

대수주기 다이폴안테나로 급전되는 코너리플렉터안테나의 해석

정회원 최 학 윤*

Analysis of Corner Reflector Antennas feeding by Log-Periodic Dipole Antennas

Hak-Yun Choi* *Regular Member*

요 약

본 논문에서는 광대역과 고이득 특성을 동시에 갖는 안테나를 설계하기 위해 코너리플렉터 안테나에 급전소자로 LPDA(Log-Periodic Dipole Antenna)를 결합시킨 CRLPDA(Corner Reflector Antenna feeding by Log-Periodic Dipole Antenna)를 제안하였다. 1,400 MHz ~ 2,400 MHz에서 동작하는 CRLPDA를 설계하고 모멘트 법을 이용하여 설계안테나의 복사특성을 해석하였다.

설계된 안테나의 타당성을 검토하기 위해 CRLPDA를 제작하고 복사특성을 측정하여 계산결과와 비교하였다. 측정결과는 1,000 MHz 이상의 대역에서 VSWR이 2이하를 만족하였고, 이득은 전 대역에서 13 dBi 이상이었다.

key words : broad-band; high-gain; moment method; corner reflector; LPDA.

ABSTRACT

In this paper, to achieve a broad-band and high-gain antenna, we thus designed and analyzed the CRLPDA(Corner Reflector Antenna feeding by Log-Periodic Dipole Antenna) made up of 90° corner reflector, which is trough-reflector type installed a planar reflector at the folded line. CRLPDA for operating frequency band of 1,400 MHz~2,400 MHz was designed and radiation characteristics of the designed antenna were analyzed by moment method.

To verify the analysis results, CRLPDA was fabricated and the calculated results were compared with the measured results. The measured results showed good agreement with the calculated results. As the result of measurements, bandwidth(VSWR>2) for 1,000 MHz was achieved and gain was 13 dBi.

I. 서 론

고이득 특성을 갖고 있는 코너리플렉터 안테나는 구조가 간단하고 고이득과 전후방비가 큰 복사특성 때문에 VHF대역 및 UHF대역에서 중계기용 고이득 안테나로 널리 사용되어지고 있다. 코너리플렉터 안테나는 1940년 J. D. Kraus에 의해 제안되었으

며⁽¹⁾, 그 후 변형된 리플렉터 형태에 관한 많은 연구⁽²⁾도 이루어졌다.

광대역 특성을 갖는 대수주기 다이폴 안테나(LPDA : Log-periodic Dipole Antenna)는 1960년 Isbell에 의해 최초의 논문이 발표된 후에, 다양한 구조 및 복사특성을 갖는 안테나들이 개발되었다⁽³⁾. LPDA는 전송선로와 대수주기 간격으로 배

* 김포대학 전자정보계열(hychoi@kimpo.ac.kr)

논문번호 : 030101-0312, 접수일자 : 2003년 3월 12일

※ 본 연구는 2003학년도 김포대학 연구비 지원에 의해 연구되었음.

열된 다이폴 소자로 구성되어 있으며 주파수 대역이 다이폴 길이에 따라 동적으로 이동하는 광대역 안테나로 알려져 있다^[4]. 이러한 특성으로 인하여 광대역이 요구되는 TV 수신용이나 EMI/EMC 측정용으로 사용되고 있다.

LPDA에 관한 해석은 Carrel에 의하여 처음으로 이루어졌다^[5]. Carrel은 LPDA를 회로망 모델로 바꾸어 다이폴 소자와 급전선로를 각각 임피던스 행렬과 어드미턴스 행렬을 사용하여 나타냈으며 다이폴 소자 사이의 상호임피던스 계산은 기전력 법을 이용하였다. Carrel의 결과는 다이폴의 길이가 반 파장 이하이고 가늘 경우에도 비교적 정확하지만, 다이폴 소자라 굵고, 길이가 긴 경우에는 오차를 포함하고 있다. Cheong과 King은 Three-term theory를 적용하여 LPDA를 해석하였다^[6]. 이 방법은 다이폴 길이가 1.25파장 이하에서는 비교적 정확한 결과를 주지만 그 이상일 때는 오차를 포함한 것으로 알려져 있다. 따라서 LPDA의 해석방법으로는 모멘트 법^{[7],[8]}을 사용하는 것이 가장 바람직하다.

일반적으로 안테나는 고이득 안테나와 광대역 안테나로 나누어지며, 고이득 안테나는 지향성이 우수한 반면 주파수 대역폭이 좁고, 광대역 안테나는 사용 주파수 대역이 넓은 만큼 이득은 높지 못하다.

