

리액션 적분방정식을 이용한 판상 역 F 안테나의 특성 해석

正會員 金泰源*, 千康禹**, 朴京煥***, 金正祺*

Analysis of planar inverted - F antenna properties using reaction integral equation

Tae Won Kim*, Kang Woo Cheon**, Kyong Hwan Park***, Jung Ki Kim* Regular Members

이 논문은 1992년도 교육부 지원 한국학술진흥재단의 부설연구소 과제 학술연구조성비에 의하여 수행되었음

要 約

본 논문은 와이어그리드법을 이용하여 무한 평면상에 위치한 판상 역 F 안테나의 특성을 해석하였다. 이러한 형태의 안테나를 해석하기 위하여 판상부분을 와이어그리드 모델로 근사화하고 부분정현 와이어모드로 안테나를 전개하였다. 와이어 안테나에 대한 리액션 적분방정식에 모멘트법을 적용하고, 수치계산을 위해 리액션 적분방정식을 행렬 방정식으로 변환하였다. 따라서 행렬방정식을 계산함으로써 안테나상의 전류분포를 계산하였다. 이와같은 해석에 근거하여 판상 역 F 안테나의 제반특성을 연구하였고, 수치결과는 측정값과 비교하였다.

ABSTRACT

In this paper, by using a wire grid method, the characteristics of a PIFA(Planar Inverted-F Antenna) on infinite ground plane are analyzed. To analyze this type of antennas, we approximate the planar parts with a wire-grid model, and we expand this antenna with piecewise sinusoidal thin-wire mode. We apply the moment method to reaction integral equation for the wire antenna, and then the reaction integral equation is converted into the matrix equation for the numerical computation. Therefore we obtain the current distribution on the antenna by solving this matrix equation.

Based on this analysis, characteristics of bandwidth, power pattern, and other parameters are investigated. Numerical results are compared with measured results.

*중앙대학교 대학원 전자공학과

**현대전자

***부천전문대학 전자통신과

論文番號 : 94294-1021

接受日字 : 1994年 10月 21日

I. 서 론

최근 이동통신이 발전함에 따라 휴대용 무선통신의 수요가 높아 가고 있으며, 또한 이동의 편리성을 충족시키기 위해 휴대무선기는 점점 소형화되어 가고 있다. 이동통신에 쓰이는 안테나는 고정된 것이 아니고 항상 이동해야하기 때문에 작고, 가벼워야한다. 그러나 안테나를 소형 또는 박형으로 하면 효율이 저하되고, 주파수 대역폭이 좁아지는 것이 보통이기 때문에 안테나의 소형, 박형화 기술은 중요한 연구과제가 되고 있다. 현재 소형, 광대역, 내장 가능한 특성을 갖는 휴대 무선기용 안테나로 판상 역 F 안테나가 주목을 받고 있다.

판상 역 F 안테나는 와이어 소자로 이루어진 진송선로 안테나의 일부를 평판소자로 변형하여 광대역화를 도모한 것으로서 이 안테나는 수직소자와 수평소자를 모두 갖고 있기 때문에 전파의 반사로 인해 안테나에 입사하는 전파의 편파 특성이 일정하지 않은 도시 지역의 이동통신에 적합한 안테나라고 할 수 있다.^{[1][2][3]} 따라서 향후 무선기의 소형화에 대응하기 위해서 판상 역 F 안테나는 한층 더 고성능화가 요망되고 있고, 이를 위해 판상 역 F 안테나의 기본특성을 보다 상세히 연구할 필요가 있다. 이에 대응되는 수치해석 연구로 Newman과 Pozar는 와이어와 평판으로 구성된 안테나를 해석하였다. 이 방법에서 안테나에 흐르는 전류를 얇은 와이어(thin-wire) 모드, surface patch 모드, attachment 모드로 분할하여 두 모드 사이의 상호 임피던스를 구하였다.^[4] 수치해석시 기저함수사이의 상호 임피던스는 2차원문제에 대하여는 Amano등에 의해 상세히 다루어 졌으며 3차원 문제에 대하여서는 Richmond와

Tilston등에 의해 해석되었다.^[5] 또한 Taga 와 Tsunoda등은 공간회로방법에 의해 평판안테나를 해석하였으나 방사패턴을 구하기 어려운 단점이 있고,^[6] Knepp 과 Goldhirsh의 표면전류법에 의한 해석방법은 프로그래밍이 어렵고 와이어 연결점에서 특별한 취급이 있어야하기 때문에 해석이 쉽지 않다.^[7] 따라서 본 논문은 이동통신 주파수대에서 사용 가능한 판상 역 F 안테나를 Richmond가 제안한 리액션 매칭 이론^[8](reaction matching theorem)을 근거로하여 부분 정형파함수를 사용한 모멘트법^{[9][10]}을 적용하여 무한 그라운드판에 위치한 판상 역 F 안테나의 특성을 해석하였다.

