

지향성 절환 원형 배열 다이폴 안테나의 이득 특성

최 규락 김 기채
영남대학교 전기전자공학부

Gain Characteristics of Circular array dipole Antenna with Beam steering

Kyu Rak Choi Ki-Chai Kim

School of Electrical and Electronic Engineering, Yeungnam University

Tel: 053-810-2583 a9714701@chunma.yeungnam.ac.kr

kckim@yucc.yeungnam.ac.kr

요 약

본 논문에서는 중심에 급전 소자를 갖는 원형 배열 다이폴 안테나의 이득 특성을 검토하고 있다. 중심 안테나 소자의 길이와 급전 안테나를 적절히 선택하여 무 급전 소자의 유도 전류에 의한 안테나의 지향성 및 이득 특성을 변화시킬 수 있도록 반경과 중심 안테나의 길이를 적절히 선택하고 있다. 수치계산 결과, 원형 배열의 반경과 중심 안테나의 길이를 적절히 선택하므로 이득의 특성을 얻을 수 있었다.

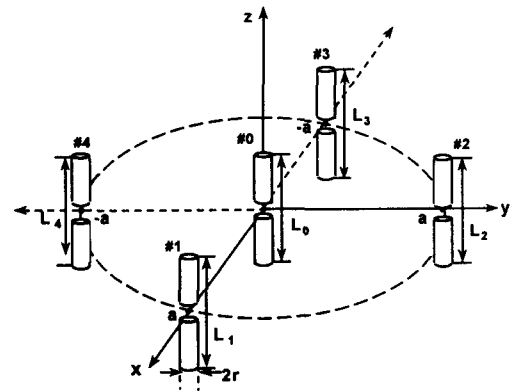


그림 1. 원형 배열 다이폴 안테나의 구조와 좌표계

1. 서론

최근, 업무의 효율성과 정보량의 거대화 및 비용 절감을 위해 실내 고속 무선 LAN의 연구 실용화가 진전되고 있다. 이들 시스템들은 광대역 전송을 행할 경우 다중 경로에 의한 전송 품질의 저하가 큰 문제가 된다. 기하 광학 모델을 이용하여 실내의 전파 전파 해석을 통한 전송 품질의 문제를 극복하기 위한 연구가 원형 배열 모노폴 안테나에 대해서 이루어진 것이 있으며[1], 모노폴 야기 우다 어레이 안테나에 관한 연구도 있다[2]. 무선 LAN 시스템은 일반적으로 단말국과 기지국으로 구성되지만 각각의 국에서 지향성 다이버시티를 사용함으로써 양호한 품질의 전송이 가능하

다. 이 때문에 전방향을 커버할 수 있는 멀티 섹터 안테나가 바람직하며, 멀티 섹터 안테나는 다중 경로에 의한 페이딩 현상도 줄일 수 있다.

본 연구에서는 중심에 다이폴 안테나를 배치시키고 원형으로 4개의 다이폴을 배열한 원형 배열 안테나에 대한 이득 특성을 검토하였다. 이론 해석 방법은 안테나 소자에 흐르는 전류 분포에 관한 적분 방정식을 유도하여 그 해를 모멘트 법으로 구하였다.

2. 이론 해석

2-1. 적분 방정식

본 논문에서 해석할 원형 배열 다이폴 안테나의 구조와 좌표계는 그림 1과 같다. 안테나간의 반경이 \mathbf{a} , 안테나의 반경이 \mathbf{r} , 안테나의 길이가 \mathbf{L} 이며 각 안테나 소자에는 급전 선로가 연결되어 있다. 먼저, 지향성 절환 특성을 얻기 위해 **#0, #1, #3** 안테나를 급전시키는 것을 **A** 모드라 하고, **#0, #2, #4** 안테나를 급전시키는 것을 **B** 모드라 한다. 구조의 대칭성으로부터 하나의 모드만 고찰하면 되므로 **A** 모드는 급전시 각 안테나의 상호 결합을 고려한 적분 방정식을 구하면 다음과 같다.

$$\int_{-L/2}^{L/2} [K_{p0}I_0(z') + K_{p1}I_1(z') + K_{p2}I_2(z') + K_{p3}I_3(z') + K_{p4}I_4(z')] dz' = -V_p \delta(z) \quad (p=0, 1, 2, 3, 4) \quad (1)$$

여기서, I_0, I_1, I_2, I_3, I_4 는 각 안테나의 전류 분포를 나타낸다. 그리고, **#2, #4** 안테나에는 급전을 시키지 않기 때문에 안테나의 급전 전압은

$$V_p \delta(z) = -Z_C I_p(0) \delta(z) \quad (2)$$

이다. 여기서, Z_C 는 **#2, #4** 안테나에 연결된 동축 선로의 특성 임피던스이며 50Ω 을 사용했다.

