

대수주기 X 다이폴 안테나의 해석 및 특성

Analysis and Characteristics of Log-Periodic X Dipole Antennas

최 학 근

Hak-Keun Choi

요 약

LPDA(Log-Periodic X Dipole Antenna)에 비하여 안테나 붐의 길이가 짧으면서도 복사특성이 우수한 대수주기 안테나로서 X 다이폴을 구성소자로 하는 LPXDA(Log-Periodic X Dipole Antenna)를 제안하였다. 500 MHz~1,000 MHz에서 동작하는 LPXDA를 설계하고 모멘트법을 이용하여 설계안테나의 복사특성을 해석하여 LPDA의 특성과 비교 검토하였다. 그 결과 본 논문에서 제시한 LPXDA가 LPDA보다 붐의 길이가 20% 짧으면서도 주파수 변화에 따른 복사특성이 우수한 것으로 나타났으며 LPXDA의 측정결과도 계산결과에 근접하는 것으로 나타났다.

Abstract

LPXDA(Log-Periodic X Dipole Antenna), consisting of X dipole elements, was proposed as a Log-periodic antenna with short boom length and good performance relative to LPDA(Log-Periodic Dipole Antenna). LPXDA for operating frequency band of 500 MHz~1,000 MHz was designed and radiation characteristics of the designed antenna was analyzed by moment method, and compared with LPDA characteristics. The proposed LPXDA, in this paper, was found to have shorter boom length by 20% and better radiation characteristics with variations of frequency relative to the LPDA. The calculated results show good agreement with measurements.

I. 서 론

대수주기 다이폴 안테나(LPDA : Log-periodic Dipole Antenna)는 광대역 특성과 적당한 이득으로 TV 수신용이나 통신용 안테나로 널리 사용되고 있다. 이 안테나는 전송선로와 여기에 대수주기 간격으로 연결된 다이폴 소자로 구성되어 있으며 구조에 따른 이득과 빔폭 특성 그리고 설계방법에 관하여 잘 알려져 있다^{[1]-[3]}.

LPDA에서 이득을 증가시키기 위해서는 안테나를 설계할 때 설계 파라미터인 대수주기비 τ 와 간격정수 σ 를 크게 하여야 하나 이는 안테나 붐의 길이를 길어지게 하고 다이폴 소자의 수를 증가시키는 요인이 된다. 따라서 이런 문제를 해결하기 위하여 LPDA의 기본 소자인 다이폴 소자 대신 다른 소자를 사용하여 안테나 크기를 줄이는 연구가 이루어져 왔다. 이와 관련된 연구로는 Chatterjee와 Roy의 다이폴 소자 대신 헬리컬 소자를 사용하는 헬리컬 대수주기 안테나(HLPA : Helical

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

· 논문 번호 : 981017-102

· 수정완료일자 : 1999년 3월 18일

Log-Periodic Antenna)^[4], Rojaryanont와 Sekiguchi의 루프 소자를 사용하는 대수주기 루프 안테나(LPLA : Log-periodic Loop Antenna)^[5], Chen과 Sivester의 V 다이폴 소자를 사용한 대수주기 V 다이폴 안테나(LPVA : Log-periodic V-dipole Antenna)^[6] 등이 있다. 따라서 본 논문에서도 LPDA에 비하여 길이가 짧으면서도 복사특성이 우수한 대수주기 안테나를 제안하고 그 특성을 고찰한다.

LPDA에 관한 해석은 Carrel에 의하여 처음으로 이루어졌다^[1]. Carrel은 LPDA를 회로망 모델로 바꾸어 다이폴 소자와 급전선로를 각각 임피던스 행렬과 어드미턴스 행렬을 사용하여 나타냈으며 다이폴 소자 사이의 상호임피던스 계산은 기전력법을 사용하였다. Carrel의 결과는 다이폴 소자가 가늘고 길이가 반파장 이하일 때는 다소 받아들여질 수 있지만 다이폴 소자가 굵고 길이가 긴 경우에는 많은 오차를 포함하고 있다. Cheong과 King은 Three-term theory를 적용하여 LPDA를 해석하였다^{[7],[8]}. 이 방법은 다이폴 소자의 길이가 1.25 파장 이하에서는 비교적 정확한 결과를 주지만 그 이상일 때는 오차를 많이 포함하는 것으로 알려져 있다. 따라서 대수주기 안테나의 해석에는 모멘트법^{[9],[10]}을 사용하는 것이 가장 바람직하다.

본 논문에서는 LPDA에 비하여 안테나 길이가 짧으면서도 이득, VSWR, 전후방비 특성이 우수한 안테나를 제안하기 위하여 대수주기 안테나의 소자로서 아직 사용된 적이 없는 X 다이폴을 구성소자로 하는 대수주기 X 다이폴 안테나(LPXDA: Log-Periodic X Dipole Antenna)의 복사특성을 검토하여 LPXDA의 기초적인 설계자료를 제시한다. 이를 위하여 주파수 500~1,000 MHz에서 동작하는 LPXDA를 Carrel의 회로망해석법과 모멘트법을 이용하여 해석하고 해석결과로부터 전류분포, 이득, VSWR, 전후방비 등의 특성을 고찰하고 LPDA의 특성과 비교 검토한다.

