

모멘트법을 이용한 헬리콥터 안테나의 복사특성

正會員 崔 在 薰

The Radiation Characteristics of a Helicopter Antenna Using the Moment Methods)

Jae Hoon Choi* Regular Members

要 約

헬리콥터와 같은 복잡한 구조물상에 부착된 안테나의 복사특성 해석에는 다양한 전자파 해석법의 적용이 가능하다. 본 논문에서는 동작주파수가 200MHz이고 안테나의 길이가 0.1m인 모노폴 안테나가 헬리콥터의 하단부에 부착되었을 경우의 복사패턴을 모멘트법(Moment Methods)을 이용한 두 가지 모델링 기법으로 해석하였다. 사용된 두 가지 방법은, 첫째로, 헬리콥터를 선형 와이어 세그먼트로 나누어 전계 적분방정식(Electric Field Integral Equation)을 적용하는 와이어 모델링 기법이고, 둘째로는 헬리콥터를 표면패치(Surface Patch)로 나누어 반응 적분방정식(Reaction Integral Equation)을 적용하는 표면패치 모델링 기법이다. 이 두 방법에 의한 해석 결과와 참고문헌 상의 측정치를 비교하여 보았으며 예측치와 측정치가 상당히 잘 일치하였다.

ABSTRACT

Several electromagnetic analysis methods can be applied to analyze the radiation characteristics of an antenna mounted on a complex structure, such as a helicopter. In this paper, two modeling techniques in the moment methods are utilized to analyze the 0.1m monopole antenna mounted at the bottom of a helicopter body at the operating frequency of 200MHz. First, a helicopter structure is modeled by the wire segmentation scheme, and then electrical field integral equation (EFIE) is applied. Next, the same helicopter structure is modeled using the surface patch scheme, and then reaction integral equation (RIE), which evaluates the reaction between the surface patches and the induced currents, is applied. The numerical results of these two methods are compared to the measured data presented in the reference. There exists good agreement between the two data sets.

* 한양대학교 공과대학 전파공학과
Department of Radio Science & Engineering
Hanyang University
論文番號 : 94190
接受日字 : 1994年 7月 18日

I. 서 론

전자파 해석법은 대상 구조물의 복잡성 및 파장에 대한 구조물의 크기에 따라 선택된다. 해석적(analytic) 방법은 대상 구조물이 간단한 경우에 적용이 가능하며, 수치해석적 방법들은 대상 구조물이 복잡한 경우에 많이 사용된다. 또한 수치해석적 방법도 해석 대상물의 전자파 파장에 대한 크기에 따라서 고주파 기법과 저주파 기법들로 나누어 선택할 수 있다. 구조물이 파장에 비해 큰 경우에는 기하학적 회절이론(Geometrical Theory of Diffraction : GTD)⁽¹⁻³⁾, 물리적 회절이론 (Physical Theory of Diffraction : PTD)^(4,5), Uniform Asymptotic Theory(UAT)⁽⁶⁾ 등이 사용된다. 파장에 비해 비교적 작은 경우에는 모멘트법 (Moment Methods : MM)^(7,9), 유한차분법(Finite Difference-Time Domain (FD-TD)⁽¹⁰⁾, 유한요소법 (Finite Element Method : FEM)⁽¹¹⁾등의 다양한 방법들의 적용이 가능하다. 수치해석적 방법은 전자파의 기본 방정식인 맥스웰 방정식과 각 구조물의 경계 조건을 사용하여 구해진 미분 또는 적분 방정식의 해를 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 구한다. 본 논문에서는 헬리콥터 표면의 하단부에 부착된 작은 모노폴 안테나의 복사특성을 두 가지의 모델링 기법을 사용하여 모멘트법에 의해 해석하였다. 첫번째 방법으로 헬리콥터를 가는 와이어로 모델링하여 세그먼트의 길이를 파장의 1/20 로 하여 복사특성을 계산하였고, 두번째 방법으로는 헬리콥터를 표면패치 (Surface patch)로 모델링하여 최대 패치의 크기를 $0.05\lambda \times 0.05\lambda$ 로 하여 복사특성을 해석하였다. 와이어 모델링 기법에서는 전계적분방정식(Electrical Field Integral Equation : EFIE)⁽¹²⁾을 적용하여 각 와이어 세그먼트 상의 미지 전류를 구한 후 복사전계식에 의해 복사특성을 계산한다. 표면패치 모델링 기법에서는 반응 적분 방정식(Reaction Integral Equation : RIE⁽¹³⁾)을 적용하여 각 패치 또는 와이어 세그먼트에서의 전류를 구하여 복사전계식에 의해 복사특성을 계산한다. 표면패치 모델링의 경우 전체 구조가 중심축에 대칭인 경우라도 복사패턴이 대칭성을 상실할 경우가 발생하는데 이는 각 패치간의 접속면에 놓이는 중첩전류모드 (overlapping current mode)의 비대칭성에 기인하는 것이다⁽¹⁴⁾. 이 논문의 II장 및 III장에서는 각각 와이어 세그먼트 기법과 표면패치 기법에 대한 이론을 서술했으며, IV장에서는 앞의 두 기법에 의해 구해진 전류 분포에 따른 전계를 원거리 적분방정식

을 사용하여 구하였다. 이 논문에서 적용된 기법들의 정확도를 검증하기 위해서 헬리콥터의 축척 모델에 의해 실측된 참고문헌⁽¹⁴⁾의 결과치와 비교하였다. 끝으로 V장에서는 결론 및 향후 연구 방향에 대해 언급하였다.

