

# 와이어 안테나의 광대역화를 위한 형상 굴곡화에 관한 연구

## A Study on the Curvilinearly Shaping Method for Wide-Band Wire Antennas

박의준 · 이영순 · 김병철 · 정훈 · 조재욱

Eui-Joon Park · Young-Soon Lee · Byung-Chul Kim · Hoon Chung · Jae-Wook Cho

### 요 약

와이어 안테나의 대역폭 향상을 위해 기존의 선형적인 기하학적 구조를 변경시키는 방법을 제안하였다. 그 구조 합성은 이차원적으로 이루어지며, 원거리 boresight 전장의 주파수 의존성을 최소화시키는데 그 기본을 두고 있다. 안테나상의 전류분포는 펄스함수를 이용한 Galerkin법을 사용하여 계산하였다. 안테나 끝부분에서의 반사파에 의해 와이어상에 정재파가 존재하여 광대역화에 한계가 있으므로, 이 영향을 줄이기 위해 합성된 안테나 끝부분에 저항을 적절히 분포시켰다. 그 결과 10:1 대역폭에서 전력이득이  $6.5 \pm 1.1$  dBi, 정재파비가 2 이하인 평탄한 특성을 만족시킬 수 있었다. 종래의 선형 V-다이폴의 성능과 비교, 분석함으로써 제시한 방법의 타당성을 보였다.

### Abstract

A method is presented to alter the geometry of the conventional linearly shaped wire antenna for increasing its bandwidth. The synthesis is two-dimensionally symmetric and is based on the minimization of frequency-dependence of the boresight far-field electric field intensity. The current distribution on the wire is calculated by Galerkin method using pulse functions. The shaping limitation for wide-band characteristics is still found because of standing waves due to reflected waves from antenna ends. The limitation overcome by a distribution of resistive loads near ends of wire. The antenna loaded resistively has flat characteristics satisfying a power gain of  $6.5 \pm 1.1$  dBi and VSWR of at most 2 over 10:1 bandwidth. The results are verified by comparing with similar results for the conventional linear V-dipole.

### I. 서 론

선형 와이어 안테나의 이득 및 대역폭 개선을 위해 선형으로 꺾여져 있는 L-형 혹은 V-형 와이어 안테나를 오늘날 많이 사용하고 있다<sup>[1],[2]</sup>. 대역폭 개선을 위해 진행파 안테나를 구현하는 방법으로는 안테나의 끝부분에 정합용 저항을 부착시키는 것이 잘 알려진 방법<sup>[3]</sup>이며, 이 중 V-형 안테나의 경우

와이어의 길이와 사잇각 등이 주요 설계변수로 작용한다. 따라서, 선형보다는 꺾여져 있는 와이어 안테나의 형상이 보다 우수한 진행파 안테나의 성질을 가지게 되므로<sup>[1]</sup>, 안테나의 형상을 적절히 할 수 있는 방법이 있다면, 광대역화에 도움을 줄 수 있으리라고 추정할 수 있으며, 형상화를 위한 알고리즘 개발이 필요하다.

본 연구에서는 선형으로 꺾여져 있는 V-형 안테

본 연구는 1998년도 금오공과대학교 학술연구비 지원에 의하여 연구된 논문임.

금오공과대학교 전자공학부 (School of Electronic Eng., Kumoh National University of Technology)

· 논문 번호 : 991213-115

· 수정완료일자 : 2000년 2월 21일 |

나의 형상을 임의로 변형시켜 전력이득의 광대역화를 구현하고자 하는데 목표가 있다. 왜냐하면 L-형 안테나는 V-형의 변형된 형상이라 볼 수 있기 때문이다. 중앙 급전부는 delta-gap이라 가정하고, 이 급전부에서 안테나 끝부분까지의 직선거리를  $L$ , 중앙에서 꺾어져 있는 각을  $\gamma$  (degree)라 하면, 최대 지향성은 다음 식이 갖는 형상에 의해 이루어진다 [4].

$$\gamma = 152 \left( \frac{L}{\lambda_0} \right)^2 - 388 \left( \frac{L}{\lambda_0} \right) + 324, \quad 0.5 \leq \frac{L}{\lambda_0} < 1.5 \quad (1)$$

$$\gamma = 11.5 \left( \frac{L}{\lambda_0} \right)^2 - 70.5 \left( \frac{L}{\lambda_0} \right) + 162, \quad 1.5 \leq \frac{L}{\lambda_0} < 3.0 \quad (2)$$

여기서  $\lambda_0$ 는 급전 전압의 파장을 의미한다.

본 연구에서 합성될 형상의 끝부분은 위 식을 사용한 V-형 안테나의 직선 와이어의 끝부분과 일치 되도록 한 상태에서 boresight에서의 전장에 대한 적분방정식을 중앙 급전에 의한 구조적 대칭성을 고려하여 구하고, 그 식에 내재되어 있는 전장의 주파수의존성을 최소화시킬 수 있는 알고리즘을 도출한다. 도출된 알고리즘으로부터 2차원적 형상을 설계하고, 모멘트법을 통해 임의의 형태로 휘어져 있는 다이폴 안테나 상의 전류분포를 계산한다. 그리고 안테나 끝부분에서 반사되는 전류파에 의한 정재파를 줄이기 위해 와이어 상에 저항을 적절히 분포시켜 진행파 안테나의 특성을 갖도록 한다. 이때, 저항분포 모델은 반복법을 사용하여 도출하였다. 전력이득 패턴을 전류분포로부터 계산하여 광대역 특성을 확인한 후 최종적으로 결과 분석을 통해 방법의 타당성을 보였다.

