

펄스 복사 능력 개선을 위한 리플형 광대역특성을 갖는 비선형 와이어안테나 설계에 관한 연구

(A Study on the Design of Nonlinear Wire Antennas with Ripple-Type Wide Band Characteristics for Improvement of Pulse Radiation Ability)

金連善*, 朴義俊*

(Youn-Sun Kim and Eui-Joon Park)

요약

펄스 안테나로 많이 사용되는 종래의 직선형 혹은 V-형 안테나의 원거리전장은 null점들을 갖는 주파수 특성을 가지므로 제한된 펄스 복사 능력을 가진다. 이를 개선시키기 위해 비선형적 형상을 갖는 와이어안테나의 합성법을 제안하였다. 즉, 복사 전장의 주파수 의존성을 최소화시키는 형상방정식을 유도하고 그 해를 산출하므로써 리플형의 광대역 특성을 갖는 형상을 합성하였다. 그 결과 매우 넓은 주요 스펙트럼을 갖는 짧은 펄스의 복사에 유리함을 보였다. 따라서, 펄스폭이 좁을수록 합성된 다이폴 안테나 특성이 종래의 선형 다이폴 보다 우수한 피크치를 갖는 펄스 복사가 이루어짐을 보였다. 전류 분포 및 원거리 전장의 과도해석을 위해 모멘트법에 기반한 역 이산 푸리에 변환을 사용하였다.

Abstract

A nonlinear shaping method for a wire antenna is presented to improve the limited pulse radiation ability due to the frequency characteristics with nulls which are found in the conventional straight or V antennas. The developed scheme is based on the minimization of frequency-dependence of the radiated electric field intensity over wide band, hence giving the ripple-type frequency characteristics. It is shown that the synthesized shape has more advantage in the case of shorter pulse. That is, we found that for shorter pulse exciting, the radiated peak value of the synthesized antenna is larger than that of the conventional linear antenna. The inverse discrete Fourier transform based on the moment method is used for the transient analysis of current distribution and far field electric field.

Key Words : Pulse Antenna, Dipole, Wire Antenna

I. 서론

펄스 안테나는 탐사 시스템, 임펄스 레이더, 전자파

* 正會員, 金烏工科大學校 電子工學部

(School of Electronic Engineering, Kumoh National University of Technology)

※ 본 연구는 한국과학재단 목적기초연구(2000-1-30200-018-2) 지원으로 수행되었음.

接受日字:2001年11月13日, 수정완료일:2002年2月15日

교란 시스템 및 EMP 센서 등에 많이 적용되고 있으며 광대역성을 요구하고 있다. 오늘날 분포저항 장하 선형 및 루프 안테나, bow-tie 안테나등 광대역 특성을 갖는 안테나^[1]를 많이 활용하고 있으며, 이 중 와이어 안테나는 직선형 혹은 원형과 같이 기본형으로 구성되어 왔다. 직선형 와이어 안테나의 경우 주어진 안테나 길이에서 원하는 방향으로 광대역성 및 최대 지향성을 갖도록 직선형 안테나를 꺾어 V-형으로 구성하는 방법^[2]은 잘 알려져 있으나 이는 선형으로 구성되어 있으며

로 원거리전장의 주파수특성은 null점을 갖는 lobe형으로 나타나게 되어 광대역화에는 한계가 있다. 본 연구에서는 그 한계를 극복하기 위해 V-형 직선 와이어 끝점이 일치하는 상태에서 급전부로부터 끝점까지의 직선형을 휘도록 하므로써 리플형의 주파수특성을 갖는 비선형 와이어 안테나를 합성하는 방법을 제안하였다. 우선 V-형 안테나의 원거리 최대 전장에 해당하는 boresight 전장에 대한 적분방정식을 중앙급전에 의한 구조적 대칭성을 고려하여 구하고, 그 식에 내재된 전장의 주파수 의존성을 최소화시킬 수 있는 일반화된 이차원적 형상방정식을 유도한다. 그 방정식으로부터 형상을 설계하고, 모멘트법을 사용하여 안테나상의 전류분포, 입력임피던스, 원거리 전장 및 전력이득등의 주파수특성을 계산하므로써 V-형의 특성과 비교한다. 개선된 광대역 특성의 범위를 분석하고, 가우산 펄스 인가시 원거리에서의 전장 피크치를 시간영역에서 계산하여 합성된 안테나의 개선된 펄스 복사 능력을 수치적으로 검증한다.

