

모멘트법을 이용한 W형 리플렉터 안테나의 해석

Analysis of W-type Reflector Antennas Using the Method of Moments

이상수 · 최학근

Sang-Su Lee · Hak-Keun Choi

요 약

본 논문에서는 코너 리플렉터 안테나 구조로부터 변형된 W형 리플렉터 안테나를 제안하고, 모멘트법을 이용하여 복사특성을 해석하였다. 해석결과로 W형 리플렉터 안테나의 다이폴 높이 h 와 back edge 거리 d 를 변화시켰을 때 복사특성인 이득, 전후방비, 빔폭, 복사패턴을 각각 나타냈다. 또한, W형 리플렉터 안테나와 동일한 크기의 side 반사판을 갖는 코너 리플렉터 안테나의 복사특성을 비교한 결과 W형 리플렉터 안테나가 코너 리플렉터 안테나에 비해 다소 이득이 높고, 전후방비가 큼을 알 수 있었다. W형 리플렉터 안테나를 실제 제작하고, 복사특성을 측정하여 계산결과와 비교하였으며, 측정결과는 계산결과에 거의 근접한 것으로 나타났다.

Abstract

In this paper, W-type reflector antennas modified from corner reflector antenna structure were proposed and the radiation characteristics were analyzed using the method of moments. The analysis results such as gain, F/B, half power beamwidth, and radiation pattern are presented as functions of dipole height h and back edge spacing d . Also, the proposed antenna was compared with corner reflector antennas in the same size of side reflectors, W-type reflector antenna was found to exhibit somewhat higher gain and larger F/B than corner reflector antennas. To verify the analysis results, W-type reflector antenna was fabricated and the radiation characteristics were measured. The measured results show good agreement with the calculated results.

I. 서 론

코너 리플렉터 안테나는 구조가 간단하고 고이득과 전후방비가 큰 복사특성 때문에 현재 VHF대 및 UHF대에서 중계기용 고이득 안테나로서 널리 사용되어지고 있다.

코너 리플렉터 안테나는 1940년 J. D. Kraus에 의해 제안되었으며^[1], 그 후 코너 리플렉터 안테나에 대한 많은 연구^{[2]~[5]}가 이루어졌을 뿐만 아니라 코너 리플렉터 안테나의 구조로부터 변형된 형태의 안테나에 관한 연구^{[6]~[8]}도 이루어졌다. 그러나 이제까지 W형 반사판 구조를 갖는 코너 리플렉터 안테나에 대해서는 연구된 바가 없다. 따라서 본

단국대학교 전자공학과 (Dept. of Electronics Engineering, Dankook University)

· 논문 번호 : 981017-106

· 수정완료일자 : 1999년 2월 25일

논문에서는 코너 리플렉터 안테나 구조로부터 변형된 W형 리플렉터 안테나를 제안하고 복사특성을 해석한다.

본 논문에서 제안한 W형 리플렉터 안테나의 복사특성을 해석하기 위해 W형 리플렉터 안테나의 반사판을 격자형으로 근사화 한 뒤 모멘트법^{[9]~[12]}을 이용한다.

해석결과로 W형 리플렉터 안테나의 다이폴 높이 h 와 back edge 거리 d 를 변화시켰을 때 복사특성인 이득, 전후방비, 빔폭, 복사패턴을 각각 나타내고, 주파수 1.7 GHz~1.9 GHz에서 W형 리플렉터 안테나와 동일한 크기의 side 반사판을 갖는 코너 리플렉터 안테나의 복사특성을 비교한다. 여기서, W형 리플렉터 안테나와 코너 리플렉터 안테나의 중심주파수는 1.8 GHz이다.

W형 리플렉터 안테나의 복사특성에 대한 해석 결과의 타당성을 검증하기 위해 중심주파수가 1.8 GHz인 W형 리플렉터 안테나를 실제 제작하고, 주파수 1.7 GHz~1.9 GHz에서 복사특성을 측정하여 계산결과와 비교, 검토한다.

II. 모멘트법 해석

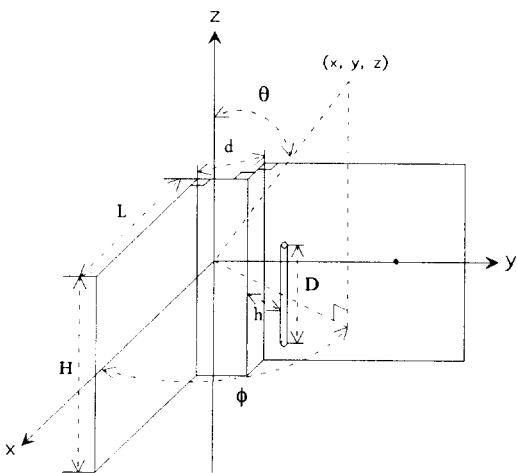


그림 1. W형 리플렉터 안테나의 구조 및 좌표계
Fig. 1. Structure and coordinate system of W-type reflector antenna.

그림 1은 W형 리플렉터 안테나의 구조 및 좌표계이다. L 과 H 는 각각 side 반사판 길이와 높이를, D 와 h 는 각각 다이폴 길이와 높이를, d 는 back edge 거리를 나타낸다. 본 논문에서는 그림 1에서 볼 수 있는 바와 같이 중앙 반사판의 꺾인 부분의 각도, 중앙반사판과 side 반사판이 이루는 각도가 모두 90° 인 경우에 대해 해석한다.

