

論 文

無給電 素子を 갖는 Log-periodic 루프 안테나에 관한 研究

正會員 崔 學 根*, 正會員 朴 檉 基**

A Study on the Log-periodic Loop Antenna with the Parasitic Elements

Hak Kuen CHOI*, Cheong Kee PARK** *Regular Members*

要 約 高利得과 廣帶域 特性을 동시에 실현하기 위하여 원형 루프 안테나를 傳送線路에 의하여 交叉給電시킨 素子과 無給電 素子로 구성된 LP 형태의 안테나를 제시했다. 제시한 안테나를 모멘트法에 의하여 數值解析하여 電流分布, 入力 임피던스, 電力利得 및 指向性 패턴 등을 對數周期 다이폴 안테나(LPDA)와 比較 檢討하였다. 그 결과 本 論文에서 제시된 안테나는 廣帶域 特性 및 高利得을 갖고 周波數에 따른 E, H面패턴의 변화가 거의 없었으며 LPDA보다 우수한 性能을 갖는 것으로 확인 되었다.

ABSTRACT The LP(Log-periodic) type antenna composed of the cross fed and parasitic loop elements has been proposed for a high gain and broadband characteristics. This antenna has been analyzed by using moment method, and current distribution, input impedance, power gain, and radiation patterns has been calculated and compared with LPDA. It was found to have high gain, broadband characteristics, and similiar patterns for E and H plane against LPDA.

I. 序 論

給電素子와 導波器로 구성되어 있는 Yagi-Uda 안테나는 적당한 크기의 導波器 수를 증가시키면 利得은 증가하나 周波數에 따른 入力 임피던스가 급격히 변화하여 帶域幅이 좁아진다.

그러나 LPDA(log-periodic dipole antenna)는 Yagi-Uda 안테나에 비하여 指向性 利得이 떨어지지만 廣帶域 特性을 가지고 있다. 따라서, 이 두 안테나를 적당히 조합하면 高利得과 廣帶域 特性을 동시에 얻을 수 있다.

高利得과 廣帶域 特性을 동시에 갖는 어레이 안테나로서는 LPDA에 無給電 素子로서 Yagi-Uda 안테나의 導波器를 결합한 형태가 개발되어 있으나 이런 LPD Yagi 결합형 안테나는 導波器수 만큼 안테나의 축이 길어진다. 또

*, ** 高麗大學校 電子電算工學科

Dept. of Elec. and Comp. Eng., Korea Univ.

論文番號 : 88 - 45(接受 1988. 11. 1)

본 저자에 의해 최초로 개발되어 특허를 받은 folded 다이폴 給電 素子들과 無給電 다이폴 素子들로 구성된 LP 구조의 안테나도⁽²⁾ 高利得 및 廣帶域 特性을 목적으로 하는 안테나의 일종이다. 그러나 이런 종류의 안테나는 주로 다이폴 素子로 구성되어 있을 뿐 루프 素子로 구성된 경우⁽³⁾에 대해서는 아직 充分한 研究가 이루어지고 있지 않다.

따라서 本 論文에서는 圓周長 1 波長 정도의 루프 안테나가 半波長 다이폴 안테나에 비하여 入力임피던스의 周波數 特性이 平탄하고 利得이 높다는 점과 폴딩된 다이폴 給電 LP 안테나에 착안해서 周波數 1 - 2 GHz에서 對數周期比 $\tau = 0.86$, 間隔定數 $\sigma = 0.13$ 인 LP 안테나를 給電루프素子 7 개, 無給電 루프素子 3 개로 구성하여 LPDA 解析시 사용되는 Carrell의 回路解析法^{(1), (4)}과 Harrington의 모멘트법⁽⁵⁾에 근거하여 解析하였다. 解析된 결과로부터 電流分布, 電力利得, 入力임피던스 및 指向性 패턴을 LPDA와 비교하여 나타냈으며, 그 결과 本 論文에서 제시된 無給電 素子를 갖는 LPLA (log-periodic loop antenna)가 LPDA보다 利得이 높고, E面 패턴과 H面 패턴의 빔폭 차가 작고, 周波數의 변화에 따른 패턴의 변화가 매우 작음을 확인하였다.

