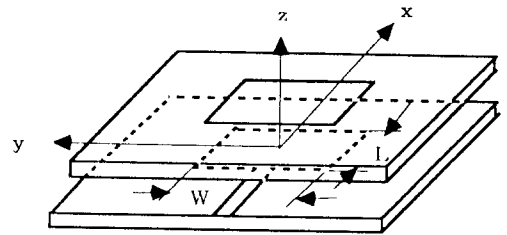


그림 2. 직접급전구조를 갖는 직충형 패치안테나
Fig. 2. Structure of a stacked patch antenna with a direct feeding.

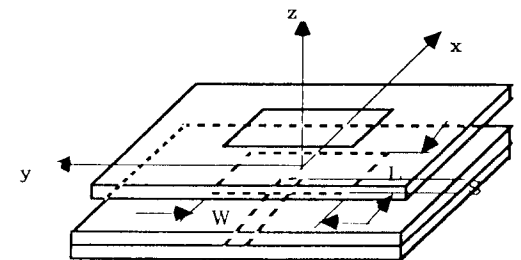


그림 3. 전자장결합구조를 갖는 직충형패치안테나
Fig. 3. Structure of a stacked patch antenna with an electromagnetically coupled feeding.

그러나 위의 두 구조는 구조상의 차이에도 불구하고

고 전류분포는 같은 형태로 가정하여 해석할 수 있다.³⁾ 그림4는 본 논문에서 사용한 급전모형을 보여주고 있으며 마이크로스트립선로의 전류분포를 유사 TEM진행파와 선로중단부근의 PWS모드로 근사시키는 것이다. 식(12)~(16)는 본 논문에서 사용된 유사 TEM모드의 입사전류와 반사전류의 식이며, 식(17)은 선로의 진행방향에 수직인 방향으로의 전류분포를 나타내는 것으로 마이크로스트립선로의 가장자리에서의 특이성을 고려하기 위하여 Maxwell 분포함수로 가정하였다.^{5,6)}

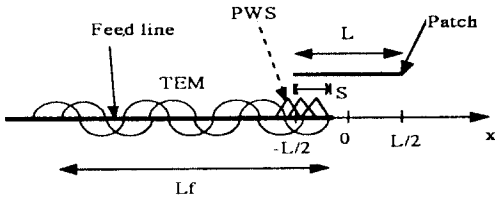


그림 4. 마이크로스트립선로 위의 전류분포¹⁵⁾
Fig. 4. Current distribution on the microstripline⁵⁾

$$J^{inc}(x, y) + J^{ref}(x, y) = f(y) [e^{-jk_x x} - \text{Re}^{jk_x x}] \quad (12)$$

$$J^{inc}(x, y) = J_s(x, y) - jJ_a(x, y) \quad (13)$$

$$J^{ref}(x, y) = -R[J_s(x, y) + jJ_a(x, y)] \quad (14)$$

$$J_s(x, y) = f(y) \cos k_x(x - x_0), L_f - \lambda_c/4 < x - x_0 < -\lambda_c/4 \quad (15)$$

$$J_a(x, y) = f(y) \sin k_x(x - x_0), L_f < x - x_0 < 0 \quad (16)$$

$$f(y) = \frac{1}{\pi \sqrt{\left(\frac{W_f}{2}\right)^2 - y^2}}, |y| < W_f/2 \quad (17)$$

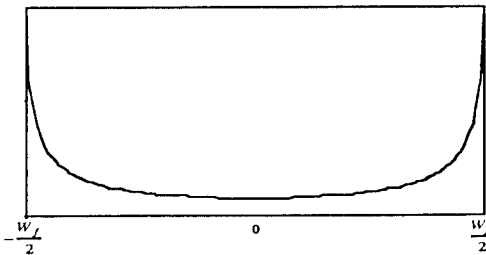


그림 5. 마이크로스트립선로의 수직방향 기저함수.
식(17)

Fig. 5. Transverse basis function of microstripline. Eq.(17).