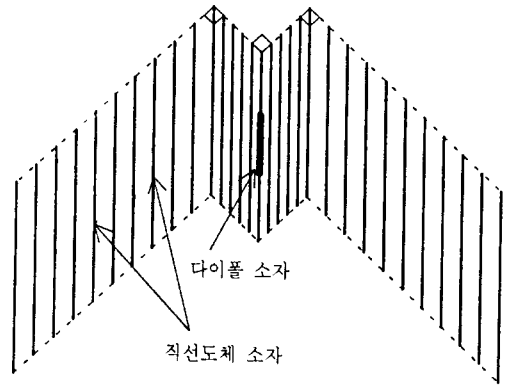


그림 2. W형 리플렉터 안테나에 대한 근사 모델
Fig. 2. Approximate model for W-type reflector antenna.

그림 2는 W형 리플렉터 안테나를 모멘트법으로 해석하기 위해 반사판을 격자형 반사기로 근사화 한다^{[9]~[11]} 격자형 모델의 직선도체 소자 수는 다이폴 소자를 포함하여 P 개로 한다.

직선도체 소자의 반경이 길이와 파장에 비해 매우 작고 균일하다면 직선도체 소자들에 흐르는 전류는 축 방향으로 흐른다고 할 수 있다. 따라서 안테나에 흐르는 전류분포를 구하기 위해 Pocklington형 적분방정식을 이용하면, 입사전계는 다음과 같이 표현된다^{[11],[12]}.

$$-E_z^i = \frac{1}{j\omega\epsilon} \int I_z(z') \left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) \cdot G(z, z') dz' \quad (1)$$

여기서, E_z^i 는 입사전계, $G(z, z') = e^{-jkR} / 4$

πR 이며, R 은 source점 z' 과 관측점 z 사이의 거리, k 는 전파 상수로 $2\pi/\lambda$ 이다.

그림 2의 안테나에 모멘트법을 적용하기 위하여 각 직선도체 소자를 N 개의 소구간으로 나눈다. (이하 인접한 두 소구간을 미소소자라 함) 그림 2에서 격자형으로 모델링한 W형 리플렉터 안테나의 직선도체 소자에 흐르는 전류는 다음과 같이 근사화 된다.

$$I_z(z') = \sum_{n=1}^{(N-1) \times P} I_n B_n(z') \quad (2)$$

여기서, I_n 은 인접한 두 소구간에 흐르는 미지의 전류계수이고, $B_n(z')$ 은 전개함수로서,

$$B_n(z') = \begin{cases} \frac{\sin k z'_{n-1}}{\sin k d_{n-1}}, & 0 \leq z'_{n-1} \leq d_{n-1} \\ \frac{\sin k(d_n - z'_n)}{\sin k d_n}, & 0 \leq z'_n \leq d_n \end{cases} \quad (3)$$

인 정현파라 가정한다.

단, d_{n-1} , d_n 은 인접한 두 소구간의 길이를 나타내며, 그림으로 표현하면, 그림 3과 같다.

식 (2)를 식 (1)에 대입하여 간략화하면,

$$-E_z^i = \sum_{n=1}^{(N-1) \times P} I_n F_n \quad (4)$$

같이 표현된다.

단, F_n 은 다음과 같이 표현된다.

$$F_n = \frac{j30}{\sin k d_{n-1}} \left(\frac{e^{-jkR_{n-1}}}{R_{n-1}} - \cos k d_{n-1} \frac{e^{-jkR_n}}{R_n} \right) + \frac{j30}{\sin k d_n} \left(\frac{e^{-jkR_{n+1}}}{R_{n+1}} - \cos k d_n \frac{e^{-jkR_n}}{R_n} \right)$$

미지의 전류계수 I_n 을 구하기 위해 식 (4)에 전개함수 $B_n(z')$ 과 같은 무게함수(weighting function)

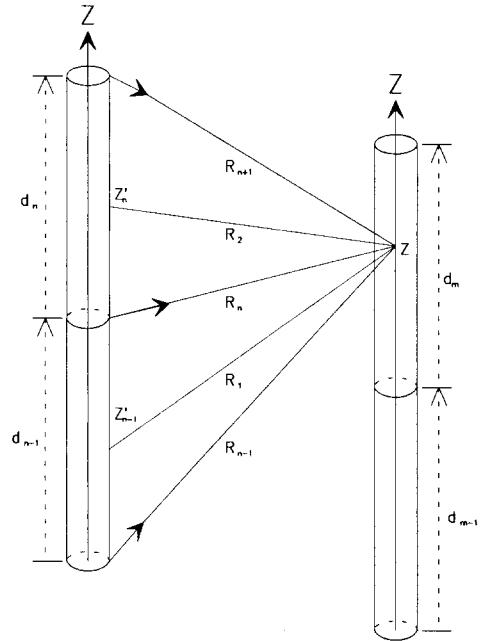


그림 3. 한 쌍의 미소소자와 좌표계

Fig. 3. A pair of short-wire elements and coordinate system.

$W_m(z')$ 을 선택하는 Galerkin법^{[11],[12]}을 적용하여 내적을 취하여 행렬방정식으로 변환하면

$$[V_m] = [Z_{mn}] [I_n] \quad (5)$$

가 된다.