II. 와이어 모델링 기법

와이어 모델링에 의해 복잡한 구조물의 복사특성을 구하려면 우선 각 와이어 세그먼트 상의 정확한 전류를 구하는 것이 중요한 일이다. 와이어 전류를 구하는 방법은 Wilton⁽¹⁵⁾에 의해서 제안되어졌다. 와이어 안테나 문제를 해석하기 위해서 와이어 반경과 와이어 세그먼트가 파장에 비해 매우 작다고 하고, 이 경우에 와이어 세그먼트 상에 존재하는 전류는 축방향 성분만을 갖으며 와이어의 원주 방향으로는 전류가 균일하게 분포한다는 것과, 각 와이어 중심에서의 전계가 실제 전계와 같다고 가정한다. 와이어 모델링에 의한 해석 결과와 실제의 값과의 오차를 줄이기 위해서는 모델링에 사용된 각 와이어 표면적의 총합과 실제 해석 대상 구조물의 표면적이 거의 같도록 하여야 한다⁽¹⁶⁾. 또한 와이어의 간격도 일반적으로 한 파장당 10내지 20개가 적당하다⁽¹⁷⁾. 그림 1과 같은 와이어 모델에서 입사 전계를 \vec{E}^i 라 하면, 전계 적분방정식은⁽¹⁶⁾ 식 (1)과 같다.

$$E_s^i(s) = \frac{-j\eta}{4\pi k} \int_L J(s') \left[\frac{\partial^2}{\partial s \partial s'} G(s, s') - k^2 G(s, s') \hat{s} \cdot \hat{s}' \right] ds' \quad (1)$$

식 (1)에서 \hat{s} 는 관찰점(observation point)에서의 축방향 단위 벡터이고 \hat{s}' 은 source 에서의 축방향 단위 벡터이다. 또한 s' 은 점 o' 으로부터 전류원까지의 축방향 거리를 나타내며, s 는 o' 에서 관찰점까지의 축방향 거리이다.

또한 $G(\vec{r}, \vec{r}') = \frac{e^{-jk|\vec{r}-\vec{r}'|}}{4\pi|\vec{r}-\vec{r}'|}$ 로 표현되는 자유공간

에서의 그린 함수이며 $k = \omega/\mu_0\epsilon_0$ 는 자유공간의 파수

$\eta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$ 는 자유공간의 특성 임피던스이다.

그리고 $E_s^i(s)$ 는 입사 전계의 \hat{s} 성분이며, $J(s')$ 은 입사전계 \vec{E}^i 에 의해 와이어에 유기되는 전류를 나타낸다.

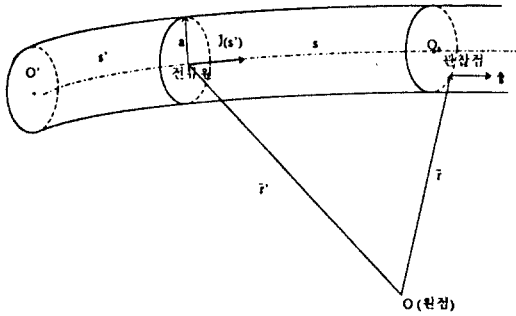


그림 1. 와이어 모델에서 사용한 좌표계
Fig 1. Coordinate system used in the wire model

식 (1)의 전체 적분방정식을 모멘트법에 의해서 풀기 위해 와이어를 N개의 세그먼트로 나누고 n번째 세그먼트에 유기되는 전류 $J_n(s)$ 을 상수, 정현 및 여현 함수의 세 개의 항으로 된 확장함수

$$J_n(s) = A_n + B_n \sin k(s - s_n) + C_n \cos k(s - s_n), \quad |s - s_n| < \frac{\Delta_n}{2} \quad (2)$$

로 표현한다. 식 (2)에서 s_n 은 n번째 세그먼트의 중간 값이며 Δ_n 은 n번째 세그먼트의 길이를 나타낸다. 위 식의 세 개의 미지수 A_n, B_n, C_n 은 세그먼트가 처음 또는 마지막 세그먼트가 아닌 경우에는

$$A_n - B_n \sin(k\Delta_{n-1,n}) + C_n \cos(k\Delta_{n-1,n}) = I_{n-1} \quad (3.a)$$

$$A_n + C_n = I_n \quad (3.b)$$

$$A_n + B_n \sin(k\Delta_{n,n+1}) + C_n \cos(k\Delta_{n,n+1}) = I_{n+1} \quad (3.c)$$

와 같은 관계가 있으며, 식 (3)에서 I_{n-1}, I_n, I_{n+1} 은 각 식 (1)의 전류 $J(s)$ 의 n-1, n, n+1 번째 세그먼트에서의 값을 나타낸다. 또한 처음 또는 마지막 세그먼트

인 경우는

$$A_1 - B_1 \sin(k \frac{\Delta_1}{2}) + C_1 \cos(k \frac{\Delta_1}{2}) = 0 \quad (4.a)$$

$$A_N + B_N \sin(k \frac{\Delta_N}{2}) + C_N \cos(k \frac{\Delta_N}{2}) = 0 \quad (4.b)$$

로 주어진다^(8,16). 또한 반경이 같은 두 개의 와이어 세그먼트가 접속되는 점에서는 전류와 전하가 연속이라는 점과, 반경이 다른 두 세그먼트의 접속점에서는 키르히호프의 전류 연속성을 적용하고 전하에 대해서는

$$\frac{\partial I(s)}{\partial s} \Big|_{\text{junction}} = \frac{Q}{\ln(\frac{2}{ka}) - \gamma} \quad (5)$$

와 같이 전하가 분포된다는 가정⁽¹⁸⁾을 도입하면 결국 식 (2)에서는 단 한 개의 미지수만 남게 된다. 미지수를 구하기 위해서는 Dirac Delta 함수를 가중함수로 이용하는 포인트매칭법, 확장함수와 동일한 가중함수를 사용하는 Galerkin's 방법등이 있으나 이 연구에서는 델타 함수를 가중함수(weight function)로 사용하는 포인트 매칭법⁽⁷⁾을 채택하였다. 복잡한 구조물에 부분 정현 함수를 확장함수로 사용하여 Galerkin's 방법을 적용한 예는 참고문헌 [19]에서 볼 수 있다.