II. 안테나 해석

그림 1은 LPXDA의 구성도를 나타낸다. 여기서, a_i 는 소자의 반경, L_i 는 소자의 수직길이, d_i 는 소자의 간격, Y_T 는 종단어드미턴스, a 는 X 다이폴 소자의 개각이다. 대수주기 특성을 갖도록 하는

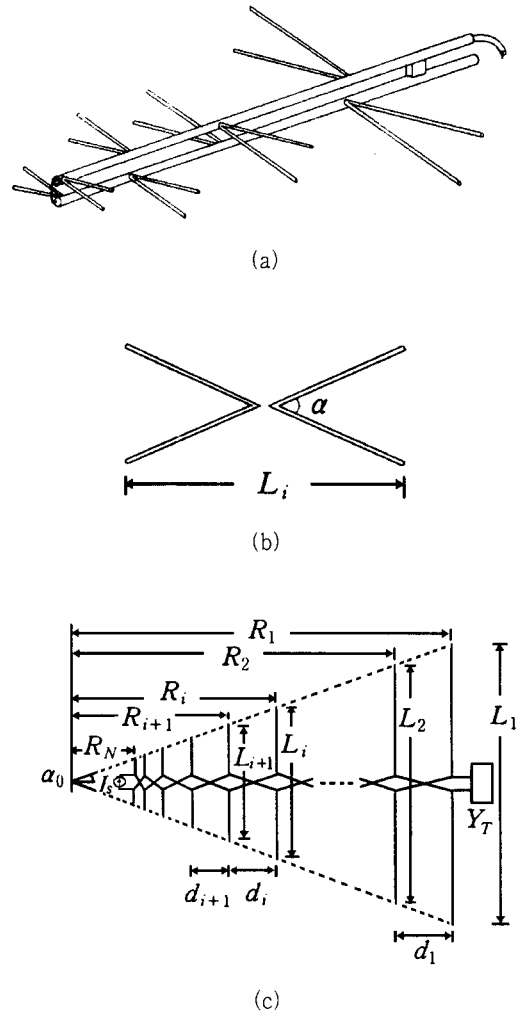


그림 1. LPXDA. (a) 구조, (b) X 다이폴, (c) 기하학적 구조

Fig. 1. LPXDA. (a) Construction, (b) X-dipole, (c) Geometry.

구조정수에는 X 다이폴 소자의 길이를 결정하는 정수 τ 와 간격을 결정하는 정수 σ 가 있으며 이는 다음과 같이 정의한다.

$$\tau = \frac{L_{i+1}}{L_i} = \frac{a_{i+1}}{a_i} \quad (i = 1, 2, 3, \dots, N-1) \quad (1)$$

$$\sigma = \frac{d_i}{2L_i} = \frac{1}{4}(1 - \tau) \cot \alpha_0 \quad (2)$$

여기서 α_0 는 LPXDA의 반개각이다.

안테나의 해석은 Carrel이 제한한 회로망해석법과 모멘트법을 이용한다. 그림 1의 LPXDA는 그림 2와 같이 X 다이폴 소자계와 전송선로계가 서로 병렬 접속되어 있다고 생각할 수 있다. 전송선로계의 전류 I_F 와, 전압 V_F 에 관한 회로방정식은 다음과 같이 표현된다.

$$[I_F] = [Y_F][V_F] \quad (3)$$

여기서, $[Y_F]$ 는 전송선로의 N단자 회로망의 어드미턴스 행렬이고 그 원소는 다음과 같다.^{[9],[10]}

$$\begin{cases} Y_{11F} = Y_T - jY_0 \cot kd_1 \\ Y_{22F} = -jY_0(\cot kd_1 + \cot kd_2) \\ Y_{iiF} = -jY_0(\cot kd_{i-1} + \cot kd_i) \\ Y_{NNF} = -jY_0 \cot kd_{N-1} \\ Y_{ijF} = Y_{jiF} = -jY_0 \csc kd_{N-1} \quad |i-j|=1 \\ Y_{ijF} = Y_{jiF} = 0 \quad |i-j| \geq 2 \\ Y_T' = Y_0 \frac{Y_T \cos kd_0 + jY_0 \sin kd_0}{Y_0 \cos kd_0 + jY_T \sin kd_0} \end{cases} \quad (4)$$

식 (4)에서 Y_0 는 전송선로의 특성어드미턴스, Y_T 는 전송선로의 종단어드미턴스, k 는 전송선로의 전파상수이고, d_1, d_2, \dots 는 소자와 소자 사이의 간격, d_0 는 L_1 으로부터 선로상의 부하의 위치를 나타내며 보통 $d_0 = L_1/4$ 으로 한다^[11].

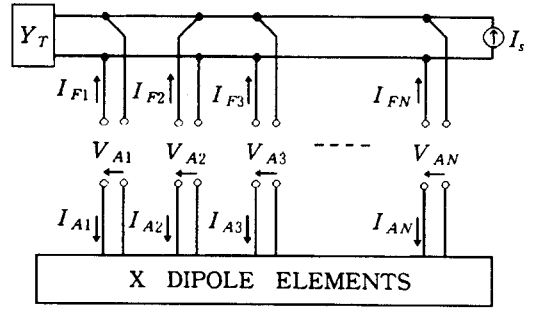


그림 2. LPXDA의 등가회로

Fig. 2. Equivalent circuit of LPXDA.

한편 X 다이폴 소자와 전송선로는 병렬 접속되어 있으므로 다음 식이 성립된다.

$$[I_s] = [I_F] + [I_A] = [[Y_F] + [Y_A]][V_A] \quad (5)$$

여기서 $[I_s]$ 는 인가전류원을 나타내며 N번째 원소를 제외하고는 모두 0이다. $[Y_A]$ 의 원소는 i번째 X 다이폴 소자의 전류 I_{Ai} 와 j번째 소자의 급전전압 V_{Aj} 의 어드미턴스 관계 $Y_{Aij} = \frac{I_{Ai}}{V_{Aj}}$ 로부터 구성된다. 따라서 $[Y_A]$ 를 구하기 위하여 모멘트법을 적용한다. LPXDA의 각각의 X 다이폴 소자를 M개의 미소 다이폴로 나누고 미소 다이폴에서의 전류분포를 정현파분포

$$I_n(s') = \begin{cases} \frac{\sin ks'_{n-1}}{\sin kd_{n-1}} & , 0 \leq s'_{n-1} \leq d_{n-1} \\ \frac{\sin k(d_n - s'_n)}{\sin d_n} & , 0 \leq s'_n \leq d_n \end{cases} \quad (6)$$