여기서, V_m 과 Z_{mn} 은 다음과 같다.

$$V_m = - \int_0^{d_{n-1}} \frac{\sin k z'_{m-1}}{\sin k d_{m-1}} E_z^i dz'_{m-1} - \int_0^{d_m} \frac{\sin k(d_m - z'_m)}{\sin k d_m} E_z^i dz'_m \quad (6)$$

$$Z_{mn} = \int_0^{d_{n-1}} \frac{\sin k z'_{m-1}}{\sin k d_{m-1}} F_n dz'_{m-1} + \int_0^{d_m} \frac{\sin k(d_m - z'_m)}{\sin k d_m} F_n dz'_m \quad (7)$$

식 (5)를 이용하여 W형 리플렉터 안테나의 전류분포를 구할 수 있다. 식 (5)에서 얻어진 전류분

포를 가지고 복사전계식을 구하면,

$$\begin{aligned}
 E_{\theta} = & -j30k \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \sum_{n=1}^{(N-1) \times P} I_n \\
 & \cdot \left\{ \int_0^{d_n} \frac{\sin k(d_n - z'_n)}{\sin kd_n} (z'_{xn} \cos \theta \cos \phi \right. \\
 & + z'_{yn} \cos \theta \sin \phi - z'_{zn} \sin \theta) \\
 & \cdot e^{jk(x'_n \sin \theta \cos \phi + y'_n \sin \theta \sin \phi + z'_n \cos \theta)} dz'_n \\
 & + \int_0^{d_{n-1}} \frac{\sin k z'_{n-1}}{\sin kd_{n-1}} (z'_{xn-1} \cos \theta \cos \phi \\
 & + z'_{yn-1} \cos \theta \sin \phi - z'_{zn-1} \sin \theta) \\
 & \cdot e^{jk(x'_{n-1} \sin \theta \cos \phi + y'_{n-1} \sin \theta \sin \phi + z'_{n-1} \cos \theta)} \\
 & \left. \cdot dz'_{n-1} \right\} \quad (8)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 E_{\phi} = & -j30k \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \sum_{n=1}^{(N-1) \times P} I_n \\
 & \cdot \left\{ \int_0^{d_n} \frac{\sin k(d_n - z'_n)}{\sin kd_n} \right. \\
 & \cdot (-z'_{xn} \sin \phi + z'_{yn} \cos \phi) \\
 & \cdot e^{jk(x'_n \sin \theta \cos \phi + y'_n \sin \theta \sin \phi + z'_n \cos \theta)} dz'_n \\
 & + \int_0^{d_{n-1}} \frac{\sin k z'_{n-1}}{\sin kd_{n-1}} \\
 & \cdot (-z'_{xn-1} \sin \phi + z'_{yn-1} \cos \phi) \\
 & \cdot e^{jk(x'_{n-1} \sin \theta \cos \phi + y'_{n-1} \sin \theta \sin \phi + z'_{n-1} \cos \theta)} \\
 & \left. \cdot dz'_{n-1} \right\} \quad (9)
 \end{aligned}$$

이 된다. 여기서, z'_{xn} , z'_{yn} , z'_{zn} 은 n 번째 분할점을 원점으로 하는 좌표계에서 source 점으로 향하는 단위벡터성분이며, x'_n , y'_n , z'_n 은 좌표중심에서 n 번째 소구간의 source 점으로 향하는 거리벡터성분이다.

III. 수치계산결과 및 검토

3-1 W형 리플렉터 안테나의 복사특성

본 절에서는 모멘트법을 이용한 W형 리플렉터 안테나의 해석결과를 나타낸다. 여기서 W형 리플렉터 안테나의 side 반사판 길이 L 과 높이 H 는 각각 1λ 이고, 다이폴 길이 D 는 0.48λ 이다. 이때, 다이폴 높이 h 와 back edge 거리 d 를 변화시켰을 때 W형 리플렉터 안테나의 복사특성인 이득, 전후방비, 빔폭, 복사패턴에 대해 수치계산을 하였다. 일반적으로 반사판을 격자형으로 모델링할 때 직선도체 소자들간의 간격이 0.1λ 이하^[13], 미소소자 길이가 0.5λ 이하, 미소소자의 반경이 0.01λ 일 때가 적당하다고 알려져 있다^[11]. 따라서, 수치계산 과정에서 side 반사판의 한 면당 직선도체 소자 수를 26개로 하였으며, 중앙 반사판의 경우 한 면당 직선도체 소자 수를 각각 back edge 거리 d 가 0.1λ 일 때 6개, 0.2λ 일 때 8개, 0.25λ 일 때 10개, 0.3λ 일 때 12개, 0.4λ 일 때 14개, 0.5λ 일 때 16개로 하였다. 그리고, 한 개의 직선도체 소자당 소구간의 수를 10개로 하였다.

3-1-1 이득

그림 4는 W형 리플렉터 안테나의 side 반사판 길이 L 과 높이 H 가 1λ 인 경우, 다이폴 높이 h 를 0.1λ 에서 0.5λ 까지 변화시키면서 back edge 거리 d 를 0.1λ , 0.2λ , 0.25λ , 0.3λ , 0.4λ , 0.5λ 로 변화시켰을 때 안테나 이득을 나타낸다. 그림 4로부터 다이폴 높이 h 가 0.1λ 일 때는 back edge 거리 d 가 0.5λ , 0.4λ , 0.3λ , 0.25λ , 0.2λ , 0.1λ 순으로 안테나 이득이 높음을 알 수 있는 반면, 다이폴 높이 h 가 0.5λ 일 때는 back edge 거리 d 가 0.1λ , 0.2λ , 0.25λ , 0.3λ , 0.4λ , 0.5λ 순으로 안테나 이득이 높음을 알 수 있다. 다시 말하면, back edge 거리 d 가 좁을 때는 넓을 때보다 상대적으로 높은 안테나 이득은 갖을 수 없으나, 다이폴 높이 h 를 높임에 따라 안테나 이득의 변화가 거의 없음을 알 수 있으며, back edge 거리 d 가 넓을 때는 좁을 때보다 상대적으로 높은 안테나 이득은 가질

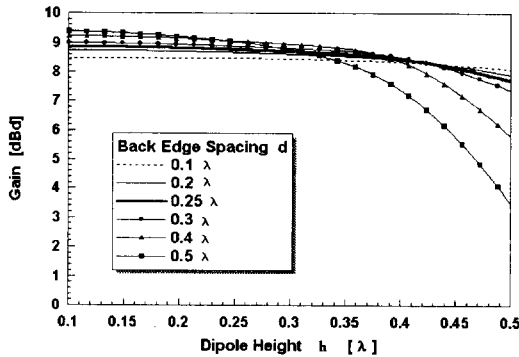


그림 4. 다이폴 높이 h 와 back edge 거리 d 의 변화에 따른 안테나 이득

Fig. 4. Antenna gain as functions of dipole height h and back edge spacing d .