위의 전류분포함수를 공간주파수영역으로 변환하면

식(18)과 (19)와 같으며 여기서 J0는 0차 Bessel함수이다.

$$\begin{aligned} \bar{J}_i(k_x, k_y) &= \int_{-L_f/2}^{-\lambda_c/4} \int_{-\lambda_c/4}^{+\lambda_c/4} \cos k_x(x - x_0) e^{-jk_x x} dx \cdot \int_{-W_f/2}^{W_f/2} f(y) e^{-jk_y y} dy \\ &= \frac{e^{-jk_x(x_0 - \lambda_c/4)} (\cos(k_x L_f) e^{-jk_x L_f} - 1)}{(k_x^2 - k_c^2)} \cdot J_0(k_y, W_f/2) \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} \bar{J}_s(k_x, k_y) &= \int_{L_f/2}^{+\lambda_c/4} \int_{-\lambda_c/4}^{+\lambda_c/4} \sin k_x(x - x_0) e^{-jk_x x} dx \cdot \int_{-W_f/2}^{W_f/2} f(y) e^{-jk_y y} dy \\ &= \frac{e^{-jk_x \lambda_c/4} k_x (\cos(k_x L_f) e^{-jk_x L_f} - 1)}{(k_x^2 - k_c^2)} \cdot J_0(k_y, W_f/2) \end{aligned} \quad (19)$$

식(18)과 (19)에서 주의할 것은 적분구간의 설정으로, 급전선로 끝부분에서의 불연속 전류성분을 고려하기 위해 각각의 적분구간끝에서의 전개함수가 0이 되도록 구간을 정한다는 것이다. 또한, k_c는 다층구조에서 마이크로스트립선로의 유효전파상수로 참고문헌 [5]에 제시된 방법을 따라 구할 수 있다.

마이크로스트립선로 중단에서의 비균일 전류성분을 나타내기 위한 PWS전개함수는 식(10)과 같으며 이의 공간주파수영역에서의 표현식은 식(21)과 같다.

$$\begin{aligned} J_n^i(x, y) &= f(y) \frac{\sin k_x(\ell - |x - x_n|)}{\sin k_x \ell} \\ &|x - x_n| < \ell, \\ &|y| < W_f/2, \\ &x_n = -n\ell + x_0 \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \bar{J}_n^i(k_x, k_y) &= \int_{-x_n}^{x_n} \frac{\sin k_x(\ell - |x - x_n|)}{\sin k_x \ell} e^{-jk_x x} dx \cdot \int_{-W_f/2}^{W_f/2} f(y) e^{-jk_y y} dy \\ &= \frac{2k_x e^{-jk_x(n\ell - x_0)}}{\sin k_x \ell} \left[\frac{\cos k_x \ell - \cos k_x \ell}{k_x^2 - k_c^2} \right] \cdot J_0(k_y, W_f/2) \end{aligned} \quad (21)$$

한편, 급전되는 복사패치와 기생패치에서의 전류분포는 식(22), (23)과 같은 ED(entire domain)모드로 전개하였다.

$$J_{m_x}^i(x, y) = \frac{1}{W} \sin \frac{m\pi}{L} (x - L/2), \quad |x| < L/2, \quad |y| < W/2 \quad (22)$$

$$J_{m_y}^i(x, y) = \frac{1}{W} \sin \frac{m\pi}{L} (y - L/2), \quad |x| < L/2, \quad |y| < W/2 \quad (23)$$

여기서, 전류진행방향의 수직방향에 대해서는 일정한 분포로 가정하였다. 모멘트법에서 기저함수의 결정은 해의 수렴과 정확도에 중요한 영향을 주는 데, 사각형 마이크로스트립패치 안테나는 자기력으로 둘러싸인 공진기(cavity)로 생각할 수 있고 이때 패치 위의 전류는 식(22), (23)과 비슷한 분포를 갖으므로 패치안테나의 기저함수로 적절하다. 이 전개함수의 푸리에 변환은 식(24), (25)와 같으며 실제 수치해석