## II. 광대역화를 위한 와이어의 이차원적 형상 합성

그림 1에서 와이어상의 전류를 진행파라 가정하면,  $I(s) = I_0 \exp(-jks)$ 로 표현될 수 있다. 여기서  $k$ 는 공간의 파수이며,  $s$ 는 와이어를 따라 설

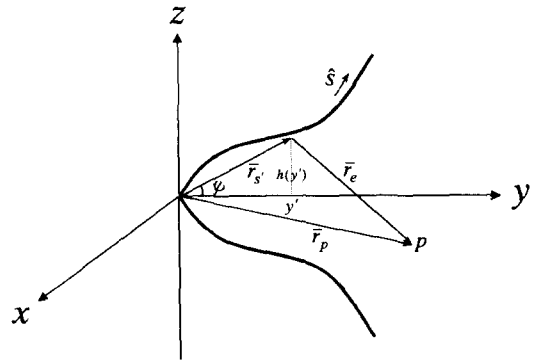


그림 1. 임의의 와이어 안테나.  
Fig. 1. Arbitrary thin wire antenna.

정된 임의의 점을 나타낸다. 그리고,  $\hat{s}$ 는 와이어를 따르는 방향으로의 단위벡터이며,  $I_0$ 는 일정한 진폭을 의미한다. 공간상의 임의의 점  $p$ 를 원거리에서의 boresight 즉, 구좌표계에서  $\theta = 90^\circ$ ,  $\phi = 90^\circ$ 로 둔다면, 전장은 기하학적 대칭성에 의해  $z$  성분만을 가지며,  $E_z = -j\omega\mu_0 A_z$ 로 표현된다. 그  $p$ 점에서 벡터포텐셜은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \overline{A} &= \mu_0 \int_L \overline{I}(\overline{r}_s) \cdot G(\overline{r}_p, \overline{r}_s) ds' \\ &\approx \frac{\mu_0}{4\pi r_p} e^{-jkr_p} \int_s \overline{I}(\overline{r}_s) \cdot e^{jkr_s \cos\psi} ds' \end{aligned} \quad (3)$$

여기서  $s'$ 은 소스점을 의미하며, 그린함수는 다음과 같이 정의된다.

$$G(\overline{r}_p, \overline{r}_s) = \frac{e^{-jkr_e(p, s')}}{4\pi r_e(p, s')} \quad (4)$$

식 (3)와 (4)로부터 boresight에서의 전장의  $z$  성분은 고유임피던스를  $\eta_0$ 라 할 때, 다음과 같이 된다.

$$E_z = -j \frac{\eta_0}{2\pi r_p} I_0 e^{-jkr_p} \cdot k \int_{t_1}^{t_2} \frac{dh}{dt} \cdot e^{-jkt} dt \quad (5)$$

여기서  $r_s$ 의  $y$  성분을  $y'$ 이라 하면,  $t$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$t = \int_0^{y'} \sqrt{(dy')^2 + (dh)^2} - y' \quad (6)$$

따라서  $h$ 는  $y'$ 에서  $z$ 방향으로의 와이어 높이에 해당하며, 급전부의 위치를 원점으로 두면,  $t_1 = 0$ 이고, 식 (6)의 우변 적분식은  $y'$ 까지의 와이어 길이를 나타내므로,  $t_2$ 는 와이어 길이와 와이어 길이 끝점을  $y$ 축에 투영시킨 길이와의 차이라 볼 수 있다. 식 (5)에서 적분식을  $g(k)$ 라 하고, 그 크기가  $k$ 에 반비례하도록 하면, 전장의 크기는 주파수에 무관하게 됨을 알 수 있다. 이를 위해 피적분함수  $dh/dt$ 를  $C_1 \exp(-C_2 t)$ 로 두면,  $C_2 \ll k$ 의 조건을 만족시키는 범위에서 그 적분식은 거의  $k$ 에 반비례하게 된다. 식 (6)에서  $dy'/dt = ((dh/dt)^2 - 1)/2$ 의 관계를 이용하면, 다음과 같은 관계가 성립된다.

$$y' = \frac{C_1^2}{4C_2} \left[ 1 - \exp \left( 2 \ln \left( 1 - \frac{C_2}{C_1} h(y') \right) \right) \right] + \frac{1}{2C_2} \ln \left( 1 - \frac{C_2}{C_1} h(y') \right) \quad (7)$$

안테나 끝부분에서  $(dh(y')/dy')^{-1}$ 를 임의의 상수  $q$ 라 두면, 적분식  $g(k)$ 와 식 (6) 및 식 (7)로부터 다음 식이 성립된다.

$$C_1^2 - \frac{4y_e}{h_e} C_1 - 2 \ln C_1 = C_1' \quad (8)$$

$$C_1' = -2 \left( \frac{q y_e}{h_e} + \frac{1}{2} q q' - \ln \left( \frac{2}{q'} \right) \right) + 1 \quad (9)$$

$$q' = -2(q - \sqrt{q^2 + 1}) \quad (10)$$

식 (1)과 식 (2)의 직선형 V-안테나 길이  $L$ 의 안테나 끝부분에서의  $y'$ 과  $h(y')$ 을 각각  $y_e$ 와  $h_e$ 로 두었으며,  $q$ 는 임의의 상수이므로, 식 (8)로부터  $C_1$ 을 쉽게 구할 수 있다. 그리고 식 (8)을 만족시키는  $C_2$ 는  $g(k)$ 와 식 (6)을 사용하면,  $C_2 = (1 - q'/(2C_1))C_1/h_e$ 로 계산될 수 있다.  $C_1$ 과  $C_2$ 를 계산하면, 위에서 설명한  $dh(y')/dt$ 와  $dy'/dt$  관계식으로부터 기하학적 형상을 합성할 수 있다. 그림 2(a)는 식 (1)과 식 (2)에서  $L/\lambda_0$ 에

대응하는 사잇각  $\gamma$ 에 대한  $C_1$ 을 식 (8)로부터 계산한 결과이다. 그림 2(b)는  $L/\lambda_0$ 가 1과 2일 때 합성된 형상을 도시한 것이다. 그림 2(c)는  $L/\lambda_0$ 가 2일 때,  $q=0$ 와  $q=30$ 일 경우의 각각에 대한  $g(k)$ 를 도시한 것으로써 파수  $k$ 에 반비례함을 볼 수 있다.