$I_p(0)$ 는 **#P** 소자의 장하점 전류치를 나타낸다.

식 (1)의 적분 방정식은 K_{pq} 는

$$K_{pq}(z, z') = \frac{\partial^2 \Psi_{pq}(z, z')}{\partial z^2} + k^2 \Psi_{pq}(z, z') \quad (p, q = 0, 1, 2, 3, 4) \quad (3)$$

이며, $\Psi_{pq}(z, z')$ 는

$$\Psi_{pq}(z, z') = \frac{e^{-jkR_{pq}}}{4\pi R_{pq}} \quad (4)$$

로서 자유 공간의 **Green** 함수이다. 단, R_{pq} 는 **#P** 안테나와 **#q** 안테나 사이의 거리를 나타낸다.

2-2. Moment 법의 적용

적분 방정식 (1)의 해를 구하기 위해 전류 분포를 다음과 같이 기지의 함수로 전개한다.

$$I_q = \sum_{n=1}^N C_{qn} F_{qn} \quad (q = 0, 1, 2, 3, 4) \quad (5)$$

여기서, 전개 함수 F_{qn} 은 다음과 같은 구분적 정현 함수를 사용한다.

$$F_n = \begin{cases} \frac{\sin k(z' - z'_{n-1})}{\sin k\Delta z_n} \hat{z} & z'_{n-1} \leq z' < z'_n \\ \frac{\sin k(z'_{n+1} - z')}{\sin k\Delta z_n} \hat{z} & z'_n \leq z' < z'_{n+1} \end{cases} \quad \Delta z_n = z'_n - z'_{n-1} = z'_{n+1} - z'_n$$

식 (5)를 적분 방정식 (1)에 대입하여 정리하면

$$\int_{-L/2}^{L/2} (K_{p0} \sum_{n=1}^N C_{0n} F_{0n} + K_{p1} \sum_{n=1}^N C_{1n} F_{1n} + K_{p2} \sum_{n=1}^N C_{2n} F_{2n} + K_{p3} \sum_{n=1}^N C_{3n} F_{3n} + K_{p4} \sum_{n=1}^N C_{4n} F_{4n}) dz' = -V_p \delta(z) \quad (p=0, 1, 2, 3, 4) \quad (6)$$

과 같이 되며 식 (6)을 전개 함수 F_n 과 같은 가중 함수 F_m 을 사용하여 내적을 취하면

$$\int_{-L/2}^{L/2} (K_{p0} \sum_{n=1}^N C_{0n} F_{0n} F_{qm} + K_{p1} \sum_{n=1}^N C_{1n} F_{1n} F_{qm} + K_{p2} \sum_{n=1}^N C_{2n} F_{2n} F_{qm} + K_{p3} \sum_{n=1}^N C_{3n} F_{3n} F_{qm}) dz' = -V_p \delta(z) F_{qm}$$

$$\begin{aligned}
& + K_{p4} \sum_{n=1}^N C_{4n} F_{4n} F_{qm} dz' \\
= & \int_{-L/2}^{L/2} V_p F_{qm} \delta(z) dz \\
& (p, q = 0, 1, 2, 3, 4) \quad (7)
\end{aligned}$$

과 같이 된다. 식 (7)은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned}
\sum_{n=1}^N C_{qn} Z_{mn}^{pq} = V_m^{pq}, \quad m = 0, 1, 2, 3, 4, \dots, N \\
(p, q = 0, 1, 2, 3, 4) \quad (8)
\end{aligned}$$