이제 전압과 전류 매트릭스를

$$[J] = \begin{bmatrix} J(1) \\ J(2) \\ \vdots \\ J(N) \end{bmatrix}, [V] = \begin{bmatrix} \overline{E^i(1)} \cdot \Delta S_1 \\ \overline{E^i(2)} \cdot \Delta S_2 \\ \vdots \\ \overline{E^i(N)} \cdot \Delta S_N \end{bmatrix} \quad (6)$$

으로 정의하면 식 (1)은

$$[V] = [Z] [I] \quad (7)$$

로 쓸 수 있다.

임피던스 매트릭스 $[Z]$ 는 $N \times N$ 매트릭스로서

$$Z_{mn} = -\frac{\hat{n}}{4\pi k} \left[\frac{G(s_{m+1}, s_n') - G(s_m, s_n')}{\Delta s_m} \right. \\ \left. + \frac{G(s_m, s_{n+1}) - G(s_m, s_n')}{\Delta s_n'} \right. \\ \left. - k^2 G(s_m, s_n') \hat{s}_m \cdot \hat{s}_n' \right] \Delta s_n' \quad (8)$$

이며, 식 (8)에서 그린 함수

$$G(s_m, s_n') = \frac{e^{-jk|\vec{r}_m - \vec{r}_n'|}}{4\pi|\vec{r}_m - \vec{r}_n'|}$$

로 주어진다.

Ⅲ. 표면패치(Surface Patch) 기법

표면패치 기법을 이용한 모멘트법 해석에서는 헬리콥터의 동체를 유한 다각형 (삼각형, 사각형, 오각형등)으로 모델링하였고, 헬리콥터에 부착된 안테나는 와이어로 모델링하였다. 이렇게 모델링된 구조물상의 전류는 와이어모드(wire mode), 다각형 플레이트모드(plate mode), 접속모드(attachment mode) 및 중첩모드(overlapping mode) 확장함수를 사용하여 반응 적분

방정식(RIE)⁽¹³⁾을 풀어 구 한다. 그림 2(a)에 자유공간에 산란체 S 가 존재하는 경우의 전류원 (\vec{J}_i, \vec{M}_i) 에 의해 복사되는 전계 및 자계 (\vec{E}, \vec{H}) 를 도해하였다. 그림 2(a)의 문제를 해석하기 위해 Schelkunoff의 표면등가이론^(20,21)을 적용하면 그림 2(b)와 같이 등가 전류원에 의해 표시할 수 있다. 이 경우 원래의 산란체 S 의 내부에는 전계가 존재치 않으며 S 의 외부에는 원래(그림 2(a))와 같은 전계 및 자계가 존재한다.

그림 2(b)의 경계면 S 에 존재하는 등가 전류원은

$$\vec{J}_s = \hat{n} \times \vec{H} \quad (9.a)$$

$$\vec{M}_s = \vec{E} \times \hat{n} \quad (9.b)$$

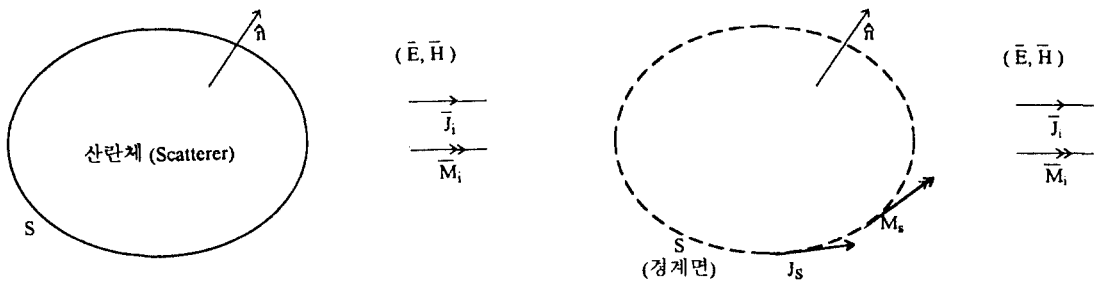
로 주어지며 \vec{E} 와 \vec{H} 는 전체 전계 및 자계이다.

(\vec{J}_i, \vec{M}_i) 에 의해 발생되는 전, 자계를 (\vec{E}_i, \vec{H}_i) 라 하고 (\vec{J}_s, \vec{M}_s) 에 의해 복사되는 전, 자계를 (\vec{E}_s, \vec{H}_s) 라 하면

$$\vec{E}_s = \vec{E} - \vec{E}_i \quad (10.a)$$

$$\vec{H}_s = \vec{H} - \vec{H}_i \quad (10.b)$$

로 된다. 이제 시험전류원 (\vec{J}_m, \vec{M}_m) 이 경계면 S 의 내부에 존재한다고 가정하면 시험전류원과 (\vec{J}_i, \vec{M}_i) 과 (\vec{J}_s, \vec{M}_s) 사이의 반응(reaction)은 영(zero)이 된다. 즉



\hat{n} : 표면 S 에서의 법선 벡터
 (\vec{E}, \vec{H}) : 전계 및 자계
 \vec{J}_i, \vec{M}_i : 전류 및 자류원

