

접지면과 높이가 같은 원형 패치 안테나의 복사 특성 해석

Radiation Properties of Flush Mounted Circular Patch Antenna

이 행 선

Haeng-Seon Lee

요 약

접지면과 높이가 같은 원형 패치 안테나의 복사 특성을 모드 매칭 방법을 이용하여 계산하는 방법을 제시했다. 원형 패치는 동축 케이블로 중심부에 급전이 되어 disk-loaded 모노폴 형태의 안테나 형태를 갖고 있으나 돌출부가 없다. 패치와 동축 케이블 및 접지면의 각 영역을 고유함수로 전개하고, 일반화된 산란 행렬과 적분 변환을 이용하여 입력 임피던스, 복사 패턴 계산이 가능함을 보였다. 제시된 방법은 패치 안테나와 필터와 매칭 부분이 함께 있는 경우의 특성 예측에도 쓰일 수 있는 방법이다.

Abstract

Radiation properties of flush mounted circular patch antennas are investigated. The patch is fed axis-symmetrically by a coaxial cable. Rigorous analysis is carried out using integral transform and mode matching techniques. The presented method can accommodate a radiating patch, integrated matching section and band pass filter.

Key words : Circular Patch, Flush Mount

I. 서 론

디스크 타입의 모노폴 안테나는 오래 전부터 사용되어 왔다. 디스크 모노폴 안테나는 단순한 모노폴 안테나를 작은 크기로 만드는 경우, 전기 용량이 과도하게 커져서 전파의 복사가 제대로 일어나지 않는다는 단점이 있으므로 이를 해결하기 위해 모노폴 안테나의 끝에 디스크를 붙여서 인덕턴스 성분을 인위적으로 크게 하여 강제 공진을 시키는 구조의 안테나로서 파장에 비해 크기가 훨씬 작은 안테나로서 동작 가능한 장점이 있다^[1]. 본 연구에서는 디스크 타입의 모노폴 안테나의 돌출부를 없애고 평면형으로 만들었을 때의 안테나의 특성을 해석적인 방법으로 구하고 실험 값과 비교하였다. 돌출부를 없앴기 때문에, 원형 패치 안테나처럼 보이는 특징이 있다. 그러나 급전하는 동축 케이블이 패치의 중심부에 연

결이 되어 broad side 방향으로의 복사는 없지만 전 방향으로 복사가 필요한 경우에는 적합한 안테나이다.

기존의 수치 해석적인 방법^[2] - 모멘트를 이용한 방법 및 유한 요소법, FDTD 등 - 과 달리 본 연구에서는 디스크 타입의 모노폴 안테나 해석을 위하여 모노폴 안테나를 반지름이 다른 동축 케이블이 축상으로 연결된 구조로 분해하여 영역을 나누고, 각각의 영역에서 전기장과 자기장이 고유 모드의 합으로 표시하는 방식을 이용했다.

본 논문에서는 간단한 모노폴 안테나뿐만 아니라 급전 구조까지 포함한 안테나의 특성을 효율적으로 예측할 수 있도록, 모드 매칭과 적분 변환을 이용하는 방법과 산란 행렬을 이용하는 방법을 조합해서 analytic solution을 얻는 방법을 제시한다. 이 방법에서 급전 구조 부분은 일반화된 산란 행렬을 이용해서 전자파를 표시하고, 복사 패치 부분은 적분 변환

「본 연구는 2004년도 서강대학교 교내 연구비 지원을 받아 수행된 것임.」

서강대학교 전자공학과(Dept. of Electronic Engineering, Sogang University)

· 논문 번호 : 20051105-175

· 수정완료일자 : 2006년 1월 9일

과 모드 매칭을 이용하여 전파를 표시하는 방법을 써서 계산한다.