광대역과 고이득 특성을 동시에 갖는 안테나에 관한 연구로는 대수주기 다이폴 안테나와 야기안테나를 결합한 안테나의 연구가 있었고^[7], 반사판의 복사소자로 LPDA를 사용한 안테나에 관한 연구는 1972년 Stephendon에 의해 제안되었다^[9]. 이 연구에서 제안된 안테나는 측면 반사판으로만 이루어진 코너리플렉터 안테나에 LPDA를 결합한 것으로, 실험적인 고찰로만 이루어졌으며, 제작된 안테나는 LPDA의 공진소자 이외의 영향을 주는 소자 군들에 의한 상호임피던스 영향으로 복사특성이 현저히 나빠진다고 설명하고 있다. 결국 안테나의 대역폭을 결정하는 전압정제파비가 최소 3에서 18까지로 측정되어 안테나로는 사용할 수 없었으며 이후 이 안테나에 대한 연구는 이루어지지 않고 있다. 따라서 본 논문에서는 코너리플렉터의 고이득과 LPDA의 광대역 특성을 동시에 갖는 안테나 설계에 목적을 두고 그 복사특성을 고찰한다.

이를 위해 코너리플렉터의 반사판은 90°코너부분에 평면반사판을 두는 형태^[2]로 하며 급전소자로 LPDA를 사용한 코너리플렉터 대수주기 안테나(CRLPDA : Corner Reflector Antenna feeding by Log-Periodic Dipole Antenna)를 해석한다. 해

석 방법은 회로망해석법과 모멘트 법을 이용하고, 해석결과로부터 복사특성을 고찰한다.

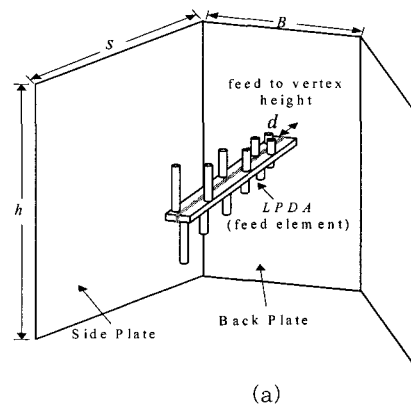
II. CRLPDA 해석

그림 1은 CRLPDA의 구조 및 좌표계를 나타낸다. CRLPDA의 반사판은 90° 코너리플렉터 안테나의 변형된 형태로 코너부분에 후면 반사판을 두고 있는 구조를 사용한다. 이러한 형태는 기존의 코너리플렉터에 비하여 반사판과 급전소자 사이의 거리를 줄일 수 있고, 후면 반사판으로 인하여 지지대 설치가 용이하다^[2]. 그림에서 h 는 측면 반사판의 높이, s 는 측면반사판의 폭, B 는 후면반사판의 폭을 나타내며, d 는 평면반사판으로부터 LPDA까지의 거리를 나타낸다. 급전소자인 LPDA의 복사특성은 대수주기비인 τ 와 간격정수 σ 로 결정되는데 τ 는 그림 1-(b)에서 n 과 $n+1$ 번째 소자의 길이의 비인 L_{n+1}/L_n 이며 σ 는 $d_n/2L_n$ 이다. 여기서 d_n 은 LPDA의 각 소자간의 간격을 나타낸다.

그림 1의 CRLPDA의 해석은 Carrel이 제안한 회로망해석법과 모멘트 법을 이용한다. 그림 1의 CRLPDA는 그림 2와 같이 전송선로와 병렬로 연결되어 있고, 전송선로의 전류 I_F 와 전압 V_F 에 관한 회로방정식은 다음과 같다.

그림 1의 CRLPDA의 해석은 Carrel이 제안한 회로망해석법과 모멘트 법을 이용한다. 그림 1의 CRLPDA는 그림 2와 같이 전송선로와 병렬로 연결되어 있고, 전송선로의 전류 I_F 와 전압 V_F 에 관한 회로방정식은 다음과 같다.

$$[I_F] = [Y_F][V_F] \quad (1)$$



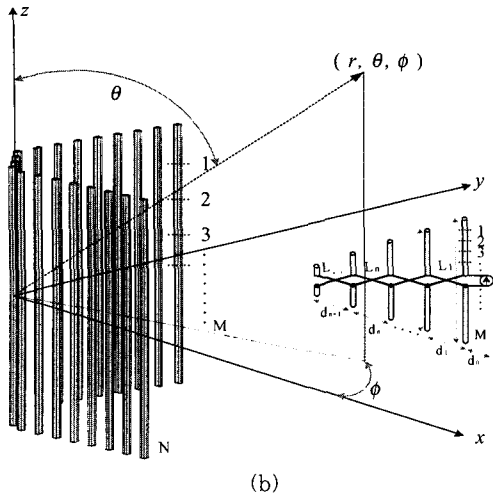


그림 1. CRLPDA (a) 구조, (b) 좌표계
Fig. 1. CRLPDA. (a) Construction, (b) Coordinate system.

