

# EMI/EMC 측정용 십자형 대수 주기 다이폴 안테나의 설계 및 해석

## (A Design & Analysis of EMI / EMC Crossed Log-Periodic Dipole Antenna

金 振 泰\* · 崔 學 根\* · 陳 年 鏞\*

(Jin Tae Kim\* · Hak Keun Choi\* · Youn Kang Chin\*)

### 요 약

본 논문에서는 EMI / EMC 측정용 안테나로서 다이폴 소자가 교차된 십자형 대수-주기 다이폴 안테나 (CLPDA: Crossed Log-Periodic Dipole Antenna)를 제시하고 모멘트 법과 전송선로 이론을 결합하여 해석하였다.

이 안테나의 광대역특성을 고려하여 전 주파수 범위에서 임피던스 정합에 중점을 두었으며, 이에 따라 트윈-붐(Twin-boom) 급전 방식을 사용하였다. 해석 결과로써 전류 분포, 입력 어드미턴스, 복사 패턴 및 이득을 계산하였으며, 실제 CLPDA를 설계하여 복사 패턴과 이득을 측정하였다.

제작한 CLPDA의 측정치는 주어진 주파수 범위(200MHz~500MHz)내에서 이론치에 근접하게 나타났다.

### Abstract

In this paper, a CLPDA (Crossed Log-Periodic Dipole Antenna) for EMI / EMC Measurement is presented, and is analyzed by Combining the moment method and the transmission line theory. The CLPDA has a broadband characteristic. It is so important to achieve a impedance matching over operating frequency range that Twin-boom method is used at feed point. Here, the current distribution, input admittance, radiation pattern and gain are calculated.

In practice CLPDA is fabricated. Calculated result for radiation pattern and gain are very closed to measured result.

### I. 서 론

최근, 전자 산업의 급속한 발전으로 인하여 전기·전자제품 특히 정보기기가 사회 각 분야에 보급됨에 따라 전자파 및 집도가 높아지고 전자파 환경을 악화시키는 경우가 빈번하게 발생한다. 그러므로 설치된 기기가 원래의 목표대로 동작하지 않아 혼란을 일으키거나 나아가 인체에 장애를 일으키는 등 새로운 문제점으로 대두

되고 있다. 이 문제점을 해결하기 위한 접근방법은 일반적으로 두가지로 나눌 수 있는데 하나는 불요 전자파의 방출을 규제치 이하로 억제하는 방법이고, 또 하나는 일정한 규제치의 전자파 환경내에서도 장애를 받지 않고 정상적인 동작을 할 수 있는 내성을 강화시키는 방법이다.

이 두가지가 조화를 이루어 기기들이 공존할 수 있는 능력을 갖게 하는 것이 EMC(Electromagnetic Com-

\*, \*\* 단국대학교 전자공학과  
(Dept. of Elec. Eng., Dankook Univ.)

patibility)의 궁극적인 연구 목표라 할 수 있다. 이를 위하여 객관성과 일관성을 갖는 유효한 측정 결과를 얻을 수 있는 측정 시스템이 필요하다.

현재 EMI/EMC 측정용으로 사용되는 안테나들은 주파수대별로 전계 측정용 안테나와 자계 측정용 안테나로 구분되고 있으며, 30MHz이하의 주파수대에서는 폴(pole) 안테나가 전계 측정용으로, 루프(Loop) 안테나가 자계 측정용으로 사용되며, 그 이상의 주파수대에서는 바이코니칼 안테나, 대수-주기 안테나(LPDA: Log-Periodic Dipole Antenna)등이 전계를 측정하는데 사용되고 있다.[1] 일반적으로 광대역 고주파수 대역에서는 비교적 제작하기 쉬운 대수-주기 안테나[2,3]를 사용하고 있다.

본 논문에서는 EMI/EMC 측정용 안테나로 LPDA를 수평, 수직으로 설치하는 번거로움을 없애기 위해 200MHz~500MHz 사이의 불요 전자파의 수직·수평 편파성분을 동시에 측정할 수 있는 CLPDA(Crossed Log-Periodic Dipole Antenna)를 EMI/EMC 측정용 안테나로 제시했다. 제시한 안테나의 타당성을 검증하기 위해 모멘트 법[4,5,6]과 전송선 이론을 사용하여 해석하였으며, 이를 토대로 안테나 소자의 전류 분포, 입력 임피던스, 복사 패턴, 이득을 계산하였다. 또한 안테나를 실제로 설계, 제작하여 특성을 비교하였다. 측정 결과, 높은 주파수 범위에서 이득이 이론치와 차이가 있었다. 이는 주위의 반사파와 제작된 안테나의 반경과 설계 안테나의 반경과의 차이로 인한 임피던스 부정합에 의한 것으로 생각된다. 이외의 전 대역에서는 이론치와 근접하게 나타났다.

## II. CLPDA의 설계 이론

### 2.1 설계 파라미터

[그림 1]은 CLPDA의 구조를 나타낸다. 안테나 구조를 결정하는 각 파라미터 사이에는 다음 관계가 있다.

$$\frac{R_{k+1}}{R_k} = \frac{L_{k+1}}{L_k} = \frac{d_{k+1}}{d_k} = \frac{a_{k+1}}{a_k} = \tau \quad (1)$$

(k=1,2,3,...,N)

여기서, 수평 소자와 수직 소자는 동일한 것으로 한다. 단,  $R_k$ 는 CLPDA 정점으로부터 k번째 소자까지의 거리,  $L_k$ 는 k번째 소자 길이,  $a_k$ 는 k번째 소자의 반경,  $d_k$ 는 소자 사이의 간격으로  $d_k = R_k - R_{k+1}$ 이다.