II. 無給電 素子를 갖는 LPLA의 構造

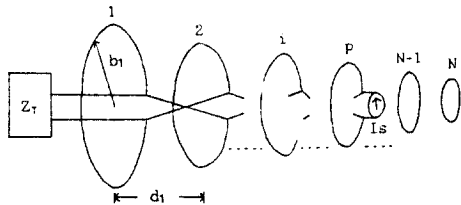


그림 1 無給電 素子를 갖는 LPLA 構成圖
Schematic diagram of the LPLA
with the parasitic elements

그림 1의 無給電 素子를 갖는 LPLA는 루프 素子の 半徑, 間隔등이 對數的으로 변화하고, 傳送線路에 의해서 交叉給電된 素子들과 無給電

素子들로 구성된다. 이러한 構造는 루프素子の 길이를 결정하는 對數周期比 τ 와 素子들의 間隔을 결정하는 間隔定數 σ 인 두개의 독립된 파라메타에 의하여 결정되며 對數周期比 τ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\frac{b_{k+1}}{b_k} = \frac{d_{k+1}}{d_k} = \frac{a_{k+1}}{a_k} = \tau \quad (1)$$

여기서 b_k 와 a_k 는 각각 k 번째 루프의 半徑과 導體 半徑이고 d_k 는 k 와 $k+1$ 번째 루프素子들 사이의 間隔이다. 또 間隔定數 σ 는 다음과 같이 나타낸다.

$$\sigma = \frac{d_{k+1}}{2\pi b_k} \quad (2)$$

여기서 $2\pi b_k$ 는 루프의 圓周長으로 LPDA의 $2L_k$ (L_k : k 번째 다이폴素子の 길이)에 해당된다.

일반적으로 루프 안테나는 1波長 정도의 길이를 사용함으로써 本 LPLA의 最低 動作周波數 f_L 과 最高 動作周波數 f_U 에 대응되는 루프의 半徑은 다음과 같이 나타내기로 한다.

$$b_L = \frac{k_L \lambda_L}{\pi}, \quad b_U = \frac{k_U \lambda_U}{\pi} \quad (3)$$

여기서 λ_L , λ_U 는 f_L 과 f_U 에 대응하는 動作波長이며, k_L 과 k_U 는 LPDA 설계시 사용되는 계수로 각각 다음과 같다⁽⁶⁾.

$$k_L = 1.01 - 0.519\tau \quad (4a)$$

$$k_U = 7.1\tau^3 - 21.3\tau^2 + 21.98\tau - 7.3 \\ + \sigma(21.82 - 66\tau + 62.12\tau^2 - 18.29\tau^3) \quad (4b)$$

단, $k_L > 0.5$, $k_U < 0.5$ 이다. (6)

또한, 本 LPLA의 루프素子 개수 N 은 다음 식에 의하여 결정된다.

$$N = 1 + \frac{\text{LOG}(k_t/k_l) + \text{LOG}(f_L/f_U)}{\text{LOG}(\tau)} \quad (5)$$

이상으로부터 f_L , f_U , τ , σ 가 주어지면 본 LPLA의 構造를 결정할 수 있다.

III. 모멘트 解析

3-1. 電流分布 및 入力임피던스

여기서는 Harrington에 의하여 제안된 모멘트 法에 의해서 안테나의 電流分布를 解析하기 위하여 展開函數 및 weighting 函數를 cosine 分布函數로 가정한다. cosine 分布의 展開는 안테나의 電流에 급격한 변화가 없으므로 정확도가 높고 계산시간을 줄일 수 있으므로 널리 사용되고 있다.

안테나의 電流分布 $I(S')$ 에 대한 Pocklington형 積分方程式은 안테나의 導體 半徑이 길이에 비하여 매우 작고 完全導體라고 하면 다음과 같이 나타낼 수 있다⁽⁷⁾.

$$LI(S') = \frac{-j}{4\pi\omega\epsilon} \int_{\text{antenna}} I(S') \left[\frac{\partial^2}{\partial s \partial s'} - k^2 \mathbf{i}_s \cdot \mathbf{i}_{s'} \right] \frac{e^{-jkR}}{R} dS' = \mathbf{Ei}(S) \quad (6)$$

여기서 L 은 微積分 演算子, $\mathbf{Ei}(S)$ 는 入射電界의 接線成分, R 은 source 점 S' 와 관측점 S 사이의 거리이고 $\mathbf{i}_{s'}$ 와 \mathbf{i}_s 는 각각 S' 와 S 에서의 軸방향 단위 벡터이다.