(a) 원래문제

(b) 등가문제

그림 2. 산란체가 존재할 때의 전류원 (\vec{J}_i, \vec{M}_i) 의 복사 전, 자계
 Fig 2. Radiated electric and magnetic field of a source (\vec{J}_i, \vec{M}_i) in the presence of the scatterer

$$\int \int \int_{V_m} (\bar{J}_m \cdot \bar{E}_s - \bar{M}_m \cdot \bar{H}_s) dv + \int \int \int_{V_m} (\bar{J}_m \cdot \bar{E}_i - \bar{M}_m \cdot \bar{H}_i) dv \quad (11)$$

$$= 0.$$

여기서 적분은 시험전류원의 체적에 대한 적분이다. 이제 식 (11)에 가역성(reciprocity)을 적용하면

$$- \int \int_S (\bar{J}_s \cdot \bar{E}_m - \bar{M}_s \cdot \bar{H}_m) ds = \int \int \int_{V_i} (\bar{J}_i \cdot \bar{E}_m - \bar{M}_i \cdot \bar{H}_m) dv \quad (12)$$

로 된다. 식 (12)가 표면패치 모델상의 미지 전류를 구하기 위해 이 논문에서 적용될 반응 적분방정식(RIE)이 된다.

식 (12)의 시험전류원 중 $\bar{M}_m = 0$ 이고, 산란체의 표면 S가 완전도체이면 자류 $\bar{M}_s = 0$ 이 되고 식 (12)는

$$- \int \int_S \bar{J}_s \cdot \bar{E}_m ds = \int \int \int_{V_i} (\bar{J}_i \cdot \bar{E}_m - \bar{M}_i \cdot \bar{H}_m) dv \quad (13)$$

이 된다. 식 (13) 좌변의 표면 전류 \bar{J}_s 를 확장 함수 \bar{F}_n 에 의해 전개하면

$$\bar{J}_s = \sum_{n=1}^N I_n \bar{F}_n. \quad (14)$$

위 식의 미지상수 I_n 을 구하기 위해 식 (14)를 식 (13)에 대입하면

$$\sum_{n=1}^N I_n Z_{mn} = V_m, \quad (15.a)$$

$$m=1, 2, 3, \dots, N$$

이 되고 위 식에서

$$Z_{mn} = - \int \int_{S_n} \bar{E}_m \cdot \bar{F}_n ds, \quad (15.b)$$

$$V_m = \int \int \int_{V_i} (\bar{J}_i \cdot \bar{E}_m - \bar{M}_i \cdot \bar{H}_m) dv. \quad (15.c)$$

식 (15.a)를 매트릭스 형태로 바꾸면 $[V] = [Z][I]$ 로 쓸 수 있다. 식 (15.b)의 적분은 n번째의 확장모드 표면에 대한 적분이며, 식 (15.c)의 적분은 전류원 (\bar{J}_i, \bar{M}_i)의 체적에 대한 적분이다. 식 (15)를 풀기위해서 사용된 전류 확장모드에는 와이어모드, 다각형 프레이트 모드, 점속모드 및 중첩모드⁽²²⁾가 있다. 와이어모드 전류 확장함수는 부분 정현모드(piecewise sinusoidal mode)로서

$$\bar{J}_z = \frac{\hat{z}}{2\pi a} \left[p_1 \frac{\text{sinc}(z-z_1)}{\text{sinc}(z_2-z_1)} - p_2 \frac{\text{sinc}(z_3-z)}{\text{sinc}(z_3-z_2)} \right] \quad (16)$$

로 주어지며 a는 와이어의 반경이고, 펄스함수 p_1, p_2 는

$$p_1 = \begin{cases} 1, & z_1 < z < z_2 \\ 0, & \text{다른 경우} \end{cases}$$

$$p_2 = \begin{cases} 1, & z_2 < z < z_3 \\ 0, & \text{다른 경우} \end{cases}$$

로 주어진다. 또 식 (16)에서 z_1, z_2, z_3 는 각 부분 정

현모드의 시점, 중간점 및 끝점(그림 3(a) 참조)을 나타낸다.

다각형 프레이트모드의 확장 함수는 프레이트가 직사각형인 경우는 부분 정현 모드로서

$$\bar{J}_s = \hat{z} \left[\rho_1 \frac{\sin k(z-z_1)}{2W \sin k(z_2-z_1)} - \rho_2 \frac{\sin k(z_3-z)}{2W \sin k(z_3-z_2)} \right] \quad (17.a)$$

로 표현된다. 식 (17.a)에서 ρ_1 과 ρ_2 는 와이어모드에서와 유사하게 정의되는 펄스 함수이다. 프레이트의 모양이 일반 다각형인 경우는

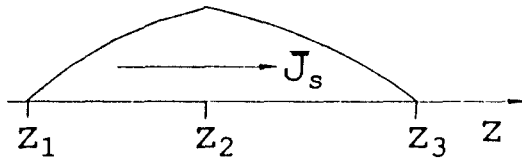
$$\bar{J}_s = -C \hat{t} \frac{\sin k(L-l)}{W(\frac{l}{L}) \sin kL} \quad (17.b)$$

로 표현되며, 그림 3(b)의 모노폴 A에서의 다각형 프레이트모드의 전류밀도를 구하기 위해서는 먼저 점 C를 지나는 직선 X를 구한다. 이때 변 a와 변 b에서 $u/U = v/V$ 가 된다. 또 $l/L = u/U = v/V$ 가 되도록 모노폴 A의 end side로 점 C를 지나는 직선을 그린다. 식 (17.b)에서 $W(l/L)$ 은 그림 4(b)의 변 a와 b사이의 직선의 거리를 나타내며 end side에서는 $W(1)$ 이 되고, terminal side에서는 $W(0)$ 이 된다. 또 식