### III. 전류분포 계산

그림 1에서 보인 바와 같이 중앙 급전부로부터 길이가  $L_s$ 인 임의의 형태를 갖는 대칭형의 가는 (thin) 와이어 안테나가  $\hat{s}$  방향으로 놓여있다. 급전부를 원점으로 둘 경우 급전부에서 와이어상의 관측점까지의 거리를  $s$ , 소스점까지의 거리를  $s'$ 로 둔다. 여기되는 전장을  $E_s^i(s)$ 라 하면 전류에 대한 적분방정식은 다음과 같이 된다<sup>[5]</sup>.

$$\int_{L_s} I(s') (\pi_1 - \pi_2 - \pi_3) ds' = B \cos ks - \frac{j}{\eta_0} \int_0^s E_\xi^i(\xi) \sin k(s - \xi) d\xi \quad (11)$$

여기서,

$$\pi_1 = G(s, s') \hat{s} \cdot \hat{s}' \quad (12)$$

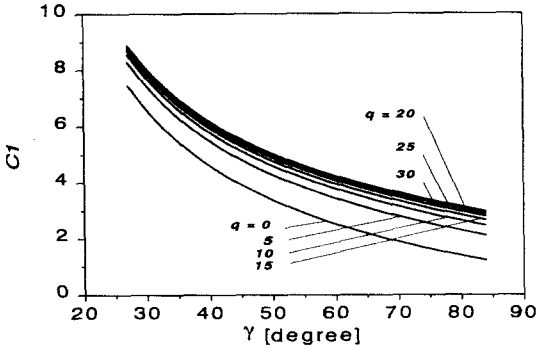
$$\pi_2 = \int_0^s G(\xi, s') \frac{d\hat{\xi}}{d\xi} \cdot \hat{s}' \cos k(s - \xi) d\xi \quad (13)$$

$$\pi_3 = \int_0^s \left[ \frac{\partial G(\xi, s')}{\partial \xi'} (\hat{\xi} \cdot \hat{s}') + \frac{\partial G(\xi, s')}{\partial s'} \right] \cos k(s - \xi) d\xi \quad (14)$$

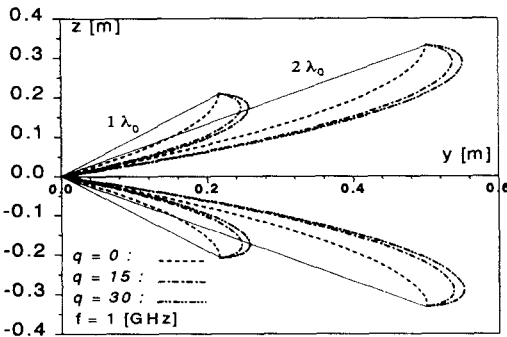
$$G(s, s') = \frac{e^{-jkr(s, s')}}{4\pi r(s, s')} \quad (15)$$

$r(s, s')$ 은 소스점과 관측점간의 거리를 의미하며, 점  $s$ 에서의 스칼라 포텐셜을  $\phi(s)$ 라 했을 때,  $\xi$ 는 다음과 같이 정의된 스칼라 함수  $\phi(s)$ 로부터 정의된다.

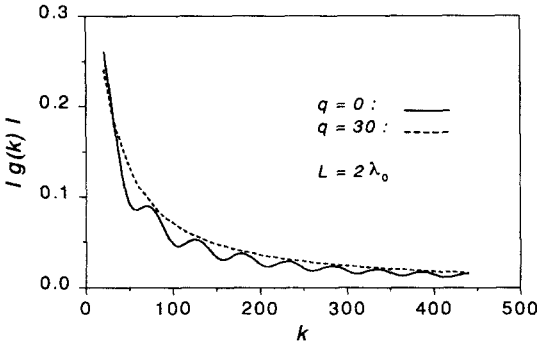
$$\phi(s) = -j\omega\epsilon_0 \int_0^s \phi(\xi) d\xi \quad (16)$$



(a)



(b)



(c)

그림 2.  $q$ 의 변화에 대한 합성된 안테나 형상과  $g(k)$ 의 주파수 특성 : (a)  $q$ 의 변화에 대한  $C_1$  값, (b)  $L=1\lambda_0$ 와  $L=2\lambda_0$ 일 때,  $q$ 의 변화에 대한 합성된 형상, (c)  $g(k)$ 의 주파수 특성.

Fig. 2. Synthesized antenna shapes and frequency characteristics of  $g(k)$  according to variations of  $q$  : (a)  $C_1$  with variations of  $q$ , (b) Synthesized antenna shape with variations of  $q$  when  $L=1\lambda_0$  and  $L=2\lambda_0$ , and (c) Frequency characteristics of  $g(k)$ .

그리고, 원점( $s=0$ )에서 delta-gap 전원( $V=V_0$ )이 사용될 경우 식 (11)의 우변항은  $B\cos ks - jV_0/2\eta_0 \cdot \sin ks$ 로 표현되며, 상수  $B$ 는 안테나의 끝부분에서 전류가 0이 될 조건으로부터 구해질 수 있다. 식 (11)로부터 전류분포를 구하기 위해 펄스함수를 사용한 Galerkin법<sup>[6]</sup>을 적용시켰다.