본 논문에서 얻은 analytic solution은 무한 공간으로 복사되는 전자파를 표현할 때, 개구면의 경계 조건을 만족하는 고유 모드들을 이용하므로, 다른 근사적인 방법에 의한 방법에 비해 수렴 속도가 매우 빠른 결과를 얻을 수 있다. 본 논문에서 제시한 방법을 이용하면, 개구면 안테나에 급전 도파관과 모드 변환기 또는 매칭 구조, 필터 등이 모두 연결된 구조를 해석할 수 있다는 장점이 있다.

II. 이 론

그림 1에 보이는 것과 같이 안테나의 구조는 크게 세 부분으로 나눌 수 있다. 즉, 급전 동축 케이블, 서로 다른 반지름과 길이를 갖는 동축선들의 연결로 이루어진 전이 부분, 패치 안테나 면과 접지면으로 이루어진 개구면으로 나눌 수 있다. 전이 부분을 포함한 안테나 문제를 해결하기 위해 전이 부분의 전자파를 표현하기 위해서는 일반화된 산란 행렬을 이용하였다.

2-1 각 영역에서 전자파 표현

급전 도파관(영역 I) 안에 존재하는 전기장과 자기장의 횡 성분(도파관 단면 성분)은 도파관 벽에 의한 경계 조건을 만족하는 고유 모드들의 합으로 표현 가능하다. 도파관의 단면이 원형이므로 고유 모

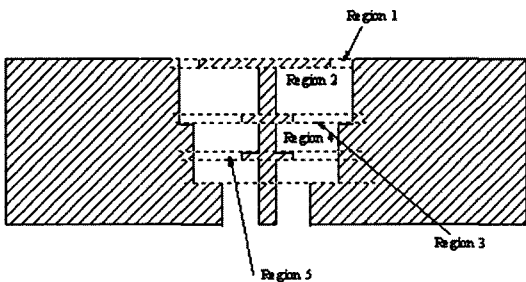


그림 1. 급전 도파관에 전이 구조가 붙은 원형 패치 안테나(설명 편의를 위해 수직방향의 길이가 실제보다 늘어나 있음)

Fig. 1. Patch antenna with feed transition regions which is expanded vertically for ease of explanation.

드들은 1종 베셀 함수들로 표시 가능하다. 표현식들은 아래와 같다.

$$E_I = \sum_{n=1}^{N1} [A_f(n)e^{i\beta_n z} + B_f(n)e^{-i\beta_n z}] e_I(n) \quad (1)$$

$$H_I = \sum_{n=1}^{N1} [A_f(n)e^{i\beta_n z} - B_f(n)e^{-i\beta_n z}] h_I(n) \quad (2)$$

여기에서 $e_I(n)$ 과 $h_I(n)$ 는 영역 I에 존재하는 전기장과 자기장의 고유 모드를 표시하는 벡터 함수들이다. $A_f(n)$ 들과 $B_f(n)$ 들은 영역 I에 존재하는 전기장과 자기장의 진행 방향 성분과 반사파들의 방향에 해당하는 성분의 크기에 비례하는 계수들이다. $N1$ 은 영역 I에 존재하는 고유 모드들의 개수를 나타내는 숫자로서 이론상으로는 무한대이어야 하나, 실제로는 감쇄되지 않고 진행하는 모드의 개수와 감쇄하는 모드 몇 개의 합에 해당하는 수로 해도 충분한 정확도를 갖는 결과를 얻을 수 있다. 영역 I에 존재 가능한 고유 모드 $e_I(n)$ 들은 아래의 식으로 얻을 수 있다.

$$e_I(n) = i\beta_n \nabla \Pi_m^I \quad (3)$$

여기에서 Π_m 은 헤르쯔 포텐셜이다. 급전 형태가 축 대칭이므로 여기되는 고차모드들은 TM 모드들 뿐이다. β_n 은 n 번째 모드가 갖는 전파 상수의 값이다. 본 논문에서 전파는 z 축 방향으로 진행한다고 가정한다. 경계 조건을 만족하는 헤르쯔 포텐셜은 아래와 같다.