[그림 1]과 식(1)에서 k번째 소자의 공진주파수  $f_k$ 는  $L_k \propto 1/f_k$ 인 관계를 갖고 있으므로

$$f_{k+1} = \frac{f_k}{\tau}, \quad \ln(f_{k+1}) = \ln(f_k) + \ln(1/\tau) \quad (2)$$

이다. 이 CLPDA에서 복사는 특정한 신호 주파수에서 공진하는 각각의 반파장 다이폴 소자와 그보다 약간 짧은 몇개의 다이폴 소자 즉, 동작 영역(Active Region)에서 일어난다.

CLPDA 정점에서 반각  $\alpha$ 와 Space Factor  $\sigma$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\alpha = 2 \tan^{-1} \left[ \frac{1-\tau}{4\sigma} \right], \quad \sigma = \frac{d_k}{2L_k} \quad (3)$$

CLPDA의 최저 동작 주파수를  $f_{min}$ , 최고 동작 주파수를  $f_{max}$ 라 할 때 [그림 1]의 가장 긴 다이폴  $L_1$ 과 가장 짧은 다이폴  $L_N$ 은 Kraus의 실험적인 값으로 쓸 수 있다. [9]

$$L_1 = k_1 \lambda_{min}, \quad L_N = k_2 \lambda_{max} \quad (4)$$

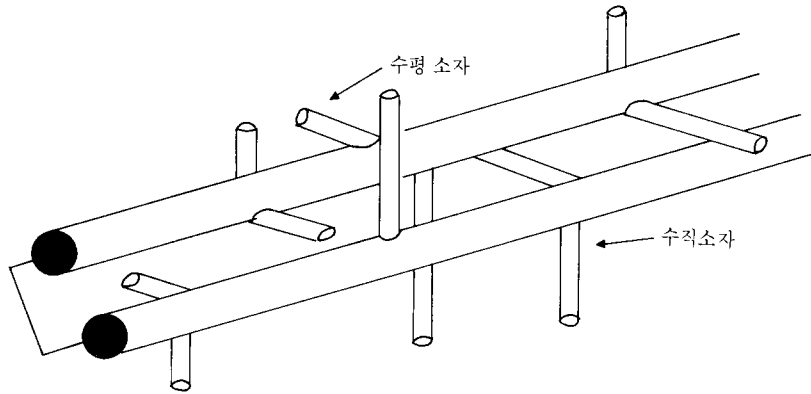
여기서  $\lambda_{min}$ 와  $\lambda_{max}$ 는 각각 동작 파장이며  $k_1$ 과  $k_2$ 는

$$\begin{aligned} k_1 &= 1.01 - 0.519\tau \\ k_2 &= 7.13\tau^3 - 21.3\tau^2 + 21.98\tau - 7.3 \\ &\quad + \sigma(21.82 - 66.7\tau + 62.12\tau^2 - 18.29\tau^3) \end{aligned} \quad (5)$$

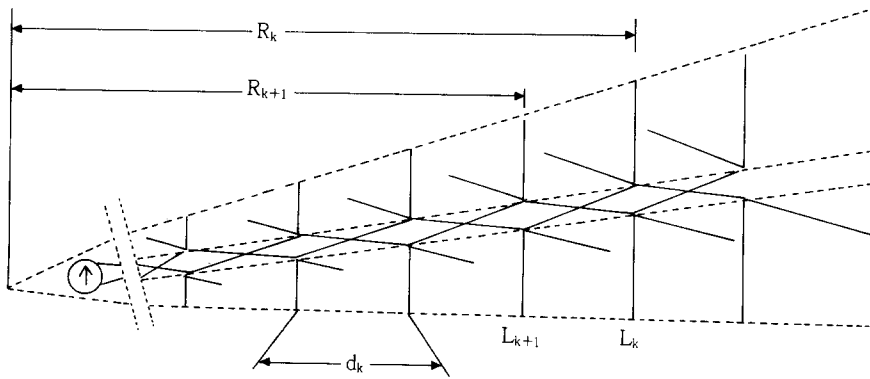
이며, 일반적으로  $k_1 > 0.5$ 이고  $k_2 < 0.5$ 이다.

주어진 주파수 대역내에서 소자의 갯수는 다음식으로부터 구할 수 있다.

$$N = 1 + \frac{\log(k_2/k_1) + \log(f_{min}/f_{max})}{\log\tau} \quad (6)$$



(a) CLPDA 구조



(b) CLPDA 급전 방법

[그림 1] CLPDA(Crossed Log-Periodic Dipole Antenna)

[Fig. 1] CLPDA(Crossed Log-Periodic Dipole Antenna)

또한 [그림 1]에서 안테나의 축 길이는  $R_1 - R_N$ 이며,

$$L = R_1 - R_N = R_1(1 - \tau^{N-1}) = \frac{2L_1\sigma(1 - \tau^{N-1})}{1 - \tau} \quad (7)$$

으로부터 구할 수 있다.