II. 판상 역 F 안테나의 이론해석 및 수식유도

1. 리액션 적분방정식 유도

판상 역 F 안테나의 기본구조는 그림1.과 같이 무한 평면상에 평행하게 위치한 평판소자, 평판소자와 그라운드판사이의 단락판, 그리고 급전선으로 구성되어 있다. 이와 같은 안테나가 무한 접지 평면위에 놓여 있을 때는 영상 정리를 사용하여 접지면을 없애는 대신 원래의 안테나와 대칭인 위치에 영상 안테나를 놓고 이를 포함한 전체 안테나를 자유공간에서 해석할 수 있다.^[11]

평판으로 구성된 판상 역 F 안테나의 특성을 해석하는데 중요한 파라메터가 되는 전류분포를 구하기 위해 우선 평판을 일정한 크기의 와이어그리드로 분할한 다음 각각의 요소를 다이폴로 치환하여 해석을 한다. 다음식 (1)은 Richmond가 와이어 또는 와이어와 평판으로 구성된 안테나를 해석하는데 사용한 Rumsey 제로 리액

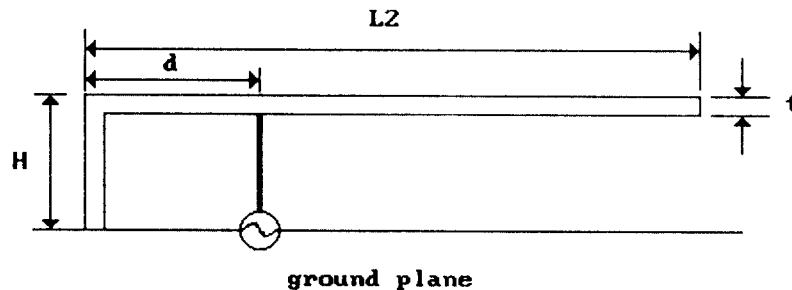


그림 1. 판상 역 F 안테나의 형상
Fig. 1. Configuration of planar inverted F antenna

선 적분방정식이다.⁽⁶⁾

$$\oint_S (\bar{J}^* \cdot \bar{E}^t - \bar{M}^* \cdot \bar{H}^t) dS + \iiint_V (\bar{J}^* \cdot \bar{E}^t - \bar{M}^* \cdot \bar{H}^t) dV = 0 \quad (1)$$

식 (1)에서 $(\bar{J}^* \cdot \bar{M}^*)$ 는 산란체의 폐곡면 S상에서의 electric 및 magnetic 표면전류밀도이다. 그리고 $(\bar{J}^* \cdot \bar{M}^*)$ 은 electric 및 magnetic 소스전류밀도이고, (\bar{E}^t, \bar{H}^t) 은 시험전원(test source)에 의한 자유공간에서의 전계와 자계이다. 식 (1)에서 미지의 전류밀도 $(\bar{J}^* \cdot \bar{M}^*)$ 를 구하기 위해 전류밀도를 유한급수로 전개한다. 따라서 미지의 확장계수가 N개 존재하게 되며, 이 계수를 구하기 위해 N개의 연립 선형 방정식을 구한다.

또한 도체가 유한한 도전율을 갖는다고 가정하고, 임피던스 경계조건을 적용하면 다음식을 만족한다.⁽⁸⁾

$$\bar{M}^* = Z_s \bar{J}^* \times \hat{n} \quad (2)$$

윗 식에서 Z_s 는 표면 임피던스(surface impedance)를 나타내며, 단위 벡터 \hat{n} 은 표면 S상에서 바깥쪽방향을 나타낸다.

만약 \bar{M}^* 가 존재하지 않고, 안테나가 완전도체인 경우에는 $Z_s = \bar{M}^* = 0$ 가 된다. 따라서 식 (1)은 다음과 같

이 간단하게 표현될 수 있다.

$$-\int \int_S \bar{J}^* \cdot \bar{E}_m dS = \int \int_m \bar{J}_m \cdot \bar{E}^t dS \quad (3)$$

이 식에서 \bar{E}_m 은 시험 전원 m에 의한 자유공간에서의 전계이다. 따라서 식 (3)은 모멘트법에 의해 해석될 수 있으며 미지의 전류밀도 \bar{J}^* 를 유한개의 확장함수로 전개하면 다음과 같은 선형방정식이 얻어진다.

$$\sum_{n=1}^N Z_{mn} I_n = V_m \quad (m = 1, 2, 3, \dots, N) \quad (4)$$

여기서

$$Z_{mn} = -\int \int_n \bar{J}_n \cdot \bar{E}_m dS \quad (5)$$

$$V_m = \int \int_m \bar{J}_m \cdot \bar{E}^t dS \quad (6)$$

이다. 또한 해석대상 영역에서 각각의 다이폴은 두 개의 모노폴로 구성되어 있기 때문에 다이폴의 총 전계 합은 두 모노폴에 의한 전계의 합으로 나타낼 수 있다. 따라서 그림 2.에 나타낸 와이어소자 #a, #b와 #c, #d 사이의 상호임피던스를 계산하기 위해서는 식(5)로부터 전계 \bar{E}_m 을 구해야 한다. 다이폴 안테나에 의한 전계는 다음과 같다.

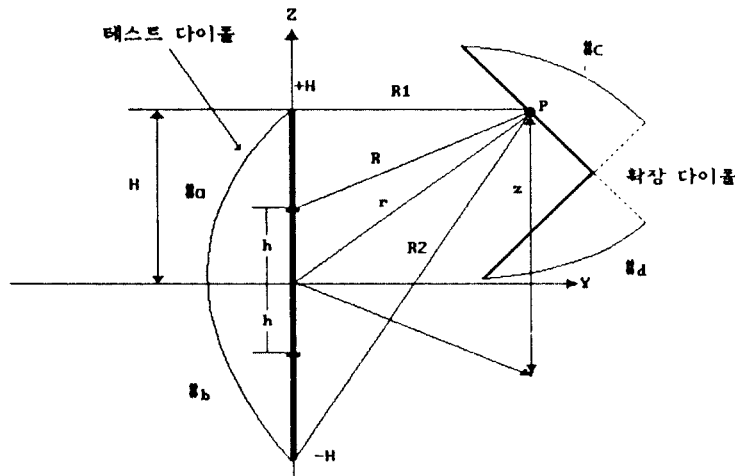


그림 2. 다이폴 안테나의 전류분포 및 좌표계
Fig. 2. Current distribution on the dipole antenna and its coordinate

$$\bar{E}_m = \bar{E}_a + \bar{E}_b \tag{7}$$

따라서 그림 2.의 테스트 다이폴에서 $0 \leq h \leq H$ 인 구간의 모노폴 #a, $-H \leq h \leq 0$ 인 구간의 모노폴 #b와 한 점 P에서 부분 정현함수(9)(10)를 적용하여 \bar{E}_a 와 \bar{E}_b 를 구하면 다음과 같다.