#### IV. 합성 결과 및 분석

일반적으로, 그림 1에서 와이어의 반경을  $a$ 라 했을 때, 와이어의 중심축상에 존재하는 소스점으로부터 원거리 관측점까지의 거리를  $r_a$ 라 하면, 식 (4)에서  $r_e = (r_a^2 + a^2)^{1/2}$ 로 근사화될 수 있다. 이는  $r_e \gg a$ ,  $ka \ll 1$ 의 조건을 만족시키는 가는(thin) 와이어라고 가정하면, 소스점으로 부터의 평균거리라 볼 수 있다. 이 때 원거리 전장  $\overline{E}_p$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \overline{E}_p &= -j\omega\mu_0 \int_{L_s} \left[ I(s) \hat{s} + \frac{1}{k^2} \frac{dI(s)}{ds} \text{grad} \right] \\ &\cdot G(\overline{r}_p, \overline{r}_s) ds = -\frac{jk\eta_0}{4\pi} \frac{e^{-jkr_p}}{r_p} \\ &\cdot \int_{L_s} \left[ I(s) \hat{s} + \frac{1}{k^2} \frac{dI(s)}{ds} \text{grad} \right] e^{j\overline{k} \cdot \overline{r}_s} ds \end{aligned} \quad (17)$$

여기서,  $\overline{k} = k \overline{r}_p / |\overline{r}_p|$ 을 의미하며, 인가전력을  $P_{in} = 1/2 \cdot \text{Re}[VI^*]$ 으로 두고,  $\overline{r}_p$ 에서의 전력을  $P(\theta, \phi) = \frac{r_p^2}{2\eta_0} \overline{E} \cdot \overline{E}^*$ 로 두면, 전력이득 [dBi]는  $G_{dB_i}(\theta, \phi) = 10 \log_{10} [4\pi P(\theta, \phi) / P_{in}]$ 으로 표현된다.  $E$ -평면 및  $H$ -평면 패턴은 각각  $yz$  평면과  $xy$  평면에 해당되며,  $L = 2\lambda_0$  즉, 식 (2)로부터 사잇각  $\gamma=67^\circ$ 인 V-다이폴 안테나의 패턴은  $f_0=1\text{GHz}$ 에서 그림 3과 같다. 이 직선형 V-다이폴 안테나의 전력이득 주파수특성은, 그림 2에서  $q=0$ 와  $q=30$ 일 때 합성된 다이폴 안테나들의 주파수특성 및  $q=0$ 일 때 합성된 모노폴 안테나의 주파수특성과 함께 그림 4(a)에 보였다. 합성된 모노폴의 경우 다이폴보다 예상대로 3 dB의 이득 증가가 존재함을 알 수 있으며, 다이폴에서  $q=30$ 의 경우가  $q=0$ 의 경우보다 주파수가 증

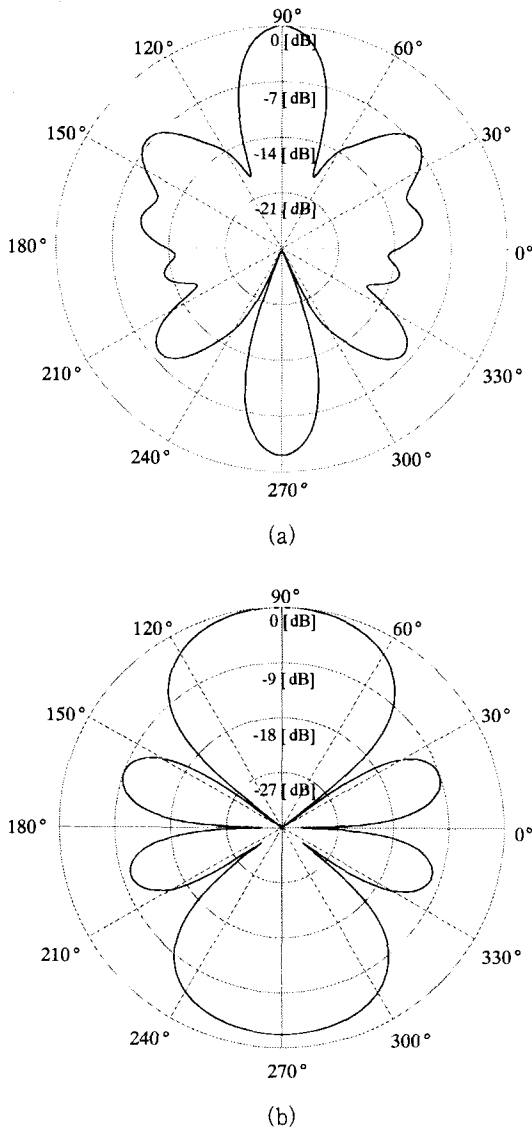
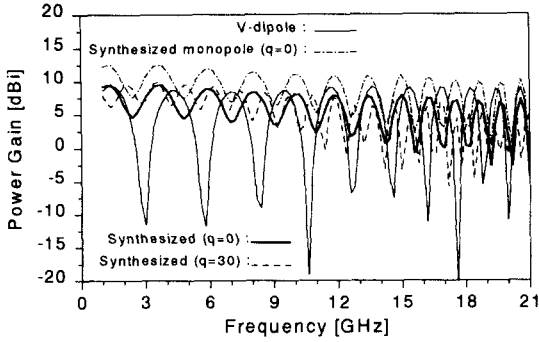


그림 3.  $L=2\lambda_0$ ,  $\gamma=67^\circ$  인 V-다이폴의 전력이득 패턴: (a) E-평면 패턴, (b) H-평면 패턴.  
 Fig. 3. Power gain patterns of V-dipole with  $L=2\lambda_0$  and  $\gamma=67^\circ$ : (a) E-plane pattern, (b) H-plane pattern.