으로 가정한다. 여기서 d_n 과 d_{n-1} 은 n번째 미소 다이폴의 상, 하도체 길이이다(그림 15 참조). 식 (6)을 사용하여 모멘트법을 적용하면 LPXDA의 전류분포는 다음과 같은 행렬방정식으로 나타낼 수 있다(부록 참조).

$$[I_m] = [Z_{mn}]^{-1}[V_n] = [Y_{mn}][V_n]$$

$$m, n = 1, 2, \dots, M \times N \quad (7)$$

여기서, $[Y_{mn}]$ 은 $M \times N$ 개의 미소 다이폴에 대한 어드미턴스 행렬이다. $[Y_A]$ 는 $[Y_{mn}]$ 에서 각 X 다이폴 소자들의 급전점 위치의 미소 다이폴 소자들 사이의 어드미턴스 행렬이다. 따라서 $[Y_{mn}]$ 으로부터 $[Y_A]$ 를 구성한 후 식 (5)로부터 $[V_A]$ 를 구한다.

또한 LPXDA의 입력임피던스 Z_{in} 는 다음 식으로부터 구해진다.

$$Z_{in} = \frac{V_{AN}}{I_s} \quad (8)$$

LPXDA의 전류분포는 $[V_A]$ 의 원소를 $[V_n]$ 의 원소 중 해당되는 원소로 사용하고 나머지는 0으로 한 후 식 (7)의 해를 구하면 된다. 식 (7)의 $[Z_{mn}]$ 의 표현식을 부록에 나타내었다.

식 (7)의 행렬방정식으로부터 구한 전류분포를 이용하여 far-field의 복사전계를 구한다. LPXDA의 소자에 흐르는 전류 $I(s')$ 에 대한 복사전계는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$E_\theta = -\frac{jk\eta}{4\pi r} e^{-jkr} \int_s I(s') (s_x' \cos \theta \cos \phi + s_y' \cos \theta \sin \phi - s_z' \sin \theta) \cdot e^{jk(x' \sin \theta \cos \phi + y' \sin \theta \sin \phi + z' \cos \theta)} ds' \quad (9)$$

$$E_\phi = -\frac{jk\eta}{4\pi r} e^{-jkr} \int_s I(s') \cdot (-s_x' \sin \phi + s_y' \cos \phi) \cdot e^{jk(x' \sin \theta \cos \phi + y' \sin \theta \sin \phi + z' \cos \theta)} ds' \quad (10)$$

여기서 x', y', z' 는 source 점 s' 의 위치를 나타내고 s_x', s_y', s_z' 는 source 점에서 전류방향에 대한 단위벡터의 성분이다. η 는 자유공간의 파동 임피던스로 120π 이고, k 는 전파상수로 $2\pi/\lambda$ 이다. 식 (9)와 식 (10)에 식 (6)을 대입하여 정리

하면 다음과 같이 된다.

$$E_\theta = -\frac{jk\eta}{4\pi r} e^{-jkr} \sum_{n=1}^{M \times N} I_n \cdot \left\{ \int_0^{d_n} \frac{\sin k(d_n - s'_n)}{\sin kd_n} (s'_{xn} \cos \theta \cos \phi + s'_{yn} \cos \theta \sin \phi - s'_{zn} \sin \theta) \cdot e^{jk(x'_n \sin \theta \cos \phi + y'_n \sin \theta \sin \phi + z'_n \cos \theta)} ds'_n + \int_0^{d_{n-1}} \frac{\sin ks'_{n-1}}{\sin kd_{n-1}} (s'_{xn-1} \cos \theta \cos \phi + s'_{yn-1} \cos \theta \sin \phi - s'_{zn-1} \sin \theta) \cdot e^{jk(x'_{n-1} \cos \theta \cos \phi + y'_{n-1} \sin \theta \sin \phi + z'_{n-1} \cos \theta)} ds'_{n-1} \right\} \quad (11)$$

$$E_\phi = -jk\frac{\eta}{4\pi r} e^{-jkr} \sum_{n=1}^{M \times N} I_n \cdot \left\{ \int_0^{d_n} \frac{\sin k(d_n - s'_n)}{\sin kd_n} (-s'_{xn} \sin \phi + s'_{yn} \cos \phi) \cdot e^{jk(x'_n \sin \theta \cos \phi + y'_n \sin \theta \sin \phi + z'_n \cos \theta)} ds'_n + \int_0^{d_{n-1}} \frac{\sin ks'_{n-1}}{\sin kd_{n-1}} (-s'_{xn-1} \sin \phi + s'_{yn-1} \cos \phi) \cdot e^{jk(x'_{n-1} \sin \theta \cos \phi + y'_{n-1} \sin \theta \sin \phi + z'_{n-1} \cos \theta)} ds'_{n-1} \right\} \quad (12)$$

여기서, $s'_{xn}, s'_{yn}, s'_{zn}$ 은 n 번째 분할점을 원점으로 하는 좌표계에서 source 점으로 향하는 단위벡터성분, x'_n, y'_n, z'_n 은 좌표중심에서 n 번째 미소 다이폴의 source 점의 위치이다. 또한 안테나 전력이득은 다음 식으로부터 구해진다.

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi r^2}{\eta} \frac{|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2}{Re\{V_{AN} I_s^*\}} \quad (13)$$

III. 계산 결과 및 검토

LPXDA가 LPDA에 비하여 어느 정도 안테나 길이가 줄어들 수 있는지 또 광대역 특성을 갖는

지 알기 위하여 대수주기비 $\tau = 0.88$, 간격정수 $\sigma = 0.15$ 의 구조 파라미터를 설정하여 복사특성을 서로 비교 검토한다. 선로의 부하임피던스는 $Z_T = 0$, 다이폴 길이대 반경비 $L/a = 100$, 하한주파수는 500 MHz 상한주파수는 1000 MHz로 한다.