수 있는 반면, 다이폴 높이 h 를 높힘에 따라 안테나 이득도 급격히 낮아짐을 알 수 있다.

3-1-2 전후방비

그림 5는 W형 리플렉터 안테나의 side 반사판 길이 L 과 높이 H 가 1λ 인 경우, 다이폴 높이 h 를 0.1λ 에서 0.5λ 까지 변화시키면서 back edge 거리 d 를 $0.1\lambda, 0.2\lambda, 0.25\lambda, 0.3\lambda, 0.4\lambda, 0.5\lambda$ 로 변화시켰을 때 전후방비(F/B : Front to Back ratio)

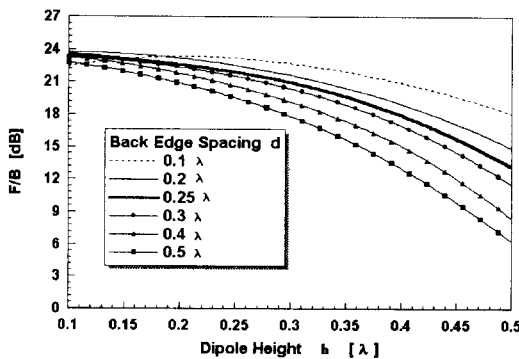


그림 5. 다이폴 높이 h 와 back edge 거리 d 의 변화에 따른 전후방비

Fig. 5. F/B as functions of dipole height h and back edge spacing d .

를 나타낸다. 그림 5로부터 back edge 거리 d 가 0.1λ 인 경우를 제외하고, 전반적으로 back edge 거리 d 가 좁을수록 전후방비가 큼을 알 수 있으며, 상대적으로 다이폴 높이 h 를 높힘에 따라 back edge 거리 d 가 좁을수록 전후방비가 완만히 작아짐을 알 수 있다.

3-1-3 빔폭 (Half Power Beamwidth)

그림 6과 그림 7은 각각 W형 리플렉터 안테나의 side 반사판 길이 L 과 높이 H 가 1λ 인 경우, 다이폴 높이 h 를 0.1λ 에서 0.5λ 까지 변화시키면서, back edge 거리 d 를 $0.1\lambda, 0.2\lambda, 0.25\lambda, 0.3\lambda, 0.4\lambda, 0.5\lambda$ 로 변화시켰을 때 수직빔폭(V-HPBW : Vertical Half Power Beamwidth)과 수평빔폭(H-HPBW : Horizontal Half Power Beamwidth)을 나타낸다. 그림 6으로부터 back edge 거리 d 가 0.5λ 인 경우를 제외하고, 전반적으로 back edge 거리 d 가 넓을수록 수직빔폭이 넓음을 알 수 있으며, 상대적으로 다이폴 높이 h 를 높힘에 따라 back edge 거리 d 가 넓을수록 수직빔폭이 더 넓어짐을 알 수 있다. 그림 7로부터 전반적으로 back edge 거리 d 가 넓을수록 수평빔폭이 좁음을 알 수

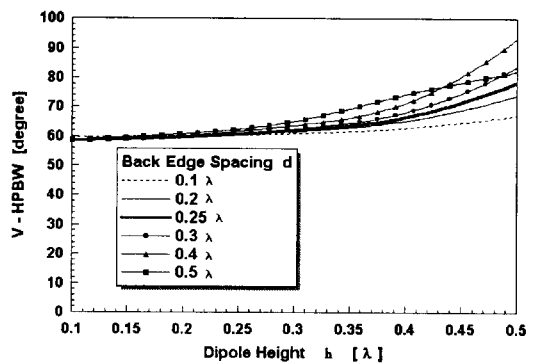


그림 6. 다이폴 높이 h 와 back edge 거리 d 의 변화에 따른 수직빔폭

Fig. 6. V-HPBW as functions of dipole height h and back edge spacing d .

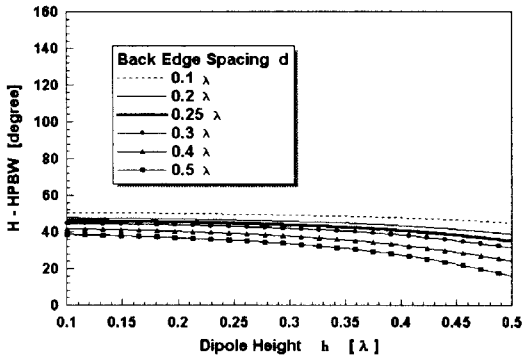


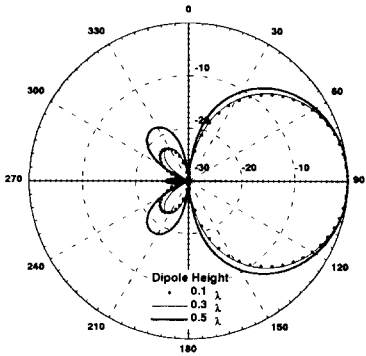
그림 7. 다이폴 높이 h 와 back edge 거리 d 의 변화에 따른 수평빔폭

Fig. 7. H-HPBW as functions of dipole height h and back edge spacing d .