여기서 $[Y_F]$ 는 전송선로의 N -포트 회로망의 어드미턴스 행렬이고 그 원소는 다음과 같다^[3].

$$\begin{bmatrix}
 Y_T - jY_0 \cot kd_1 & -jY_0 \csc kd_1 & 0 & \dots & 0 \\
 -jY_0 \csc kd_1 & -jY_0 (\cot kd_1 + \csc kd_1) & -jY_0 \csc kd_2 & \dots & 0 \\
 0 & -jY_0 \csc kd_2 & -jY_0 (\cot kd_2 + \csc kd_2) & \dots & 0 \\
 \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\
 0 & 0 & 0 & -jY_0 \csc kd_N & -Y_0 \cot kd_N
 \end{bmatrix} \quad (2)$$

식 (2)에서 Y_0 는 전송선로의 특성어드미턴스, Y_T 는 종단 어드미턴스이며 k 는 전송선로의 전파 상수이고, d_1, d_2, \dots 는 LPDA의 소자와 소자와의 간격, d_0 는 L_1 으로부터 선로상의 부하의 위치를 나타내며 보통 $d_0 = L_1/4$ 로 한다^[10].

또한 다이폴 소자와 전송선로는 병렬 접속되어 있으므로 다음의 관계가 성립한다.

$$[I_s] = [I_F] + [I_A] = [[Y_F] + [Y_A]][V_A] \quad (3)$$

여기서 $[I_s]$ 는 인가전류원이며 N 번째 소자를 제외하고는 모두 0이다. $[Y_A]$ 는 급전소자부에 대한 어드미턴스 행렬로서, $[Z_{mn}]^{-1}$ 에서 LPDA소자들 중심에 대한 원소의 값이며 $[Y_A]$ 을 구하기 위해서 모멘트 법을 적용한다.

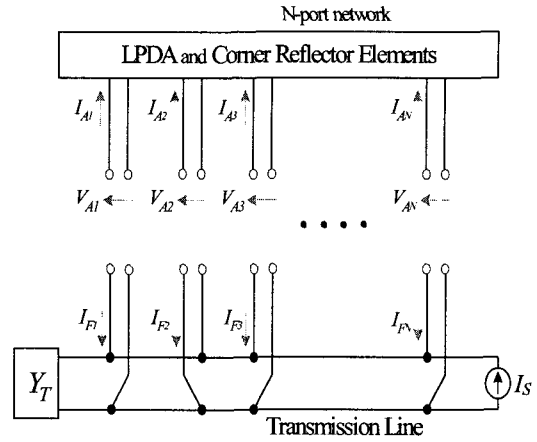


그림 2. CRLPDA의 등가회로
Fig. 2. Equivalent circuit of CRLPDA.

모멘트법 적용을 위해 CRLPDA를 그림 1과 같이 격자형으로 근사화하여 직선소자수는 N 개, 직선소자의 미소소자 수는 M 개로 하며, 그림 3은 미소소자중 n 번째와 m 번째 소자를 나타낸다. 입사 전계식은 Pocklington 적분방정식^[8]을 이용하며 여기서 직선소자의 반경이 길이와 파장에 비해 매우 작고 균일하다고 가정한다. 그러면 직선소자에 흐르는 선 전류 $I(z')$ 는 다음과 같이 근사화 된다.

$$I(z') = \sum_{n=1}^{M \times N} I_n B_n(z') \quad (4)$$

여기서 I_n 은 도선에 흐르는 미지의 전류계수이고, B_n 은 전개함수이며 식 (5)과 같이 Piecewise Sinusoidal 함수라 가정한다.

$$B_n = \begin{cases} \frac{\sin kz'_{n-1}}{\sin kd'_{n-1}}, & 0 \leq z'_{n-1} \leq d_{n-1} \\ \frac{\sin k(d_n - z'_n)}{\sin d_n}, & 0 \leq z'_n \leq d_n \end{cases} \quad (5)$$

여기서 d_{n-1} 과 d_n 은 n 번째 미소소자의 상, 하 도체의 길이이며 그림 3과 같다.

식 (4), (5)를 Pocklington방정식에 대입하여

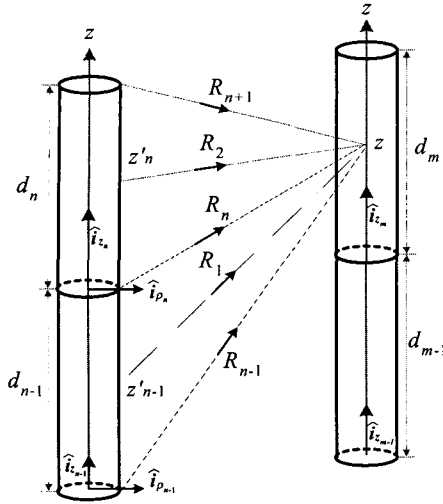


그림 3. 미소소자와 좌표계
Fig. 3. Wire segments and coordinate.