$$\bar{E}_a = \bar{a}_\rho E_{a\rho}(\rho, z) + \bar{a}_z E_{az}(\rho, z) \tag{8}$$

$$\bar{E}_b = \bar{a}_\rho E_{b\rho}(\rho, z) + \bar{a}_z E_{bz}(\rho, z) \tag{9}$$

여기서

$$E_{a\rho} = \frac{j30}{\sin\beta H} \frac{1}{\rho} \left[\frac{(z-H)}{R_1} e^{-j\beta R_1} - \cos\beta H e^{j\beta r} \frac{z}{r} + \frac{\sin\beta H}{k} \left(\frac{\rho^2}{r^3} e^{-j\beta r} - j\beta \frac{z^2}{r^2} e^{-j\beta r} \right) \right] \tag{10}$$

$$E_{az} = \frac{-j30}{\sin\beta H} \left[\frac{e^{-j\beta R_1}}{R_1} - \frac{\cos\beta H}{r} e^{-j\beta r} \right]$$

$$- \frac{z}{r^3 \beta} e^{-j\beta r} \sin\beta H - j \frac{\sin\beta H}{r^2} z e^{-j\beta r} \tag{11}$$

$$E_{b\rho} = \frac{j30}{\sin\beta H} \frac{1}{\rho} \left[\frac{(z+H)}{R_2} e^{-j\beta R_2} - \cos\beta H e^{-j\beta r} \frac{z}{r} - \frac{\sin\beta H}{\beta} \left(\frac{\rho^2}{r^3} e^{-j\beta r} - j\beta \frac{z^2}{r^2} e^{-j\beta r} \right) \right] \tag{12}$$

$$E_{bz} = \frac{-j30}{\sin\beta H} \left[\frac{e^{-j\beta R_2}}{R_2} - \frac{\cos\beta H}{r} e^{-j\beta r} + \frac{z}{r^3 \beta} e^{-j\beta r} \sin\beta H + jz \frac{\sin\beta H}{r^2} e^{-j\beta r} \right] \tag{13}$$

와이어그리드법에 의한 해석시 그림 3.과 같이 임의로 구부러진 와이어에 대한 점 p에서의 전계는 직선 와이어를 기준좌표축에 대하여 θ 만큼 회전시키고 두 직선 와이어에 의한 전계를 결합함으로써 구할 수 있다.

$$E_m = \frac{-j30I_m}{\sin(\beta\Delta t_m)} \left[\frac{e^{-j\beta r_{i+1}}}{r_{i+1}} - \cos(\beta\Delta t_m) \frac{e^{-j\beta r_i}}{r_i} \right] \bar{t}_m \tag{14}$$

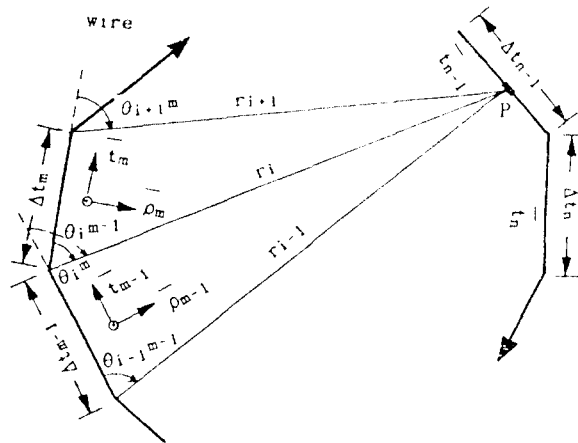


그림 3. 구부러진 다이폴 안테나의 좌표
Fig. 3. Coordinate of bent dipole antenna

$$E_m^\perp = \frac{30I_m}{r_i \sin \theta_i^m} \left[(1 - j \cos \theta_i^m \cot(\beta \Delta t_m)) e^{-j\beta z} + \frac{j \cos \theta_{i+1}^m}{\sin(\beta \Delta t_m)} e^{-j\beta r_{m-1}} \right] \bar{\rho}_m \quad (15)$$

$$E_{m-1}^\parallel = \frac{-j30I_m}{\sin(\beta \Delta t_{m-1})} \left[\frac{e^{-j\beta r_{m-1}}}{r_{i-1}} - \cos(\beta \Delta t_{m-1}) \frac{e^{-j\beta z}}{r_i} \right] \bar{t}_{m-1} \quad (16)$$

$$E_{m-1}^\perp = \frac{-30I_m}{r_i \sin \theta_i^{m-1}} \left[(1 + j \cos \theta_i^{m-1} \cot(\beta \Delta t_{m-1})) e^{-j\beta z} - \frac{j \cos \theta_{i-1}^{m-1}}{\sin(\beta \Delta t_{m-1})} e^{-j\beta r_{m-1}} \right] \bar{\rho}_{m-1} \quad (17)$$