에서는 패치안테나를 기본모드로 동작시킬 때의 특성을 구하는 데 필요한 x방향으로의 홀수모드, y방향으로의 짝수모드만을 사용하였다.³

$$\begin{aligned} \bar{J}_m^{pv}(k_x, k_y) &= \int_{-L/2}^{L/2} \sin \frac{m\pi}{L} \left(x - \frac{L}{2}\right) e^{-jk_x x} dx \cdot \int_{-W/2}^{W/2} \frac{1}{W} e^{-jk_y y} dy \\ &= \frac{\sin\left(\frac{W}{2} k_y\right)}{\left(\frac{W}{2} k_y\right)} \begin{cases} \frac{2\left(\frac{m\pi}{L}\right) \cos(k_x L/2)}{k_x^2 - \left(\frac{m\pi}{L}\right)^2}, & m = 1, 3, 5 \dots \\ -j2\left(\frac{m\pi}{L}\right) \cos(k_x L/2) / \left(k_x^2 - \left(\frac{m\pi}{L}\right)^2\right), & m = 2, 4, 6 \dots \end{cases} \quad (24) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \bar{J}_m^{pv}(k_x, k_y) &= \int_{-W/2}^{W/2} \sin \frac{m\pi}{W} \left(y - \frac{W}{2}\right) e^{-jk_x x} dy \cdot \int_{-L/2}^{L/2} \frac{1}{L} e^{-jk_y y} dx \\ &= \frac{\sin\left(\frac{L}{2} k_x\right)}{\left(\frac{L}{2} k_x\right)} \begin{cases} \frac{2\left(\frac{m\pi}{W}\right) \cos(k_y W/2)}{k_y^2 - \left(\frac{m\pi}{W}\right)^2}, & m = 1, 3, 5 \dots \\ -j2\left(\frac{m\pi}{W}\right) \cos(k_y W/2) / \left(k_y^2 - \left(\frac{m\pi}{W}\right)^2\right), & m = 2, 4, 6 \dots \end{cases} \quad (25) \end{aligned}$$

III. 마이크로스트립선로의 직접급전 및 전자장 결합급전구조를 갖는 패치안테나

1. 해석방법

그림 2는 해석된 적층형 사각형 마이크로스트립 패치안테나의 구조를 보여주고 있다. 이 그림에서 마이크로스트립선로가 패치를 직접 접촉하여 급전하는 직접급전방식은 마이크로스트립선로와 급전패치의 간격을 "0"으로 놓으므로써 해석할 수 있으며 II장에서 설명된 전류분포모델을 I장에서 설명된 수치해석 기법에 적용하면 식(26)과 같은 형태의 최종행렬식을 얻게된다.³

$$\begin{bmatrix} T/R & T/F & T/P_{ud} & T/P_{sd} & T/P_{xp} & T/P_{yp} \\ F/R & F/F & F/P_{ud} & F/P_{sd} & F/P_{xp} & F/P_{yp} \\ P_{sd}/R & P_{sd}/F & P_{sd}/P_{ud} & P_{sd}/P_{sd} & P_{sd}/P_{xp} & P_{sd}/P_{yp} \\ P_{sd}/R & P_{sd}/F & P_{sd}/P_{ud} & P_{sd}/P_{sd} & P_{sd}/P_{xp} & P_{sd}/P_{yp} \\ P_{yp}/R & P_{yp}/F & P_{yp}/P_{ud} & P_{yp}/P_{sd} & P_{yp}/P_{xp} & P_{yp}/P_{yp} \\ P_{yp}/R & P_{yp}/F & P_{yp}/P_{ud} & P_{yp}/P_{sd} & P_{yp}/P_{xp} & P_{yp}/P_{yp} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -R \\ I_t \\ I_{sd} \\ I_{sd} \\ I_{xp} \\ I_{yp} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T/I \\ F/I \\ P_{ud}/I \\ P_{sd}/I \\ P_{xp}/I \\ P_{yp}/I \end{bmatrix} \quad (26)$$

이 행렬식의 구성원소는 식(10)과 (11)에 정의된 내적에 의해 결정되며, 이 적분의 수행시 발생하는 특이적분은 특이점을 양분법(bisection method)을 이용하여 구한 후 이의 유수(residue)를 구함으로써 수행하였다. 이 행렬식에서 각 기호들의 의미는 다음

과 같다.