간략히 하면,

$$\mathbf{E}_z^i = \sum_{n=1}^{M \times N} I_n \mathbf{F}_{z_n} \quad (6)$$

으로 표현할 수 있다. 여기서 \mathbf{F}_{z_n} 은 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{F}_{z_n} = \frac{30}{j \sin kd_{n-1}} \left(\frac{e^{-jkR_{n-1}}}{R_{n-1}} - \cos kd_{n-1} \frac{e^{-jkR_n}}{R_n} \right) \hat{\mathbf{i}}_{z_{n-1}} + \frac{30}{j \sin kd_n} \left(\frac{e^{-jkR_{n+1}}}{R_{n+1}} - \cos kd_n \frac{e^{-jkR_n}}{R_n} \right) \hat{\mathbf{i}}_{z_n} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \text{여기서 } R_n &= \sqrt{(z - z'_{n-1})^2 + \rho_{n-1}^2} \\ R_{n+1} &= \sqrt{(z - z'_n)^2 + \rho_n^2} \end{aligned}$$

이고, ρ_{n-1}, ρ_n 은 각각 $n-1$ 번째 미소소자의 반경과 n 번째 미소소자의 반경을 나타낸다. 미지의 전류계수 I_n 을 구하기 위해서 Galerkin법⁽⁸⁾을 적용하여 식 (6)과 내적을 취하면 다음과 같은 행렬방정식으로 나타낼 수 있다.

$$[Z_{mn}] [I_n] = [V_m] \quad (8)$$

$$(m, n = 1, 2, 3, \dots, M \times N)$$

여기서, $[Z_{mn}]$ 은 임피던스 행렬, $[V_m]$ 은 전압행

렬로서 다음과 같다.

$$\begin{aligned} Z_{mn} &= \int_0^{d_{m-1}} \frac{\sin kz_{m-1}}{\sin kd_{m-1}} \hat{\mathbf{i}}_{z_{m-1}} \cdot \mathbf{F}_{z_n} dz_{m-1} \\ &+ \int_0^{d_m} \frac{\sin k(d_m - z_m)}{\sin kd_m} \hat{\mathbf{i}}_{z_m} \cdot \mathbf{F}_{z_n} dz_m \quad (9) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_m &= \int_0^{d_{m-1}} \frac{\sin kz_{m-1}}{\sin kd_{m-1}} \hat{\mathbf{i}}_{z_{m-1}} \cdot \mathbf{E}_z^i dz_{m-1} \\ &- \int_0^{d_m} \frac{\sin k(d_m - z_m)}{\sin kd_m} \hat{\mathbf{i}}_{z_m} \cdot \mathbf{E}_z^i dz_m \quad (10) \end{aligned}$$

급전단자를 n 번째라 하면, 구하고자 하는 전류분포와 입력임피던스는 다음과 같다.

$$[I_m] = [Z_{mn}]^{-1} [V_n] = [Y_{mn}] [V_n] \quad (11)$$

$$m, n = 1, 2, \dots, M \times N$$

여기서 $[Y_{mn}]$ 은 $M \times N$ 개의 미소 다이폴에 대한 어드미턴스 행렬이다. $[Y_A]$ 는 $[Y_{mn}]$ 에서 CRLPDA의 소자들의 급전점 위치의 미소소자 사이의 어드미턴스 행렬이다. 따라서 $[Y_{mn}]$ 에서 $[Y_A]$ 을 구성한 후 식 (3)으로부터 $[V_A]$ 을 구한다. 또한 CRLPDA의 입력임피던스 Z_{in} 는 다음 식으로부터 구해진다.

$$Z_{in} = \frac{V_{AN}}{I_s} \quad (12)$$

여기서 V_{AN} 은 N 번째 소자의 급전전압을 나타낸다. CRLPDA의 전류분포는 $[V_A]$ 의 원소를 $[V_n]$ 의 원소 중 해당하는 원소로 사용하고 나머지는 0으로 한 후 식 (11)의 해를 구하면 된다.

여기서 구한 전류분포를 이용하여 복사전계를 구해보면 식 (4)의 CRLPDA의 소자에 흐르는 전류 $I(z')$ 에 대한 복사전계는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

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

$$\begin{aligned}
 & + \int_0^{d_{n-1}} \frac{\sin kz'_{n-1}}{\sin kd_{n-1}} (z'_{xn-1} \cos \theta \cos \phi \\
 & + z'_{yn-1} \cos \theta \sin \phi - z'_{zn-1} \sin \theta) \\
 & \cdot e^{jk(x'_{n-1} \cos \theta \cos \phi + y'_{n-1} \sin \theta \sin \phi + z'_{n-1} \cos \theta) dz_{n-1}} \} \quad (13) \\
 E_\phi = & -j\beta 0k \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \sum_{n=1}^{M \times N} I_n \left\{ \int_0^{d_n} \frac{\sin k(d_n - z'_n)}{\sin kd_n} \right. \\
 & (-z'_{xn} \sin \phi + z'_{yn} \cos \phi) \\
 & \cdot e^{jk(x'_n \sin \theta \cos \phi + y'_n \sin \theta \sin \phi + z'_n \cos \theta) dz'_n} \\
 & + \int_0^{d_{n-1}} \frac{\sin kz_{n-1}}{\sin kd_{n-1}} \\
 & (-z_{xn-1} \sin \phi + z_{yn-1} \cos \phi) \\
 & \cdot e^{jk(x'_{n-1} \sin \theta \cos \phi + y'_{n-1} \sin \theta \sin \phi + z'_{n-1} \cos \theta) dz'_{n-1}} \} \quad (14)
 \end{aligned}$$

이다. 여기서 $z'_{xn}, z'_{yn}, z'_{zn}$ 은 n 번째 분할점을 원점으로 하는 좌표계에서 source점으로 향하는 단위벡터 성분이며, x'_n, y'_n, z'_n 은 좌표중심에서 n 번째 소구간의 source점으로 향하는 거리벡터성분이다. 또한 η 는 자유공간의 파동임피던스로 120π 이고, k 는 전파상수로 $2\pi/\lambda$ 이다. 또한, 안테나 이득은 다음의 식으로 주어진다.