여기서, E_m^\perp , E_{m-1}^\perp 은 와이어 radial 방향의 전계이고, E_m^\parallel , E_{m-1}^\parallel 은 축방향의 전계성분이다. 따라서 점 p에서의 종합전계는 다음과 같이 유한개의 와이어가 점 p에 미치는 합들로 표현될 수 있다⁽¹²⁾.

$$E(p) = \sum_{m=1}^N (\bar{t}_{m-1} E_{m-1}^\parallel + \bar{\rho}_{m-1} E_{m-1}^\perp + \bar{t}_m E_m^\parallel + \bar{\rho}_m E_m^\perp) \quad (18)$$

이것으로부터 행렬 $[Z_{mn}][I_m] = [V_m]$ 의 관계식을 구할 수 있다. 또한 (6)식에서 V_m 은 안테나를 여기시켜 주기 위해서 외부에서 인가해 주는 전압이며 수치해석시 급전단자에만 상수값 V 를 갖고 그외의 곳에서는 0이다.

2. 와이어 오버래핑(overlapping)

해석대상을 여러개의 와이어로 나누고 다시 각각의 와이어를 몇개의 세그먼트로 분할하여 해석하는 와이어 그리드 법에서는 여러개의 와이어가 공통으로 접하는 연결 부분이 존재하게 된다. 따라서 하나의 와이어상에서의 전류분포를 구하는 경우는 와이어 끝단에서 전류가 Zero가 되지만 본 논문의 경우는 여러개의 와이어로 연결 되어 있어 각 와이어 끝단에서는 전류가 Zero가 되지 않으므로 이 연결부분에 대하여는 특별한 고려가 필요하다.

이러한 문제를 해결하기 위하여 Curtis⁽¹³⁾, Sayre⁽¹⁴⁾ 등에 의한 연결점에서의 전하 재구성법이 있으나 수치해석상 적용하기 어려우며 임피던스 행렬에 영향을 미치기

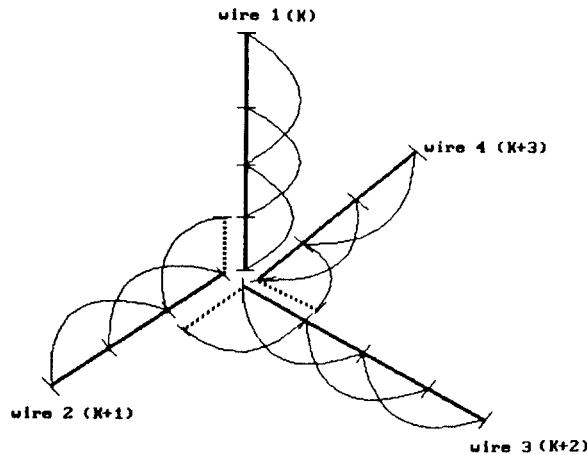


그림 4. Chao & Strait의 와이어 오버랩 모델
Fig. 4. Model of wire overlapping used by Chao & Strait

때문에 본 논문에서는 Chao & Strait⁽⁴⁾⁽¹⁰⁾, Richmond⁽⁶⁾가 제시한 Kirchhoff의 전류연속방정식을 적용하였다.

수식으로 표현하면,

$$\nabla \cdot \vec{J} = - \frac{\partial \rho}{\partial t} \quad (19)$$

로 표현할 수 있다.

이 방법은 연결점에서 한 와이어가 다른 와이어를 오버랩하게 하여 이 와이어는 연결점에서 전류가 Zero가 아니고 연결점을 지난 오버랩 끝단에서 전류가 Zero가 되게 하는 것이다.

본 논문에서 사용한 전류의 형태가 부분 정현파이고 Galerkin법을 사용했을 경우 접속점에서 와이어가 4개 있는 경우 그림 4.에 보였다. 또한 접속점에서의 와이어 번호 매김은 최종전류를 계산하기 위하여 매우 중요한 문제가 된다. 번호 매김을 할때는 항상 순번 k번째의 와이어는 K보다 큰값을 가진 와이어에 의하여 한 세그먼트 오버랩 되도록 하여야만 오버랩 세그먼트에서의 최종전류를 정확하게 계산할 수 있다. 또한 본 해석법에서는 접속점에서 와이어가 두개, 또는 세개인 경우도 존재하게 되나 순번의 매김과 전류계산도 위와 같은 방법으로 하면 정확하게 계산할 수 있다.

III. 결과 및 검토

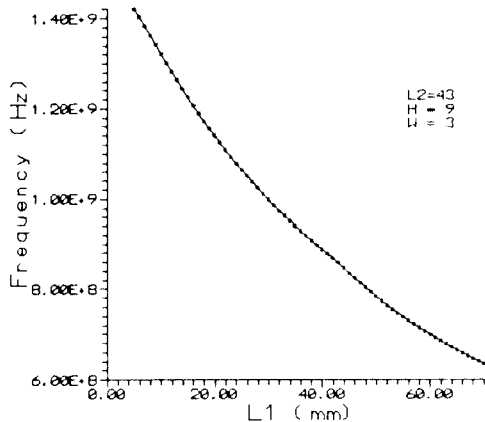


그림 5. 판상소자의 길이(L₁)와 주파수 변화
Fig. 5. Frequency vs. length(L₁) of planar element

해석대상인 판상 역 F 안테나의 와이어그리드법에 의한 해석을 하기 위해 공진주파수를 865MHz로 설계하였으며, 물리적인 크기는 L₁ = 42.4mm(0.124λ), L₂ = 43mm(0.122λ), H = 9mm(0.026λ), W = 3mm(0.009λ)이다. 설계된 판상 역 F 안테나의 크기가 정사각형에 근사하지만 이는 안테나가 무선기 본체에 탑재될 경우 무선기의 형태에 따라서 L₁, L₂의 크기비 조정에 따라 동작주파수의 변화 없이 변형이 가능하다. 또한 와이어그리드 분할 형태는 L₁, L₂를 각각 4개의 부분으로 분할하였으며 이에 따른 각 세그먼트의 크기는 L₁/4 = 0.031λ, L₂/4 = 0.031λ 이며 와이어의 반경은 1mm(0.003λ)로 하여 수치해석 하였다.