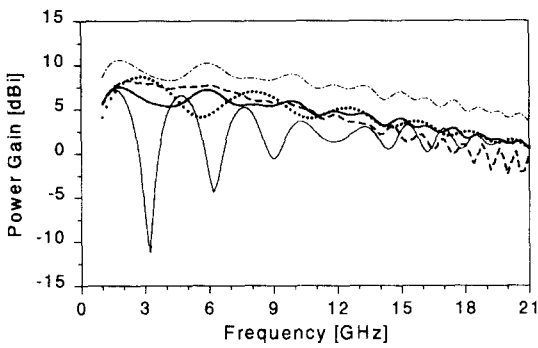
가함에 따라 이득 변동폭이 크게 나타남을 볼 수 있다. 이 변화폭은 와이어 끝부분에서의 반사파에 기인한 것으로써, 저항을 적절히 장하시키면 반사파의 영향을 줄일 수 있다. 실제로 저항 장하를 위한 대표적인 방법은 집중소자를 사용하는 방법<sup>[3]</sup>이나, thin film 기법을 사용하여 저항을 분포시키는 방법도 많

이 사용되고 있다<sup>[7],[8]</sup>. 이들 방법들에서는 가는 유전체 봉 혹은 가는 유전체 sheet에 저항성 polycarbonate, nickel-chromium 합금 혹은 TaN(Tantalum Nitride)등과 같은 필름 등을 얇게 침전시켜 구현하였다. 저항은 필름의 두께와 도전율에 반비례하므로 침전두께를 테이퍼링 시키든지, sheet형태의 다이폴인 경우 필름 폭을 테이퍼링시켜 분포시키는 것이 일반적인 방법이라 하겠다. 이들은 주로 전자기 펄스 센서용으로 많이 사용되며, 본 연구에서는 이들 thin-film기법에 대한 문제를 향후 과제로 남겨두고, 분포 저항과 다이폴 형상화에 의한 광대역 특성 구현이 가능함을 보이고자 하는데 목표가 있다.

본 연구에서는 합성된 길이  $L_s$ 를 같은 길이를 갖는  $N$ 개의 조각으로 분할하여  $n$ 번째 조각에서의 저항은  $R(\Delta s_n) = r(\Delta s_{n_1}) + [r(\Delta s_N) - r(\Delta s_{n_1})] (n - n_1) / (N - n_1)$ 와 같이 선형적으로 분포시키는 방법을 택하였다. 여기서  $n = n_1, \dots, N$ 이며,  $n_1$ 은 저항분포의 시작점을 의미한다. 완전도체로 가정된 와이어 상의 전류분포는 식 (11)에 모멘트법을 적용시켜 구할 수 있으며, 전류의 기저함수 및 무게함수를 펄스함수로 두었다. 기저함수의 계수를  $I_n$ 으로 두고, 식 (11)의 우변과 무게함수를 내적시킨 일반화된 전압행렬을  $V_m$ 이라 두면, 일반화된 임피던스 행렬은  $[Z_{mn}][I_n] = [V_m]$ 으로 표현될 수 있다. 분할된 와이어의  $n$ 번째 조각과  $(n+1)$ 번째 조각 사이에  $R_n$ 의 집중 저항 소자가 장하되어 있다면 이 저항에 의해 전압강하가 발생할 것이므로  $[Z'_{mn}][I_n] = [V_m]$ 으로 수정되어지며, 여기서  $m = n$  일 때  $Z'_{mn} = Z_{mn} + R_{nn}$ ,  $m \neq n$  일 때  $Z'_{mn} = Z_{mn}$ 으로 둘 수 있다<sup>[4]</sup>. 분포 저항으로 장하될 경우 각 구간에서의 분포 저항  $R(\Delta s_n)$ 은 일정하지만 분할 개수를 크게 하면(본 연구에서는  $N=160$ ) 저항이 거의 연속적으로 분포된 것으로 간주할 수 있으며, 이 분포 저항에 의해 각 구간에서의 전압 강하가 발생하므로써 집중저항 소자를 고려한 모멘트법과 동일한 형태로 취급할 수 있다. 이득의 변동폭을 줄이기 위해 반복 시뮬레이션한 결과  $r(\Delta s_{n_1})=1/4 \Omega$ ,  $r(\Delta s_N)=60 \Omega$ ,  $n_1=4N/5$  (Case 1)이 적당하였으며, 이는 아래에 보일 전류분포의 형태로부터 확인할 수 있다. 이 경우  $L = 2\lambda_0$



(a)



(b)

그림 4. 전력이득의 주파수 특성 : (a) 저항분포 없는 경우, (b)저항분포 (Case 1) 존재할 경우 (단, ----- ; Case 2).

Fig. 4. Frequency characteristics of power gain : (a) unloaded, (b) Loaded by Case 1 (except ----- ; Case 2).

