韓國電磁波學會論文誌 第10卷 第7號 1999年 12月 論文 99-10-7-01

모멘트 법을 이용한 슬리브 다이폴 배열안테나의 해석

Analysis of the Sleeve Dipole Array Antennas Using the Moment Method

배남진 · 최학근

Nam-Jin Bae · Hak-Keun Choi

요 약

본 논문에서는 이동통신 기지국용 안테나로 널리 사용되고 있는 슬리브 다이폴 배열 안테나에 대해 모멘트 법과 전송선로 이론을 결합하여 해석하였으며 그 특성을 고찰하였다. 모멘트 법으로 해석함에 있어서 전류가 슬리브 다이폴 소자뿐만 아니라 동축선로에도 흐르므로 두 부분 모두에 대하여 해석하였으며, 각 슬리브 다이폴 소자에 급전되는 전압은 슬리브 다이폴 배열 안테나가 동축선로에 의해 직렬로 급전되는 구조이므로 급전동축선로를 전송선로로 등가화하여 전송선로 이론으로부터 구하였다. 또한 구조에 의한 동축선로와 슬리브 개방단 사이의 직렬 리액턴스를 안테나에 임피던스가 부하(Loading)되는 것으로 고려하였다. 수치해석을 통해 슬리브 다이폴 소자의 급전간격이나 주파수의 변화에 따른 복사패턴과 전류분포를 고찰하였다. 해석방법의 타당성을 검증하기 위해 한 파장 간격으로 배열된 4소자 슬리브 다이폴 배열 안테나를 제작하고 복사패턴을 측정하여 수치해석결과와 비교하였다. 측정결과는 수치해석결과와 거의 일치함을 확인할 수 있었다.

Abstract

This paper presents a method of moments with the transmission line theory to analyze the sleeve dipole array antennas and analyses characteristics of that. There were several considerations for analysis of the method of moments. First, the method of moments were applied at both of the sleeve dipole elements and the coaxial line because the current flows on both of them. Second, the feed voltages of each sleeve dipole element were obtained by using a transmission line theory because the feeding structure is fed by coaxial line in series. Third, the series reactance between the coaxial line and the open side of the sleeve was considered as impedance loading on the antenna. The radiation patterns and current distributions from the numerical results were considered as variation of the feed distances and frequencies. To verify the validity of our method, 4 elements sleeve dipole array antennas with 1 λ_g distance were fabricated and measured, and then the measured radiation patterns were compared with the numerical results. The measured results were confirmed a good agreement with the numerical results.

단국대학교 전자공학과(Dept. of Electronics Eng., Dankook Univ.)

· 논 문 번 호 : 981017-107

· 수정완료일자 : 1999년 8월 2일

Ⅰ. 서 론

현재 이동 통신 기지국용 전방향성 안테나로는 동축 코리니아 안테나와 슬리브 다이폴 배열 안테나가 주로 쓰이고 있다[1],[2]. 동축 코리니아 안테나에 대한 이론적인 해석이 이미 이루어져 있는 반면[3]~[6], 슬리브 다이폴 배열 안테나에 대한 정확한 이론적인 해석은 아직 이루어져 있지 않다. 다만 슬리브 안테나에 대한 해석은 주로 모노폴과 다이폴에 대한 해석만이 있을 뿐이다[7]~[15]. 그러나 실제로 이동통신 기지국용으로 사용되기 위해서는 고이득을 필요로 하기 때문에 슬리브 다이폴 안테나를 수직으로 배열시켜 사용하게 되므로 이에 대한 정확한 해석이 필요하다. 지금까지는 각 슬리브 다이폴 소자에 급전되는 전압을 정확히 구하는데 어려움이 있었기 때문에 단순히 배열이론만을 적용하여 복사패턴을 구한다든지, 동축선로 부분의 전류는 무시하고 슬리브 다이폴 소자부분만을 모멘트 법으로 해석하여 복사패턴을 구할 수 밖에 없었기 때문에 슬리브 다이폴 배열 안테나의 정확한 특성을 알 수 없었다.

본 논문에서는 슬리브 다이폴 배열 안테나에 대하여 모멘트 법[16]과 전송선로 이론을 결합하여 수치해석하였으며[6], 그 해석결과로부터 슬리브 다이폴 배열 안테나의 특성을 고찰했다. 즉, 모멘트 법으로 해석함에 있어 전류는 슬리브 다이폴 소자뿐만 아니라 동축선로에도 흐르므로 두 부분 모두에 대하여 해석하였으며, 임의의 급전간격일 때 각 슬리브 다이폴 소자에 급전되는 전압은 슬리브 다이폴 배열 안테나가 동축선로에 의해 직렬로 급전되는 구조이므로 급전동축선로를 전송선로로 등가화하고 전송선로 이론으로부터 구했다[6]. $\lambda_g/2$의 정수배 급전간격의 경우에는 M 포트 회로망으로 등가화하여 임피던스 행렬로부터 급전전압을 구하였다. 또한 구조에 의한 슬리브의 개방단에서 단락측으로 들여다 본 임피던스가 동축선로와 슬리브 개방단 사이에서 종단단락선로에 의한 직렬리액턴스로 동작하는 것을 슬리브 다이폴 배열 안테나에 임피던스가 부하(Loading)되는 것으로 고려하였다[17]. 수치해석결과로부터 각 슬리브 다이폴 소자의 급전간격과 주파수 변화에 따른 복사패턴과 전류분포를 고찰하였다.

해석방법의 타당성을 검증하기 위해 한 파장간격으로 배열된 4소자 슬리브 다이폴 배열 안테나를 제작하여 복사패턴을 수치해석결과와 비교하였다. 측정결과는 수치해석결과와 거의 일치함을 확인할 수 있었으며, 이로써 본 논문의 해석방법이 타당함을 확인하였다.