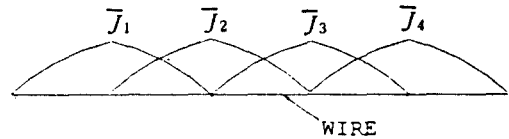
(17.b)에서 미지수 C는 모노폴 A의 terminal side에서는 전류가 1 암페어가 되고, end side에서는 전류가 0이 되게 선택한다. 모노폴 B에서는 동일한 방법으로 C를 선택하나, 식 (17.b)의 음의 부호가 생략된다. 접속모드는

$$\bar{J}_s = \begin{cases} \bar{J}_s^W = \frac{1}{2\pi a} \frac{\sin k(z_2-z)}{\sin kz_2} \hat{z}, & 0 \leq z \leq z_2 \\ \bar{J}_s^D = -\frac{1}{2\pi \rho} \frac{\sin k(b-\rho)}{\sin k(b-a)} \hat{\rho}, & a \leq \rho \leq b \end{cases} \quad (18.b)$$

로 주어진다. \bar{J}_s^W 는 와이어 모노폴 전류밀도이고 \bar{J}_s^D 는 반경 b를 갖는 원판 디스크상의 전류밀도를 나타낸다. 이 두 개의 모드는 와이어와 프레이트 패치가 접속될 때 전류의 연속성을 제공하여 주며, 접속점 부근에서의 표면 전류밀도가 $1/\rho$ 에 비례하는 $\hat{\rho}$ 성분을 갖도록 해준다. 중첩모드는 두 개의 패치가 한 개의 모서리를 공유하는 경우에 사용되며 프레이트모드와 동일한 전류모드를 사용한 다. 직사각형 프레이트모드에서의 중첩모드의 위치의 예를 그림 3(d)에 도시하였다. 또한 식 (15)를 풀기위한 시험모드는 와이어 확장모드와 동일한 정현 다이폴 모드를 사용하였다.

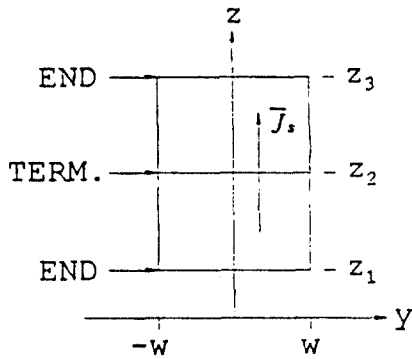


(1) 부분정현모드

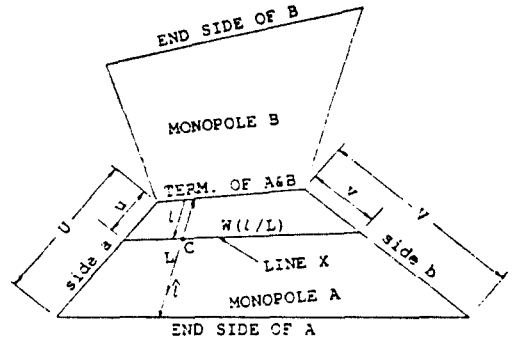


(2) 중첩된 부분정현모드

a. 와이어 전류모드
a. wire current mode

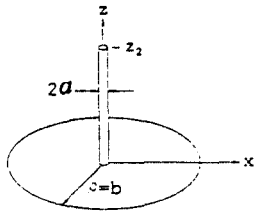


(1) 직사각형 표면패치 다이폴모드

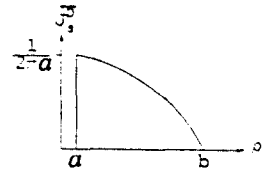
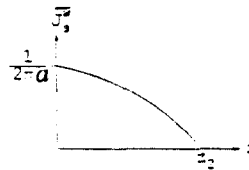


(2) 사변형 표면패치 다이폴모드

- b. 다각형 플레이트 전류모드
- b. quadrilateral plate current mode

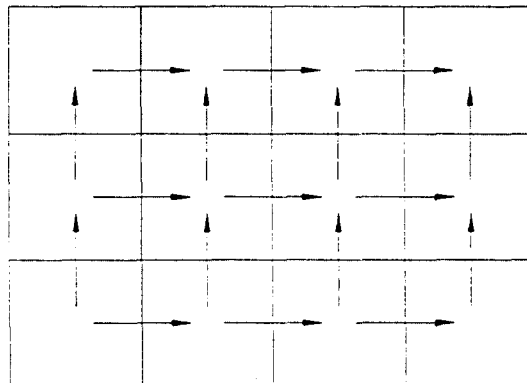


(1) 와이어 다이폴모드



(2) 와이어 모노폴(좌)과 디스크 모노폴(우)상에서의 전류밀도

- c. 접속 전류모드
- c. junction current mode



d. 중첩 전류모드의 위치
d. location of overlapping current mode

그림 3. 표면패치 기법에서 사용된 다양한 전류 확장모드
Fig 3. Current expansion modes used in the surface patch method

IV. 전계패턴 계산

II 장 및 III 장에서 모멘트법에 의해 구해진 식 (7) 및 (15. a)의 전류에 의해 복사 되는 전계를 원거리 복사 전계식을 이용하여 표시하면, 와이어 모델의 경우에는

$$\vec{E}(\vec{R}) = -\frac{k\eta}{4\pi r} \int \int_S (\vec{I} - \hat{r}\hat{r}) \cdot \vec{J}(s') e^{-jk\hat{r}\cdot\vec{r}'} ds' \quad (19. a)$$

로 되고, 표면패치 모델의 경우에는

$$\vec{E}(\vec{R}) = -\frac{k\eta}{4\pi r} \int_L (\vec{I} - \hat{r}\hat{r}) \cdot \vec{J}(s') e^{-jk\hat{r}\cdot\vec{r}'} dl' \quad (19. b)$$

가 된다. 위의 두 적분식에서 \vec{I} 는 단위(unit) dyad이며, 식 (19.a)와 (19.b)의 적분은 각각 와이어의 축방향 길이와 표면패치의 표면에 대한 적분이다.