T : 마이크로스트립 선로 위의 1 개 가중

(weighted) PWS 모드

F : 마이크로스트립 선로 위의 N_f개 PWS 모드

P_{ud} : 복사패치위의 N_{ud} 개 ED 모드

P_{sd} : 복사패치위의 N_{sd} 개 ED 모드

P_{xp} : 기생패치위의 N_{xp} 개 ED 모드

P_{yp} : 기생패치위의 N_{yp} 개 ED 모드

I : 입사진행파 전류 모드

R : 반사진행파 전류 모드

또한, 이 행렬원소들의 의미는 예를 들면 다음과 같다. P_{ud}/P_{yp} 는 기생패치위의 y방향 ED모드 전류 성분과 복사패치위의 x방향 ED모드 전류성분사이의 임피던스를 나타낸다. 식(26)의 Z, V행렬에서 R은 급전선로에서의 전류모드를 의미하며 I행렬의 R은 유사TEM전류모드의 반사계수를 나타낸다. 위 행렬식을 Gauss 소거법을 이용하여 풀면 반사계수 R과 미지계수 I가 구해진다.

또한, 마이크로스트립 패치안테나의 입력임피던스는 식(27)를 이용하여 구할 수 있으며 직접급전의 경우 마이크로스트립 선로와 연결되는 마이크로스트립 패치의 가장자리를 입력임피던스의 위상기준으로 정하였다. 선로와 패치의 전자장 결합에 의한 급전구조를 갖는 패치안테나의 입력임피던스 기준면은 마이크로스트립 선로의 종단으로 잡았다. 2절에서 설명하겠지만 마이크로스트립 선로와 패치의 직접접촉에 의한 급전의 경우에도 해석과정에서 마이크로스트립 선로를 길이 S만큼 패치내부로 진입시키게 된다.

$$Z_m = Z_c \frac{1 + Re^{-2jk_x S}}{1 - Re^{-2jk_x S}} \quad (27)$$

여기서 Z_c는 마이크로스트립 선로의 특성임피던스, k_x는 유효전파상수, S는 선로와 패치가 겹치는 부분의 길이이다. 식(3.2)에서 유효전파상수 k_x를 패치가 존재하는 영역 S내에서도 사용할 수 있는 이유는 식(27)에서의 반사계수 R이 식(12)에서 보면 그 기준면이 전송선로의 끝으로 잡혀져 있는 무한전송선로 상에서의 유사TEM 모드에 대한 반사계수라는 점이다. 따라서, 반사계수의 기준면은 임의로 이동시킬 수 있고 이렇게 이동된 경우에는 무한전송선로 상에서의 위상변화만 고려하면 되기 때문이다. 전류모델에서 PWS모드 전류성분은 직접급전의 경우 마이크로스트립 선로의 유사TEM모드 전류와 패치위의 ED 모드 전류가 연속이 되도록 하며, 전자장결합에 의한 급전구조의 경우 마이크로스트립 선로 종단의 불연속 전류성분을 나타낸다.³

2. 계산 및 실험 결과

(1) 직접급전구조를 갖는 마이크로스트립 패치안테나
직접급전구조의 사각형 패치안테나 규격은 복사패치 5.73X5.73 [cm] , 기생패치 6.42X6.42 [cm] , 패치간격 1.50 [cm] 공기층, 기판유전율 2.58, 기판 두께 0.16 [cm] , 선로 폭 0.437 [cm] 이다. 그림6 은 위의 패치안테나를 제작하여 입력임피던스를 측정 한 결과를 Smith도에 표시하였고, 그림7는 S=0.5L 로 했을 때의 계산결과이다. 이때 수치계산에서 사용한 기저함수의 개수는 마이크로스트립 선로위에 존재 하는 전류의 PWS 기저함수를 8개, 복사패치와 기생 패치 전류의 ED 기저함수를 x, y방향으로 각각 홀수 모드 3개, 짝수모드 3개씩 정해서 계산하였다. 두 결 과를 비교하여 보면 공진주파수의 경우 실험치가 1. 61 GHz, 이론치가 1.62 GHz, 입력임피던스의 경 우 실험치가 43 ohm, 이론치가 42.5 ohm으로 계산 결과와 실험결과가 잘 일치하고 있음을 알 수 있다.