### 2.2 급전선로의 특성 임피던스 계산

안테나의 실제 구조를 결정하는 중요한 한 가지 요소는 각 다이폴의 굵기와 평행전송선로의 굵기이다. [그림 1]의 다이폴 소자의 임피던스  $Z_a$  및 평행 전송선로의 특성 임피던스  $Z_0$ 는 각각 다음과 같다.

$$Z_a = 120[\ln(L_k/a_k) - 2.25]$$

$$Z_0 = 120 \cosh^{-1}(S/D) \quad (8)$$

여기서  $a_k$ 는  $k$ 번째 안테나 소자의 반경이고,  $S$ 는 전송선의 간격이며,  $D$ 는 전송선의 직경이다.

일반적으로 안테나의 입력 임피던스( $Z_i$ )는 실수부 저항성분( $R_i$ )과 허수부리액터스 성분( $X_i$ )으로 이루어진다.

$$Z_i = R_i + jX_i \quad (9)$$

이때 최대 전력 전달을 위해서는 복소 공액정합 조건을

만족해야하므로 입력 임피던스는 순수한 저항 성분만을 나타낸다. CLPDA 입력 임피던스의 저항 성분은 붐(Boom)의 특성 임피던스  $Z_0$ , Space Factor  $\sigma$ , 소자의 길이와 직경의 함수이며, 다음과 같이 정의된다.[7]

$$R_i = \frac{Z_0}{\sqrt{1+(Z_0/Z_a)(\tau/4\sigma)}} \quad (10)$$

이 구조에서 평균 Space Factor  $\sigma'$ 는

$$\sigma' = \frac{\sigma}{\sqrt{\tau}} \quad (11)$$

이고, 이 식을 (10)에 대입하여 정리하면 입력 임피던스의 복사 저항은 다음과 같다.

$$R_i = \frac{Z_0}{\sqrt{1+(Z_0/Z_a)\sqrt{\tau/4\sigma}}} \quad (10)$$

이에 따라 두 붐사이의 특성 임피던스( $Z_0$ )를 구하기 위해 식 (10)을 정리하면 다음과 같다.

$$Z_0 = \frac{R_i^2 \sqrt{\tau}}{8Z_a\sigma'} + R_i \sqrt{\left[\frac{R_i \sqrt{\tau^2}}{8Z_a\sigma'}\right] + 1} \quad (12)$$

한편, 다이폴 소자의 길이에 대한 직경의 비는 커질수록 이득이 증가하는 경향이 있으나 안테나의 기계적 인 강도 등을 고려하여 정한다. 결국 다이폴 소자의 직경을 적당하게 선정하고 위의 식에 따라 평행 전송선의 간격과 직경의 비를 결정하면 실제의 안테나를 설계할 수 있다.

### Ⅲ. 모멘트 법 해석

#### 3.1 적분 방정식

CLPDA는 전류원을 소스(Source)로 하는 전송선에 십자형 다이폴 소자들을 병렬로 교차시킨 광대역 안테나이다. 여기서 이 안테나 전류는 소자의 축방향을 향해서 표면에만 흐른다고 가정하고, 안테나의 반경이 파장에 비하여 매우 작고, 완전 도체라고 가정하면 전류에

대한 적분 방정식은 다음과 같은 Pocklington Type 적분 방정식으로 주어진다.[5]

$$j\omega\epsilon E'(S) = \int_L I(s') \left[ -\frac{\partial^2}{\partial s'^2} - \beta^2 \hat{s} \cdot \hat{s}' \right] G(\hat{s}, \hat{s}') ds' \\ G(\hat{s} \cdot \hat{s}') = \frac{e^{-j\beta R}}{4\pi R}, R = \sqrt{(s-s')^2 + a^2}, \beta = \frac{\lambda}{2\pi} \quad (13)$$

여기서  $\hat{s}$ 와  $\hat{s}'$ 는 각각 관측점  $s$ 와 Source점  $s'$ 에서의 접선 벡터이며,  $a$ 는 소자의 반경이다.

#### 3.2 모멘트 법

식 (13)을 모멘트 법에 적용하기 위하여 전류  $I(s')$ 는 미지의 전류 계수  $I_n$ 과 함수  $B_n$ 으로 표현한다.

$$I(s') = \sum_{n=1}^{N \times M} I_n B_n(s') \quad (14)$$

$M$ : 십자형 소자 하나당 세그먼트(Segment)수,  $n=1, 2, 3, \dots, N \times M$ .

식(14)에서 전개 함수  $B_n$ 는 다음과 같은 정현 함수라 가정한다.

$$B_n = \begin{cases} \frac{\sin\beta s'_{n-1}}{\sin\beta d_{n-1}} & 0 \leq s'_{n-1} \leq d_{n-1} \\ \frac{\sin\beta(d_n - s'_n)}{\sin\beta d_n} & 0 \leq s'_n \leq d_n \\ 0 & \text{Elsewhere} \end{cases} \quad (15)$$

여기서  $d_{n-1}$ 과  $d_n$ 는  $s_{n-1} \sim s_n$ ,  $s_n \sim s_{n+1}$  사이의 구간 길이이다. 식(14)를 식(13)에 대입하여 정리하면 유기된 전개는 다음과 같은 식으로 표현할 수 있다.

$$E'(s) = \sum_{n=1}^{N \times M} \int_L I_n B_n(s') \left[ -\frac{\partial^2}{\partial s'^2} - \beta^2 \hat{s} \cdot \hat{s}' \right] G(s, s') ds' \quad (16)$$

식 (15)를 식 (16)에 대입하여 정리하면, 전개  $E'$ 는 다음과 같은 급수형태의 방정식으로 나타내어진다.

$$\sum_{\tilde{n}=1}^{N \times M} E_n^i = \sum_{\tilde{n}=1}^{N \times M} I_n F_n \quad (17)$$

여기서  $F_n$ 는 전류 계수  $I_n$ 를 정규화한 전개 함수이다.  
 식 (17)로부터  $I_n$ 을 구하기 위해 전개 함수와 동일한 무게 함수  $W_m$ 를 선택하여 식(17)과 내적을 취하면 다음과 같다.