Ⅱ. 이론적 해석

2-1 모멘트 법 적용

슬리브 다이폴 배열 안테나는 그림 1과 같이 동축선로에 슬리브 원통을 끼우고 한쪽을 단락시켜 배열함으로써 동축선로와 슬리브에 생성되는 정재파 전류분포를 동일하게 하여 정면방향으로의 복사특성을 개선시켜 고이득을 얻을 수 있게 한 구조이다[1],[2].

그림 1(a)와 (b)에서 보는 것과 같이 동축선로에 의해 직렬로 급전되는 구조이므로 이 안테나를 해석하기 위해서는 각 슬리브 다이폴 소자에 급전되는 급전전압을 정확히 구해야 정확한 해석이 가능하다. 또한 슬리브의 개방단에서 단락측으로 들여다 본 임피던스가 동축선로와 슬리브 개방단 사이에서 직렬리액턴스로 동작하기 때문에 그림 1(c)에서 보는 것과 같이 구조에 의한 각 슬리브 개방단에서의 임피던스 부하(loading)도 안테나를 해석함에 있어 고려해야 한다.

그림 1의 슬리브 다이폴 배열 안테나의 전자계를 모멘트 법으로 해석하기 위해 그림 2와 같이 좌표계를 설정한다. 여기서 l_s는 슬리브의 길이를, l_c는 슬리브 다이폴 사이의 동축선로의 길이를, l_f는 슬리브 다이폴의 급전간격을, l_{c1}는 첫 급전점에서 슬리브까

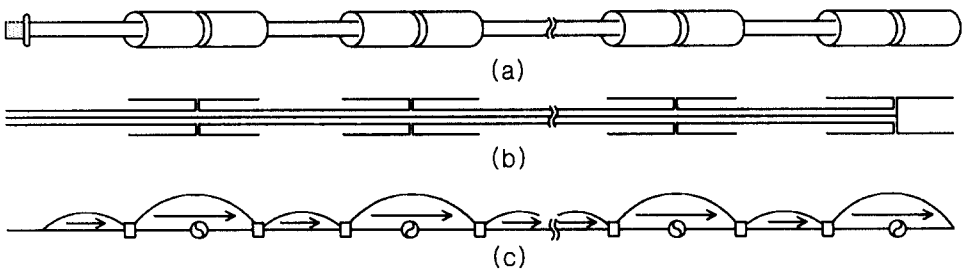


그림 1. 슬리브 다이폴 배열 안테나
(a) 구조, (b) 단면도, (c) 임피던스 부하와 전류분포

Fig. 1. Sleeve dipole array antennas.
(a) Structure, (b) Cross-section, (c) Impedance loading and current distribution

지의 동축선로의 길이를, a와 b는 각각 슬리브와 동축선로의 반경을 나타낸다. 만약 안테나의 반경이 길이에 비해 아주 작다고 하면, 안테나에 흐르는 전류는 거의 축방향으로 흐르며, 또한 안테나의 종단면에서의 전류는 0이 된다고 가정하면, 안테나의 전체길이가 L일 때 입사된 전계의 접선성분 E_z^i는 다음과 같이 간단히 표현할 수 있다[18].

$$-j\omega\varepsilon E_z^i = \int_L I(z')\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2\right) \cdot G(z, z')\,dz' \tag{1}$$

여기서, $G(z, z') = e^{-jkR}/4\pi R$이며, R은 source 점 z'와 관측점 z사이의 거리, k는 전파 상수로 $2\pi/\lambda$이고, $I(z')$는 안테나에 흐르는 선 전류이다.

식 (1)의 적분 방정식을 풀기 위해 그림 2의 슬리브 다이폴 배열 안테나를 그림 3과 같은 길이가 d_n인 N개의 미소구간(segment)으로 나누고, 안테나에 흐르는 $I(z')$를 미지의 전류계수 I_n과 전개함수 B_n으로 나타내면 다음과 같다.

$$I(z') = \sum_{n=1}^{N-1} I_n B_n \tag{2}$$

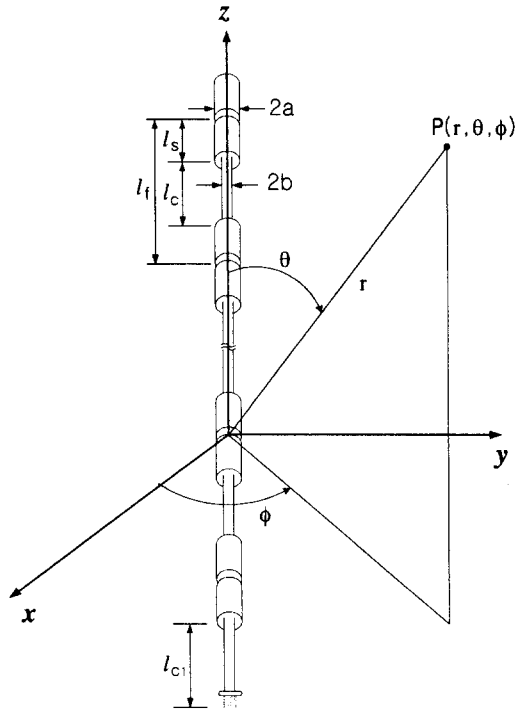


그림 2. 슬리브 다이폴 배열 안테나의 좌표계

Fig. 2. Coordinate system for sleeve dipole array antennas.

여기서 전개함수 B_n은 다음과 같은 Piecewise Sinusoid 함수라 가정한다.