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi r^2}{\eta} \frac{|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2}{\text{Re}(V_{AN} I_s^*)} \quad (15)$$

III. 계산결과 및 검토

CRLPDA의 복사특성을 알기 위하여 CRLPDA의 하한주파수 f_{\min} 을 500 MHz로 하고 상한주파수 f_{\max} 을 1,000 MHz로 정하고, 반사판의 치수는 높이 h 와 s 를 1λ , B 는 0.3λ 라 가정한다.

3.1 급전 LPDA의 축 길이에 따른 복사특성

그림 4, 5는 반사판에서 LPDA의 거리인 d 을 고정시키고, LPDA의 축 길이를 변화시키는 경우, 계산된 CRLPDA의 이득과 VSWR이다. 축 길이 변화에 따른 복사특성을 고찰하기 위해 LPDA의 대수주기비 τ 를 0.86으로 하고, 간격정수 σ 를 0.04에서 0.1까지 변화시켜 보았다. 그림 4에서 알 수 있

듯이 이득은 LPDA의 축 길이가 짧은 경우 증가하며, 축 길이가 길어질수록 감소하는 경향을 보여주고 있으며, 특히 700 MHz 이상부터 비교적 평탄한 특성을 나타내고 있다. 이와는 반대로 VSWR은 축 길이가 긴 경우인 $\sigma=0.08$ 과 $\sigma=0.1$ 에서 변화가 작고, 전 대역에 걸쳐서 가장 낮게 나타났다.

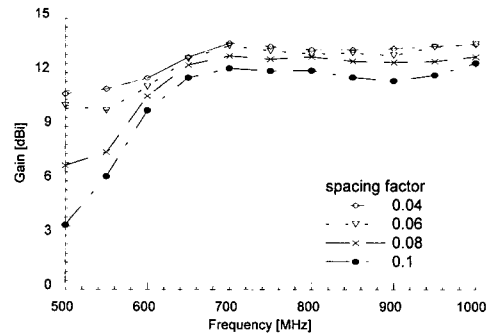


그림 4. LPDA의 축 길이에 따른 CRLPDA의 이득
Fig. 4. Gain of CRLPDA as functions of axis length of LPDA.

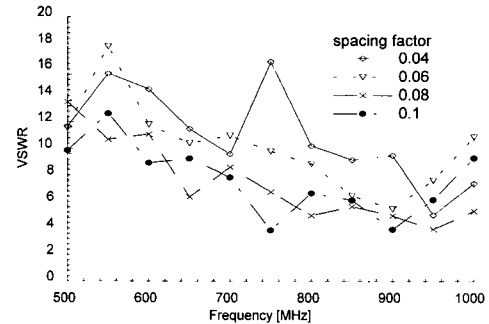


그림 5. LPDA의 축 길이에 따른 CRLPDA의 VSWR
Fig. 5. VSWR of CRLPDA as functions of axis length of LPDA.

3.2 반사판으로부터 LPDA의 거리에 따른 복사특성

그림 6과 7은 $\tau=0.86, \sigma=0.08$ 의 축 길이를 갖는 LPDA를 반사판으로부터 거리 d 을 변화시켜 보았다. 그림으로부터 이득은 LPDA의 거리가 반사판으로 근접할수록 증가하는 경향을 보이며, VSWR은 LPDA의 거리 d 가 0.3λ 부터 비교적 변화가 작음을 보여준다. 이상의 결과에서 이득과 대역폭은 반대의 현상을 보이고 있고, 급전 LPDA의 대역과 급전 LPDA를 반사판내의 급전소자로 사용한 CRLPDA의 대역과는 다소 차이가 있음을 보여준

다. 따라서 급전 LPDA는 CRLPDA에 비해 다소 낮은 대역으로 설계하여야 함을 보여준다.

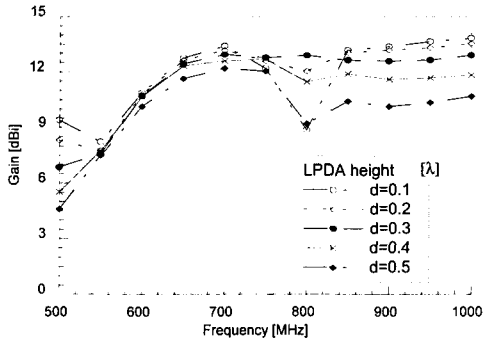


그림 6. LPDA 거리에 따른 CRLPDA의 이득
Fig. 6. Gain of CRLPDA as functions of distance of LPDA.