우선 그림 5.와 그림 6.은 판상소자의 길이 L₁, L₂ 중에서 한번의 길이를 고정시킨 상태에서 주파수의 변화 특성을 시뮬레이션한 것이며 결과에서 보듯이 판상 역 F 안테나의 공진주파수는 판상소자의 길이와 반비례 관계에 있다는 것을 알 수 있고, 또한 그림 7.은 단락판의 높이와 주파수의 관계를 나타낸 결과이며 단락판의 높이를 크게하면 안테나상에 흐르는 전류의 경로가 길어져 공진주파수는 낮아지는 특성을 나타내고 있다. 그림 8.은 단락판의 폭과 주파수에 대한 결과를 나타낸 것이며 단락판의 폭 W와 공진주파수는 비례하는 특성을 나타내고 있으며 단락판의 폭을 평판소자의 폭보다 작게하면 할수록 등가적인 인덕턴스 성분이 증가해서 공진주파수

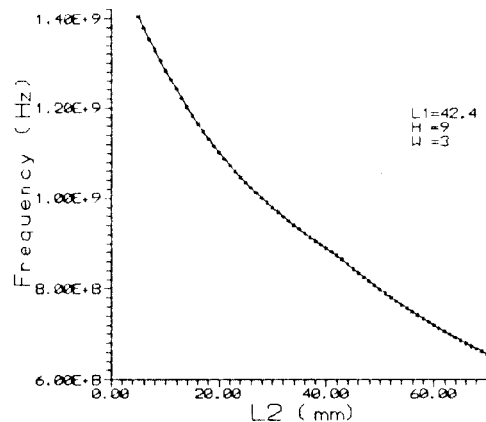


그림 6. 판상소자의 길이(L₂)와 주파수 변화
Fig. 6. Frequency vs. length(L₂) planar element

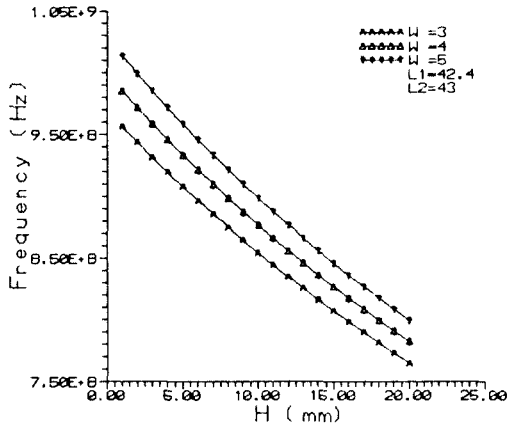


그림 7. 단락판 높이와 주파수의 변화
Fig. 7. Frequency vs. height of short-circuit plate

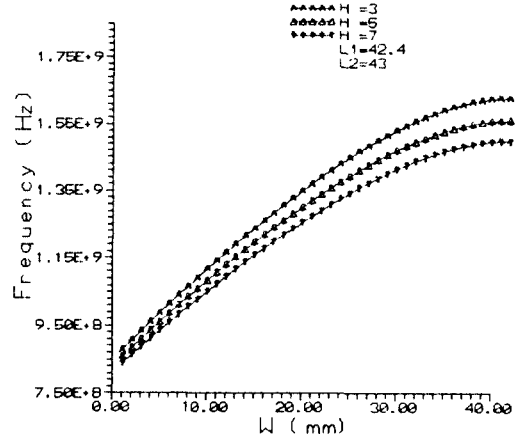


그림 8. 단락판 폭과 주파수의 변화
Fig. 8. Frequency vs. width of short-circuit plate

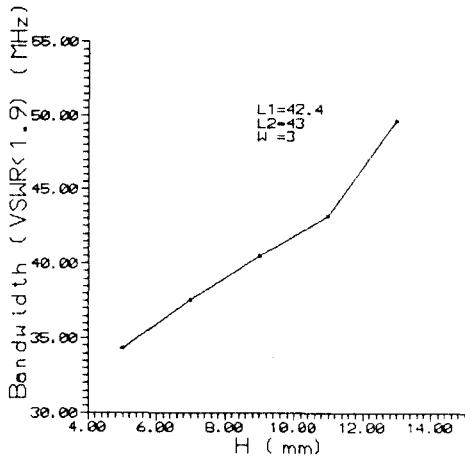


그림 9. 단락판의 높이와 대역폭 변화
Fig. 9. Bandwidth vs. height of short-circuit plate

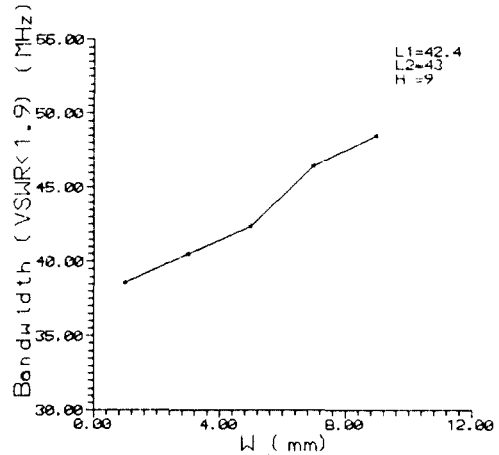


그림 10. 단락판의 폭과 대역폭 변화
Fig. 10. Bandwidth vs. width of short-circuit plate

가 낮아져 안테나를 보다 소형화할 수 있을 것으로 생각된다.