$$\Pi_m^I(n) = \cos \phi R_n(\chi_n r/b) e^{i\chi_n z} \quad (4)$$

$$R_n(\chi_n r/b) = J_0(\chi_n r/b) - \frac{J_0(\chi_n a/b)}{N_0(\chi_n a/b)} N_0(\chi_n r/b) \quad (5)$$

여기에서 χ_n 은 $R_1(ax/b)=0$ 의 n 번째 근에 해당하고, $\kappa_n = [(\omega n_1)^2 - (\chi_n/b)^2]^{1/2}$ 이다. 여기에서 a 는 동축 케이블의 내부 도체 반지름이고 b 는 외부 도체의 안쪽 반지름이다. β_n 은 κ_n 과 같다.

다른 영역에서 전기장과 자기장의 단면 방향의 성분도 마찬가지로 표시할 수 있다.

인접 영역들의 전기장과 자기장들은 산란 행렬 S 를 통해 연관되고, 아래 식으로 표현된다.

$$B_n = S_{n,n} A_n + S_{n,n+1} A_{n+1} \quad (6)$$

$$B_{n+1} = S_{n+1,n} A_n + S_{n+1,n+1} A_{n+1} \quad (7)$$

위 식에서 B_n 과 B_{n+1} 는 전이 영역으로부터 멀어지는 방향으로 진행되는 고유 모드들의 성분을 나타내는 계수들로 만든 행 벡터이고, A_n 과 A_{n+1} 는 전이 영역으로 진행되는 고유 모드들의 계수로 만든 행 벡터이다. 전이 영역이 반지름과 길이가 다른 원형 도파관의 직렬 연결로 모델링이 가능하므로, 산란 행렬 S 는 closed form 형태의 함수들로 표현 가능하다^[3].

전파가 복사되는 위쪽의 반 무한 공간에서는 고유 모드들이 연속적인 고유 값들을 갖게 되어 전기장과 자기장의 횡 성분은 아래의 적분식으로 표현 가능하다.

$$\mathbf{E} = \int_0^\infty B(\xi) \mathbf{e}(\xi) d\xi \quad (8)$$

$$\mathbf{H} = \int_0^\infty B(\xi) \mathbf{h}(\xi) d\xi \quad (9)$$

$$\mathbf{e}(\xi) = -j x \nabla_t \Pi_m(\xi) \quad (10)$$

$$\Pi_m(\xi) = J_0(\xi r) e^{-j k z} \quad (11)$$

여기에서 \mathbf{e} 와 \mathbf{h} 는 반 무한 공간으로 전파하는 고유 모드들이다.

2-2 경계 조건

앞에서 도입된 여러 계수들은 여전히 미지수이지만, 경계 조건을 이용하여 얻을 수 있다. 전기장과 자기장의 접선 성분이 연속이라는 조건을 이용하여 영역 1과 영역 n 사이의 관계식을 얻을 수 있다^[3].

$$B_1 = S_{1,1} A_1 + S_{1,n} A_n \quad (12)$$

$$B_n = S_{n,1} A_1 + S_{n,n} A_n \quad (13)$$

위 두 식과 식 (11), (12)를 연립하여 풀면

$$B(\xi) = Q^{-1} P [S_{n,1} A_1 + (I + S_{n,n}) A_n] \quad (14)$$

위 식에서 P' 는 P 행렬의 adjoint이고 Q 와 R 은 아래 식에 해당된다.

$$P_{\xi,m} = \langle \mathbf{e}_n(m) | \mathbf{h}(\xi) \rangle \quad (15)$$

$$Q_{\xi,\xi'} = \langle \mathbf{e}(\xi) | \mathbf{h}(\xi') \rangle \quad (16)$$

$$R_{n,m} = \langle \mathbf{h}_n(m) | \mathbf{e}_n(n) \rangle \quad (17)$$

위 식에서 $\langle \mathbf{u} | \mathbf{v} \rangle$ 는 아래 식으로 정의된다.

$$\langle \mathbf{u} | \mathbf{v} \rangle = \int_S (\mathbf{u} \times \mathbf{v}^*) \cdot d\mathbf{a} \quad (18)$$

적분 기호에서 S 는 동축 케이블의 도체를 제외한 면을 나타낸다. 위 적분은 고유 모드들의 Poynting 벡터의 적분들이 서로 직교하는 성질을 이용하여 closed form으로 계산 결과를 얻을 수 있다.