식 (8)에서 미정 계수 C_{qn} 을 구하면 식 (5)로부터 전류 분포를 구할 수 있다. **A** 모드인 경우의 입력 이득은 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$G(\theta) = \frac{r^2 |E_q(\theta)|^2}{30 |I_q|^2 R_{q,in}} \quad (9)$$

$$\begin{aligned}
E_q(\theta) = \hat{\theta} \frac{j\omega\mu e^{-jkr}}{4\pi r} \sin\theta \sum_{n=1}^N \frac{I_{qn}}{\sin k\Delta z_n} \\
\times (S_{qL} + S_{qU}) \quad (10)
\end{aligned}$$

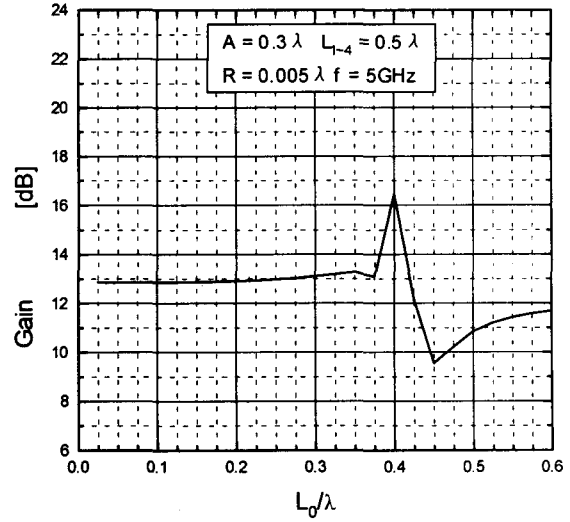
$$S_{qL} = \int_{z_{n-1}}^{z_n} \sin k(z' - z_{n-1}) e^{jkz' \cos\theta} dz' \quad (11)$$

$$\begin{aligned}
S_{qU} = \int_{z_n}^{z_{n+1}} \sin k(z_{n+1} - z') e^{jkz' \cos\theta} dz' \\
(q = 0, 1, 2) \quad (12)
\end{aligned}$$

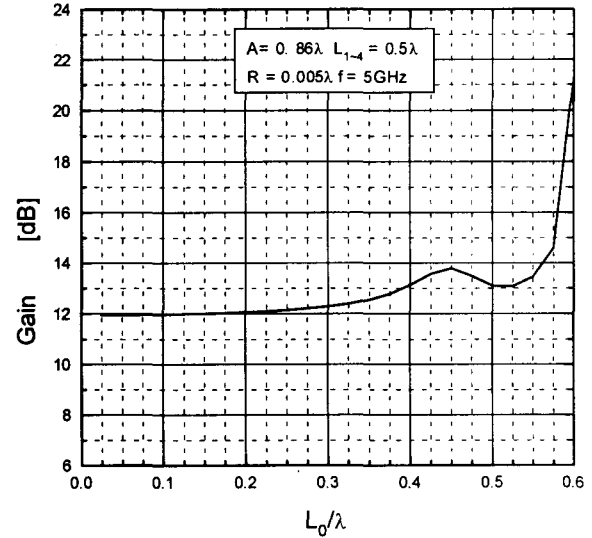
여기서, $\hat{\theta}$ 는 θ 방향의 단위 벡터이다.

3. 수치 해석 결과 및 검토

사용 주파수를 **5 GHz**, 분할 수를 **39** 개, 다이폴 안테나의 길이를 **0.5 λ**, 안테나의 직경을 **0.005 λ** 로 하여 **A** 모드의 기본 특성을 계산하였다.