여기서 LPXDA를 모멘트법에 의하여 해석할 때 각 X 다이폴은 그림 15와 같은 미소소자로 분할하였으며 X 다이폴의 급전점은 X 다이폴 소자의 양 꼭지점에 1개의 미소소자를 연결하고 그 미소소자의 중앙을 급전점으로 하였다. 또한 X 다이폴의 꼭지점과 미소소자가 연결된 분기점에서는 2개의 미소소자를 일부 중복시켜 전류의 연속조건을 만족시켰다.

3-1 광대역 특성

그림 3은 X 다이폴 소자의 반경이 $a = 0.004\lambda$ 일 때 개각 α 와 길이에 따라 계산된 입력임피던스이다. 그림 3에서 알 수 있듯이 X 다이폴의 공진 길이는 개각 α 에 따라 다소 차이가 있으나 소자 길이 L 이 $0.3\lambda \sim 0.4\lambda$ 범위에서 첫 번째 공진이 일어나고 있다. 이는 반파장 근처에서 첫 번째 공진이 일어나는 다이폴 안테나에 비하여 짧은 것이다. 이런 현상은 가장 긴 다이폴 소자의 길이를 하한주파수에서 $\lambda/2$ 로 하여 설계하는 LPDA와

달리 X 다이폴 소자로 구성되는 LPXDA에서는 이보다 짧게 할 수 있음을 뜻하는 것이다. 즉, LPXDA의 붐의 길이가 LPDA보다 줄어들게 된다. 여기서는 X 다이폴의 가장 긴 소자를 하한주파수에서 0.4λ 로 하여 LPDA보다 붐의 길이가 20% 줄어든 LPXDA를 설계하고 특성을 비교한다.

그림 4는 X 다이폴의 개각이 $\alpha = 30^\circ$ 와 60° 일 때 소자의 길이대 반경비 L/a 따라 계산된 입력임피던스로 (a)는 입력저항 (b)는 입력리액턴스를 나타낸다. 그림으로부터 L/a 가 작을수록 길이에 따른 저항 및 리액턴스의 변화가 작음을 알 수 있다.

그림 5는 X 다이폴의 개각 α 가 30° 와 60° 인 경우에 설계된 LPXDA에 대하여 급전점에서의 전류분포를 나타내고 있다. 설계된 LPXDA의 소자수는 10개이다. 그림 5(a)에서 알 수 있듯이 두 경우 모두 주파수가 증가할수록 활성영역(active region)이 짧은 소자 쪽으로 이동하고 있으며 LPXDA- 60° (α 가 60° 인 LPXDA)가 LPXDA- 30° (α 가 30° 인 LPXDA)보다 활성영역이 넓게 나타나고 있다.

그림 6은 설계 제작된 $\alpha = 60^\circ$ 인 LPXDA의 관이다. 안테나 제작시 전송선로의 간격은 1개의 테프론 유전체를 사용하여 유지하였으며, 부하임피던스 $Z_T = 0$ 는 가장 긴 소자의 급전점으로부터

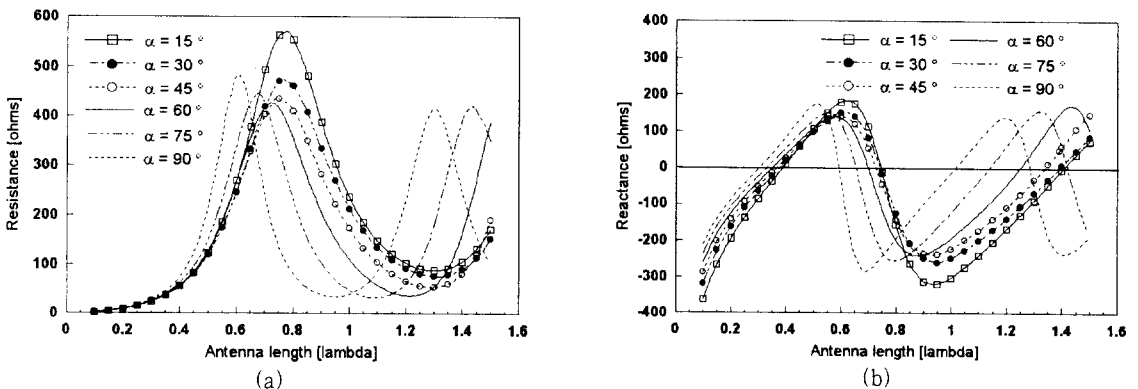
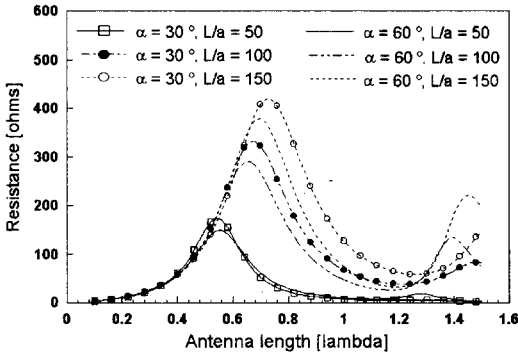
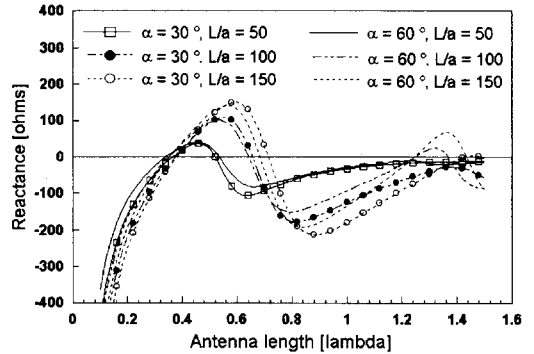