위의 두 원거리 전계 적분식을 그림 4와 같은 헬리콥터 모델에 적용하여 보자. 그림 4에서 안테나의 작동 주파수는 200MHz 이다. 또 안테나의 하단부에 부착된 모

노폴 안테나의 길이는 0.1m로 헬리콥터의 노스(nose) 부분으로부터 0.927m 되는 지점에 위치한다. 모멘트법을 이용하기 위해서 먼저 그림 4의 헬리콥터 모형을 와이어 모델의 경우 0.05λ 로 세그먼트화 하고, 패치 모델의 경우 한 번의 최대길이가 0.05λ 인 다각형 표면패치로 모델링 하였다. 와이어 모델의 경우 전체 와이어 전류모드는 853개이고, 표면 패치모델의 경우는 1,062개의 다각형 모드와 22개의 와이어 전류모드가 생성된다.

그림 5에서는 Y-Z평면 (roll 평면)에서의 주편파(co-polarization) 성분을 도해하였다. 실선과 점선은 각각 표면패치 모델과 와이어 모델의 결과를 나타내며, 검은 점은 측정치⁽¹⁴⁾를 나타낸다. 또한 그림 6과 7은 각각 XZ-평면 (pitch 평면) 과 XY-평면 (yaw 평면)에서의 주편파 성분을 구하였다. 각 그림에서 전계패턴은 최대치에 대해 규준화(normalized)되었다. 각 복사패턴에서 보듯이 해석대상 구조물의 복잡성을 고려한다면 두 방법에 의한 계산치와 측정치가 대체적으로 잘 일치한다고 볼 수 있다. 표면패치기법의 경우 Roll평면에서의 예측치(그림 5)는 전체 패턴의 대칭성이 일부 파손되었고, Pitch평면에서의 예측치(그림 6)는 헬리콥터 상단부에서의 패턴이 측정치와 상이함을 나타냄을 볼 수 있다. 이는 표면패치기법에서 두개의 연결된 패치간에 전류의 연속성을 주기위해 위치시킨 중첩전류모드의 비대칭성에 기인하는 것으로 판단된다. 이러한 중첩모드의 비대칭성을 막기 위해서는 이러한 연결부위에서의 세그

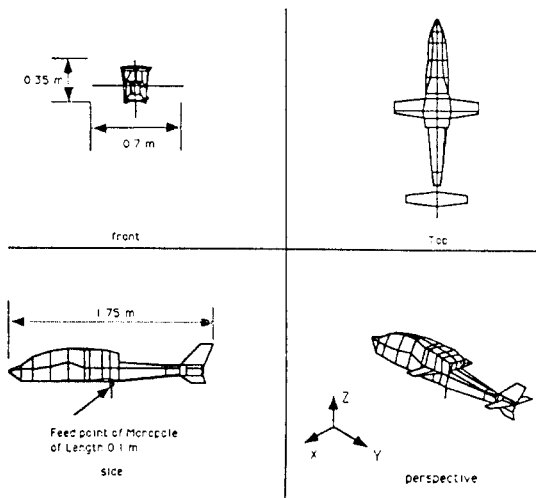


그림 4. 헬리콥터 모델 하단부에 부착된 모노폴 안테나
Fig 4. Monopole antenna mounted at the bottom of the helicopter model(1) 와이어 다이폴모드

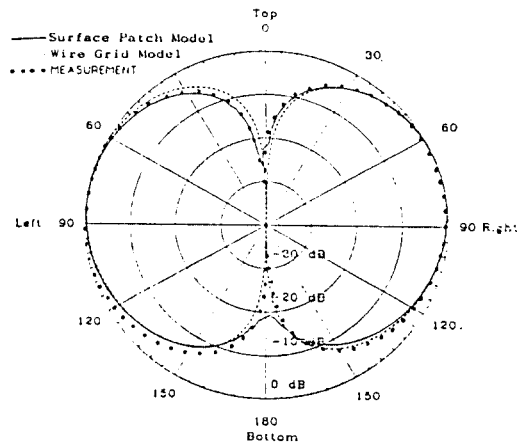


그림 5. Roll평면에서의 주편파 성분 전계 복사패턴
Fig. 5. Co-polarized electrical field patterns in the roll plane(1) 와이어 다이폴모드

먼트 크기를 줄이거나, 두개의 패치가 연결되는 공통 edge에 의해서 대칭이 되는 구조물의 좌우에서의 세그먼트 크기를 동일하게 유지시켜야한다. 이에 반해 와이어 모델링의 경우는 표면패치 모델링에 비해 대체적으로 측정된 데이터와 잘 일치함을 볼 수 있다. 복잡한 구조물의 와이어 모델링에 의한 해석결과의 정확성을 기하기 위해서는 모델링에 사용된 각 와이어의 표면적의 총합과 실제 해석 대상 구조물의 표면적이 거의 같도록 하여야 한다⁽¹⁶⁾. 또한 와이어의 세그먼트 크기도 일반적으로 한

파장당 10개 이상이 되어야 한다⁽¹⁷⁾. 와이어 모델의 경우 세그먼트 크기가 전체 복사패턴에 미치는 영향을 보기 위하여 동일한 헬리콥터에 대하여 세그먼트의 크기를 0.1λ와 0.05λ로 하여 Pitch 평면에서의 복사패턴을 계산하여 그 결과를 그림 8(a)에 도시하였다. 그림에서 보듯이 헬리콥터와 같이 복잡한 구조물의 경우 세그먼트 크기를 0.05λ 정도로 유지하여야 비교적 정확한 결과를 얻을 수 있다. 또한 표면 패치기법의 세그먼트 크기에 대한 영향을 보기 위하여 같은 헬리콥터의 모델링에 세