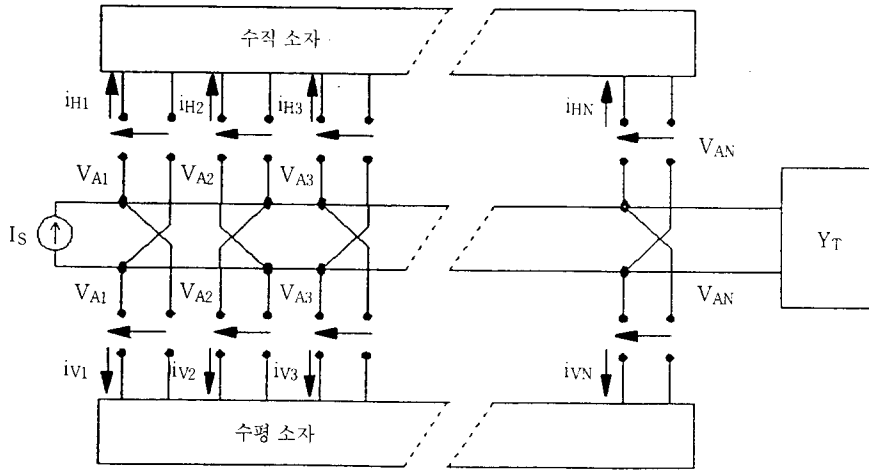
$$\langle W_m, E^i \rangle = \sum_{\tilde{n}=1}^{N \times M} I_n \langle W_m, F_n \rangle \quad (18)$$

따라서, 식 (18)은 일반적인 회로방정식과 같은 형태로 표현되므로 전류를 다음과 같은 전압 및 임피던스 행렬로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} [I_n] &= [Y_{nm}] [V_m] \\ [Y_{nm}] &= [Z_{mn}]^{-1} \end{aligned} \quad (19)$$

### 3.3 전송 어드미턴스 행렬 유도

CLPDA는 안테나 소자 부분과 평행 급전선 부분이 병렬로 연결되어 있고 모든 소자의 중앙점에서 전압이 교차 급전되므로 전압행렬  $[V_m]$ 을 구하는 것이 쉽지 않다. 그러므로 CLPDA를 두 개의 N-포트 회로망의 병렬 연결로 생각하여 하나의 N-포트는 다이폴 소자들의 상호 결합을 나타내고 또 다른 N-포트는 십자형 다이폴을 연결하는 전송선으로 나타낸다.



[그림 2] CLPDA 등가회로  
 [Fig. 2] Equivalent circuit of CLPDA

여기서  $Y_T$ 는 종단 어드미턴스이며 안테나의 수평 소자와 수직 소자들이 평행급전선과 병렬로 연결되어 있으므로 다음의 관계가 성립한다.

$$\begin{aligned} [I_s] &= [I_A] + [I_F] = [ [Y_A] + [Y_F] ] [V_A] \\ [Y_A] &= [Y_{AV}] + [Y_{AH}] \end{aligned} \quad (20)$$

여기서  $[Y_{AV}]$ 는 수직 소자들의 어드미턴스 값.

$[Y_{AH}]$ 는 수평 소자들의 어드미턴스 값.

식(20)에서  $[I_s]$ 는 인가 전류원으로 N번째 소자를 제외하고는 모두 0이다.  $[Y_a]$ 는 안테나 소자의 급전부에 대한 어드미턴스 행렬로서 식 (19)의  $[Z_{mn}]^{-1}$ 에서 각 소자들 중심에 대한 원소의 값으로  $(N \times N)$  차원의 행렬이다.  $[Y_F]$ 는 안테나 소자와 평행 급전선이 연결된 위치에서 평행 급전선으로 들여다 본 어드미턴스 행렬로 다음과 같은 전송선로에 대한 어드미턴스 파라미터 관

계를 이용하여 구할 수 있다.

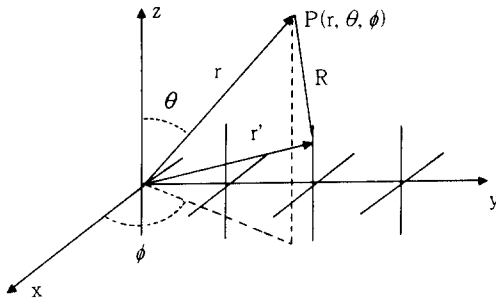
$$\begin{aligned} Y_{11} &= Y_T - jY_0 \cot\beta d_1 \\ Y_{kk} &= -jY_0 (\cot\beta d_{k-1} + \cot\beta d_k) \\ Y_{kk+1} &= Y_{k+1k} = -jY_0 \csc\beta d_k \\ Y_{NN} &= -jY_0 \cot\beta d_{N-1} \end{aligned} \quad (21)$$