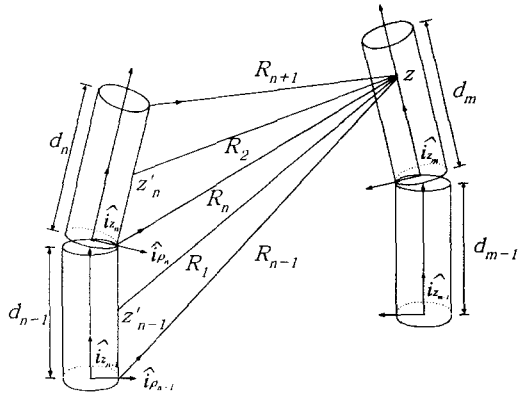


그림 3. 한 쌍의 미소구간과 좌표계

Fig. 3. A pair of wire segments and coordinate system.

$$B_n = \begin{cases} \dfrac{\sin kz'_{n-1}}{\sin kd_{n-1}}, & 0 \le z'_{n-1} \le d_{n-1} \\ \dfrac{\sin k(d_n - z'_n)}{\sin kd_n}, & 0 \le z'_n \le d_n \end{cases} \tag{3}$$

식 (1)에 식 (2)와 식 (3)을 대입 정리하여 최종적으로 을 구하여 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\vec{E}_n^{\,i} = \vec{F}_{z_n} I_n = \vec{F}_n I_n \tag{4}$$

$$\vec{F}_n = \frac{j30}{\sin kd_{n-1}} \cdot \left(\frac{e^{-jkR_{n-1}}}{R_{n-1}} - \cos kd_{n-1} \frac{e^{-jkR_n}}{R_n} \right) \hat{i}_{z_{n-1}} + \frac{j30}{\sin kd_n} \left(\frac{e^{-jkR_{n+1}}}{R_{n+1}} - \cos kd_n \frac{e^{-jkR_n}}{R_n} \right) \hat{i}_{z_n} \tag{5}$$

단, $R_n = \sqrt{(z-d_{n-1})^2 + \rho_{n-1}^2}$,

ρ_{n-1}: $n-1$번째 미소 구간의 반경

$R_{n+1} = \sqrt{(z-d_n)^2 + \rho_n^2}$,

ρ_n: n번째 미소 구간의 반경

미지의 전류계수 I_n을 구하기 위해 Galerkin 법을 적용하여 식 (4)와 내적을 취하면 다음과 같은 행렬로 나타낼 수 있다.

$$[Z_{mn}][I_n] = [V_m] \quad (m, n = 1, 2, 3, \cdots, N-1) \tag{6}$$

$$Z_{mn} = \int_0^{d_{m-1}} \frac{\sin kz'_{m-1}}{\sin kd_{m-1}} \hat{i}_{z_{m-1}} \cdot \vec{F}_n dz'_{m-1} + \int_0^{d_m} \frac{\sin k(d_m - z'_m)}{\sin kd_m} \hat{i}_{z_m} \cdot \vec{F}_n dz'_m \tag{7}$$

여기서, $[Z_{mn}]$은 $(N-1)\times(N-1)$ 임피던스 행렬이고, $[I]$와 $[V]$는 $(N-1)$ 열행렬이다.

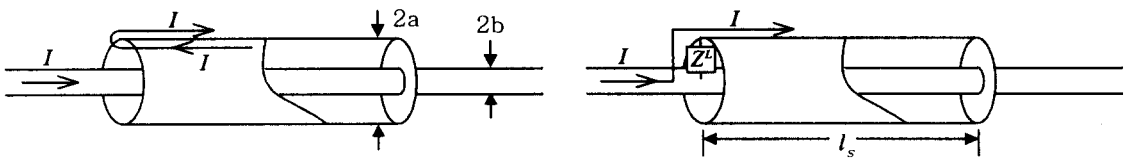
식 (6)의 행렬을 계산함으로써 안테나의 특성을 해석할 수 있으나, 이때 슬리브 다이폴 배열 안테나의 구조에 따른 임피던스 부하(loading)가 임피던스 행렬을 계산함에 있어 고려되어져야 하며, 각 슬리브 다이폴 소자에 급전되는 전압을 구하여 전압행렬을 결정해 주어야 한다.

2-2 임피던스 부하(Loading)

슬리브 다이폴 배열 안테나는 그림 4(a)와 같이 동축선로의 외부에 슬리브 원통도체를 끼우고 한쪽을 동축선로와 단락시키면 그림 4(b)와 같이 슬리브 원통은 개방단에서 동축선로에 대하여 직렬 리액턴스로 동작하는 구조이다. $\vec{E}_n^{\,i}$ 리액턴스는 슬리브 원통과 동축선로를 동축으로하여 슬리브의 개방단에서 단락측으로 들여다 본 임피던스이다.

$$Z^L = jZ_0 \tan \beta l_s \tag{8}$$

여기서, Z_0는 동축선로의 특성임피던스인 $60\ln(a/b)$이다. 이 리액턴스 성분이 그림 1(c)에서와 같이 슬리브의 각 개방단에 부하되어 있는 구조가 되며, 이처럼 안테나에 임피던스가 부하(loading)되는 경우[16]에는 부하(load) 임피던스를 해당부분의 자기



(a) (b)

그림 4. 임피던스 부하

(a) 종단 단락 동축선로, (b) 동축선로와 슬리브 사이의 직렬 리액턴스

Fig. 4. Impedance loading.

(a) Coaxial line terminated in a short circuit,

(b) Series reactance between the coaxial line and the sleeve

임피던스에 더해줌으로써 고려될 수 있다[17].

$$Z'_{mm} = Z_{mm} + Z_m^L \tag{9}$$

2-3 급전 전압 도출

슬리브 다이폴 배열 안테나의 급전 구조는 그림 1과 같이 동축선로에 의한 직렬로 급전된 형태이므로 슬리브 다이폴 소자가 임의의 급전간격으로 M개 배열되어 있을 때 급전 동축선로부분과 슬리브 다이폴 안테나 부분을 분리하여 그림 5와 같은 등가 전