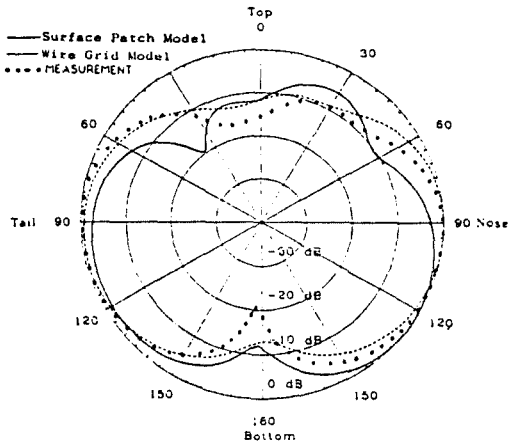


그림 6. Pitch 평면에서의 주편파 성분 전계 복사패턴
Fig 6. Co-polarized electrical field patterns in the pitch plane(1) 와이어 다이폴모드

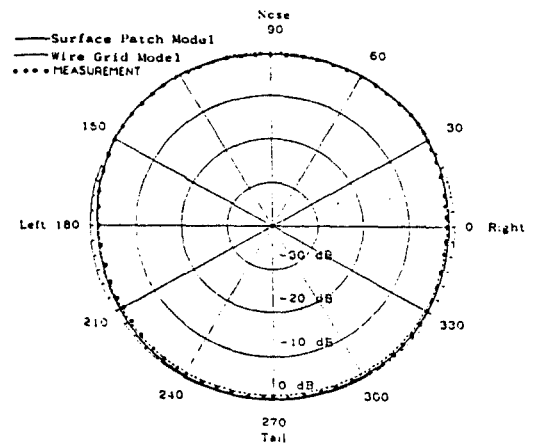
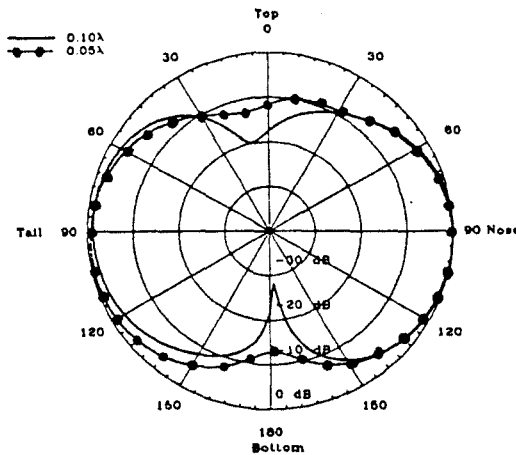
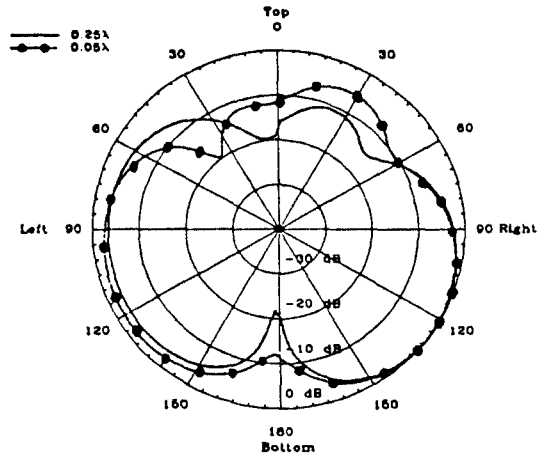


그림 7. Yaw 평면에서의 주편파 성분 전계 복사패턴
Fig 7. Co-polarized electrical field patterns in the yaw plane(1) 와이어 다이폴모드



a. 와이어 모델링에서 세그먼트 크기에 따른 복사패턴 비교



b. 표면패치 기법에서 세그먼트 크기에 따른 복사패턴 비교

그림 8. 세그먼트 크기 변화가 헬리콥터 안테나 복사패턴에 미치는 영향
Fig 8. Effect of segment size on the radiation pattern of helicopter antenna

그먼트의 크기를 0.25 λ 와 0.05 λ 로 하여 Pitch 평면에서의 복사패턴을 계산하여 그림 8(b)에 비교하였다. 표면패치 기법의 경우에는 특히 헬리콥터의 상부 전계패턴의 변화가 매우 심함을 볼 수 있다. 일반적으로 표면패치 모델링의 경우 간단한 구조물의 경우에는 0.25 λ 정도의 세크먼트 크기로도 좋은 결과를 얻을 수 있으나, 복잡한 구조물의 경우에는 0.05 λ 정도의 세크먼트 크기가 요구된다.

V. 결 론

헬리콥터와 같은 복잡한 구조물상에 부착된 안테나의 복사 패턴을 구하기 위해서는 해석적 방법(analytical method)으로는 불가능하며 수치해석적 방법으로만 전, 자계의 복사패턴 예측이 가능하다. 본 논문에서는 헬리콥터를 두 가지 모델링 기법, 즉 와이어 모델링 기법과 표면패치 기법을 사용하여 그 모델에 모멘트법을 적용하여 원거리 전계를 구하였다. 그림 5, 6, 7의 결과에서 보듯이 Roll 및 Yaw 평면에서는 측정치와 예측치가 매우 잘 일치함을 볼 수 있으나, Pitch 평면에서는 측정치와 예측치 간의 최대 편차가 관측 각도에 따라서 약 5dB 정도까지 있음을 보인다. 그러나 헬리콥터의 복잡성을 고려하여 볼 때 전체적으로는 매우 잘 일치한다고 할 수 있다. 또한 그림 8에서 보았듯이 두 모델링 기법을 헬리콥터와 같은 복잡한 구조물에 적용하기 위해서는 세크먼트 크기의 선택이 결과의 정확성에 직접적인 영향을 미치므로 크기를 0.05 λ 정도로 유지시켜 주어야 한다. 향후 복잡한 구조물상에 부착된 안테나에 의한 복사패턴과 관련된 다양한 위치 변화에 따른 복사특성, 다수 안테나 간의 상호 결합(mutual coupling) 분석 및 다양한 형태의 안테나에 의한 복사패턴 특성등이 수행되어야 할 것이다. 또한 복잡한 구조물에 완전 도체가 아닌 유전체나 전파 흡수체등이 부착되었을 경우의 복사특성 변화등에 대한 연구도 중요한 과제일 것이다.