여기서 표현하지 않은 원소는 모두 0이다. 전송선 어드미턴스 행렬  $[Y_F]$ 은 다음과 같은 행렬 식으로 주어진다.

$$\begin{bmatrix} Y_T - jY_0 \cot\beta d_1 & -jY_0 \cot\beta d_1 & 0 & 0 & 0 \\ -jY_0 \csc\beta d_1 & -jY_0 (\cot\beta d_1 + \cot\beta d_2) & -jY_0 \csc\beta d_2 & 0 & 0 \\ 0 & -jY_0 \csc\beta d_2 & -jY_0 (\cot\beta d_2 + \cot\beta d_3) & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & -jY_0 \csc\beta d_{N-1} & jY_0 \cot\beta d_{N-1} & 0 \end{bmatrix}$$

식 (20)에  $[Y_A]$ 와  $[Y_F]$ 를 대입하여  $[V_A]$ 를 구한 후 이것을 전압 행렬  $[V_m]$ 에 대입하여 식 (20)의 행렬 방정식을 구하면 CLPDA의 전류분포  $[I_n]$ 을 구할 수 있다. 또한 입력 임피던스는  $Z_{in} = V_N/I_S$ 이며  $V_N$ 는  $V_A$ 의  $N$ 번째의 원소이다.

### 3.4 복사 패턴 및 이득



[그림 3] CLPDA 소자와 field점의 좌표축

[Fig. 3] Coordinate system for the CLPDA

[그림 3]에서 복사되는 복사전계는 다음과 같이 주어진다.[5]

$$E = -\frac{j\beta Z_0}{4\pi r} e^{-j\beta r} \int_L [I(\hat{s}')\hat{s}' - (\hat{r} \cdot I(\hat{s}')\hat{s}')\hat{r}] e^{jk(\hat{r} \cdot \hat{s}')} ds' \quad (22)$$

여기서,  $Z_0 = 120\pi$ ,  $\hat{s}'$ 는 Source점에서의 접선 단위벡터,  $\hat{r}$ 은 원점에서 관측점으로 향하는 단위 벡터이며,  $\hat{r} \cdot \hat{r}'$ 는 원점에서 Source점으로 향하는 단위 벡터이다.

식(22)에서  $\hat{s}' - (\hat{r} \cdot \hat{s}')\hat{r}$  및  $\hat{r} \cdot \hat{r}'$ 는 공간 좌표계에서 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{r} \cdot \hat{r}' = x' \sin\theta \cos\phi + y' \sin\theta \sin\phi + z' \cos\theta \quad (23)$$

$$\begin{aligned} \hat{s}' - (\hat{r} \cdot \hat{s}')\hat{r} &= (s'_x \cos\theta \cos\phi + s'_y \cos\theta \sin\phi + s'_z \sin\theta)\hat{\theta} \\ &+ (-s'_x \sin\phi + s'_y \cos\phi)\hat{\phi} \end{aligned} \quad (24)$$

여기서,  $(s'_x, s'_y, s'_z)$ 는 원점에서 Source점으로 향하는 단위 벡터의 성분이다. 그러므로, 식 (22)에 식 (14), 식(15), 식(23)와 식(24)를 대입하면 안테나의 복사패턴은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} D_\theta &= \sum_{n=1}^N I_n \int_0^{d_n} \frac{\sin\beta(d_n - s'_n)}{\sin\beta d_n} (s_{xn}' \cos\theta \cos\phi + s_{yn}' \cos\theta \sin\phi - s_{zn}' \sin\theta) \cdot \exp[j\beta(x' \sin\theta \cos\phi + y' \sin\theta \sin\phi \\ &+ z' \cos\theta)] ds'_n + \int_0^{d_{n-1}} \frac{\sin\beta(d_n - s'_{n-1})}{\sin\beta d_n} \\ &(s_{xn-1}' \cos\theta \cos\phi + s_{yn-1}' \cos\theta \sin\phi - s_{zn-1}' \sin\theta) \\ &\cdot \exp[j\beta(x' \sin\theta \cos\phi + y' \sin\theta \sin\phi + z' \cos\theta)] ds_{n-1}' \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} D_\phi &= \sum_{n=1}^N I_n \int_0^{d_n} \frac{\sin\beta(d_n - s'_n)}{\sin\beta d_n} (-s_{xn}' \sin\phi + s_{yn}' \cos\phi) \\ &\cdot \exp[j\beta(x' \sin\theta \cos\phi + y' \sin\theta \sin\phi + z' \cos\theta)] ds'_n \\ &+ \int_0^{d_{n-1}} \frac{\sin\beta(d_n - s'_{n-1})}{\sin\beta d_n} (s_{xn-1}' \sin\phi + s_{yn-1}' \cos\phi) \\ &\cdot \exp[j\beta(x' \sin\theta \cos\phi + y' \sin\theta \sin\phi + z' \cos\theta)] ds_{n-1}' \end{aligned}$$

안테나의 이득(G)을 구하면 다음과 같다.

$$G = \frac{4\pi r^2}{\eta} \frac{|E|^2}{P_{in}} \quad (28)$$

여기서  $\eta$ 는 자유공간의 파동 임피던스이며,  $P_{in}$ 은 안테나의 입력전력으로 다음과 같다.

$$P_{in} = \text{Re} \{ [\tilde{V}_n][I^*] \} \quad (29)$$

#### IV. 설계 및 복사특성

##### 4.1 CLPDA 설계

앞 장에서 서술한 내용을 토대로 하여 200 MHz~500 MHz대의 불요 전자파를 측정하기 위한 CLPDA를 설계하고 그 특성을 평가한다.