式(6)에서 電流 $I(S')$ 는 N 개의 루프素子를 총 M 개의 小區間으로 분할하고 각 분할 구간에서의 電流를 I_1, I_2, I_3, \dots 라 하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$I(S') = \sum_{n=1}^M I_n F_n(S') \quad (7)$$

여기서 $F_n(S')$ 는 展開函數로 다음과 같다.

$$F_n(S') = \frac{\text{sink} S'_{n-1}}{\text{sink} \Delta_{n-1}} U_{n-1}(S'_{n-1}) +$$

$$\frac{\text{sink}(\Delta_n - S'_n)}{\text{sink} \Delta_n} U_n(S'_n) \quad (8)$$

단, Δ_n 과 Δ_{n-1} 은 분할점 n 에서 상하 소구간의 길이, $U_{n-1}(S'_{n-1})$ 및 $U_n(S'_n)$ 는 각각 $0 < S'_{n-1} < \Delta_{n-1}$ 과 $0 < S'_n < \Delta_n$ 에서 1 이고 이 외의 영역에서는 0 인 단위계단함수이다.

式(8)을 式(7)에 대입하여 weighting 函數 W_m 과의 內積을 취하면

$$\sum_{n=1}^M I_n (W_m, LF_n) = (W_m, E_i), \quad (m = 1, 2, 3, \dots, M) \quad (9)$$

이다. 여기서 (\cdot, \cdot) 는 內積(inner product)을 의미한다. 式(9)를 行列方程式 형태로 나타내면 다음과 같다.

$$[I_n] = [Y_{nm}] [V_m], \quad [Y_{nm}] = [Z_{mn}]^{-1} \quad (10)$$

단, $[Z_{mn}]$ 은 안테나의 構造와 관계하는 임피던스行列로 $\langle (W_m, LF_n) \rangle$ 이고 $[V_m]$ 은 電壓行列로 $\langle (W_m, E_i) \rangle$ 이다. 無給電素子를 갖는 LPLA에서는 素子의 일부가 傳送線路에 의하여 交叉給電되어 있으므로 $[V_m]$ 은 單一給電안테나와 달리 傳送線路에 대한 電壓行列 $[V_f]$ 가 고려되어야 한다.

그림 2는 LPDA 解析시 주로 사용되는 Carrell의 回路解析法에 따라 無給電 루프素子를

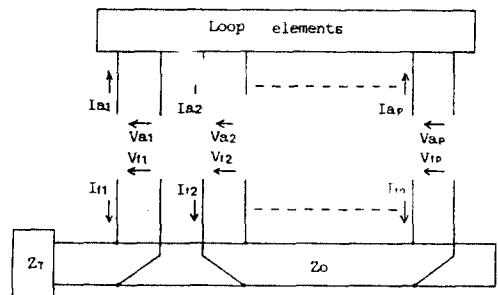


그림 2 等價回路
Equivalent circuits

갖는 LPLA의 構造를 루프素子部와 給電部가 병렬로 연결된 것으로 생각하여 나타낸 것으로서 交叉給電된 素子は P 개로 가정한다. 그림 2에서 루프素子와 傳送線路 사이에는 다음관계가 성립한다.

$$[I_s] = [I_a] + [I_r] = ([Y_a] + [Y_r])[V_a] \quad (11)$$

단, $[I_s]$ 는 인가電流源으로 P 번째 원소를 제외하고는 모두 0 이고, $[I_a]$ 와 $[V_a]$ 는 각각 루프素子部の 電流 및 電壓行列이고, $[I_r]$ 는 給電部の 電流行列이다. $[Y_a]$ 는 給電部에서의 루프素子에 대한 어드미턴스 行列로 $P \times P$ 차원이며 式(10)의 $[Y_{nm}]$ 에서 구해진다. $[Y_r]$ 는 給電部에서의 傳送線路에 대한 어드미턴스 그 원소는 다음과 같이 표현된다^{(1), (4)}.

$$\begin{aligned} Y_{r11} &= Y_r - j Y_o \cot kd_1 \\ &: \\ Y_{r11} &= -j Y_o (\cot kd_{1-1} + \cot kd_1) \quad (12) \\ &: \\ Y_{rpp} &= -j Y_o \cot kd_{p-1} \\ &: \\ Y_{r11+1} &= Y_{r1+1} = -j Y_o \csc kd_1 \end{aligned}$$

이고, 이 외의 모든 요소는 0 이다. 式(12)에서 Y_o 는 傳送線路의 特性 어드미턴스이고, Y_r 는 線路의 終端 어드미턴스이다. 式(12)의 $[Y_r]$ 와 $[Y_a]$ 를 式(11)에 대입하여 $[V_a]$ 를 구한 후 이것을 電壓行列 $[V_m]$ 에 삽입하여 式(10)의 해를 구하면 無給電 素子를 갖는 LPLA의 電流分布 $[I_n]$ 이 구해진다.