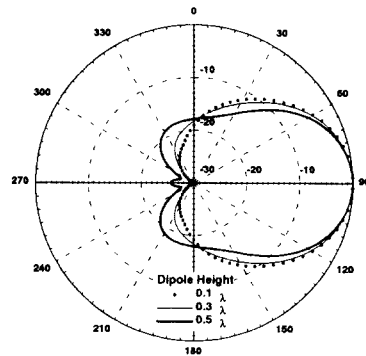
있으며, 상대적으로 다이폴 높이 h 를 높함에 따라 back edge 거리 d 가 넓을수록 수평빔폭이 더 좁아짐을 알 수 있다.

3-1-4 복사패턴

그림 8은 W형 리플렉터 안테나의 side 반사판 길이 L 과 높이 H 가 1λ 인 경우, 다이폴 높이 h 를 0.1λ , 0.3λ , 0.5λ 로 변화시키면서, back edge 거리 d 를 0.1λ , 0.25λ , 0.5λ 로 변화시켰을 때 복사패턴을 나타낸다.

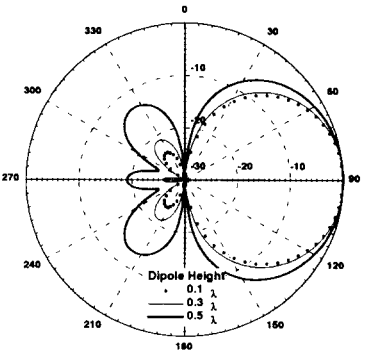


수직패턴
Vertical pattern

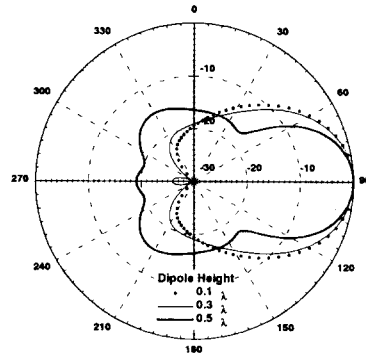


수평패턴
Horizontal pattern

(a)



수직패턴
Vertical pattern



수평패턴
Horizontal pattern

(b)

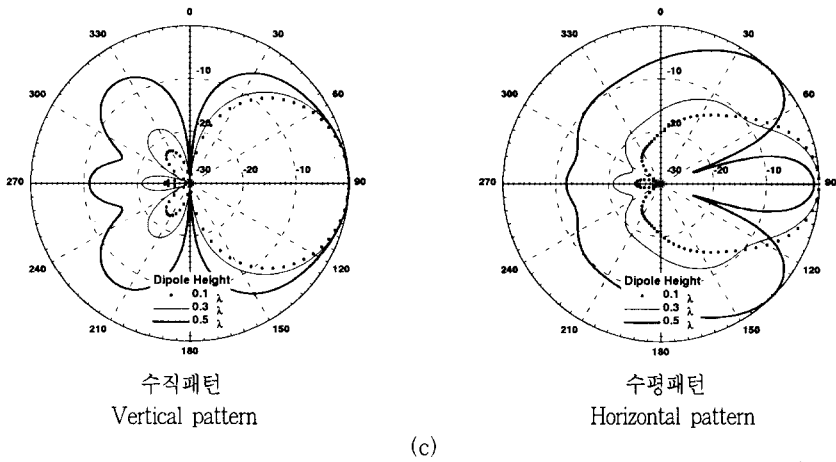


그림 8. 다이폴 높이 h 와 back edge 거리 d 의 변화에 따른 복사패턴

(a) $d=0.1\lambda$ 일 때 (b) $d=0.25\lambda$ 일 때 (c) $d=0.5\lambda$ 일 때

Fig. 8. Radiation pattern as functions of dipole height h and back edge spacing d .

(a) $d=0.1\lambda$ (b) $d=0.25\lambda$ (c) $d=0.5\lambda$

3-2 W형 리플렉터 안테나와 코너 리플렉터 안테나의 복사특성 비교 및 검토

본 절에서는 수치계산결과를 토대로 주파수 1.7 GHz~1.9 GHz에서 W형 리플렉터 안테나와 동일한 크기의 side 반사판을 갖는 코너 리플렉터 안테나의 복사특성을 비교한다. 여기서, W형 리플렉터 안테나와 코너 리플렉터 안테나의 side 반사판 길이 L 과 높이 H 는 각각 1λ 이고, 중심주파수는 1.8 GHz이다.

수치계산 과정에서 side 반사판의 한 면당 직선 도체 소자 수를 두 안테나 모두 26개로 동일하게 하였다. W형 리플렉터 안테나에서 back edge 거리 d 는 0.25λ 로 하였으며, 이때 중앙 반사판의 한 면당 직선도체 소자 수를 10개로 하였다. 그리고 한 개의 직선도체 소자당 소구간의 수 역시 두 안테나 모두 10개로 동일하게 하였다. 다이폴 높이 h 는 W형 리플렉터 안테나의 경우 0.1λ 로, 코너 리플렉터 안테나의 경우 0.25λ 로 하였으며, 다이폴 길이 D 는 두 안테나 모두 0.48λ 로 동일하게 하였다.

또한, 중심주파수가 1.8 GHz인 W형 리플렉터

안테나를 실제 제작하고, 주파수 1.7 GHz~1.9 GHz에서 복사특성을 측정하여 계산결과와 비교, 검토한다. 실제 제작에 있어서 구조상의 어려움 때문에 다이폴 급전선로로는 three coplanar strip 선로를 사용하였다.

그림 9는 실제 제작된 W형 리플렉터 안테나의 외관이다.