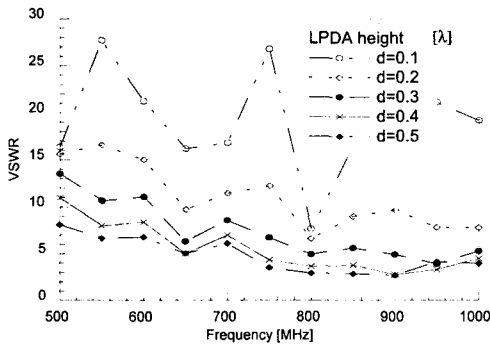


그림 7. LPDA 거리에 따른 CRLPDA의 VSWR
Fig. 7. VSWR of CRLPDA as functions of distance of LPDA.

IV. CRLPDA의 설계

III장의 결과를 이용하여 CRLPDA를 설계하였다. CRLPDA의 급전소자인 LPDA는 CRLPDA의 대역폭이 급전 LPDA의 설계주파수보다 다소 상향된다는 결과로부터 1,000 MHz 부터 2,000 MHz로 하였고, CRLPDA는 1,500 MHz 부터 2,500 MHz으로 하였다. 그리고 CRLPDA의 반사판의 높이와 폭은 1λ , 후면반사판의 폭은 0.5λ 로 설정하였으며 파장은 1,000 MHz를 기준으로 하였다. LPDA의 거리는 VSWR복사특성에서 비교적 작은 변화를 보인 0.3λ 에서 0.5λ 사이로 결정하였다. LPDA의 거리를 0.3λ (4.5 cm)부터 0.5λ (15 cm)라고 할 때, 0.3λ 위치에 LPDA의 가장 짧은 소자가 위치하고 0.5λ 에 가장 긴 소자가 위치할 경우, LPDA의 최대 축 길이는 10.5 cm이다.

표 1. τ 와 σ 에 대한 LPDA 축길이 (단위 : cm)

Table 1. Axis length of LPDA vs. τ and σ .

(Unit : cm)

간격 정수 (σ)	대 수 주 기 비 (τ)					
	0.8	0.82	0.84	0.86	0.88	0.90
0.01	0.732	0.913	0.941	1.134	1.339	1.565
0.03	2.656	2.739	3.272	3.404	4.017	5.125
0.05	4.428	5.243	5.454	6.379	7.391	8.543
0.07	7.059	7.341	8.514	8.931	10.348	12.864
0.09	9.076	9.438	10.946	12.575	14.408	16.539
0.11	11.093	12.759	13.379	15.370	17.610	21.493
0.13	13.110	15.079	17.182	18.164	22.214	25.401

표 1은 τ 와 σ 에 따른 LPDA의 축 길이를 나타내며, 음영부분은 축 길이가 10.5 cm 이하를 나타낸다. 여기서 축 길이에 비해 소자수가 많은 $\tau = 0.88$ 이상과 축 길이가 너무 짧은 경우를 제외하였으며, 축 길이가 8.51 cm가 되는 $\tau = 0.84$, $\sigma = 0.07$ 로 정하였다. 이를 이용하여 d 를 4.5 cm부터 8.5 cm까지 1 cm간격으로 변화시켜 보았다.

그림 8과 9는 LPDA의 거리 d 의 변화에 대한 이득과 VSWR 특성을 나타낸다. 그림에서 보면 이득은 LPDA가 반사판에 근접할수록 증가하고, 반사판에서 멀리 떨어질수록 감소됨을 보여주며 그 차이는 크지 않았다. 하지만 VSWR은 LPDA 거리변화에 대해 아주 민감하게 변화하였다. 특히 계산된 범위 내에서 d 가 6.5 cm 일 때 대역폭이 가장 넓게 나타났다. 또한 2장의 결과와 마찬가지로 급전LPDA의 비해 약 400 MHz 상향된 1,400 MHz 부터 비교적 평탄한 특성을 보였다.

그림 10과 11은 후면반사판의 폭에 따른 이득과 VSWR을 나타낸다. 반사판의 폭은 11 cm 에서 19 cm 까지 2 cm간격으로 변화시켜 보았다. 계산 결과, 이득은 후면반사판의 폭이 클수록 높아지는 경향을 보였으며 반사판을 2 cm 크게 할 때마다 약 0.5 dB 정도 이득이 높아졌다. VSWR은 반사판의 폭이 상대적으로 좁은 11 cm 와 13 cm에서 400 MHz 정도의 협대역으로 나타났고, 15 cm 이상부터는 1,000 MHz 내외의 광대역 특성이 나타내었다. 그림 12는 전후방비(F/B : Front to Back ratio)를 나타낸다. 전후방비는 후면반사판의 폭이 넓어질수록 작아지며, 폭이 좁아질수록 커짐을 나타낸다. 이상의 결과에서 이득, VSWR 및 전후방비를 모두 고려할 때 후면반사판의 폭은 15 cm (0.5λ)로 결정하였다.