한편, 패치안에 포함된 마이크로스트립 선로의 길 이를 나타내는 S의 변화에 따른 계산값의 변화를 알 아보기 위하여 S의 변화에 따른 입력임피던스의 변 화를 수치계산하여 보았으며 그 결과를 그림8에 나타내 었다. 공진주파수와 입력 임피던스의 계산값은 S=0. 45 일때 1.59 GHz와 48ohm, S=0.55 일때 1.64 GHz와 40ohm 을 얻었다. 입력임피던스는 일반적으로 S=0.5L을 중심으로 약간씩값들이 변화하는 것을 알 수 있으며 이렇게 S에 따라 계산값이 변화하는 이 유는 S에 포함된 PWS 모드 전류함수의 위치변화와 유한한 기저함수의 개수에 기인하는 것으로 볼 수 있

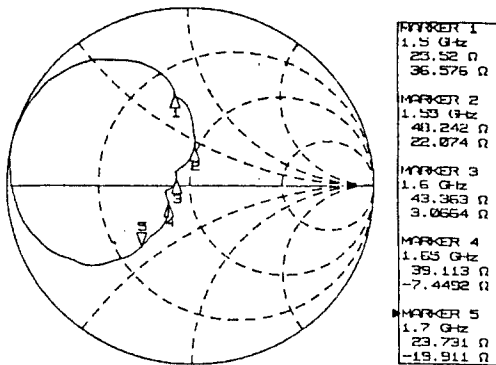


그림 6. 직접급전에 의한 패치안테나의 입력임피던 스 실험결과

Fig. 6. Experimental result of the input impedance of the rectangular patch antenna with the direct feeding.

다. 여러가지 규격의 패치안테나에 이 방법을 적용시 켜 수치해석한 결과 대체로 $0.45 < S < 0.55$ 에서 실험값에 근접하는 것을 알 수 있었으며 따라서 본 논문에서의 해석방법은 마이크로스트립 패치안테나의 해석과 설계에 직접 적용될 수 있을 것이다.

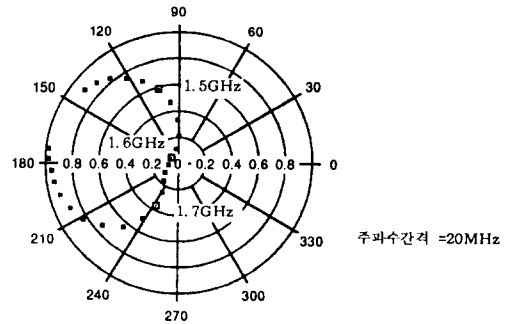


그림 7. 직접급전에 의한 패치안테나의 입력임피던 스 수치계산결과

Fig. 7. Numerical result of the input impedance of the patch antenna with the direct feeding.

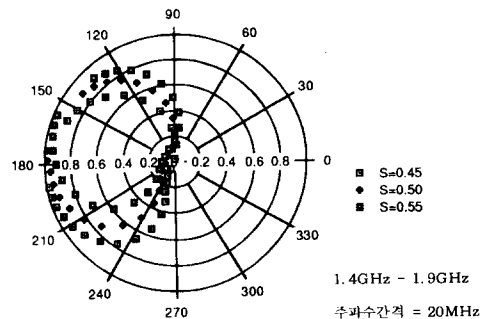


그림 8. S에 따른 입력임피던스의 변화 계산결과

Fig. 8. Numerical variation of the input impedance of the patch antenna with the direct feeding.

(2) 전자장결합 급전구조를 갖는 마이크로스트립 패치안테나

그림 3과 같은 적층된 패치구조와 전자장 결합구조 를 갖는 패치안테나의 규격은 복사패치 6.0X6.0 [cm] , 기생패치 5.9X5.9 [cm] , 패치간격 2.18 [cm] 공기층, 기판 유전율 2.58, 기판두께 0.16 [cm] , 선로폭 0.437 [cm] , S=0.5L 이다. 이때 급전에 사용한 마이크로스트립 선로는 유전체 적층구

조에서 50 ohm이 되도록 선로의 폭을 정하였다. 패치안테나의 입력임피던스 계산 결과와 실험 결과는 그림 9와 같고 공진주파수는 실험치가 1.5 GHz, 이론치가 1.505 GHz, 입력임피던스는 90.8 ohm, 92.8 ohm 으로 잘 일치하는 결과를 얻었다. 이때 수치 계산에서 사용한 기저함수의 개수는 마이크로스트립 선로 위의 기저함수를 유사TEM진행파 전류모드와 8개의 PWS모드, 복사패치와 기생패치 위의 기저함수를 x, y방향으로 각각 홀수모드 3개와 짝수모드 3개씩으로 정하였다.