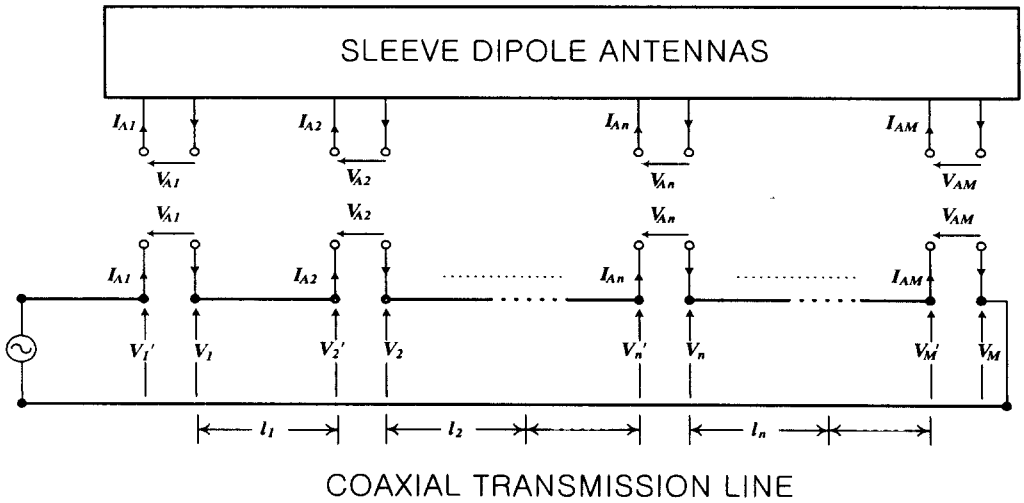


그림 5. 슬리브 다이폴 배열 안테나의 등가 전송선로 회로

Fig. 5. Equivalent transmission line circuit of the sleeve dipole array antennas.

V_n : n번째 전송선로의 입력전압

V_{An} : n번째 안테나에 급전되는 전압

V_n' : $n-1$번째 전송선로의 출력전압

$V_n' = V_{An} + V_n$ 또는 $V_n = V_n' - V_{An}$

I_{An} : n번째 전송선로의 입력전류 (= n번째 안테나의 급전 전류)

I_{An+1} : n번째 전송선로의 출력전류

M : 배열 개수

송선로회로로 나타낼 수 있으며, 이 전송선로로부터 각 단의 전압과 전류를 ABCD 행렬로 나타낼 수 있다. 여기에서 슬리브 다이폴 소자가 동축선로에 직렬로 연결된 구조이므로 슬리브 다이폴 소자에 급전되는 전압까지 고려하여 각 단이 종속적으로 표현될 수 있도록 각 슬리브 다이폴 소자에 급전되는 전압을 양변에 적절히 더하면 다음과 같이 ABCD 행렬을 수정하여 쓸 수 있다.

$$\begin{pmatrix} I_{A1} \\ V_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_1 & Y_0 S_1 \\ Z_0 S_1 & C_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{A2} \\ V_{A2}+V_2 \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} I_{A2} \\ V_{A2}+V_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_2 & Y_0 C_2 & 0 \\ Z_0 S_2 & C_2 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{A3} \\ V_{A3}+V_3 \\ V_{A2} \end{pmatrix}$$

$$\vdots$$

$$\begin{pmatrix} I_{An} \\ V_{An}+V_n \\ V_{A(n-1)} \\ \vdots \\ V_{A3} \\ V_{A2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_n & Y_0 S_n & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ Z_0 S_n & C_n & 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{A(n+1)} \\ V_{A(n+1)}+V_{n+1} \\ V_{An} \\ V_{A(n-1)} \\ \vdots \\ V_{A3} \\ V_{A2} \end{pmatrix}$$

$$\vdots$$

$$\begin{pmatrix} I_{A(M-1)} \\ V_{A(M-1)}+V_{M-1} \\ V_{A(M-2)} \\ \vdots \\ V_{A3} \\ V_{A2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_{M-1} & Y_0 S_{M-1} & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ Z_0 S_{M-1} & C_{M-1} & 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{AM} \\ V_{AM}+V_M \\ V_{A(M-1)} \\ V_{A(M-2)} \\ \vdots \\ V_{A3} \\ V_{A2} \end{pmatrix} \tag{10}$$

여기에서 C_n과 S_n은 각각 $\cosh\gamma l_n$, $\sinh\gamma l_n$을 나타내며, 만약 선로가 무손실이라면 각각 $\cos\beta l_n$, $j\sin\beta l_n$으로 표현된다. Z_0와 Y_0는 각각 동축선로의 특성임피던스와 특성 어드미턴스이다.

식 (10)에서 각 단의 전압과 전류를 마지막 단까지의 전압 전류로 표현하고, 이를 전개하여 전압과 전류로 나누어 쓰면 다음과 같다.

$$\begin{cases} 1-V_{A1} = a_{11} I_{AM} + a_{12} V_{AM} + a_{13} V_{A(M-1)} \\ \qquad + \cdots + a_{1(M-1)} V_{A3} + a_{1M} V_{A2} \\ V_{A2}+V_2 = a_{21} I_{AM} + a_{22} V_{AM} + a_{23} V_{A(M-1)} \\ \qquad + \cdots + a_{2(M-1)} V_{A3} + a_{2M} V_{A2} \\ V_{A3}+V_3 = a_{31} I_{AM} + a_{32} V_{AM} + a_{33} V_{A(M-1)} \\ \qquad + \cdots + a_{3(M-1)} V_{A3} \\ \qquad \vdots \\ V_{An}+V_n = a_{n1} I_{AM} + a_{n2} V_{AM} + a_{n3} V_{A(M-1)} \\ \qquad + \cdots + a_{n(M-n+2)} V_{An} \\ \qquad \vdots \\ V_{A(M-2)}+V_{M-2} = a_{(M-2)1} I_{AM} + a_{(M-2)2} V_{AM} \\ \qquad + a_{(M-2)3} V_{A(M-1)} + a_{(M-2)4} V_{A(M-2)} \\ V_{A(M-1)}+V_{M-1} = a_{(M-1)1} I_{AM} + a_{(M-1)2} V_{AM} \\ \qquad + a_{(M-1)3} V_{A(M-1)} \end{cases} \tag{11}$$