그림 3. α 와 L 에 따른 X 다이폴 소자의 입력임피던스. (a) 저항, (b) 리액턴스
 Fig. 3. Input impedance of X dipole element as functions of α and L .
 (a) Resistance, (b) Reactance



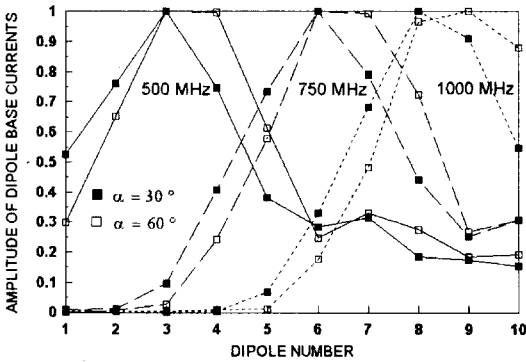
(a)



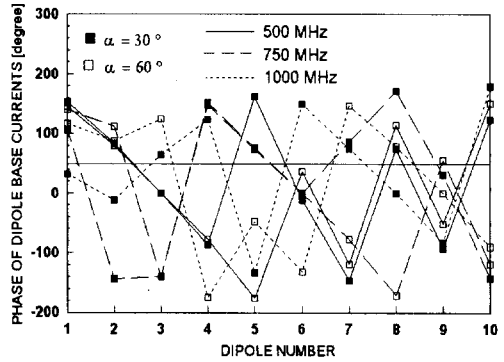
(b)

그림 4. α 와 L/a 에 따른 X 다이폴 소자의 입력임피던스. (a) 저항, (b) 리액턴스

Fig. 4. Input impedance of X dipole element as functions of α and L/a . (a) Resistance, (b) Reactance



(a)



(b)

그림 5. LPXDA 급전점에서의 전류분포. (a) 진폭, (b) 위상

Fig. 5. Dipole base currents of LPXDA. (a) Amplitude, (b) Phase

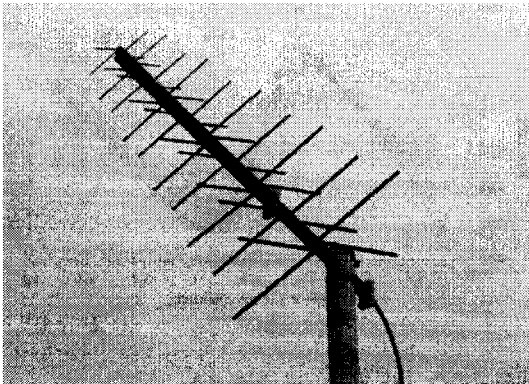


그림 6. LPXDA.-60°

Fig. 6. LPXDA.-60°.

전송선로를 따라 후방 6 cm ($L/4$) 위치를 단락하여 실현하였다.

그림 7은 주파수 750 MHz에서 선로의 특성임피던스를 50 Ω 에서 300 Ω 까지 변화시키면서 계산한 LPDA와 LPXDA의 VSWR을 나타낸다. 그림에서 VSWR이 1.5 이하를 만족하는 특성임피던스 범위는 LPDA, LPXDA-30°, LPXDA-60° 순으로 넓게 나타난다. 선로의 특성임피던스는 주어진 VSWR을 만족시키는 범위에서 자유롭게 선정할 수 있으나 평행 2 선식 선로의 제작도 고려하여 선정하여야 한다. 그림 8은 선로의 특성임피던스가 100 Ω

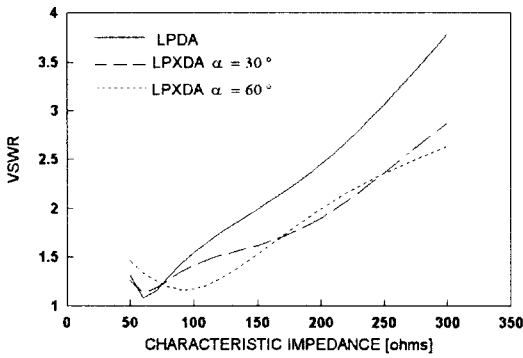


그림 7. Z_0 대한 VSWR 변화
Fig. 7. Variation of VSWR with Z_0 .

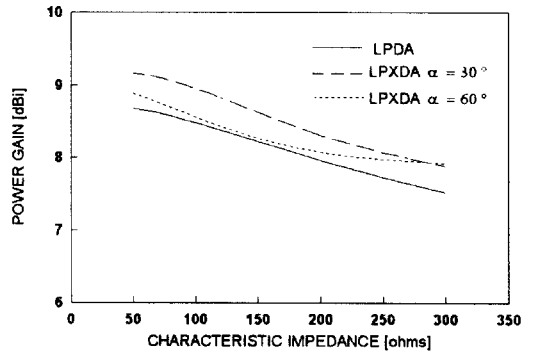


그림 9. Z_0 대한 전력이득 변화
Fig. 9. Variation of power gain with Z_0 .

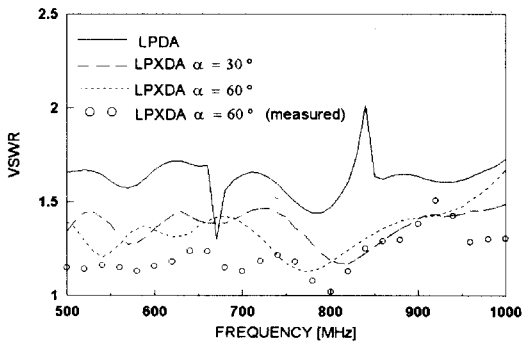


그림 8. VSWR의 주파수 특성
Fig. 8. VSWR versus frequency.