판상 역 F 안테나의 대역폭에 영향을 미치는 중요한 변수중의 하나는 높이 H가 된다. 그림 9.는 안테나의 높이가 대역폭에 미치는 영향을 나타낸 결과이며, 그림에서 보듯이 안테나의 높이가 증가하면 중심주파수는 낮아지나 상대적으로 대역폭은 늘어난다는 것을 알 수 있다. 또한 그림 10.은 단락판의 폭 W와 대역폭의 관계

를 나타낸 것이다.

또한 그림 11.에는 계산된 입력 임피던스의 실수부와 허수부를 측정된 데이터와 비교하였다. 와이어그리드법에 의한 해석시 그리드의 간격, 와이어의 반지름^[6]에 의해 계산된 결과의 정확도가 달라지지만 본 논문에서는 컴퓨터의 용량상 L_1 , L_2 를 각각 4개의 부분으로 분할하여 수치해석 하였으며, 측정된 데이터의 오차는 안테나 제작시 정밀도의 문제 즉 안테나의 단락판을 구부러

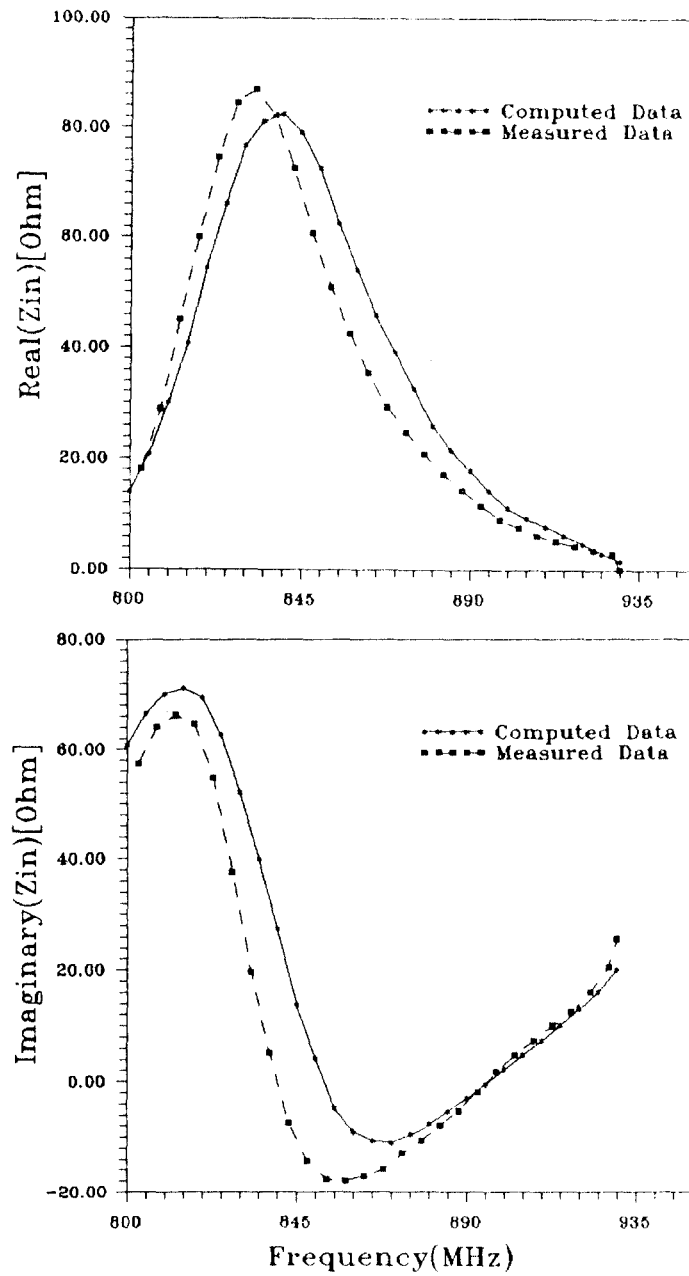
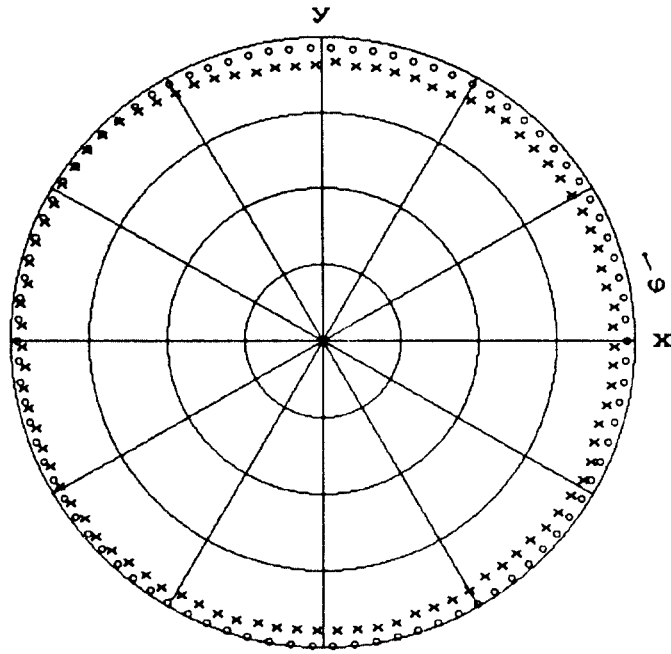
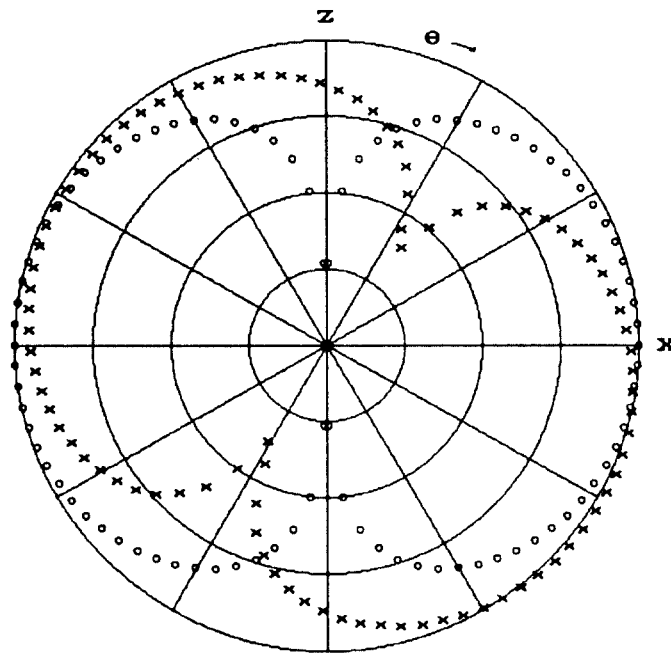