$$\begin{cases} I_{A1} = b_{11} I_{AM} + b_{12} V_{AM} + b_{13} V_{A(M-1)} + \cdots \\ \qquad + b_{1(M-1)} V_{A3} + b_{1M} V_{A2} \\ I_{A2} = b_{21} I_{AM} + b_{22} V_{AM} + b_{23} V_{A(M-1)} + \cdots \\ \qquad + b_{2(M-1)} V_{A3} \\ \qquad \vdots \\ I_{An} = b_{n1} I_{AM} + b_{n2} V_{AM} + b_{n3} V_{A(M-1)} + \cdots \\ \qquad + b_{n(M-n+1)} V_{An+1} \\ \qquad \vdots \\ I_{A(M-2)} = b_{(M-2)1} I_{AM} + b_{(M-2)2} V_{AM} + \\ \qquad b_{(M-2)3} V_{A(M-1)} \\ I_{A(M-1)} = b_{(M-1)1} I_{AM} + b_{(M-1)2} V_{AM} \end{cases} \tag{12}$$

여기서 식 (11)과 식 (12)의 전압과 전류 앞에 있는 a_{ij}와 b_{ij}는 각각 C_n, S_n의 곱들의 합으로 표현되는 계수를 나타낸다. 여기서 $i = 1, 2, 3, \cdots, M-1$, $j = 1, 2, 3, \cdots M$이다. 또한 급전전압 $V_1' = 1$ [V]라고 하면 $V_1 = 1 - V_{A1}$이 되고, 종단 전압은 $V_{AM} = V_M$이므로 V_{AM}으로 표현된다.

식 (10)의 전압식에서 첫 번째 전압식 $(1-V_{A1})$을 I_{AM}에 대하여 정리하여 식 (12)의 n번째 전류식 I_{AN}에 대입하여 정리하면 다음과 같은 상수와 급전전압만 표현되는 일반식을 얻을 수 있다.

$$I_{An}=\frac{b_{n1}}{a_{11}}-\frac{b_{n1}}{a_{11}}\left\{V_{A1}+\sum_{k=2}^{M}a_{1(M-k+2)}V_{Ak}\right\}+\sum_{k=n+1}^{M}b_{n(M-k+2)}V_{Ak} \quad (13)$$

위의 식 (13)을 간단히 행렬 형태로 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$[I_{Ai}]=[A_i]+[B_{ij}][V_{Ai}] \quad (14)$$

여기서 $[I_{Ai}]$, $[A_i]$, $[V_{Ai}]$는 $M\times1$ 행렬이고, $[B_{ij}]$는 $M\times M$ 행렬이다. 이때 M은 배열의 개수이며, i, $j=1, 2, \cdots, M$이다.

식 (14)를 $[Z][I]=[V]$에 대입할 수 있도록 전압에 대한 행렬로 나타내면 다음과 같다.

$$[V_{Ai}]=[B_{ij}]^{-1}[[I_{Ai}]-[A_i]] \quad (15)$$

이것은 $[V]=[Z'][I]-[V']$형태로 확장하여 표현을 할 수 있고, 이것을 전압행렬에 대입하면 최종적으로

$$[[Z]-[Z']][I]=-[V'] \quad (16)$$

이 된다. 여기서 $[Z']$와 $[V']$는 각 급전점에 해당하는 원소만 값을 갖고 나머지는 0인 행렬로서 각각 $[Z]$와 $[V]$ 같은 차원의 행렬이다. 위의 식 (16)의 행렬식을 풀게되면 임의의 급전간격으로 배열된 슬리브 다이폴 배열안테나를 해석할 수 있다.

만약 안테나의 급전간격이 관내파장 $\lambda_g/2$의 정수배가 되면 $ABCD$ 행렬에서 C_n과 S_n의 값이 각각 ±1, 0이 되어 앞에서처럼 $ABCD$ 행렬로부터 전압을 찾을 수 없다. 이와 같은 경우에는 각 안테나에 급전되는 전압과 전류의 관계로부터 만들어지는 임피던스 행렬을 이용하여 전압을 구할 수 있다. 즉, 안테나의 급전 간격이 관내파장 $\lambda_g/2$의 정수배가 되면 역위상 또는 동위상을 갖는 M개의 안테나가 배열되어 있는 것처럼 작용하기 때문에, 이것은 M개의 포트를 갖는 회로망과 등가이며 각 슬리브 다이폴의 전압과 전류의 관계를 다음과 같은 임피던스 행렬로 쓸 수 있다.

$$\begin{pmatrix}V_{A1}\\V_{A2}\\\vdots\\V_{AM}\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}Z_{11}&Z_{12}&\cdots&Z_{1M}\\Z_{21}&Z_{22}&\cdots&Z_{2M}\\\vdots&\cdots&\cdots&\vdots\\Z_{M1}&Z_{M2}&\cdots&Z_{MM}\end{pmatrix}\begin{pmatrix}I_{A1}\\I_{A2}\\\vdots\\I_{AM}\end{pmatrix} \quad (17)$$

여기서 임피던스의 첨자가 같은 경우 그 단에서의 자기 임피던스(self impedance)를, 첨자가 틀릴 경우에는 각 첨자의 안테나간의 상호임피던스(mutual impedance)를 나타낸다. 만약 안테나의 소자가 동일하다면 각 단의 자기 임피던스는 모두 같으며, 같은 거리에 있는 안테나간의 상호임피던스 값도 같은 값을 갖는다.