참 고 문 헌

1. J. B. Keller, "A Geometrical Theory of Diffraction," Proc. Symp. Appl. Math., McGraw-Hill Book Co., Inc., New York, NY, Vol. 8, pp. 27-52, 1958.
2. R. G. Kouyoumjian and P. H. Pathak, "A Uniform Geometrical Theory of Diffraction for an Edge in a Perfectly Conducting Surface," IEEE Tran. Antenna Propagation, Vol. AP-62, No. 11, pp. 1448-1461, Nov. 1974.
3. P. H. Pathak et. al, "A Uniform GTD Analysis of the Diffraction of Electromagnetic Waves by a Smooth Convex Surface," IEEE Tran. Antennas Propagation, Vol. AP-28, No. 5, pp. 631- 642, September 1982.
4. P. Y. Ufimtsev, "Method of Edge Waves in the Physical Theory of Diffraction," (from the Russian "Method Krayevykh voln v fizicheskoy Teorii Difraksii," Izd-Vo Sov. Radio, pp. 1-243, 1962), translation prepared by the U.S. Air Force Foreign Technology Division, Wright-Patterson AFB, Ohio; released for public distribution, Sept. 7, 1971.
5. S. W. Lee, "Comparison of Uniform Asymptotic Theory and Ufimtsev's Theory of EM Edge Diffraction," IEEE Tran Antennas Propagation, Vol. AP-25, No. 2 pp. 162-170, March 1977.
6. S. W. Lee and G. A. Deschamps, "A Uniform Asymptotic Theory of EM Diffraction by a Curved Wedge," IEEE Tran. Antennas Propagation, Vol. AP-24, pp. 25-34, Jan. 1976.
7. R. F. Harrington, Field Computation by Moment Methods, Robert E. Krieger Publishing Co., Malabar, Florida, 1968.
8. E. K. Miller and F. J. Deadrick, Numerical and Asymptotic Techniques in Electromagnetics, ed. R. Mittra, Ch. 4 "Some Computational Aspects of Thin-wire Modeling," Springer-Verlag, New York, 1975.
9. A. J. Poggio and R. W. Adams, "Approximations for Terms Related to the Kernel in Thin-wire Integral Equations," technical report No. UCRL-51985, prepared for the Lawrence Livermore Laboratory, Dec. 1975.

10. A. Taflove and K. R. Umashankar, "Advanced Numerical Modeling of Microwave Penetration and Coupling for Complex Structure," technical report No. UCRL-15960, prepared for the Lawrence Livermore Laboratory, Sept. 1987.
11. P. P. Silvester and R. L. Ferrari, Finite Elements for Electrical Engineers, Cambridge University Press, Cambridge 1983.
12. C. A. Balanis, Advanced Engineering Electromagnetics, John Wiley & Sons, Inc. New York, 1989.
13. V. H. Rumsey, "Reaction Concept in Electromagnetic Theory," Physical Review, Vol. 94, pp. 1483-1491, June, 1954.
14. J. Choi et. al, "Progress: Development of an Interactive Graphics Program for EM Codes," 7th ACES Progress Review, March 19 - March 21, 1991, Monterey, California.
15. D. R. Wilton, "Wire Problems," Lecture Notes for Short Course on Computational Methods in Electromagnetics, 1981.
16. A. C. Ludwig, "Wire Grid Modeling," IEEE Tran. Antennas Propagation Vol. AP-35, No. 9, pp. 1045-1048, Sept. 1987.
17. A. J. Poggio and E. K. Miller, "Integral Equation Solutions of Three Dimensional Scattering Problems," in Computational Techniques for Electromagnetics (Ch. 4) R. Mittra Ed. Elmsford, NY: Pergamon, 1973.
18. Y. S. Yeh and K. K. Mei, "Theory of Conical Equiangular-Spiral Antennas Part I - Numerical Techniques," IEEE Tran. Antennas Propagation Vol. AP-15, No. 5, pp. 634-639, Sept. 1967.
19. G. J. Burke and A. J. Poggio, "Numerical Electromagnetic Code-Method of Moments Parts 1, 2, and 3," Naval Ocean Systems Center, San Diego, CA, NOSC TD 116(revised), 1980.
20. S. A. Schelkunoff, "On Diffraction and Radiation of Electromagnetic Waves," Physical Review, Vol. 56, Aug. 1939.
21. R. F. Harrington, Time Harmonic Electromagnetic Fields, McGraw Hill New York, 1961.
22. E. H. Newman and P. Tulyathan, "A Surface Patch Model for Polygonal Plates," IEEE Tran. Antennas Propagation Vol. AP- 30, pp. 588-593, July 1982.



崔 在 薰 (Jae Hoon Choi) 정희원

1980년 : 한양대학교 전자공학과
 1986년 : 미국 오하이오 주립대(Ohio State Univ.)전자공학석사
 1989년 8월 : 미국 오하이오 주립대 (Ohio State Univ.)전자공학박사

1989년 9월~1991년 3월 : 미국 아리조나주립대 연구교수
 1991년 4월~1995년 2월 : 한국통신위성사업단 연구팀장
 1995년 3월 ~ 현재 : 한양대학교 전파공학과 조교수

* 주관심분야 : 안테나 분석 및 설계, 전자파 산란,

Numerical Techniques in Electromagnetics