그림 10은 실제 제작된 W형 리플렉터 안테나를 정합하여 측정한 반사손실이다. 중심주파수 1.8 GHz

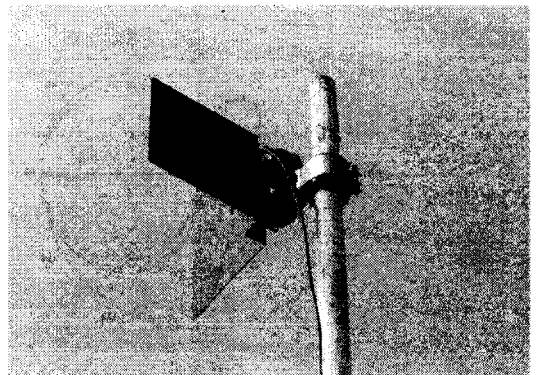


그림 9. W형 리플렉터 안테나

Fig. 9. W-type reflector antenna.

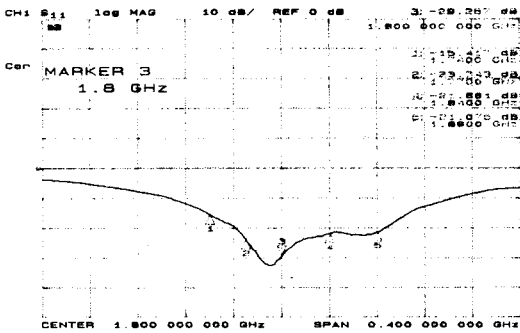


그림 10. 반사손실
Fig. 10. Return loss.

에서 29 dB이상(VSWR=1.074이하)으로 나타났고, 주파수 1.74 GHz~1.88 GHz에서 15 dB이상(VSWR=1.433이하)으로 나타났다.

3-2-1 이득

그림 11은 주파수 1.7 GHz~1.9 GHz에서 동일한 크기의 side 반사판을 갖는 W형 리플렉터 안테나와 코너 리플렉터 안테나의 이득을 나타낸다. 여기서, W형 리플렉터 안테나와 코너 리플렉터 안테나의 중심주파수는 1.8 GHz이다. 전반적으로 두 안테나 모두 주파수가 높아짐에 따라 안테나 이득이 높아짐을 알 수 있으며, W형 리플렉터 안테나가

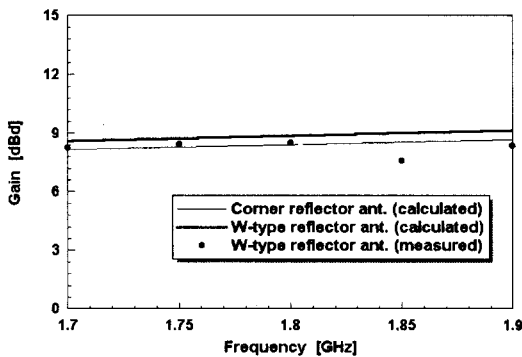


그림 11. W형 리플렉터 안테나와 코너 리플렉터 안테나의 이득
Fig. 11. Gain of W-type reflector antenna and corner reflector antenna.

코너 리플렉터 안테나보다 이득이 다소 높음을 알 수 있다. W형 리플렉터 안테나에 대한 이득 계산결과와 측정결과에 있어서 중심주파수 이하에서는 거의 근접하나 중심주파수 이상에서는 다소의 차이가 있다. 이는 측정환경에 의한 영향이라 생각된다.

3-2-2 전후방비

그림 12는 주파수 1.7 GHz~1.9 GHz에서 동일한 크기의 side 반사판을 갖는 W형 리플렉터 안테나와 코너 리플렉터 안테나의 전후방비(F/B : Front to Back ratio)를 나타낸다. 여기서, W형 리플렉터 안테나와 코너 리플렉터 안테나의 중심주파수는 1.8 GHz이다. 전반적으로 두 안테나 모두 주파수가 높아짐에 따라 전후방비가 완만히 커짐을 알 수 있으며, W형 리플렉터 안테나가 코너 리플렉터 안테나보다 전후방비가 큼을 알 수 있다. W형 리플렉터 안테나에 대한 전후방비 계산결과와 측정결과는 다소의 차이가 있다. 이는 측정환경, 안테나 지지대에 의한 영향이라 생각된다.

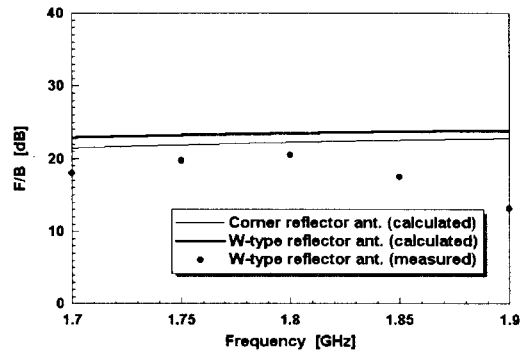


그림 12. W형 리플렉터 안테나와 코너 리플렉터 안테나의 전후방비
Fig. 12. F/B of W-type reflector antenna and corner reflector antenna.