入力 임피던스 Z_{in} 은 傳送線路 給電點의 電流를 $I_s = 1 [A]$ 로 가정하면 다음 式에서 구해진다.

$$Z_{in} = V_p \quad (13)$$

단, V_p 는 傳送線路의 給電點의 電壓으로 $[V_a]$ 의 p 번째 원소 값이다.

3 - 2. 輻射電界 및 利得

그림 3의 無給電 素子를 갖는 LPLA의 座標系에서 far-field는 다음式으로 주어진다.

$$\begin{aligned} \bar{E}(r, \theta, \phi) &= \frac{-j \omega \mu_0}{4 \pi r} e^{-jk r} \int_{\text{antenna}} \hat{r} \times (I(S')) \\ & i_{s'} \times \hat{r} \exp(jk \hat{r}' \cdot \hat{r}) dS' \quad (14) \end{aligned}$$

여기서 \hat{r} 은 원점에서 관측점으로 향하는 단위 벡터이고 \hat{r}' 은 원점에서 source 점으로 향하는 위치벡터이다. 式(7)과 (8)을 式(14)에 대입하여 정리하면

$$\begin{aligned} \bar{E} &= \frac{-j \omega \mu_0}{4 \pi r} e^{jk r'} \sum_{n=1}^M I_n \left[\int_0^{\Delta_n} \frac{\text{sinc}(\Delta_n - S'_n)}{\text{sinc} \Delta_n} \hat{r} \times (i_{s'_n} \times \hat{r}) \right. \\ & e^{jk \hat{r}'_n \cdot \hat{r}} dS'_n + \int_0^{\Delta_{n-1}} \frac{\text{sinc} S'_{n-1}}{\text{sinc} \Delta_{n-1}} \\ & \left. \hat{r} \times (i_{s'_{n-1}} \times \hat{r}) e^{jk \hat{r}'_{n-1} \cdot \hat{r}} dS'_{n-1} \right] \quad (15) \end{aligned}$$

를 얻는다.

단, S'_n 과 S'_{n-1} 은 n 번째 線素子의 source 점이고 $i_{s'_n}$ 과 $i_{s'_{n-1}}$ 은 대응되는 단위벡터이다.

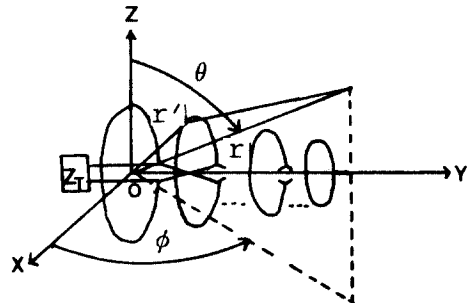


그림 3 座標系
Coordinates

電力利得은 다음式으로 구해진다⁽¹⁾.

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi r^2}{\eta} \frac{|E(r, \theta, \phi)|^2}{P_{in}} \quad (16)$$

단, $\eta = 120\pi$ 로 自由空間의 波動임피던스이고, P_{in} 은 안테나 入力電力으로 다음과 같다.

$$P_{in} = \text{Re}\{[\tilde{V}_m] [I_n^*]\} = \text{Re}\{V_p I_s^*\}$$

여기서 *는 공액복소수, $[\tilde{V}_m]$ 는 $[V_m]$ 의 전치행렬을 나타낸다.

IV. 數值計算 및 檢討

4-1. 電流分布

그림 1의 無給電 素子를 갖는 LPLA에서 對數周期比 $\tau=0.86$, 間隔定數 $\sigma=0.13$, 線路의 特性임피던스 $Z_0=200[\Omega]$, 終端임피던스 $Z_T=Z_0$, $\Omega=21_n(2\pi b/a)=10$, 周波數 범위 1-2 GHz로 할 때 式(5)에 의하여 루프素子의 수는 $N=10$ 이 된다. 여기서 8, 9, 10 번째의 素子를 無給電 素子로 한다.