<표 1>과 <표 2>는 각각 CLPDA의 설계목표치와 설계 목표치에 만족하도록 선정된 설계 파라미터이다.

<표 1> 설계 사양

구 분	목 표 치
주 파 수	200 MHz~500MHz
VSWR	2.0이하
이 득	7 dBi
Connector	N-type (Female)

<표 2> 설계 파라미터 값

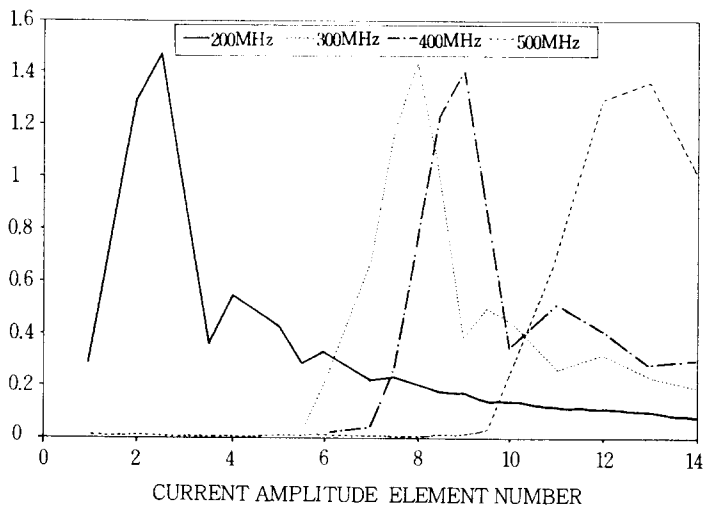
파 라 미 터	크 기
$\tau$ (Scale Factor)	0.905
$\sigma$ (Space Factor)	0.08
$\alpha$ (Angle)	33°
N (소자갯수)	14
S (전송선 간격)	3.25cm
D (전송선 직경)	2.85cm

##### 4.2 전류분포

설계 파라미터 <표 2>를 갖는 CLPDA의 전류 분포는 전개 함수와 무게 함수가 같은 Galerkin법을 사용하여 해석했다. [그림 4]는 주파수에 따른 전류분포를 보여 준다. 몇 개의 소자에서 전류 값은 다른 소자의 값보다 크다. 가장 큰 전류 값을 갖는 이런 소자들의 집합을 동작영역(Active Region)이라한다. [그림 4]에서 보는 바와 같이 동작영역에서 복사량이 크며, 주파수가 변화하면 동작영역은 CLPDA 소자 축을 따라 움직임을 알 수 있다.