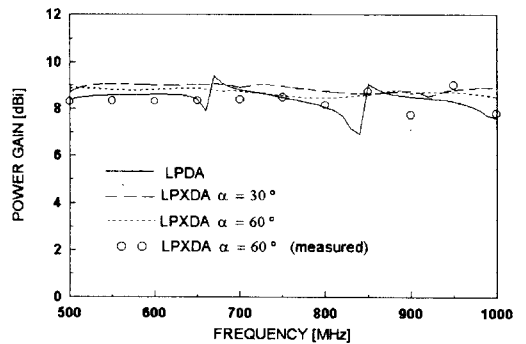


그림 10. 전력이득의 주파수 특성
Fig. 10. Power gain versus frequency.

일 때 주파수에 따른 VSWR의 변화를 나타낸다. 그림으로부터 LPXDA가 LPDA보다 주파수 변화에 따라 VSWR의 변화가 작고 전 대역에 걸쳐 1.5 이하로 나타나고 있다. 따라서 LPXDA가 LPDA보다 광대역 특성을 갖음을 알 수 있다. 제작된 LPXDA-60°의 VSWR 측정치도 1.5 이하로 이론치에 근접하게 나타났다.

3-2 이득 및 지향 특성

그림 9는 전송선로의 특성임피던스 Z_0 의 변화에 따른 안테나의 전력이득을 계산한 것이다. 특성임피던스가 증가할수록 안테나 이득이 감소함을 알 수 있다. 그림 10은 특성임피던스가 100 Ω일

때 주파수 변화에 따른 전력이득의 변화를 나타내고 있다. LPXDA의 전력이득이 LPDA의 전력이득보다 주파수 변화에 따라 약간 높고 안정됨을 보이고 있다. 따라서 전력이득에 있어도 LPXDA가 LPDA보다 광대역 특성을 갖음을 알 수 있다. 제작안테나 LPXDA-60°의 이득 측정결과도 전 대역에 걸쳐 거의 일정하게 나타나고 있다.

그림 11은 선로의 특성임피던스를 50 Ω에서 300 Ω까지 변화시키면서 계산한 복사패턴의 전후방비(F/B : Front to Back ratio)를 나타낸다. 선로의 특성임피던스가 증가할수록 LPDA의 전후방비는 커지지만 LPXDA-60°는 감소하고 LPXDA-30°는 증가하였다가 감소한다.

그림 12는 특성임피던스 $Z_0 = 100 \Omega$ 일 때 주파

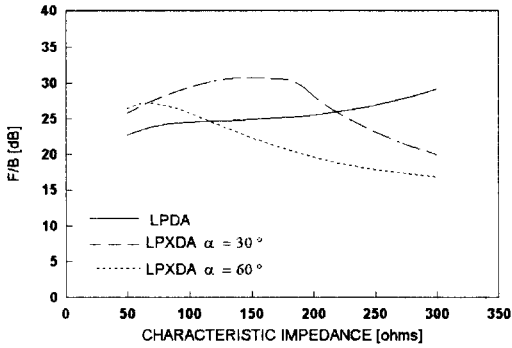


그림 11. Z_0 대한 F/B 변화
Fig. 11. Variation of F/B with Z_0 .

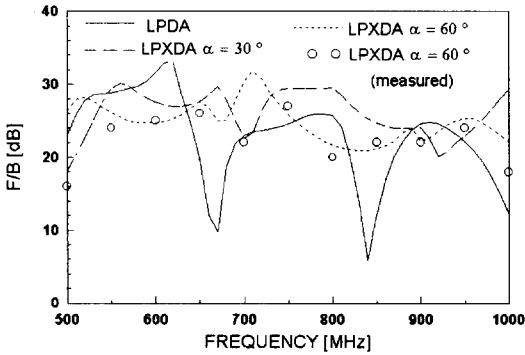


그림 12. F/B의 주파수 특성
Fig. 12. F/B versus frequency.

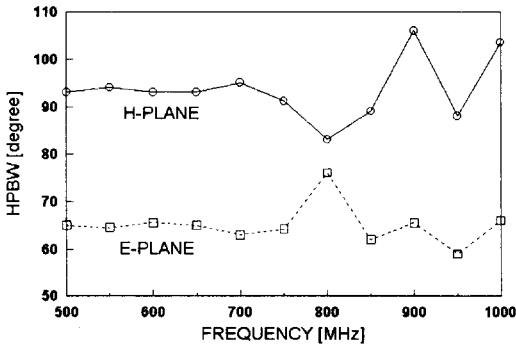


그림 13. 측정된 HPBW의 주파수 특성
Fig. 13. Measured HPBW versus frequency.

수변화에 따른 전후방비를 나타내고 있다. 주파수 변화에 따른 LPXDA의 전후방비는 거의 대부분

20 dB~30 dB 범위에 존재하지만 LPDA의 경우는 주파수에 따라 변화가 심하게 나타나고 있다. 전후방비에 있어서도 LPXDA가 LPDA보다 광대역 특성을 갖음을 알 수 있다.

그림 13은 설계 제작된 LPXDA-60°의 E-면과 H-면의 HPBW 측정치이다.

그림 14는 LPDA와 LPXDA의 복사패턴을 나타낸다. 그림에서 알 수 있듯이 LPXDA가 LPDA보다 주파수 변화에 따른 복사패턴의 변화가 적게 일어나고 후방로브도 작게 나타난다.