그림 11. 입력 임피던스
Fig. 11. Input impedance



(a) X - Y 평면



(b) Z - X 평면

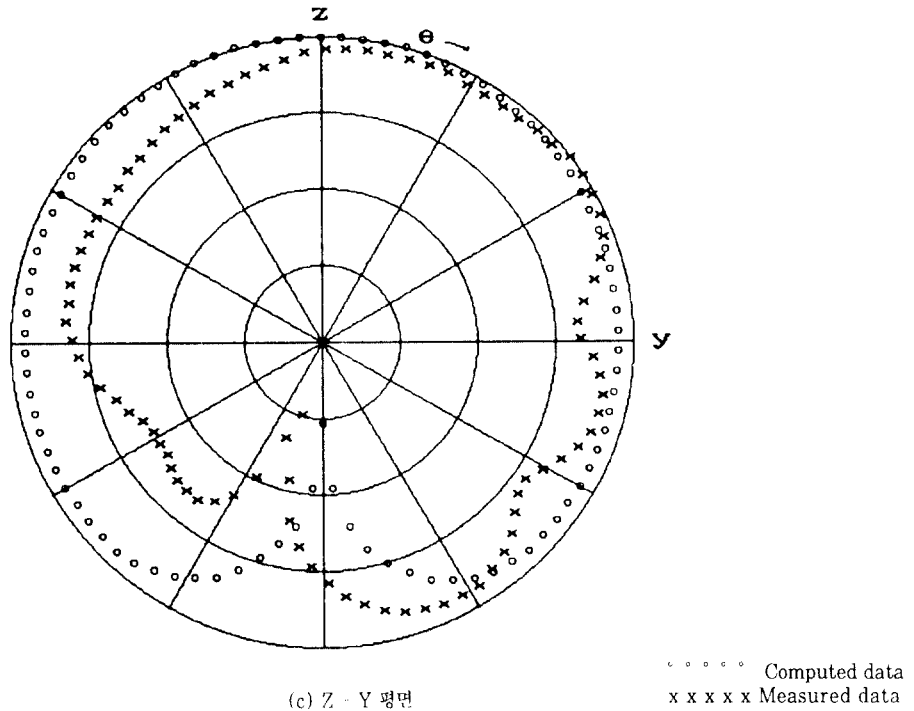


그림 12. 복사패턴 (a) X-Y 평면 (b) Z-X 평면 (c) Z-Y 평면
Fig. 12. Radiation pattern (a) X-Y plane (b) Z-X plane (c) Z-Y plane

시 그라운드판에 고정시킬 때 과다한 납의 사용에 따른 저항성분의 분배와 판상 역 F 안테나의 단락판이 너무 작거나 평판의 두께가 얇을 경우 그라운드 판과 판상소자간의 평행을 유지시키기 어려워 측정결과에 대한 오차가 발생한 것으로 생각되며, 그림 12.는 X-Y평면, Z-X 평면, Z-Y평면에 대한 판상 역 F 안테나의 복사특성을 나타내고 있다. 계산된 결과는 영상법(Image theory)을 적용하여 계산하였으며 측정된 데이터의 집지면 크기는 가로, 세로 각각 55cm(λ 의 1.5배 정도)로 하였다.

IV. 결 론

판상 역 F 안테나를 와이어 그리드로 치환하고 이 와이어 그리드를 다시 여러개의 다이폴로 나누어 리액션

매칭 이론, 영상 정리, 모멘트법 등에 의해 안테나 특성, 즉 판상소자상의 전류 그리고 각 파라미터와 주파수 및 대역폭과의 관계, 복사패턴 등을 해석하였다.