입력 전압을 1 V라고 하면 직렬 급전이므로 전체 전압의 합은 1 V가 되어야 한다. 또한 전류의 크기는 같으므로 각 전압의 상대적인 값은 각 전압에 해당하는 임피던스의 합을 전체 임피던스의 합으로 정규화 한 값이 된다.

$$\begin{aligned}V_{A1}&=(Z_{11}+Z_{12}+\cdots+Z_{1M})/\sum Z\\V_{A2}&=(Z_{21}+Z_{22}+\cdots+Z_{2M})/\sum Z\\&\vdots\\V_{AM}&=(Z_{M1}+Z_{M2}+\cdots+Z_{MM})/\sum Z\end{aligned} \quad (18)$$

식 (18)에서 사용되는 임피던스는 모멘트 법으로부터 계산되어지는 안테나의 임피던스로 행렬로부터 추출되어 사용될 수 있다. 이렇게 구해진 전압을

전압행렬에 대입하여 풀면 $\lambda_g/2$의 정수배 간격으로 급전되어 있을 때의 슬리브 다이폴 배열 안테나를 해석할 수 있다

앞에서 제시한 방법에 의해 임의의 급전 간격에 대해서는 급전 동축선로를 전송선로로 등가화 하여 $ABCD$ 행렬로부터 급전 전압을 구하여 해석할 수 있으며, $\lambda_g/2$의 정수배 간격으로 급전되는 경우는 M포트 회로망으로 등가화 하여 임피던스 행렬로부터 급전전압을 구하여 해석할 수 있다.

Ⅲ. 수치해석 결과 및 검토

본 논문의 수치해석 방법에 의하여 전송선로를 무손실로 가정했을 때 4소자 슬리브 다이폴 배열 안테나에 대한 수치해석 결과이다.

- 중심 주파수: 325 MHz
- 배열 개수(M): 4개
- 급전간격(l_f): $1\lambda_g$
- 동축선로의 단축률: 68.07 %
- 슬리브 다이폴 길이($2l_s$): 0.448λ
- 직경($2a$): 0.03033λ
- 동축선로의 길이(l_c): 0.22574λ
- 직경($2b$): 0.01083λ
- 첫 번째 동축 급전선로(l_{c1}): 0.24992λ

그림 6은 주파수에 대한 수직복사패턴을 나타내며 중심주파수(325 MHz)보다 낮은 주파수에서는 주빔이 아래쪽으로 틸트되며, 중심주파수보다 높은 주파수에서는 주빔이 위쪽으로 틸트되는 특성을 볼 수 있다. 그림 7은 급전간격에 대한 수직복사패턴으로 급전간격이 관내파장 $1\lambda_g$보다 작을 때는 아래쪽으로, 클 때는 위쪽으로 틸트되는 특성이 나타난다. 이것은 주파수나 급전간격이 변화함에 따라 각 슬리브 다이폴 소자에 급전되는 전류의 크기와 위상이 변화하기 때문으로 빔이 틸트되는 것이다. 이것은 그림 8과 9의 전류분포에서 확인할 수 있다. 그림 8은 주파수에 대한 전류분포를 나타낸 것으로 주파수가 중심주파수에서 벗어날수록 위상차가 발생함을 알 수 있고 그에 따라 크기도 감소함을 알 수 있다. 또한 그림 9의 급전간격에 대한 전류분포에서도 그림 8에서와 마찬가지로 관내파장이 $1\lambda_g$에서 멀어

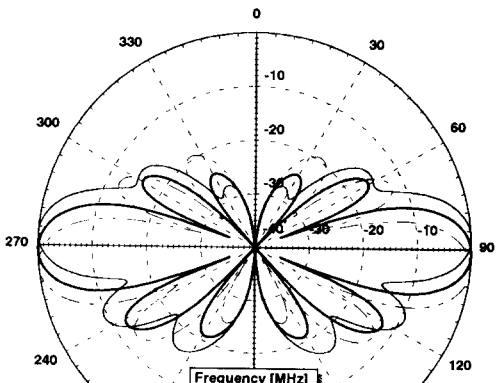


그림 6. 주파수에 따른 수직복사패턴

Fig. 6. Vertical radiation patterns for various frequencies.

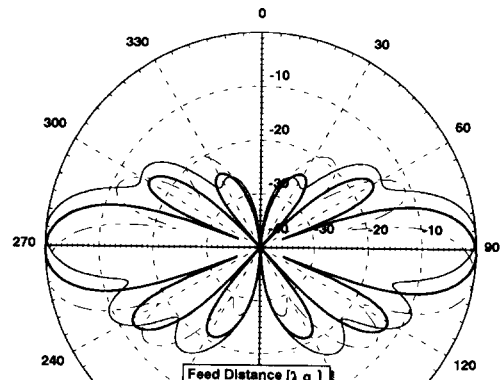
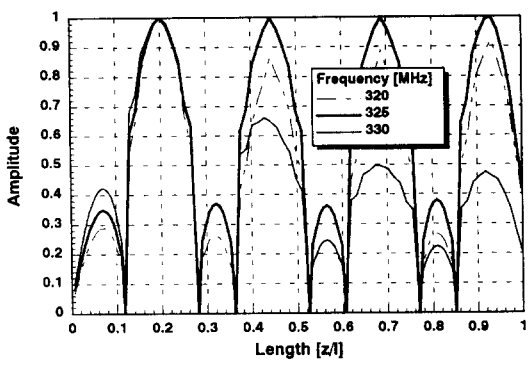
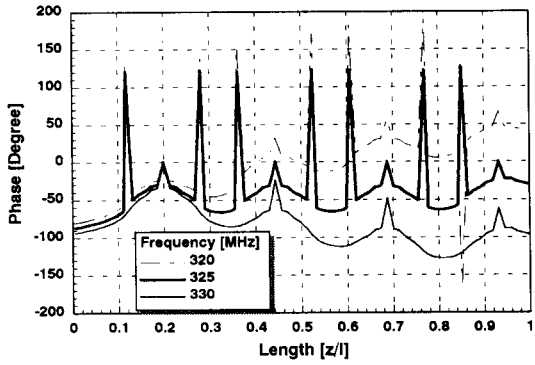


그림 7. 급전간격에 따른 수직복사패턴

Fig. 7. Vertical radiation patterns for various feed distances.