모멘트 法에 의하여 각 루프素子 상의 電流分布를 數值計算하여 給電 素子의 給電 端子 및 이에 상응하는 無給電 素子의 위치에서의 電流分布를 그림 4에 나타냈다. 그림 4(a)에서 알 수 있듯이 動作 周波數를 증가시키면 강하게 여진하는 素子는 루프의 원주장이 1波長 轉후가 되는 素子로 이동한다. 즉, 1GHz에서 3 번째 素子, 1.2GHz에서 4 번째素子, 그리고 1.8GHz와 2GHz에서는 7 번째 素子가 강하게 여진되며 이후의 素子에서는 電流의 진폭이 급격히 감소한다. 이것으로부터 周波數 증가에 따라 안테나의 活性領域(active region)이 이동하여 廣帶域 特性이 나타남을 알 수 있다. 그림 4(b)는 電流에 대한 位相分布를 나타낸 것으로 線路의 給電 위치 즉 7 번째 素子를 향하여 位相이 늦어짐을 알 수 있다.

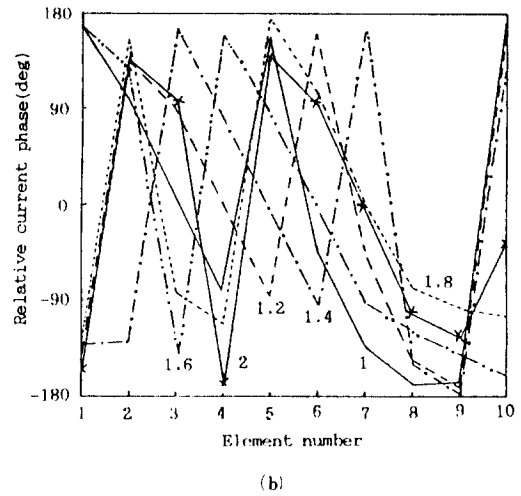
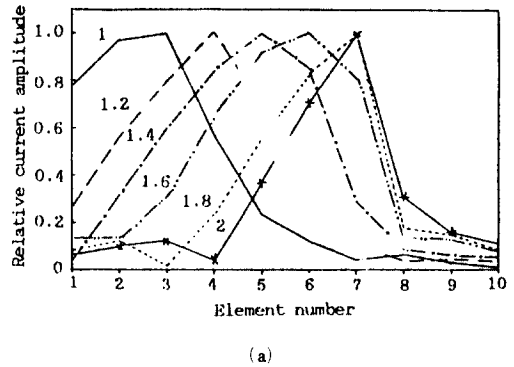


그림 4 電流分布 (a) 振幅 (b) 位相
Current distribution (a) Amplitude (b) Phase

4-2. 電力利得

그림 5는 周波數 1.5GHz에서 線路의 特性 임피던스 $Z_0=Z_T$ 를 50 $[\Omega]$ 에서 부터 300 $[\Omega]$ 까지 변화시키면서 式(16)에 의하여 계산된 電力利得이다. 그림에서 LPDA의 電力利得은 無給電 素子를 갖는 LPLA와 동일한 構造 파라메타($\tau=0.86$, $\sigma=0.13$, $f=1-2$ GHz)를 갖는 LPDA의 電力利得이다. LPDA는 $Z_0=100[\Omega]$, 無給電 素子를 갖는 LPLA는 $Z_0=200[\Omega]$ 근처에서 最大利得이 나타나고 Z_0 가 증가할 수록 利得이 감소한다. 또한 LPDA와 無給電 素子를 갖는 LPLA 사이에서 최대 0.6dB 最大 2.5dB의 利得 차이가 나타났다. 그림

6 은 無給電 素子を 갖는 LPLA는 $Z_o = 200$ [Ω], LPDA $Z_o = 100$ [Ω]으로 하여 周波數 變化에 따른 電力利得의 變化를 나타낸 것으로 無給電 素子を 갖는 LPLA는 周波數 1.4GHz 에서 약 10dB, LPDA는 1.2GHz에서 最大 8dB 의 利得이 나타났다. 따라서, 그림5와 그림6 으로 부터 전 周波數 帶域에서 뿐 아니라 線路의 特性임피던스 變化에 대해서도 無給電 素子を 갖는 LPLA가 LPDA보다 利得이 높음을 알 수 있다.