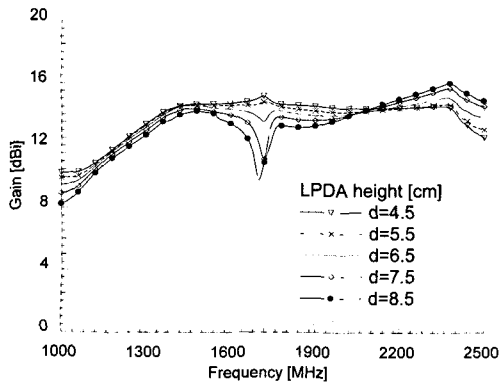


그림 8. 급전 LPDA의 거리에 따른 CRLPDA의 이득
Fig. 8. Gain of CRLPDA for distance of feeding LPDA.

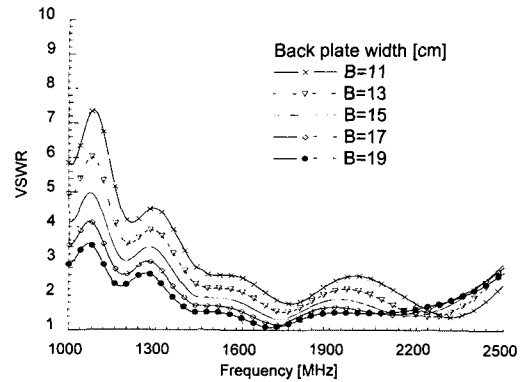


그림 11. 후면 반사판 폭에 대한 CRLPDA의 VSWR
Fig. 11. VSWR of CRLPDA for back-plate width.

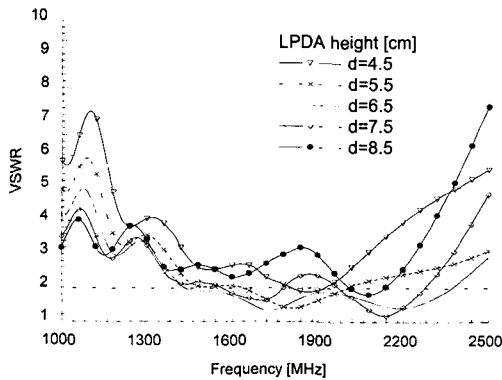


그림 9. 급전 LPDA의 거리에 따른 CRLPDA의 VSWR
Fig. 9. VSWR of CRLPDA for distance of feeding LPDA.

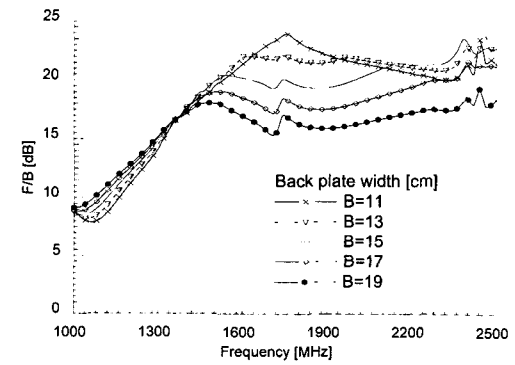


그림 12. 후면 반사판 폭에 대한 CRLPDA의 전후방비
Fig. 12. F/B of CRLPDA for back-plate width.

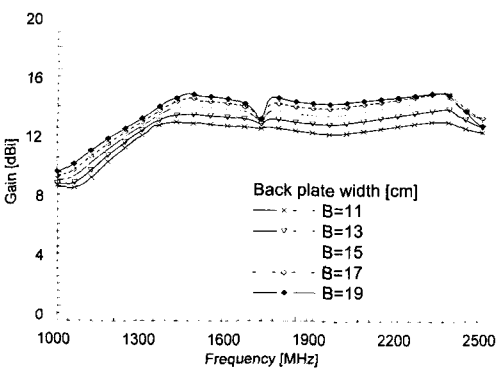


그림 10. 후면 반사판 폭에 대한 CRLPDA의 이득
Fig. 10. Gain of CRLPDA for back-plate width.

V. 제작 및 측정

이상의 결과를 이용하여 CRLPDA를 제작하였다. LPDA의 최단소자에 급전선로를 연결시키기 위해 평행급전선의 측면에 유전체 케이블로 고정시키고, 급전선로 및 급전소자부의 고정을 위해 측면반사판에 지지대를 이용하였다. 반사판 뒷면은 복사패턴 측정을 위해 2개의 클램프로 결합시켰다. 그림 13은 제작된 CRLPDA의 외관을 나타낸다.

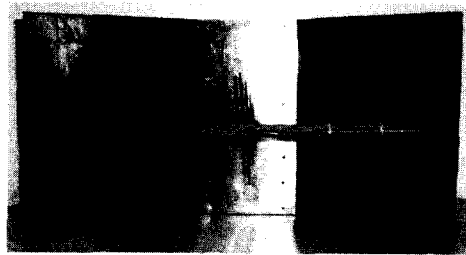


그림 13. CRLPDA의 외관
Fig. 13. Manufactured CRLPDA.