3-2-3 빔폭 (Half Power Beamwidth)

그림 13과 그림 14는 각각 주파수 1.7 GHz~1.9

GHz에서 동일한 크기의 side 반사판을 갖는 W형 리플렉터 안테나와 코너 리플렉터 안테나의 수직 빔폭(V-HPBW : Vertical Half Power Beamwidth)과 수평 빔폭(H-HPBW : Horizontal Half Power Beamwidth)을 나타낸다. 여기서, W형 리플렉터 안테나와 코너 리플렉터 안테나의 중심주파수는 1.8 GHz이다. 그림 13에서 전반적으로 두 안테나 모두 주파수가 높아짐에 따라 수직 빔폭이 다소 좁아짐을 알 수 있으며, W형 리플렉터 안테나와 코너 리플렉터 안테나의 수직 빔폭이 거의 같

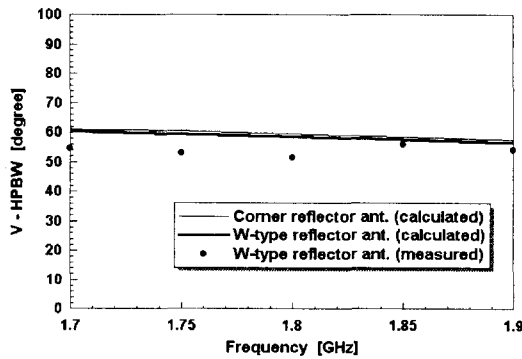


그림 13. W형 리플렉터 안테나와 코너 리플렉터 안테나의 수직 빔폭

Fig. 13. V-HPBW of W-type reflector antenna and corner reflector antenna.

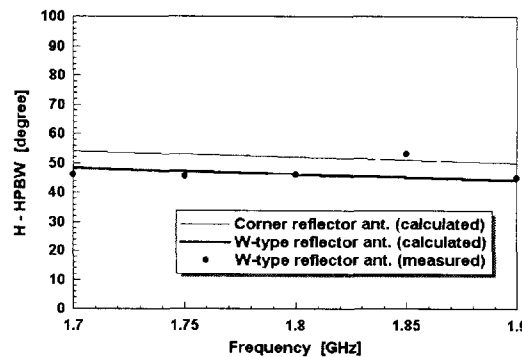


그림 14. W형 리플렉터 안테나와 코너 리플렉터 안테나의 수평 빔폭

Fig. 14. H-HPBW of W-type reflector antenna and corner reflector antenna.

게 나타났다. 그림 14에서 역시 전반적으로 두 안테나 모두 주파수가 높아짐에 따라 수평 빔폭이 다소 좁아짐을 알 수 있으며, W형 리플렉터 안테나가 코너 리플렉터 안테나에 비해 수평 빔폭이 좁게 나타났다. W형 리플렉터 안테나에 대한 수직, 수평 빔폭 계산결과와 측정결과는 다소의 차이가 있다. 이는 급전선로로 three coplanar strip 선로의 사용, 제작상의 오차, 측정 환경에 의한 영향이라 생각된다.

3-2-4 복사패턴

그림 15는 주파수 1.75 GHz, 1.8 GHz, 1.85 GHz에서 동일한 크기의 side 반사판을 갖는 W형 리플렉터 안테나와 코너 리플렉터 안테나의 복사패턴을 나타낸다. 수직패턴의 경우 W형 리플렉터 안테나와 코너 리플렉터 안테나는 거의 동일함을 알 수 있는 반면, 수평패턴의 경우 W형 리플렉터 안테나가 코너 리플렉터 안테나보다 수평 빔폭이 좁음을 알 수 있다. 그러므로, 앞 절에서 설명한 W형 리플렉터 안테나가 코너 리플렉터 안테나보다 다소 높은 이득을 갖는 주원인은 상대적으로 좁은 수평 빔폭 때문임을 알 수 있다. W형 리플렉터 안테나에 대한 복사패턴 계산결과와 측정결과는 다소의 차이가 있다. 이는 앞 절들에서 언급한 요인들 때문이라 생각된다.

IV. 결론

본 논문에서는 코너 리플렉터 안테나 구조로부터 변형된 W형 리플렉터 안테나를 제안하였다. 제안된 W형 리플렉터 안테나의 복사특성을 해석하기 위해 모멘트법을 이용하였다. 해석결과로 W형 리플렉터 안테나의 다이폴 높이 h 와 back edge 거리 d 를 변화시켰을 때 W형 리플렉터 안테나의 복사특성인 이득, 전후방비, 빔폭, 복사패턴을 나타내었다. 또한, W형 리플렉터 안테나와 동일한 크기의 side 반사판을 갖는 코너 리플렉터 안테나를 비