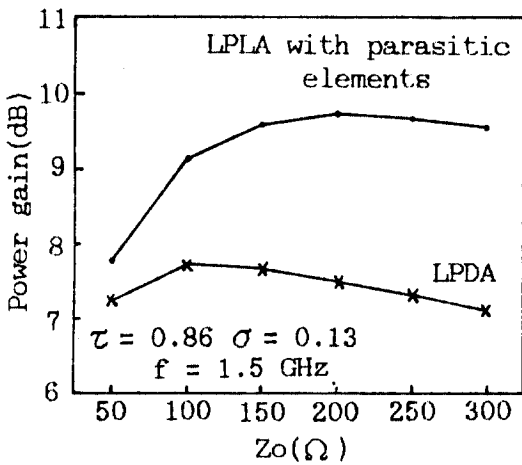


그림 5 Z_o 변화에 따른 電力利得
Power gain as a function of Z_o .

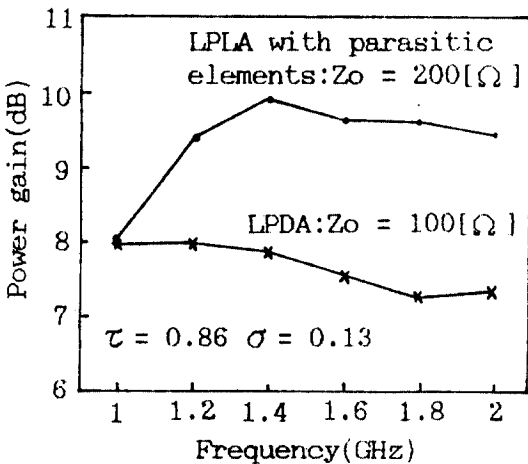


그림 6 周波數 變化에 따른 電力利得
Power gain as a function of frequency.

4 - 3. 入力임피던스 및 VSWR

그림 7 은 周波數 1.5GHz에서 特性 임피던스 變化에 따른 入力임피던스 變化를 나타낸 것으로 特性임피던스가 증가할수록 入力임피던스의 저항 성분은 無給電 素子を 갖는 LPLA나 LPDA에서 모두 증가하지만 리액턴스 성분은 LP LA 경우 감소하고 LPDA는 거의 變化하지 않는다. 그림 8 은 周波數 變化에 따른 入力임피던스의 變化를 나타낸 것이다.

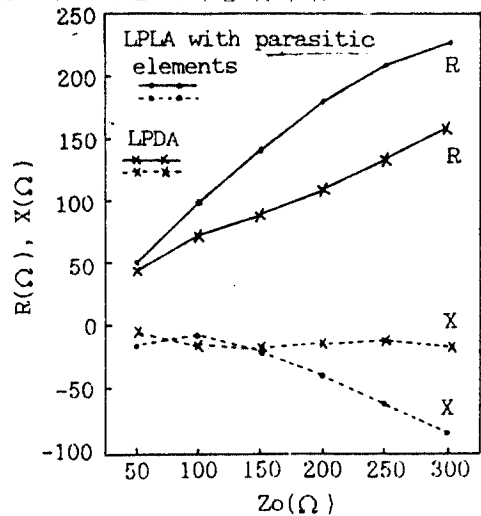


그림 7 Z_o 변화에 따른 入力임피던스
Input impedance as a function of Z_o

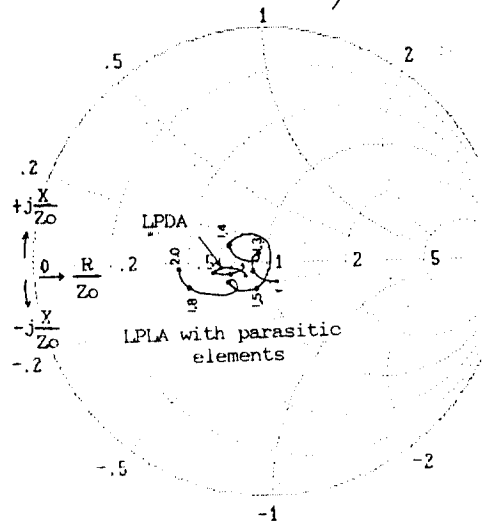


그림 8 周波數 變化에 따른 入力임피던스
Input impedance as a function of free.