IV. 결 론

LPDA에서 이득을 증가시키기 위해서는 안테나 붐의 길이를 길게하고 다이폴 수를 증가하여야 한다. 본 논문에서는 LPDA에 비하여 안테나 붐의 길이가 짧으면서도 복사특성이 우수한 대수주기 안테나를 위하여 X 다이폴을 구성 소자로 하는 LPXDA를 해석하고 그 특성을 명확하게 합과 동시에 LPDA의 특성과 비교 검토하였다. 그 결과 본 논문에서 제시한 구조의 LPXDA가 LPDA보다 붐의 길이가 20% 짧으면서도 주파수 변화에 따른 이득, 전후방비 및 VSWR 특성이 우수함을 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] R. Carrel, "An analysis of the log-periodic dipole antenna", *10th Annual Symposium on the USAF Antenna R & D Program*, Oct., 1960.
- [2] R. H. Kyle, "Mutual coupling between log-periodic dipole antennas", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-18, pp. 15-22, Jan. 1970.
- [3] G. De Vito and G. B. Stracca, "Comment on the design of the log-periodic dipole

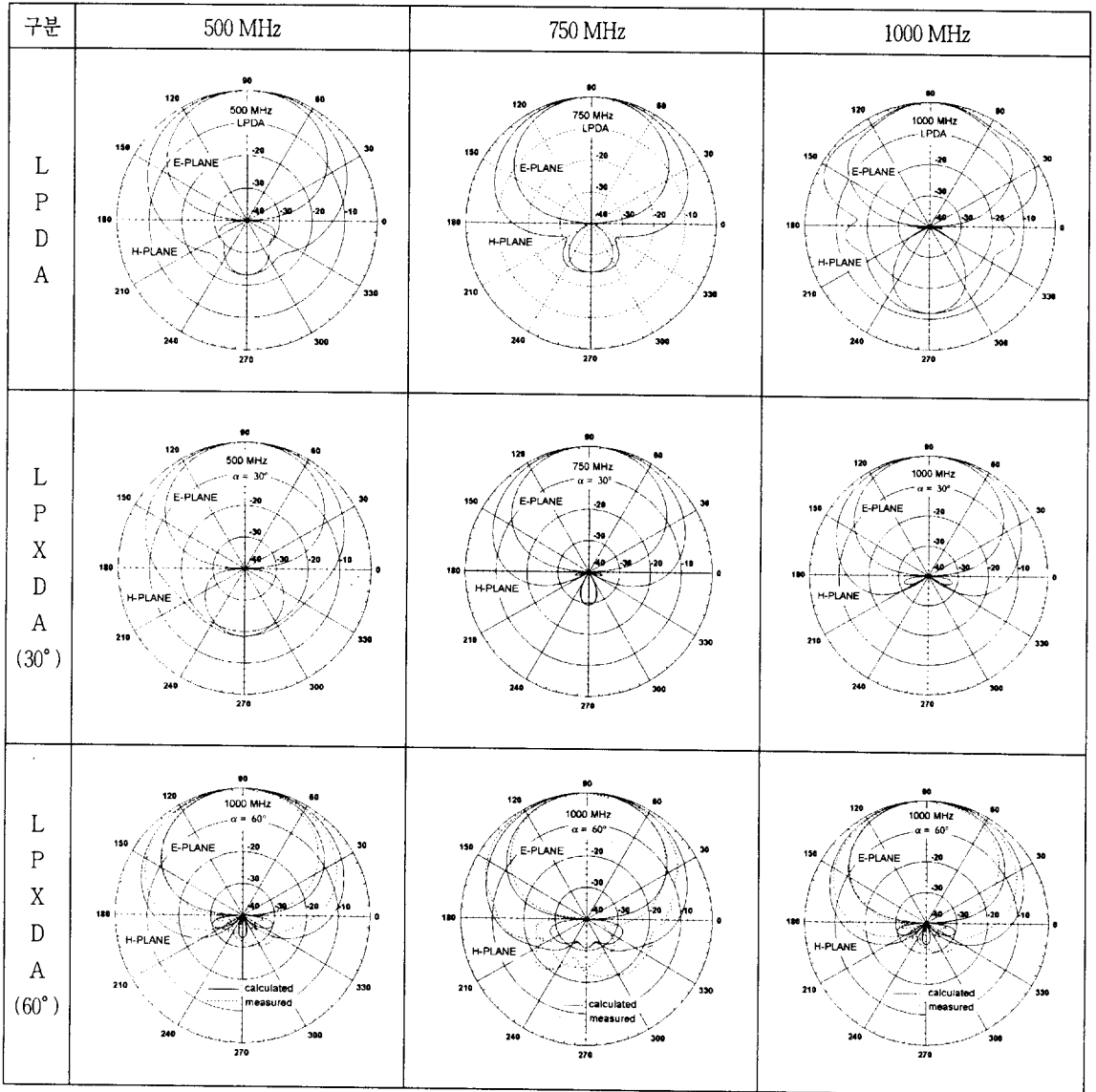


그림 14. 복사패턴

Fig. 14. Radiation patterns.

antennas", *IEEE Trans. Antenna Propagat.*, vol. AP-21, pp. 303-308, May 1973.

- [4] J. S. Chatterjee and M. N. Roy, "Helical log-periodic array", *IEEE Trans. Antenna Propagat.*, vol. AP-16, pp. 592-593, Sep. 1968.

- [5] B. Rojaryanont and T. Sekiguchi, "A study on log-periodic loop antennas", *Trans. IECE*

Japan, J60-B, pp. 583-589, 1977.

- [6] K. K. Chen and P. Silvester, "Analysis of log-periodic V-dipole antenna", *IEEE Trans. Antenna Propagat.*, vol. AP-23, pp. 397-401, May 1975.

- [7] W. M. Cheong and R. W. P. King, "Log-periodic dipole antenna", *Radio Sci.*, vol. 2,

pp. 1315-1326, Nov. 1967

- [8] W. M. Cheong and R. W. P. King, "Arrays of unequal and unequally spaced elements", *Radio Sci.*, vol. 2, pp. 1303-1314, Nov. 1967
- [9] W. A. Imbriale, "Application of the method of moments to thin-wire elements and arrays", *chapter 2 in Numerical and Asymptotic Techniques in Electromagnetics*, Springer-Verlag, New York, 1975.
- [10] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, pp. 345-349, John Wiley & Sons Inc., New York, 1981.
- [11] M. T. Ma, *Theory and Application of Antenna Arrays*, Ch. 5, John Wiley & Son Inc., New York, 1974.