그림 9로부터 수치계산한 안테나의 입력임피던스와 측정값이 공진주파수 근처에서는 잘 일치하고 공진주파수에서 멀어질수록 두 값의 차이가 발생하는 것을 볼 수 있는데, 이는 본 논문에서 사용한 기저함수들이 공진시의 패치안테나 전류분포는 잘 나타낼 수 있지만 공진 주파수가 아닌 경우에는 그렇지 않기 때문인 것으로 생각된다.

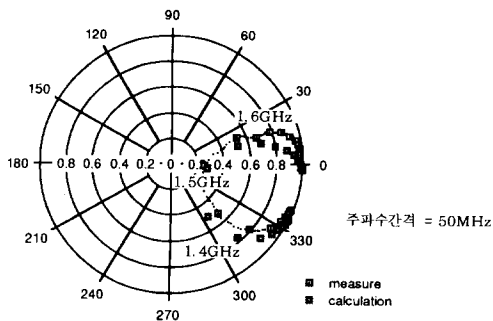


그림 9. 전자장결합 급진구조를 갖는 패치안테나의 실험 및 계산 결과

Fig 9. Result of the experiment and calculation for the electromagnetically coupled patch antenna.

IV. 결론

본 논문에서는 패치안테나의 주파수대역폭을 넓히기 위하여 많이 응용되는 적층형 패치안테나가 직접 급진 또는 전자기적급진될 때의 입력임피던스를 공간 주파수영역에서의 모멘트법에 의한 수치해석을 통해 계산하고 이를 실험결과를 비교하였다. 이때 정확한 입력임피던스를 얻기 위해 급전선로 위의 전류분포를 유사 TEM 진행파와 선로중단부분의 PWS모드로 모

델링하는 기법을 사용할 수 있음을 보였다.

실제로 제작된 직접급진구조 패치안테나와 전자장결합 급진구조를 갖는 적층형 패치안테나의 입력임피던스를 측정하고 해석결과를 비교하여 잘 일치함을 확인하였다. 따라서 이 급전모형을 사용한 해석 방법은 실제의 적층형 사각형 패치안테나의 설계에 이용할 수 있을 것으로 판단된다

參考文獻

- [1] J.R.James and P.S.Hall, *Handbook of Microstrip Antennas*, London, Peter Peregrinus Ltd., 1989.
- [2] D.M.Pozar, "Input impedance and mutual coupling of rectangular microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-30, pp.1191-1196, Nov.1982.
- [3] D.M.Pozar and S.M.Voda, "A rigorous analysis of a microstripline fed patch antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-35, pp.1343-1350, Dec. 1987.
- [4] N.K.das ad D.M.Pozar, "A generalized spectral-domain green's function for multilayer dielectric substrates with application to multilayer transmission lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-35, pp.326-335, Mar. 1987.
- [5] 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, pp.1036-1042, Oct. 1985
- [6] N.K.das ad D.M.Pozar, "Analysis and Design of Series-Fed Arrays of printed-Dipoles Proximity-Coupled to a Perpendicular Microstripline", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-37, pp. 435-444, April.1989
- [7] D.M.Pozar, "Microstrip antennas," *Proc. IEEE*, vol. 80, pp.79-91, Jan.1992.

著 者 紹 介

鄭 文 喜(正會員)

1990年 8月 서울대학교 천문학과 졸업(이학사).
1993年 2月 서울대학교 전자공학과 졸업(공학석사).
1993年 3月 ~ 현재 대우전자 근무.



南 相 郁(正會員)

1981年 2月 서울대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1983年 2月 한국과학기술원 전기, 전자공학과 졸업(공학석사). 1983年 3月 ~ 1986年 8月 금성사 중앙연구소(주임연구원). 1989年 5月 미국 Texas 주립대학교 전기공학과 졸업(공학박사). 1989年 6月 ~ 1989年 9月 미국 Texas 주립대학교 Post-Doc. (연구원). 1989年 9月 ~ 1990年 1月 금성정밀 연구소(선임연구원). 1990年 2月 ~ 현재 서울대학교 공과대학 전자공학과 조교수.
주관심 분야는 전자파해석, 마이크로파 측정 및 회로 설계 등임.