(a) $A = 0.3 \lambda$

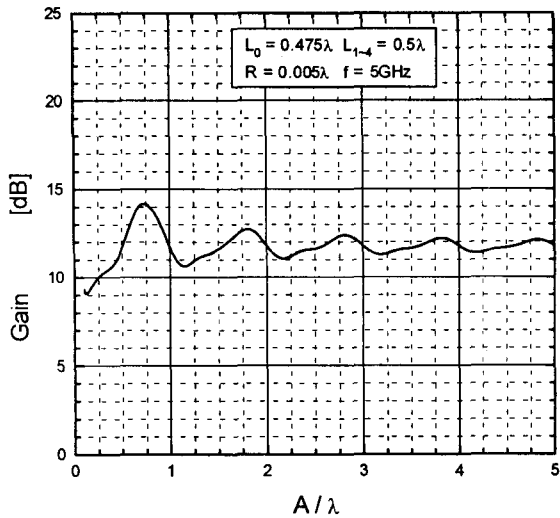


(b) $A = 0.86 \lambda$

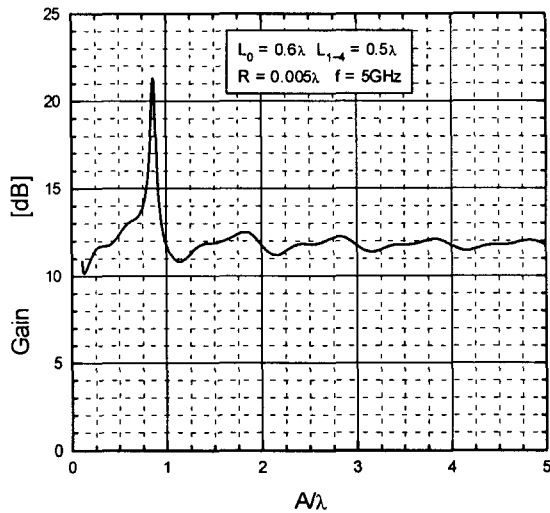
그림 2.#0 안테나 소자의 길이 변화에 따른 이득의 변화

그림 2-(a), (b)는 안테나 반경을 고정하였을 때 #0 안테나 소자의 길이 변화에 따른 이득 특성을 나타낸다. 그림 2(a)에서 알수 있는 것 처럼 L_0 의 길이가 **0.4 λ** 에서 가장 큰 **16.46 dB** 의 이득을 얻을 수 있었다.

그림 2-(b)는 안테나 반경이 **0.86 λ** 일 때의 이득 특성이다. 그림에서 보는 것 처럼 L_0 의 길이가 **0.6 λ** 에서 가장 큰 **21.29 dB** 의 이득을 얻을 수 있었다.



(a) $L_0 = 0.475 \lambda$



(b) $L_0 = 0.6 \lambda$

그림 3. 안테나 반경의 변화에 따른 이득의 변화

이것은 반파장 다이폴 안테나의 경우 0.47λ 에서 가장 양호한 특성을 나타내는데 비해 본 안테나의 구조에서는 상호 결합에 의한 임피던스의 변화 때문인 것으로 생각된다.

그림 3-(a)는 안테나의 길이를 0.475λ 로 고정하였을 때 안테나 반경의 변화에 따른 이득 특성을 나타낸다. 안테나 반경인 A 의 길이가 0.73λ 에서 가장 큰 14.18dB 의 이득을 얻을 수 있었다. 그림 3-(b)는 안

테나의 길이를 0.6λ 로 고정하였을 때 안테나 반경의 변화에 따른 이득 특성을 나타낸다. A 의 길이가 0.86λ 에서 가장 큰 21.29dB 의 이득을 얻을 수 있었다.

이상의 결과로부터 알 수 있는 것처럼 특정 구조에서는 아주 첨예한 이득 특성을 가지므로, 다중 경로에 의한 페이딩 현상을 억제할 수 있으며 광대역 특성의 단점을 보완할 수 있다.

4. 결론

본 논문에서는 지향성 절환 원형 배열 다이폴 안테나를 생각하고 A 모드의 특성에 대해 이득 특성을 검토하였다. 안테나 반경과 #0 안테나의 길이 변화를 통해 최대 이득을 구할 수 있었으며 #0 안테나의 길이가 0.6λ 이고 반경 A 가 0.86λ 에서 가장 큰 21.29dB 의 이득을 얻을 수 있었다. 본 안테나는 무선 LAN용 안테나로서 적합함을 알 수 있었으며, 앞으로 여러 가지 경우들을 살펴보고 실험을 통하여 해석 결과를 비교할 계획이다.

참고문헌

- [1] A. Sibille, C. Robin and G. Poncelet, "Circularswitched monopole arrays for beam steering wireless communications", IEE. Electronics letters 1997, vol. 33, No.7
- [2] Tamami MARUYAMA, Kazuhiro UEHARA, Kenichi KAGOSHIMA, "Design and Analysis of Small Multi-sector Antenna for Wireless LANs Made by Monopole Yagi-Uda Array Antenna", Trans. of IEICE, B-II Vol. J80-B-II No.5, pp. 424-433 1997. 5.