( $f_0=1\text{GHz}$ )일 때, V-다이폴과  $q=0$  및  $q=30$ 으로 합성된 와이어의 주파수특성을 그림 4(b)에 보였다. 그리고  $q=0$ ,  $r(\Delta s_{n_1})=1/4[\Omega]$ ,  $r(\Delta s_N)=90\Omega$ ,  $n_1=7N/10$ (Case 2)인 경우에 대한 주파수특성도 함께 도시하였다. 이 경우보다 Case 1에 해당하는 저항을  $q=0$ 로 합성된 와이어상의 두 끝점으로부터 급전부로 향하는 방향으로 분포시켰을 때, 가장 우수한 대역특성을 보임을 알 수 있다. 저항분포 모델은 보다 엄격한 모델개발을 통해 더욱 더 정확히 될 수 있을 것이다. 결과적으로 10:1 대역폭에서 전력이득이  $6.5[\text{dBi}]$ 를 중심으로  $\pm 1.1[\text{dBi}]$ 의 작은 변동폭을 구현할 수 있음을 알 수 있다. 그러나  $q=30$ 일 경우 1~10GHz대역 특

성은  $6.8\pm 1.4[\text{dBi}]$ 이며, 주파수가 증가할수록 전력이득 차이는  $q=0$ 에 비해 커짐을 보이고 있다. 따라서  $q=0$ 일 경우가 적절한 대역특성을 가짐을 알 수 있다. 주파수가 3[GHz] 및 10[GHz]일 때 분포저항을 갖는 합성된 다이폴( $q=0$ )의 경우,

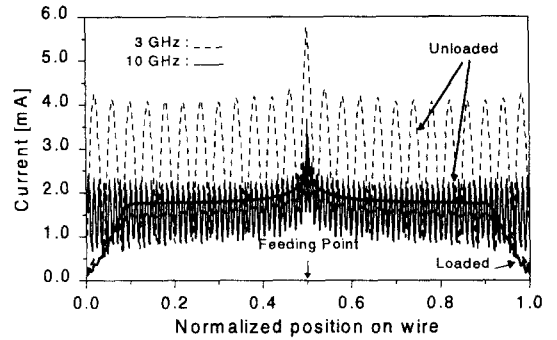
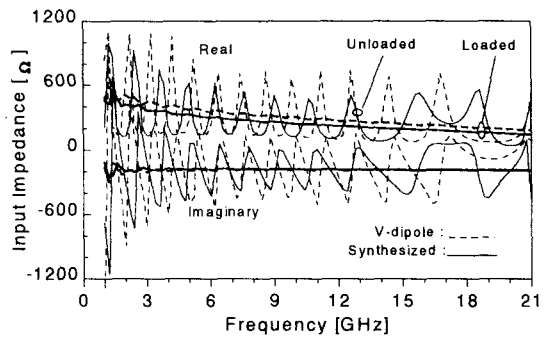
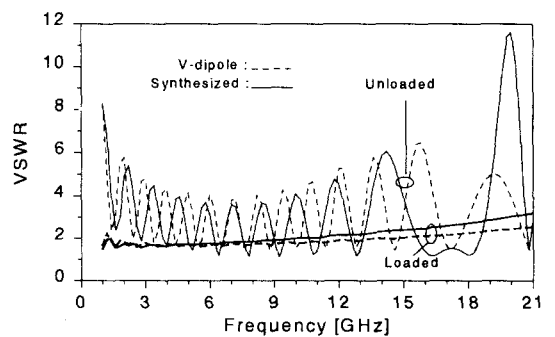


그림 5. 합성된 와이어상의 전류분포.

Fig. 5. Current distributions on synthesized wire.



(a)



(b)

그림 6. 계산된 입력임피던스와 정재파비.

Fig. 6. Calculated input impedances and VSWRs.

급전전압이  $1/\sqrt{Q}$  [V]일 때, 계산된 전류분포는 그림 5와 같으며, 이 그림으로부터 전류의 진행과특성에 대한 가정이 성립됨을 알 수 있고, 급전부에서 분기된 두 와이어의  $4L_s/5$ 부터 끝점까지 분포된 저항에 의해 전류의 크기가 감소함을 알 수 있다. 그림 6은 V-다이폴과  $q = 0$ 에서 합성된 다이폴의 입력 임피던스와 정재파비를 도시한 것이다. 이 때, 급전부의 임피던스를  $350[\Omega]$ 으로 두었으며, 10:1 대역

에서 2이하의 평탄한 정재파비를 보이고 있다. 합성된 와이어 형상을 갖는 모노폴 안테나의 경우 급전부의 임피던스를  $175[\Omega]$ 로 둬으로써 다이폴의 경우와 같은 정재파비를 얻을 수 있음을 확인할 수 있었다. 그림 7과 그림 8은 각 다이폴들의 E-평면 및 H-평면 전력이득 패턴을 도시한 것이다. 이 결과로부터 정재파 안테나가 갖는 반사파에 의한 후방 lobe의 크기가 거의 제거됨을 알 수 있으며<sup>[4]</sup>, 전