그림 14는 CRLPDA를 정합하여 측정된 VSWR과 이론치를 나타낸다. 측정결과 VSWR은 1,490 MHz부터 2,500 MHz까지 1,000 MHz 이상의 대역에서 2이하로 측정되었다. 이는 계산치인 1,440 MHz부터 2,370 MHz의 대역폭과 거의 일치한다.

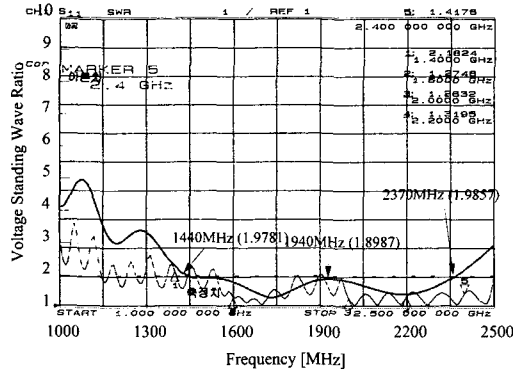


그림 14. CRLPDA의 전압정재파비
Fig. 14. VSWR of CRLPDA.

그림 15는 1,400 MHz부터 2,400 MHz 대역까지 계산된 이득과 측정된 이득을 나타낸다. 측정결과 이득은 2,400 MHz를 제외하고는 측정치가 계산치보다 1 dB에서 2 dB 정도 높았다. 오차원인을 세 가지로 정리하여 보면, 첫째 측정환경 및 제작 상 오차이고, 둘째 측정치가 표준안테나에 의한 상대이득을 측정하는 것이 아니고 복사패턴 측정치의 빔 폭을 이용하여 이득 근사식⁽¹¹⁾을 이용하였기 때문에 오차가 발생했다고 생각된다. 마지막으로 측정치의 경우 반사판이 솔리드(solid)형태이고, 계산치는 반사판을 그리드 형태로 모델링하였기 때문이다. 이론치와 측정치의 차이를 줄이기 위해 248개의 미소소자를 390개로 세분하여 계산치 이득을 구했다. 그 결과 약간의 이득이 증가되었다.

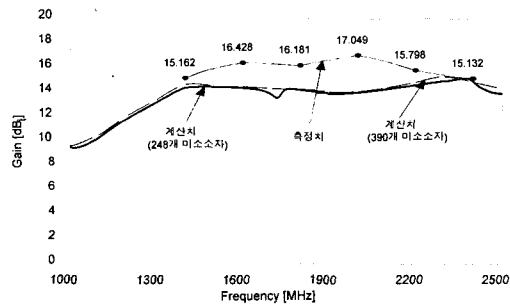


그림 15. CRLPDA의 이득
Fig. 15. Gain of CRLPDA.

그림 16은 측정된 복사패턴을 나타낸다. 메인로브형태는 E-면과 H-면이 계산치와 거의 일치하였지만 사이드로브는 H-면의 경우 10 dB에서 15 dB로 값으로 나타났다.

사이드로브를 줄이는 방법으로는 CRLPDA의 급전LPDA의 축 길이를 짧게 하여 제 1소자의 위치를 반사판 정점방향으로 이동시키거나 측면 반사판 높이와 후면 반사판의 폭을 조정함으로써 감소시킬 수 있다고 생각되며, 향후 이에 대한 연구도 이루어져야 할 것이다.

VI. 결론

본 논문은 광대역과 고이득 특성을 동시에 갖는 안테나의 연구를 목적으로 하였으며 이를 위해 광대역 안테나인 LPDA에 반사판을 결합시킨 CRLPDA를 해석하고 설계하였다.

CRLPDA의 복사특성을 알아보기 위해, 급전소자인 LPDA의 축 길이와 반사판 정점으로 부터의 위치를 변화시켜 특성을 고찰하였으며, 그 결과 CRLPDA에 영향을 주는 요소는 LPDA의 축길이 및 반사판으로 부터의 거리, 그리고 후면반사판의 폭으로 나타났다.

LPDA의 축길이는 0.2λ 가 가장 적당하였으며, 축길이가 너무 길 경우, LPDA의 가장 긴 소자는 반사판의 범위를 벗어나서 광대역을 얻을 수 없었으며, 광대역과 고이득을 위한 최적의 위치는 0.35λ 로 나타났다.

이상에서 도출된 결과를 가지고 CRLPDA를 설계하였다. 설계된 안테나의 대역폭은 1,000 MHz 이상이며, 이득은 전 대역에서 13 dBi이상으로 측정되었다.

본 논문에서 제안한 CRLPDA의 실용화를 위해서는 VSWR을 1.5이하로 낮추는 것과, 급전 LPDA의 대역폭과 CRLPDA 대역폭의 상관관계 규명 및 H-면 사이드로브를 좀 더 낮추는 연구가 이루어져야 할 것이다.

참고 문헌

- [1] J. D. Kraus, "The corner reflector antenna", Proc. IRE, pp. 513-519, Nov. 1940.
- [2] AARL, *The AARL Antenna Handbook*, chap. 18, 1991.