##### 4.3 복사패턴 및 이득

[그림 5]과 [그림 6]은 각 주파수에 따른 복사 패턴



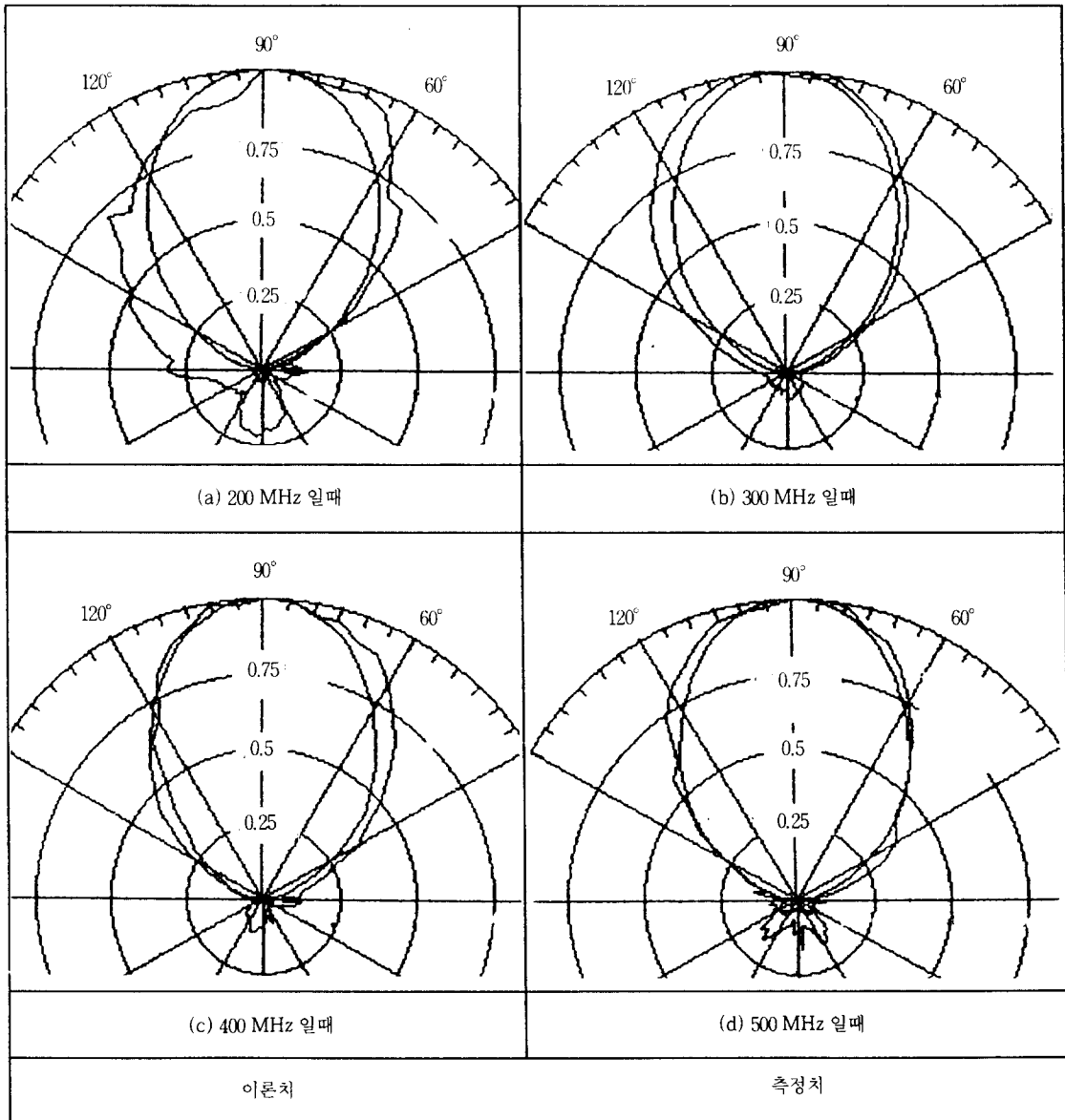
[그림 4] CLPDA 전류분포

[Fig. 4] The current distribution of CLPDA

과 이득이며 [그림 7]은 제작한 CLPDA 외관을 나타낸다. 측정결과 주어진 범위내에서 이론치와 측정치가 다소 오차가 있지만 비슷함을 알 수 있다. 이는 주위의 건물과 대치면의 반사로 인해 발생하는 오차라고 생각된다.

#### 4.4 정재파비

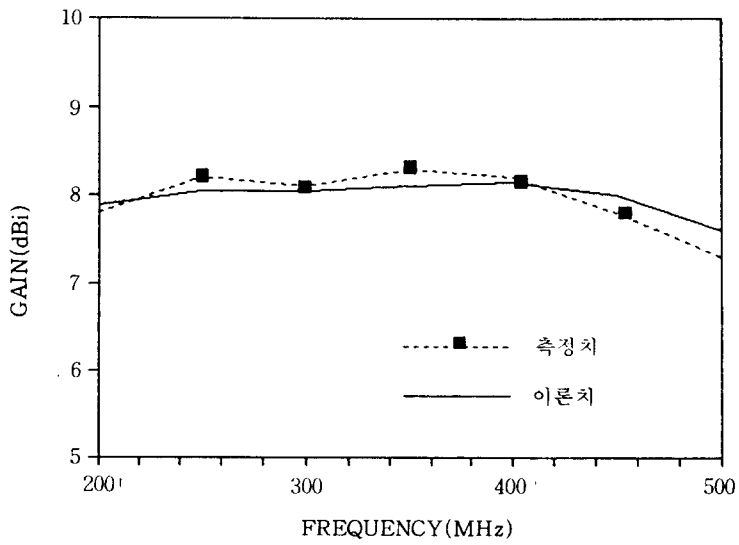
[그림 8]은 실제 CLPDA를 제작하여 주파수에 따라 측정된 반사손실(Return Loss)이다. 실제 안테나 소자의 반경은 이론적인 설계값과 차이가 있다. 이는 시중에