그림 9는 平均低抗 $R_o = \sqrt{R_{min} R_{max}}$ 에 대한 VSWR⁽⁴⁾을 周波數 변화에 따라 나타낸 것이다. 여기서 R_{min} 과 R_{max} 는 안테나 入力抵抗의 최소값과 최대값이다. LPDA의 VSWR은 周波數 전 대역에 걸쳐 약 1.1 정도이고 無給電素子を 갖는 LPLA는 최대 1.5, 1.6 GHz 부근에서 최소 1.03으로 나타났다. 無給電素子を 갖는 LPLA에서 VSWR은 無給電素子の 수, Ω , 特性임피던스 Z_o 에 관계함으로 이들을 적당히 조정하여 周波數에 따른 入力 임피던스의 변화를 작게하면 VSWR은 낮아지게 될 것이다.

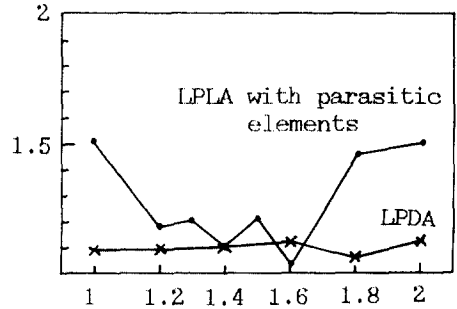


그림 9 周波數 변화에 따른 VSWR
VSWR as a function of frequency.