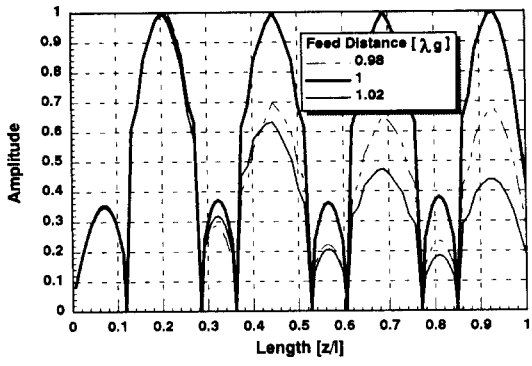
(a)



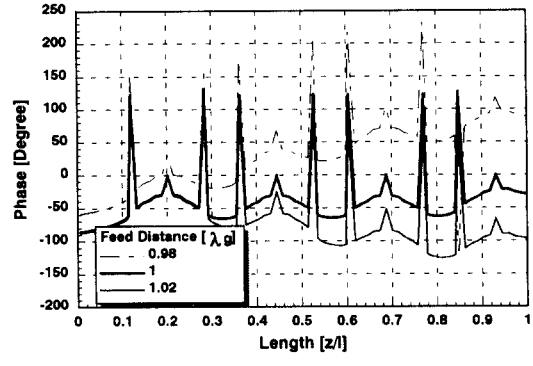
(b)

그림 8. 주파수에 따른 전류분포
(a) 크기, (b) 위상

Fig. 8. Current distributions for various frequencies.
(a) Amplitude, (b) Phase



(a)



(b)

그림 9. 급전간격에 따른 전류분포
(a) 크기, (b) 위상

Fig. 9. Current distributions for various feed distances.
(a) Amplitude, (b) Phase

지면 위상차가 발생하며 크기도 감소함을 알 수 있다. 여기서 무손실이라 가정했으므로 중심주파수와 $1\lambda_g$일 때의 전류분포의 크기는 동일하다.

본 논문의 수치해석 방법의 타당성을 검증하기 위해 한 파장 급전간격에 대하여 직접 제작하여 안테나의 반사손실과 수직복사패턴을 비교하였다. 그림 10은 이론적인 반사손실과 측정된 반사손실을 비교한 것이다. 정합은 입력단 첫 번째 급전 동축선로 부분(l_{c1})에 $\lambda/4$ 트랜스포머를 이용하였다. 그림 11은 주파수에 따른 측정결과와 수치해석결과를 비교한 것으로 320 MHz에서는 빔이 조금 차이가 있지만 모양에 있어서는 유사함을 볼 수 있고, 325 MHz와

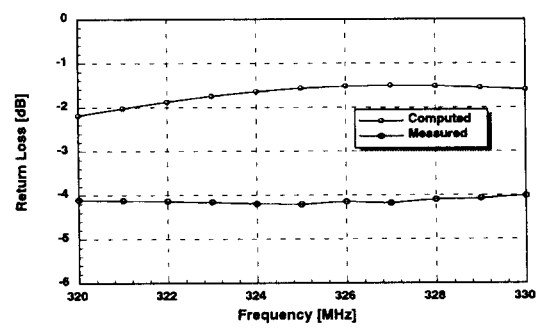
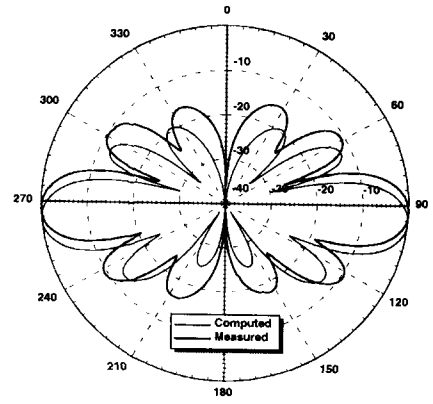


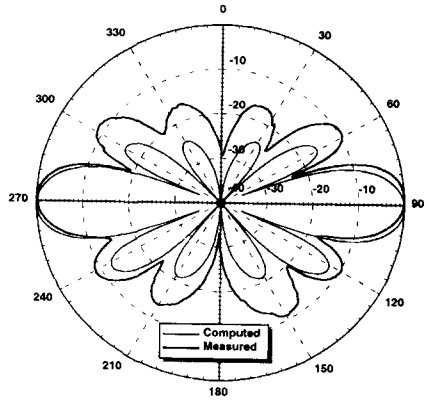
그림 10. 반사손실 비교

Fig. 10. Comparison of return loss.

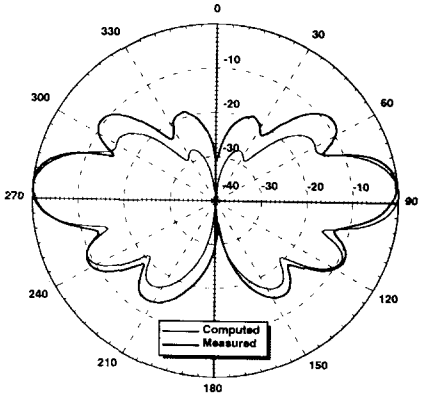
330 MHz의 경우에는 사이드로브 레벨의 차이는 있



(a)



(b)



(c)

그림 11. 주파수에 따른 수직복사 패턴 비교
(a) 320 MHz, (b) 325 MHz, (c) 330 MHz

Fig. 11. Comparison of vertical radiation patterns for various frequencies. (a) 320 MHz, (b) 325 MHz, (c) 330 MHz

지만 거의 일치함을 볼 수 있다. 이와 같이 측정환경 및 제작상의 오류로 인한 차이는 있지만 수치해석 결과와 거의 일치함을 알 수 있으며, 본 논문의 수치해석방법이 타당함을 확인하였다.