판상소자의 크기, 안테나의 높이, 단락판의 폭 등에 따라 대역폭 및 중심주파수가 크게 변하므로 환경에 따른 최적의 안테나 길이와 폭, 높이 등의 파라미터 값 설정이 필요하다. 또한 그라운드판에 대해 안테나 높이를 너무 높게 설정할 경우 50 Ω 매칭을 시키기가 쉽지 않다. 따라서 안테나의 50 Ω 매칭을 시켜주기 위한 스티브(stub)를 장착하는 문제, 또한 단락판의 폭이 너무 작아질 경우에는 그라운드판과 판상소자 사이의 높이를 일정하게 유지시켜 주기 위해 유전체 봉을 삽입하는 문제도 고려해서 설계할 필요가 있다고 생각한다.

그리고 사람이 직접 손으로 단말기를 들고 있을 경우, 안테나 자체의 특성에 영향을 끼쳐 안테나 자체의 특성

이 변하게 되므로 단말기 전체, 그리고 인체의 영향까지 포함한 해석이 필요하다고 생각된다.

참고문헌

1. S.Tokumar, "Electrically Small Antenna", Trans. IEICE, J71-B, No. 11, pp.1206-1212, Nov. 1988.
2. M.Shinji, "Small or Low Profile Antennas and Radio Communication System", Trans. IEICE, J71-B, No. 11, pp.1198-1205, Nov. 1988.
3. K.Fujimoto, A.Henderson, K.Hirasawa and J.R.James, "Small Antennas", New York : Research Studies Press, Wiley, 1987.
4. Newman E.H. and Pozar D.M, "Electromagnetic Modeling of Composite Wire and Surface Geometries" IEEE Trans. Antennas Propaga, Vol. AP-26, pp.784-789, Nov, 1978.
5. J.H.Richmond and N.H.Geary "Mutual Impedance of Nonplanar Skew - Sinusoidal Dipoles". IEEE Trans.Antennas Propaga, Vol. AP-23, pp.412-414, May, 1975.
6. Tokio Taga and Kikuo Tsunoda, "Analysis of a Planar Inverted F Antenna by Spatial Network Method", 電子情報通信學會論文誌, J74-B II, No. 10, pp.538-545, Oct, 1991.
7. D.L.Knepp and Goldhirsh, "Numerical analysis of electromagnetic radiation properties of smooth conducting bodies of arbitrary shape", IEEE Trans.Antennas Propaga, Vol. AP-20, pp.383-388,1972.
8. N.N.Wang, J.H.Richmond, and M.C.Gilreath, "Sinusoidal Reaction Formulation for Radiation and Scattering from Conducting Surfaces", IEEE Trans.Antennas Propaga., Vol. AP-23, pp.376-382, May, 1975.
9. R.F.Harrington, "Field Computation by Moment Methods", New York : Macmillan, 1968.
10. J.Moore and R.Pizer, "Moment Methods in Electromagnetics", New York : Research Studies Press, Wiley, 1984.
11. Constantine A.Balanis, "Advanced Engineering Electromagnetics" : Research Studies Press, Wiley, 1989.
12. Morishida H., Fujimoto K., Hrasawa K., "Analysis of Rectangular Microstrip Antenna having the Same Width as the Ground Plane" Trans. IEICE, J71-B, No. 11, pp.1274-1280, Nov, 1988.
13. J.L.Lin, W.L.Curtis and M.C.Vincent, "Radar Cross Section of a Rectangular Conducting Plate by Wire Mesh Modeling", IEEE Trans. Antennas Propaga, Vol. AP-22, pp.718,1974.
14. E.P.Sayre, "Junction Discontinuities in Wire Antenna and Scattering Problems", IEEE Trans. Antennas Propaga, Vol. AP-21, pp.216, 1973.
15. Novomu Ishii and Kiyohiko Itoh, "Analysis on Small Planar Antenna in a Paging System", IEICE Trans. Vol. E74, No. 10 Oct, 1991.
16. Arthur C.Ludwig, "Wire Grid Modeling of Surfaces" IEEE Trans. Antennas Propaga, Vol. AP-35, No. 9, pp.1045-1048, Sep, 1987.
17. Jack H.Richmond, "A Wire-Grid Model for Scattering by Conducting Bodies", IEEE Trans.Antennas Propaga, Vol. AP-14, pp.782-786, Nov, 1966.
18. Akira Ishimaru, "Electromagnetic Wave Propagation, Radiation and Scattering", Prentice-Hall International 1991.



金泰源(Tae Won Kim) 정회원

1963년 3월 10일생
 1982년 3월~1986년 2월 : 청주대학교 전자공학과 졸업(공학사)
 1988년 9월~1990년 8월 : 중앙대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)
 1991년 3월~현재 : 중앙대학교 대학원 전자공학과 박사과정 재학중

千廣禹(Kang Woo Cheon)

정회원

1987년 3월~1992년 3월 : 중앙대학교 전자공학과 졸업(공학사)
 1992년 9월~1994년 8월 : 중앙대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)
 1994년 9월~현재 : 현대전자 근무

朴京煥(Kyong Hwan Park)

정회원

1959년 10월 24일생
 1978년 3월~1985년 2월 : 중앙대학교 전자공학과 졸업(공학사)
 1985년 3월~1987년 2월 : 중앙대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)
 1987년 9월~1995년 8월 : 중앙대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학박사)
 1989년 3월~현재 : 부천전문대학 전자통신과 조교수

金正祺(Jung Ki Kim)

정회원

1942년 5월 5일생
 1961년 3월~1965년 2월 : 연세대학교 전기공학과(공학사)
 1967년 3월~1969년 2월 : 연세대학교 대학원 전기공학과(공학석사)
 1970년 9월~1975년 2월 : 연세대학교 대학원 전기공학과(공학박사)
 1970년 3월~1977년 2월 : 광운대학교 통신공학과 부교수
 1977년 3월~현재 : 중앙대학교 전자공학과 교수