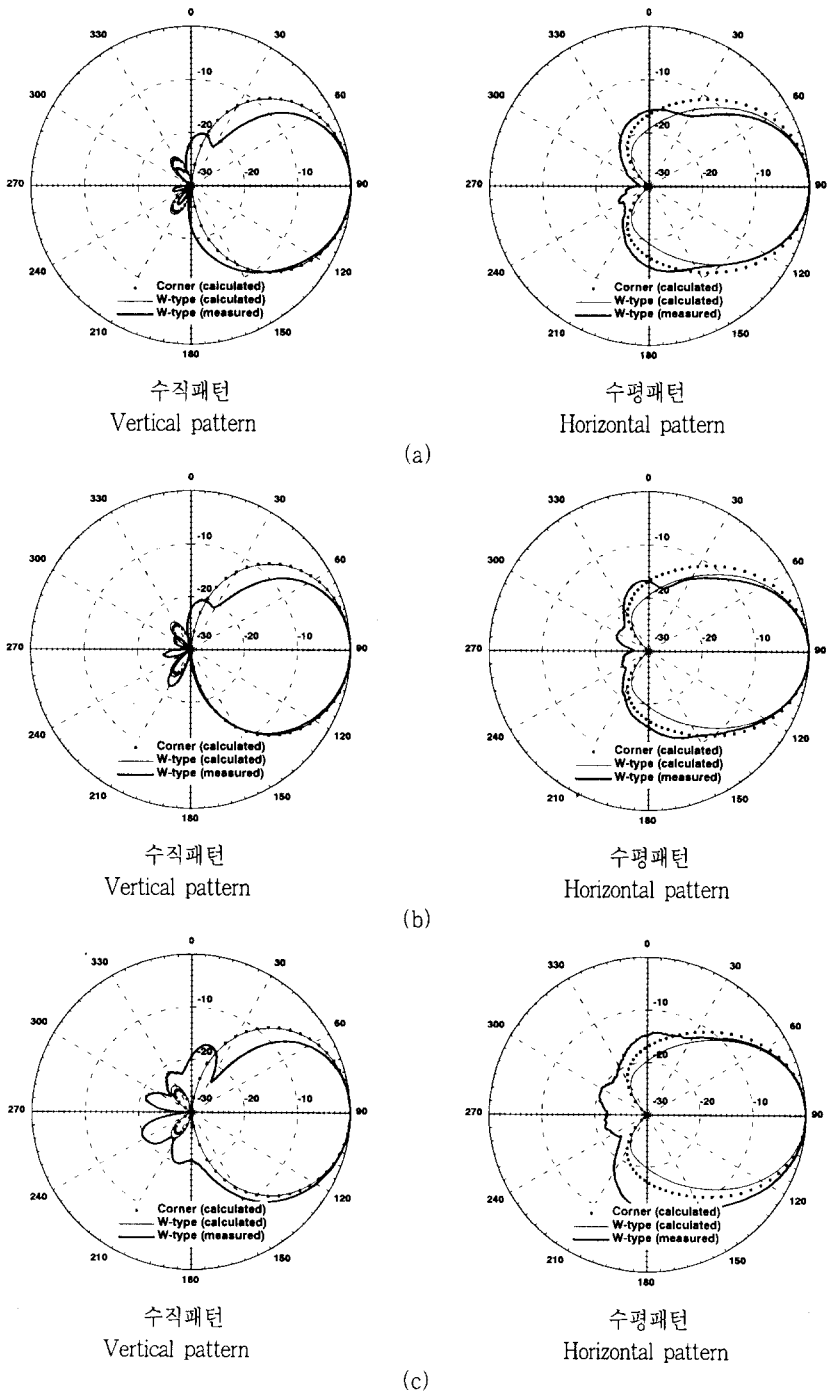


그림 15. W형 리플렉터 안테나와 코너 리플렉터 안테나의 복사패턴
 (a) 주파수가 1.75 GHz 일 때 (b) 주파수가 1.8 GHz 일 때 (c) 주파수가 1.85 GHz 일 때
 Fig. 15. Radiation pattern of W-type reflector antenna and corner reflector antenna.
 (a) Frequency = 1.75 GHz (b) Frequency = 1.8 GHz (c) Frequency = 1.85 GHz

교한 결과 W형 리플렉터 안테나가 코너 리플렉터 안테나에 비해 다소 이득이 높고, 전후방비가 큼을 알 수 있었다. W형 리플렉터 안테나를 실제 제작하고, 측정하여 계산결과와 비교하였으며, 측정결과는 계산결과에 거의 근접한 것으로 나타났다. 따라서, 본 논문에서 제안한 W형 리플렉터 안테나는 VHF대 및 UHF에서 중계기용 고이득 안테나로 주로 쓰이는 코너 리플렉터 안테나보다 개선된 안테나로 사용 가능하리라고 생각된다.

참 고 문 헌

[1] J. D. Kraus, "The corner reflector antenna", *Proc. IRE*, pp. 513-519, Nov. 1940.
 [2] E. F. Harris, "An experimental investigation of the corner reflector antenna", *Proc. IRE*, pp. 645-651, May 1953.
 [3] R. W. Klopfenstein, "Corner reflector antennas with arbitrary dipole orientation and apex angle", *IRE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-5, pp. 297-305, July 1957.
 [4] H. W. Cottony and A. C. Wilson, "Gain of finite-size corner-reflector antennas", *IRE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-6, pp. 366-369, Oct. 1958.
 [5] A. C. Wilson and H. W. Cottony, "Radiation patterns of finite-size corner reflector antennas", *IRE Trans. Antennas Propagat.*,

vol. AP-8, pp. 144-157, Mar. 1960.
 [6] D. T. Stephenson and S. K. Finley, "Use of log-periodic feeds in corner reflectors", *IEEE Trans. Antenna Propagat.*, pp. 770-772, Nov. 1972.
 [7] H. M. Elkamchouchi, "Cylindrical and three-dimensional corner reflector antennas", *IEEE Trans. Antenna Propagat.*, vol. AP-31, no. 3, pp. 451-455, May 1983.
 [8] J. L. Wong and H. E. King, "A wide-band corner reflector antenna for 240 to 400 MHz", *IEEE Trans. Antenna Propagat.*, vol. AP-33, no. 8, pp. 891-893, Aug. 1985.
 [9] K. Hirasawa, "A study on reactively loaded grid-type corner reflector antennas", *Trans. IECE Japan*, J61-B, no. 6, pp. 495-501, 1978.
 [10] K. Nishikawa, "Analysis of monopole antenna mounted on an automobile body by the wire-grid method", *Trans. IECE Japan*, J66-B, no. 7, pp. 845-852, 1983.
 [11] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, Wiley, Chap. 7, 1981.
 [12] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, Wiley, Chap. 8, 1997.
 [13] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, Wiley, Chap. 15, 1997.

이 상 수



마이크로파

· 1997년 2월: 단국대학교 전자공학과 (공학사)
 1999년 2월 : 단국대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)
 1999년 3월~현재: 단국대학교 대학원 전자공학과 박사과정
 [주 관심분야] 안테나 및 전파전파.

최 학 근



과 부교수

1979년 2월: 고려대학교 전자공학과 (공학사)
 1981년 2월: 고려대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
 1988년 8월: 고려대학교 대학원 전자공학과(공학박사)
 1991년~현재: 단국대학교 전자공학

[주 관심분야] 안테나 및 전파전파, 마이크로파