III. 계산 결과

이 절에서는 앞에서 유도한 식을 이용하여 안테나의 입력 임피던스와 복사 패턴 등을 계산한 예를 보였다.

그림 2에서 b 를 아주 크게 하면 원형 패치 안테나가 디스크 타입 모노폴 안테나가 되므로 본 논문에서 유도한 해석 방법이 타당하지 확인 가능하다. 그림 3은 측정값과 비교해 본 결과로 본 논문에서 유도한 방법이 타당함을 알 수 있다.

그림 4는 flush-mount된 원형 패치 안테나이다. 차

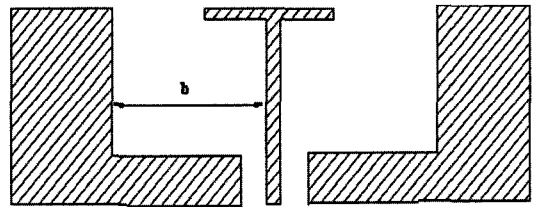


그림 2. b 가 아주 큰 경우 디스크 타입 모노폴 안테나가 됨

Fig. 2. The shape becomes a disk-loaded monopole antenna as b increases to infinity.

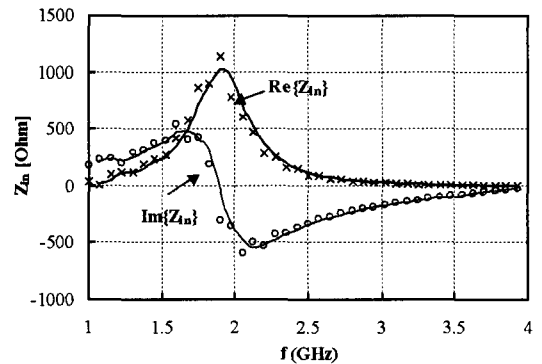


그림 3. 계산된 안테나의 입력 임피던스(O, X로 표시한 부분은 측정값^[4])

Fig. 3. Calculated input impedances of the antenna versus measured ones(O, X marks represent measured values^[4]).

량이나 선박 등의 표면에 돌출 없이 부착할 수 있도록 접지면과 패치의 높이가 같게 만들어졌다. 접지면이 패치와 가까워짐으로써, 전기 용량이 커지는 문제가 있는데 접지면의 형태를 계단형태로 하여 입력 임피던스 매칭을 했다. 그림 5를 보면 이 안테나의 입력 임피던스를 계산한 결과가 있다. 그림에서 알 수 있듯이 공진 주파수는 600 MHz와 5 GHz와 6 GHz, 7.9 GHz 등이다. 그림 4의 안테나가 본질적으로 disk-loaded 안테나의 형태를 갖고 있으므로, 아주 낮은 주파수에서도 공진이 가능함을 알려주는 그림이다. 이 지점은 공진은 가능하나 radiation resistance가 너

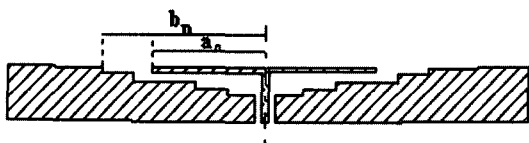


그림 4. 계단형의 단면을 가진 원형 패치 안테나
Fig. 4. Flush-mount circular patch antenna with stepped profile.