[그림 5] 복사패턴

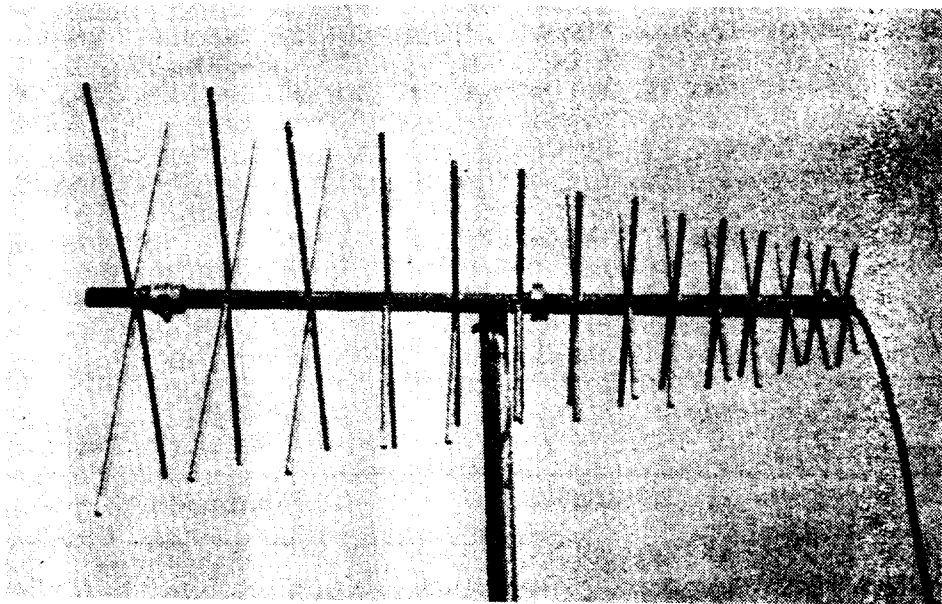
[Fig. 5] Radiation patterns





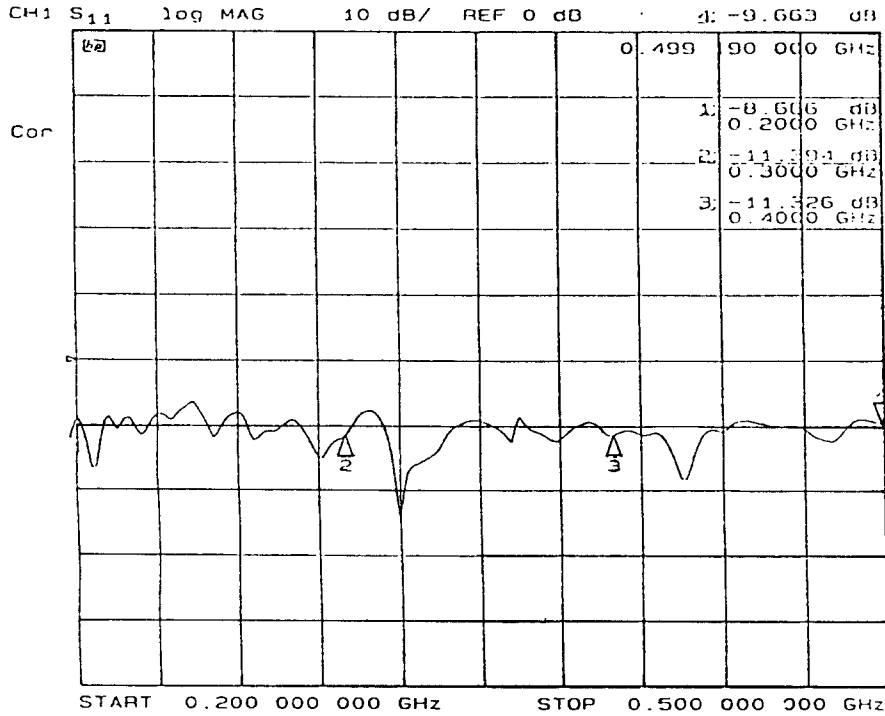
[그림 6] 주파수변화에 따른 이득 변화

[Fig. 6] Gain. VS. the frequency



[그림 7] 제작한 LPDA 외관

[Fig. 7] The picture of CLPDA.



[그림 8] CLPDA의 반사손실

[Fig. 8] Return loss of CLPDA

는 설계된 치수와 일치하는 반경을 갖는 재료가 없어 이론치에 근접한 소자를 구하여 단축을 고려하여 제작하였으나 넓은 주파수 범위이므로 전대역에서 정합을 이루기가 어려웠다. 그러나 VSWR이 주어진 범위내에서는 거의 2이하를 만족한다.

### V. 결 론

최근 첨단 기술 분야의 산업이 급속히 발달함에 따라 주요 전기·전자기들로부터 발생하는 광범위한 전자파에 의한 간섭이 심각한 문제로 대두되고 있다. 본 논문에서는 이에 능동적으로 대처하기 위해 200MHz~500MHz의 주파수 범위를 포함하는 전자파 장애 측정용 안테나인 이중 편파 CLPDA에 관하여 모멘트 법과 전송이론을 결합한 해석 방법을 제시하고, 전류 분포, 복사 패턴, 이득을 계산하였다. 실제로 CLPDA를 제작하여 Return Loss와 복사 패턴과 이득을 측정하여 이론

치와 비교하였다. 제작한 CLPDA에 대한 이론치와 측정치가 주어진 범위내에서 비슷하게 나타나지만 어떤 주파수 범위에서는 비교적 큰 오차가 있었다. 이는 측정 환경에 의한 것으로 생각된다.

본 논문에서 제시한 CLPDA는 임의의 편파를 측정하기 위해 안테나를 회전할 필요성이 없고 광대역 특성을 가지므로 일부 EMI 측정용 안테나에 대하여 대체 효과를 기대할 수 있을 것으로 생각된다.

끝으로 본 논문에서 도출된 내용외에 정합 회로 및 최적 설계가 보완된다면 CLPDA의 실용화 및 상품화가 가능하리라 생각한다.

### 참 고 문 헌

- [1] R. L. Carrel, "An analysis of the log-periodic dipole antenna," 10th Ann. Symp. USAF Antenna Res. Dev. Prog. Oct. 4. 1960.

- [2] G. D. Vito & G. B. Stracca, "Comment on the Design of Log-Periodic Dipole Antenna," IEEE Trans. AP, vol 21, no 3, pp 303~308, May. 1973.
- [3] G. D. Vito & G. B. Stracca, "Further Comments on the Design of Log Periodic Dipole Antennas," IEEE Trans. AP, pp 102~110, Sep. 1974.
- [4] R. Mittra, *Numerical and Asymptotic Techniques in Electromagnetics*, Chap 2, New York, 1975.
- [5] W. L. Stutzman & G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, John Wiley & Sons Inc., Chaps 6, 7, 1981.
- [6] C. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, John Wiley & Sons Inc, Chap 10. 1982.
- [7] Y. T. Lo & S. W. Lee, *Antenna Handbook*, Chap 9, Van Nostrand Reinhold.
- [8] David A. Weston, *Electromagnetic Compatibility*, Marcel Dekker Inc., Chap 2. 1991.
- [9] A. Milligan, *Modern Antenna Design*, NewYork, McGraw Hill, Chapt 12. 1985.