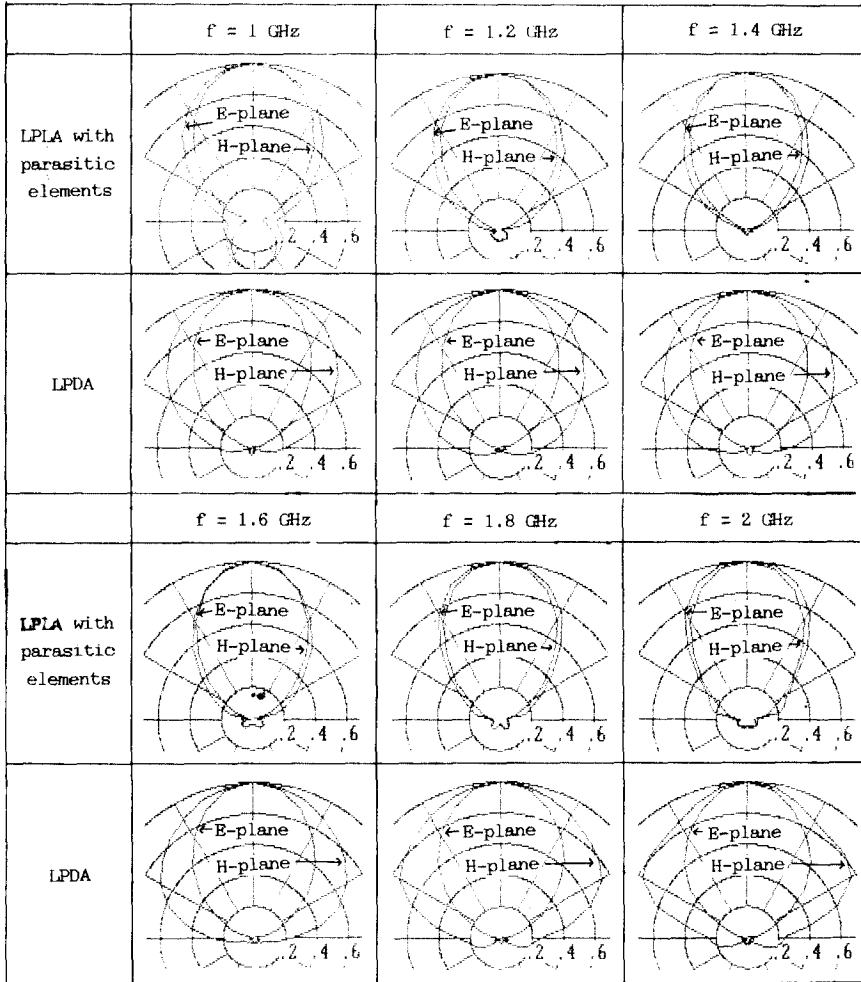


그림 10 指向性 패턴
Radiation patterns

4-4. 指向性

그림10은 周波數 변화에 따른 LPDA와 無給電素子を 갖는 LPLA의 E面 패턴과 H面 패턴으로 LPLA의 경우 전대역에 걸쳐 H面 패턴의 빔폭이 E面 패턴의 빔폭보다 크며, 이런 현상은 周波數가 증가할수록 더욱 심하게 나타난다. 그러나 無給電素子を 갖는 LPLA는 전대역에 걸쳐 LPDA보다 E, H面的 빔폭차가 작게 나타나고 周波數 변화에 따른 패턴 변화도 거의 없다. 따라서 현재 反射鏡 안테나의 一次輻射器로서 LP안테나를 사용할 경우 LPDA보다는 無給電素子を 갖는 LPLA가 더 유리하다고 생각할 수 있다. 그러나 사이드로브 레벨은 LPDA보다 無給電素子を 갖는 LPLA가 약간 높고, 특히 最低周波數 1 GHz에서 back lobe가 크게 나타난다. 이런 현상은 1번째 素子뒤에 1번째 루프보다 약간 크 루프를 설치하면 이것이 反射器로 動作하여 back lobe를 작게 하고, 利得도 8 dB 이상으로 높일 수 있을 것이다.

V. 結 論

高利得과 廣帶域 特性을 동시에 실현하기 위하여 원형 루프 안테나를 傳送線路에 의하여 交叉給電되는 素子和 無給電素子로 하여 LP형태의 안테나를 구성하여 모멘트法에 의하여 電流分布, 入力 임피던스, 電力利得 및 指向性 패턴등을 數值計算하여 LPDA와 比較 檢討함으로써 그 성능이 우수함을 보였다.

本 論文에서 제시된 無給電素子を 갖는 LPLA의 利得은 周波數 전대역에 걸쳐서, 그리고 線路의 特性 임피던스에 관계없이 LPDA보다 높고, VSWR는 전대역에 걸쳐 1.5이하이며,

특히 $f=1.6\text{GHz}$ 부근에서만 LPDA보다 작게 나타났다. 또한 LPDA에서 문제가 되고 있는 周波數에 따른 H面 패턴의 변화와 E, H 面的 빔폭차가 매우 작아서 反射鏡 안테나의 一次輻射器로서 사용할 경우 LPDA보다 더 유리함을 알 수 있었다.

이상으로부터 원형 루프 안테나를 給電素子和 無給電素子로 하여 구성한 LP 構造의 안테나에서 廣帶域 特性 및 高利得을 동시에 얻을 수 있음이 확인되었다.

本 論文의 無給電素子を 갖는 LPLA의 研究에서는 無給電素子の 최적 갯수 및 對數周期比 τ 의 변화에 따른 間隔定數 σ 의 최적값의 결정 등에 관한 부분은 제외되어 있다. 앞으로 이 부분의 研究가 보완된다면 本 論文에서 제시한 안테나는 널리 실용화 되리라고 생각한다.

參 考 文 獻

1. R. Mittra, Numerical and Asymptotic Techniques in Electromagnetics, Springer-verlag, New York, Ch.1, 1975.
2. 朴權基외 3인, "反고스트 텔레비전受信안테나 研究", 電子工學會誌, 제13권, 제2호 pp. 48-56, 1976.
3. Bandhit, R. and Toshio, S., "A Study on Log-periodic Loop Antenna," Trans. IECE Japan, Vol. J60-B, No.8 pp.583-589, Aug., 1977.
4. R. Carrell, "An Analysis of the Log-periodic Dipole Antenna," 10th Annual Symposium on the USAF Ant. R & D program, Oct., 1960.
5. R.F. Harrington, "Matrix Method for Field Problems," Proc. IEEE, Vol.55, No.2, pp.136-149, Feb., 1967.
6. T.A. Milligan, Modern Antenna Design, McGraw-Hill, New York, pp.383-396, 1985.
7. K.K. Mei, "On the Integral Equations of Thin Wire Antenna," IEEE Trans. AP-13, pp.374-378, May, 1965.



崔學根(Hak Keun CHOI) 正會員
1956年3月18日生
1979年2月：高麗大學校 電子工學科卒業(B. S)
1981年2月：高麗大學校 大學院 電子工學科 卒業(M. S)
1988年2月：高麗大學校 大學院 電子工學科 卒業(Ph. D)
1981年3月～現在：大有工業專門大學電子通信科專任講師，助教授



朴禮基(Cheong Kee PARK) 正會員
1923年11月28日生
1946年7月：京城大學電氣工學科卒業(B. S)
1967年4月：日本 豆蔻子大學 工學博士取得
1957年3月～1959年10月：全北大學校助教授
1959年10月～1961年4月：交通部航空大學 副教授
1961年4月～1970年2月：漢陽大學校 教授
1970年3月～現在：高麗大學校 電子工學科 教授