부 록

여기서는 식 (6)의 임피던스 행렬 $[Z_{mn}]$ 의 표현식을 나타낸다. N 개의 소자로 구성된 LPXDA를 각 소자마다 M 개의 미소 다이폴로 나누고 전류에 대한 적분방정식을 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{E}_s^i = & \sum_{n=1}^{M \times N} \frac{1}{j\omega\epsilon} \left[\int_0^{d_{n-1}} I_n(s'_{n-1}) \right. \\
 & \cdot \left\{ \left(-\frac{\partial^2}{\partial s'^2_{n-1}} - k^2 \right) G(s, s'_{n-1}) \hat{i}_{s_{n-1}} \right. \\
 & + \left. \frac{\partial^2}{\partial \rho_{n-1} \partial s'_{n-1}} G(s, s'_{n-1}) \hat{i}_{\rho_{n-1}} \right\} ds'_{n-1} \\
 & + \int_0^{d_n} I_n(s'_n) \left\{ \left(-\frac{\partial^2}{\partial s_n'^2} - k^2 \right) G(s, s'_n) \hat{i}_{s_n} \right. \\
 & + \left. \frac{\partial^2}{\partial \rho_n \partial s'_n} G(s, s'_n) \hat{i}_{\rho_n} \right\} ds'_n \Big] \quad (14)
 \end{aligned}$$

여기서

$$G(s, s'_{n-1}) = \frac{e^{-jkR_1}}{4\pi R_1}$$

$$G(s, s'_n) = \frac{e^{-jkR_2}}{4\pi R_2}$$

단, R_1, R_2 는

$$R_1 = \sqrt{(s - s'_{n-1})^2 + \rho_{n-1}^2}$$

$$R_2 = \sqrt{(s - s'_n)^2 + \rho_n^2}$$

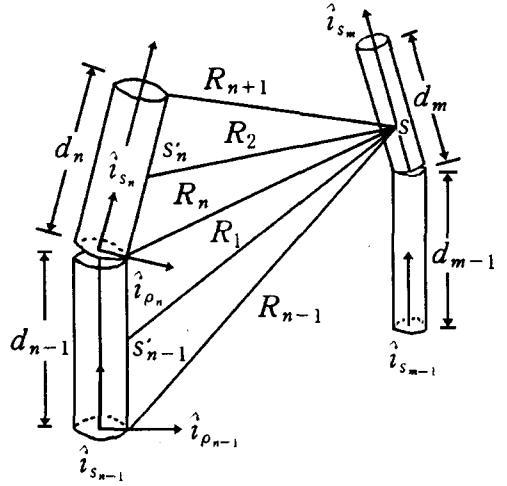


그림 15. 미소소자의 좌표계

Fig. 15. Wire segments and coordinate.

식 (14)에 식 (6)을 대입하고 정리하면 다음과 같은 식이 얻어진다.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{E}_s^i = & \sum_{n=1}^{M \times N} \left[-\frac{j30 I_n}{\rho_{n-1} \sin kd_{n-1}} \{ (j \sin kd_{n-1} \right. \\
 & - \cos kd_{n-1} (\hat{i}_{s_{n-1}} \cdot \hat{i}_{R_n})) e^{-jkR_n} \\
 & + (\hat{i}_{s_{n-1}} \cdot \hat{i}_{R_{n-1}}) e^{-jkR_{n-1}} \} \hat{i}_{\rho_{n-1}} \\
 & + \frac{j30 I_n}{\rho_n \sin kd_n} \{ (j \sin kd_n \\
 & + \cos kd_n (\hat{i}_{s_n} \cdot \hat{i}_{R_n})) e^{-jkR_n} \\
 & - (\hat{i}_{s_n} \cdot \hat{i}_{R_{n+1}}) e^{-jkR_{n+1}} \} \hat{i}_{\rho_n} + \frac{j30 I_n}{\sin kd_{n-1}} \\
 & \cdot \left(\frac{e^{-jkR_{n-1}}}{R_{n-1}} - \cos kd_{n-1} \frac{e^{-jkR_n}}{R_n} \right) \hat{i}_{s_{n-1}}
 \end{aligned}$$

$$+ \frac{30I_n}{\sin kd_n} \left(\frac{e^{-jkR_{n+1}}}{R_{n+1}} - \cos kd_n \frac{e^{-jkR_n}}{R_n} \right) \hat{i}_{s_n} \Big] \quad (15)$$

여기서, $\hat{i}_{R_{n-1}}$, \hat{i}_{R_n} , $\hat{i}_{R_{n+1}}$ 은 그림 14의 R_{n-1} , R_n , R_{n+1} 방향의 단위벡터이다. 식 (15)를 $\mathbf{E}_s^i = \sum_{n=1}^{M \times N} I_n \mathbf{F}_n$ 라 하고 Testing Function을 식 (6)과 동일하게 선정하여 내적을 취하면 다음과 같은 행렬방정식으로 나타낼 수 있다.

$$[Z_{mn}] [I_n] = [V_m] \quad (16)$$

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

최 학 근



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

[주 관심분야] 안테나 및 전파전파, 마이크로파회로

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

$$Z_{mn} = \int_0^{d_{m-1}} \frac{\sin ks_{m-1}}{\sin kd_{m-1}} \hat{i}_{s_{m-1}} \cdot \mathbf{F}_n ds_{m-1} + \int_0^{d_m} \frac{\sin k(d_m - s_m)}{\sin kd_m} \hat{i}_{s_m} \cdot \mathbf{F}_n ds_m \quad (17)$$

$$V_m = \int_0^{d_{m-1}} \frac{\sin ks_{m-1}}{\sin kd_{m-1}} \hat{i}_{s_{m-1}} \cdot \mathbf{E}_s^i ds_{m-1} + \int_0^{d_m} \frac{\sin k(d_m - s_m)}{\sin kd_m} \hat{i}_{s_m} \cdot \mathbf{E}_s^i ds_m \quad (18)$$

이다.