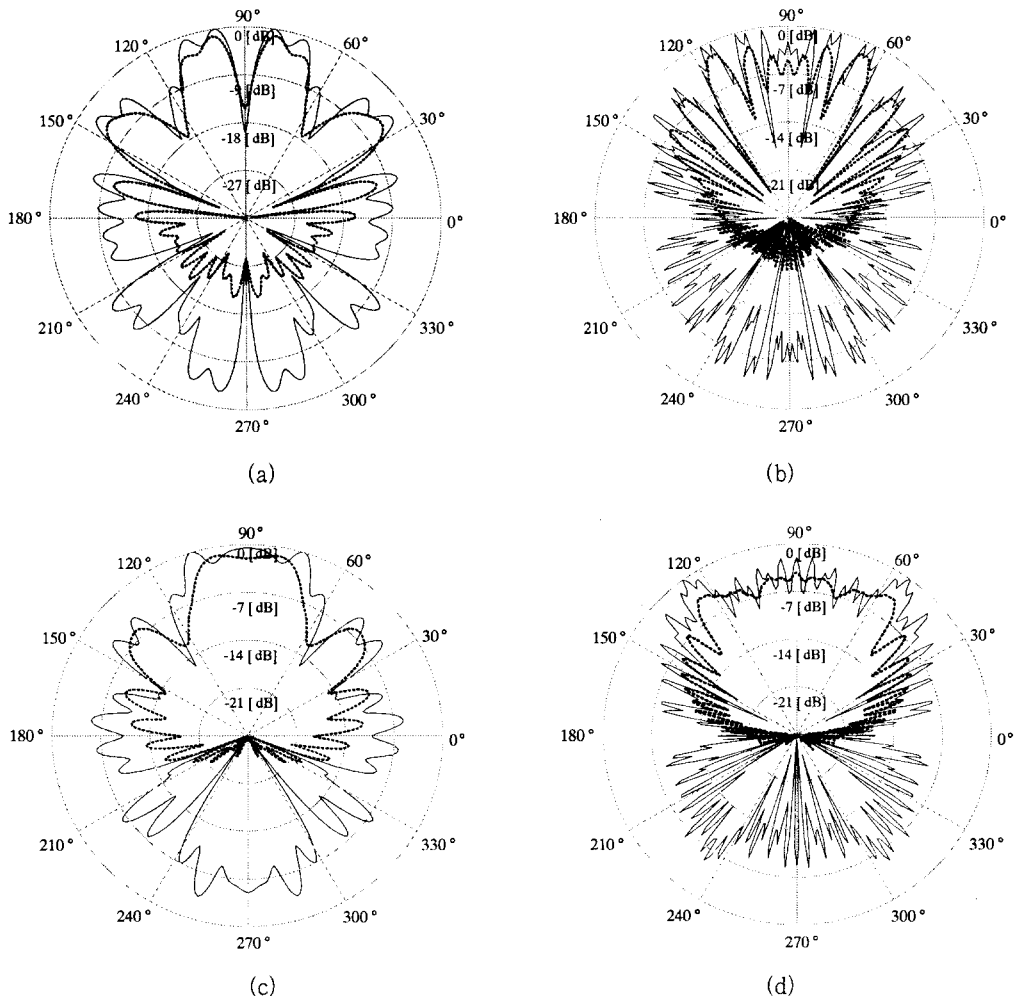


그림 7. V-다이폴과 합성된 다이폴 안테나의 E-평면 전력이득 패턴( — ; unloaded, ---- ; loaded): (a) 3 GHz에서 V-다이폴 패턴, (b) 10 GHz에서 V-다이폴 패턴, (c) 3 GHz에서의 합성된 다이폴 패턴, (d) 10 GHz에서의 합성된 다이폴 패턴.

Fig. 7. E-plane power gain pattern of V-dipole and synthesized dipole antennas( — ; unloaded, ---- ; loaded): (a) V-dipole pattern at 3 GHz, (b) V-dipole pattern at 10 GHz, (c) synthesized dipole pattern at 3 GHz, (d) synthesized dipole pattern at 10 GHz.

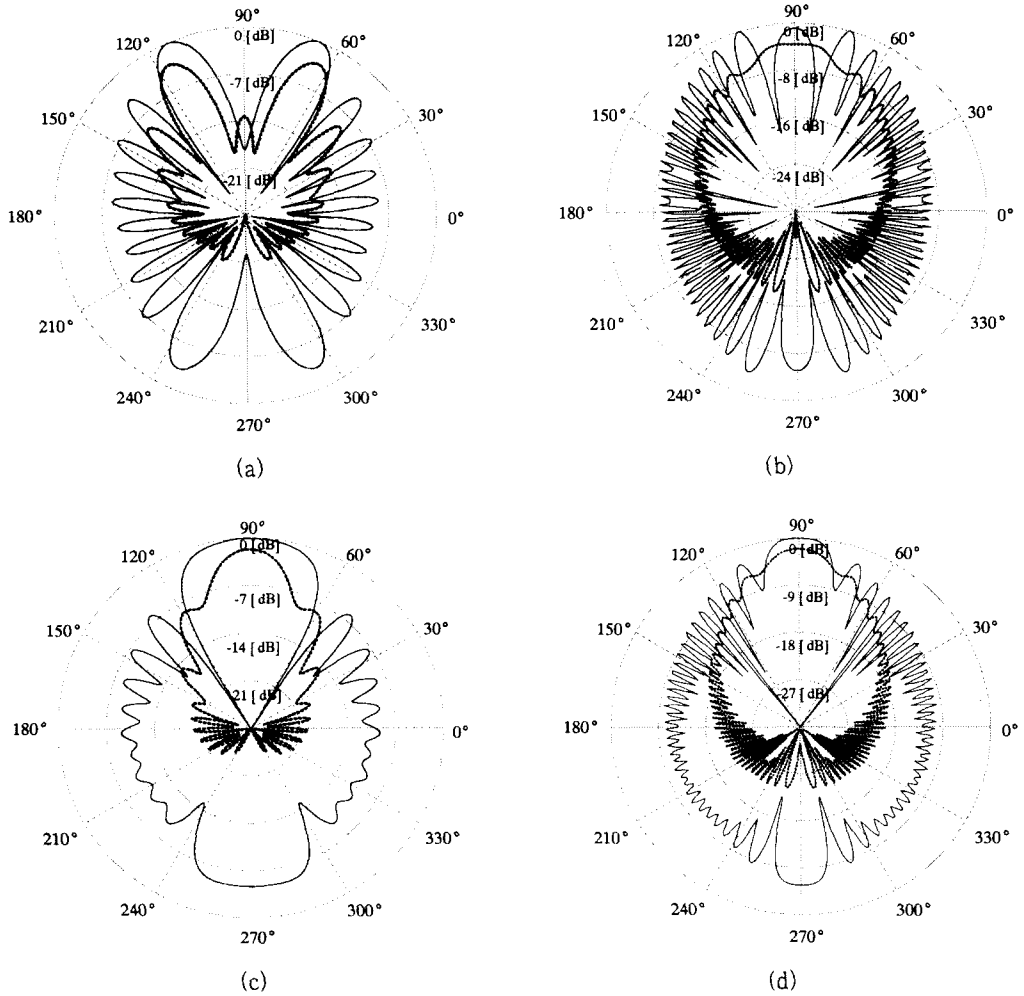


그림 8. V-다이폴과 합성된 다이폴 안테나의 H-평면 전력이득 패턴(——: unloaded, - - - -: loaded): (a) 3[GHz]에서 V-다이폴 패턴, (b) 10[GHz]에서 V-다이폴 패턴, (c) 3[GHz]에서의 합성된 다이폴 패턴, (d) 10[GHz]에서의 합성된 다이폴 패턴.