Ⅳ. 결 론

본 논문에서는 이동통신 기지국용 안테나로 널리 사용되고 있는 슬리브 다이폴 배열 안테나에 대해 모멘트 법과 전송선로 이론을 결합하여 해석하였으며 그 특성을 고찰하였다. 모멘트 법으로 해석함에 있어 전류가 슬리브 다이폴 소자뿐만 아니라 동축선로에도 흐르므로 두 부분 모두에 대하여 해석하였으며, 각 슬리브 다이폴 소자에 급전되는 전압은 슬리브 다이폴 배열 안테나가 동축선로에 의해 직렬로 급전되는 구조이므로 급전동축선로를 전송선로로 등가화하여 전송선로 이론으로부터 구하였다. 또한 구조에 의한 동축선로와 슬리브 개방단 사이의 직렬 리액턴스를 안테나에 임피던스가 부하(Loading)되는 것으로 고려하였다.

수치해석을 통해 슬리브 다이폴 소자의 급전간격이나 주파수의 변화에 따른 복사패턴과 전류분포를 고찰하였다. 주파수 및 급전간격에 따라 수직 복사패턴은 정면방향에서 위나 아래로 빔이 틸트되는 특성을 나타내었다. 이것은 주파수나 급전간격이 변화함에 따라 각 슬리브 다이폴 소자에 급전되는 전류의 크기와 위상이 변화하기 때문으로 빔이 틸트되는 것임을 전류분포로부터 확인할 수 있었다.

해석방법의 타당성을 검증하기 위해 한 파장 간격으로 배열된 4소자 슬리브 다이폴 배열 안테나를 제작하고 복사패턴을 측정하여 수치해석결과와 비교하였다. 측정결과는 수치해석결과와 거의 일치함을 확인하였으며, 이로써 본 논문의 해석방법에 의해 임의의 급전간격을 갖는 슬리브 다이폴 배열 안테나를 해석할 수 있음을 확인하였다.

본 논문의 해석방법을 이용하여 슬리브 다이폴 배열 안테나를 이용한 빔틸트에 대한 연구에도 이용

할 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

[1] Richard C. Johnson, *Antenna Engineering Handbook*. Third Ed. New York: McGraw-Hill, Inc. ch. 27-4, 1993.

[2] 일본전자통신학회, *Antenna Engineering Handbook*, OHM, pp. 137-138, 1980.

[3] T. J. Judaz, W. L. Ecklund and B. B. Basley, "The coaxial collinear antenna: current distribution from the cylindrical antenna equation," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-35, no. 3, pp. 327-331, Mar., 1987.

[4] T. J. Judaz and B. B. Basley, "Improved theoretical and experimental models for the coaxial collinear antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-37, pp. 287-296, Mar., 1989.

[5] A. Sakitani, "Analysis of coaxial collinear antenna: recurrence formula of voltages and admittances at connections," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-39, no. 1, pp. 15-20, Jan., 1991.

[6] 임성빈, 최학근, "이동통신용 동축 코리니아 안테나의 해석에 관한 연구," 대한전자공학회 논문지, 제30권 제11호, pp. 66-75, 1993.

[7] J. Taylor, "The Sleeve Antenna," doct. dissertation, Cruft Lab., Harvard Univ., Cambridge, MA., 1950.

[8] R. W. King, "Asymmetrically driven antennas and the sleeve dipole," *Proceedings of the I. R. E.*, vol. 38, pp. 1154-1164, Oct., 1950.

[9] R. W. P. King, *The Theory of Linear Antennas*. Cambridge, MA.: Harvard Univ. Press, 1956.

[10] A. J. Poggio and P. E. Mayes, "Pattern bandwidth optimization of the sleeve monopole antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-14, pp. 643-645, Sept., 1966.

[11] Mitsuo Taguchi, Shigeru Egashira and Tatsuru Ohzono, "Analysis of sleeve antenna with ground wires," *IECE*, vol. J69-B, no. 5, pp. 520-527, May, 1986.

[12] L. W. Rispin and D. C. Chang, "Wire and loop antennas," *Antenna Handbook*, Y. T. Lo and S. W. Lee, Eds. New York: Van Nostrand Reinhold, 1988, pp. 7.23-7.36

[13] A. D. Wunsch, "Fourier series treatment of the sleeve monopole antenna," *IEE Proc.-H*, vol. 135, no. 4, pp. 217-225, Aug., 1988.

[14] Zhongxiang Shen and Robert H. MacPhie, "Rigorous evaluation of the input impedance of sleeve monopole by modal-expansion method," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 44, pp. 1584-1591, Dec., 1996.

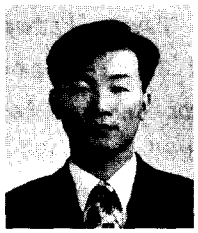
[15] 최홍주, 최광제, 허 정, 김영권, "집중정수 등가회로에 의한 슬리브 모노폴 안테나의 해석," 한국전자파학회 논문지, 제9권, 제1호, pp. 34-41, 1998년 2월.

[16] R. F. Harrington, *Field Computation by Moment Methods*. New York: IEEE Press, 1993; originally, Malabar, FL: Krieger, 1968.

[17] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, John Wiley & Sons, pp. 344-349, 1981.

[18] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*. 2nd Ed. New York: Wiley, pp. 388-391, 1997.

배 남 진



1996년 2월: 단국대학교 전자공학과(공학사)
1999년 2월: 단국대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
1999년 3월~현재: 한국안테나 중앙연구소 연구원
[주 관심분야] 안테나 및 전파전파, 마이크로파회로

최 학 근

1979년 2월: 고려대학교 전자공학과(공학사)
1981년 2월: 고려대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
1988년 8월: 고려대학교 대학원 전자공학과(공학박사)
1991년~현재: 단국대학교 전자공학과 부교수
[주 관심분야] 안테나 및 전파전파, 마이크로파회로