표 1. 그림 4의 안테나 크기(단위 mm)
Table 1. Dimension of the antenna in Fig. 4. (unit: mm)

N	a_n	b_n	d_n
1	1	1.5	1
2	1	10	2
3	1	20	2
4	1	45	2
5	40	55	1

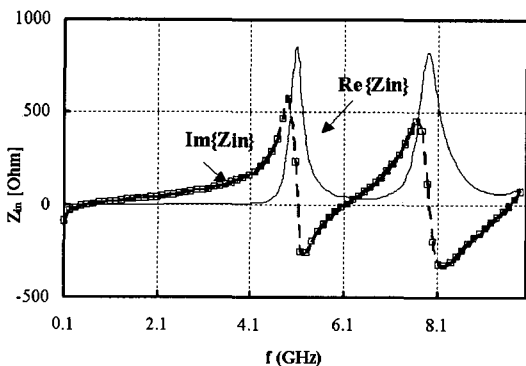


그림 5. 그림 4 안테나의 입력 임피던스
Fig. 5. Input impedance of the antenna in Fig. 4.

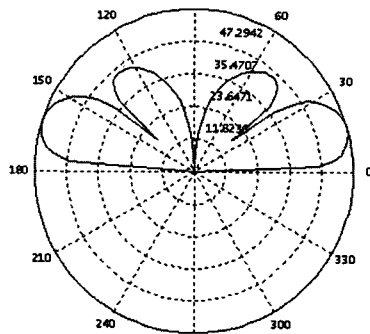


그림 6. 그림 4의 안테나의 복사 패턴($f=6.1$ GHz)
Fig. 6. Radiation pattern of the antenna(Fig. 4) at the frequency of 6.1 GHz.

무 낮아서 안테나 용도로 쓰이는 경우 radiation efficiency가 매우 낮을 것으로 예측된다. 이에 비해 6 GHz 근방에서는 넓은 범위에서 radiation resistance가 50 옴과 비슷한 값을 갖고, reactance 성분도 작아서 넓은 대역에 걸쳐서 안테나로 사용할 수 있음을 보여주고 있다.

IV. 결 론

접지면과 원형 패치의 높이가 같은 안테나의 복사 특성을 계산하기 위한 해석 방법이 제시되었다. 산란 행렬과 적분 변환을 이용하여 간단하면서도 정확한 해를 얻을 수 있었다. 유도된 방법을 이용하여, 디스크 타입 모노폴 안테나의 입력 임피던스를 계산하여 실험치와 비교해 일치하는 결과를 얻었다. 본 논문에서 유도한 결과를 이용하여 flush mount patch antenna 설계가 가능함을 보였다. 본 논문의 결과를 이용하여 안테나 매칭 부분이나 필터들이 집적되어 있는 구조도 해석 가능할 것이다.

참 고 문 헌

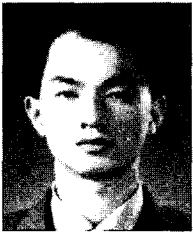
[1] A. F. Gangi, S. Sensiper, and G. R. Dunn, "The characteristics of electrically short umbrella top-loaded antennas", *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, vol. 13, no. 6, pp. 864-871, 1965.
[2] T. L. Simpson, "The disk loaded monopole antenna", *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, vol. 52, no. 2, pp. 542-550, Feb. 2004.

[3] 이행선, "급전부에 전이 구조가 있는 원형 개구면 안테나의 엄밀한 해석 방법", 한국전자파학회 논문지, 16(10), pp. 982-988, 2005년 10월.

[4] M. A. Morgan, F. K. Schwing, "Eigenmode ana-

lysis of dielectric loaded top-hat monopole antennas", *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, vol. 42, no. 1, pp. 54-61, Jan. 1994.

이 행 선



1995년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학사)

1997년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)

2000년 8월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)

2000년 8월~2004년 2월: LG전자

선임연구원

2004년 2월~현재: 서강대학교 전자공학과 조교수

[주 관심분야] 초고주파 산란 해석, EMI/EMC