Fig. 8. H-plane power gain pattern of V-dipole and synthesized dipole antennas(——: unloaded, - - - -: loaded): (a) V-dipole pattern at 3[GHz], (b) V-dipole pattern at 10[GHz], (c) synthesized dipole pattern at 3[GHz], (d) synthesized dipole pattern at 10[GHz].

류분포와 복사패턴으로부터 진행과 특성을 보임을 알 수 있다.

### V. 결 론

본 연구에서는 기존의 선형 와이어 안테나를 적절히 굴곡시켜 대역폭을 개선시키는 방법을 제시하였다. 직선형 와이어상에  $R, L, C$  소자를 장하시

켜 대역폭을 개선시키는 방법은 와이어의 기하학적 구조에 의해 한계가 있었다. 그러나, 와이어의 형상을 변화시켜 저항을 적절히 분포시키므로써 그 대역 특성은 보다 평탄하며, 광대역을 구현할 수 있음을 보였다. 형상화 알고리즘은 boresight에서의 전계가 갖는 주파수 의존성을 최소화시키는데 기반을 두고 있으며, 와이어의 끝점에서의 기울기가 무한대가 되도록 ( $q = 0$ ) 형상화시켰을 때, 가장 우수한 대역특



성을 가짐을 볼 수 있었다. 본 연구에서의 수치적 반복에 의한 저항분포의 경험적 모델이 갖는 와이어상의 반사파 억제특성은 최적화 기법을 통한 보다 엄격한 모델로부터 다소 개선될 수 있으리라 생각되며, thin film 기법에 의한 와이어상의 저항분포기술에 대한 실제적 연구가 필요하리라 생각된다.

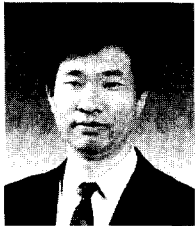
참 고 문 헌

[1] A. W. Rudge, K. Milne, A. D. Olver and P. Knight, *The handbook of antenna design*. Peter Peregrinus, 1982.  
 [2] H. Hosoyama, T. Iwasaki and S. Ishigami, "Complex antenna factor of a V-dapole antenna with two-coaxial feeders for field measurements," *IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility*, vol. 41, no. 2, pp. 154-158, May, 1999.  
 [3] Alona Boag, Amir Boag, E. Michielssen and R. Mittra, "Design of electrically loaded wire antennas using generic algorithms," *IEEE*

*Trans. Antennas and Propagation*, vol. 44, no. 5, pp. 687-695, May, 1996.

[4] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna theory and design*. John Wiley & Sons, 1981.  
 [5] K. K. Mei, "On the integral equations of thin wire antennas," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 13, no. 3, pp. 374-378, May, 1965.  
 [6] R. F. Harrington, *Field computation by moment method*. Macmillan series, 1968.  
 [7] J. G. Maloney and G. S. Smith, "Optimization of a conical antenna for pulse radiation: An efficient design using resistive loading," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 41, no. 7, pp. 940-947, July, 1993.  
 [8] R. L. Haupt and V. V. Ziepa, "Effects of errors in the resistive taper on the scattering patterns of strips," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 38, no. 9, pp. 1443-1447, Sep., 1990.

박 의 준



1983년 2월: 동아대학교 전자공학과(공학사)  
 1986년 9월: 고려대학교 전자공학과(공학석사)  
 1990년 2월: 고려대학교 전자공학과(공학박사)  
 1996년 1월~1996년 12월: 미 Ca-

itech 객원교수

1990년~현재: 금오공과대학교 전자공학부 부교수  
 [주 관심분야] 전자장 이론 및 안테나, 마이크로파 전송선로 및 회로설계 등

이 영 순



1979년 2월: 경북대학교 전자공학과(공학사)  
 1982년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(공학석사)  
 1996년 8월: 경북대학교 전자공학과(공학박사)  
 1982년~현재: 금오공과대학교 전

자공학부 교수

[주 관심분야] 전자장 수치 해석, 도파관 불연속 문제, 전자파의 개구 결합문제, 안테나 해석 및 설계

김 병 철

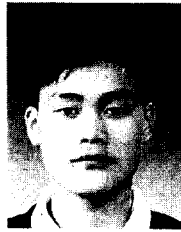


1980년 2월: 서강대학교 전자공학과(공학사)  
1982년 2월: 서강대학교 전자공학과(공학석사)  
1991년 2월: 서강대학교 전자공학과(공학박사)  
1982년~현재: 금오공과대학교 전

자공학부 교수

[주 관심분야] Linear Amp. 설계, 마이크로파 전송선로 및 회로 설계

조 재 욱



1999년 2월: 금오공과대학교 전자공학과(공학사)  
1999년~현재: 금오공과대학교 전자공학과 석사과정  
[주 관심분야] 전자장 이론 및 안테나 설계

정 훈



1999년 2월: 금오공과대학교 전자공학과(공학사)  
1999년~현재: 금오공과대학교 전자공학과 석사과정  
[주 관심분야] 전자장 이론 및 안테나 설계