II. 시간영역 해석

그림 1(a)과 같이 자유공간에서 \hat{s} 방향으로 총 길이가 L , 반경이 a 인 임의의 대칭형 와이어안테나를 가정하고, 안테나상의 원천점 위치벡터 \vec{r}' 에 시간함수인 전류 $\vec{I}(\vec{r}', t)$ 가 흐른다고 하면, 위치벡터 \vec{r} 로 표현되는 원거리 관측점 $p(r, \theta, \phi)$ 에서의 전장은 다음과 같이 표현된다.

$$\frac{\partial \vec{E}_p(\vec{r}, t)}{\partial t} = -\frac{\partial^2 \vec{A}(\vec{r}, t)}{\partial t^2} + c^2 \nabla(\nabla \cdot \vec{A}(\vec{r}, t)) \quad (1)$$

여기서, c 는 광속을 나타내며 벡터 포텐셜 \vec{A} 는 다음과 같다.

$$\vec{A}(\vec{r}, t) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_L \frac{\vec{I}(\vec{r}', t - \frac{|\vec{r} - \vec{r}'|}{c})}{|\vec{r} - \vec{r}'|} ds' \quad (2)$$

위 식에서 μ_0 는 투자율을, s' 은 와이어상의 원천점을 의미하며 $t' = |\vec{r} - \vec{r}'|/c$ 는 관측점까지의 지연시간을 의미한다. 와이어상의 전류를 정현신호라 가정하여 $\vec{I}(\vec{r}', t)$ 를 $\vec{I}(\vec{r}', \omega) = I(s', \omega) \cdot \hat{s}(s')$ 의 페이지로 표현하고, 식 (2)를 식 (1)에 대입하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \vec{E}_p(\vec{r}, \omega) &= \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \int_L \left\{ \vec{I}(\vec{r}', \omega) k^2 \frac{\exp(-jk|\vec{r} - \vec{r}'|)}{4\pi|\vec{r} - \vec{r}'|} \right. \\ &\quad \left. + [\vec{I}(\vec{r}', \omega) \cdot \nabla] \nabla \frac{\exp(-jk|\vec{r} - \vec{r}'|)}{4\pi|\vec{r} - \vec{r}'|} \right\} ds' \\ &\approx -j \frac{\eta_0}{4\pi r} \exp(-jkr) \cdot k \int_L I(s', \omega) \\ &\quad \{ \hat{s}(s') - [\hat{s}(s') \cdot \hat{r}] \hat{r} \} \exp(jk\hat{r} \cdot \vec{r}') ds' \quad (3) \end{aligned}$$

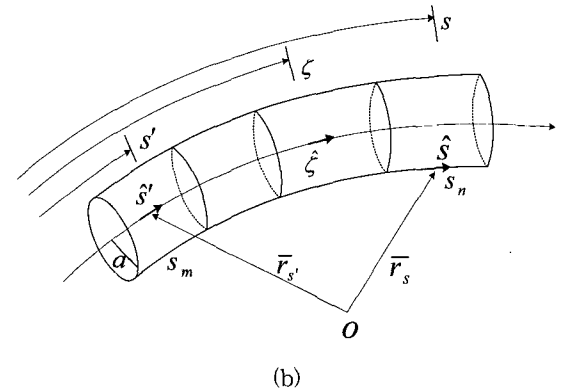
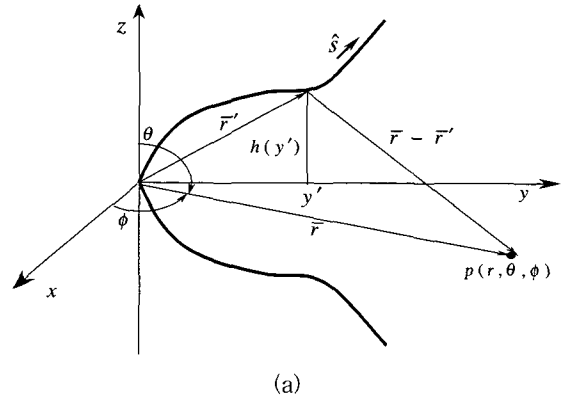


그림 1. 임의의 대칭형 와이어 안테나 기하구조와 전류분포 계산을 위한 좌표계

Fig. 1. Geometry of arbitrary symmetrical thin wire antenna and coordinate system for calculation of current distribution.

식 (3)에서 \hat{s} 은 \vec{r} 방향으로의 단위벡터이며 $kr \gg 1$ 로 가정하였다. 여기서 k 는 파수이며 η_0 는 고유임피던스를 의미한다. 안테나의 급전부로 전압 $v(t)$ 가 인가되면 가는(thin)와이어상의 전류분포 $I(s', \omega)$ 는 FDIE^[3]에 의해 그림 1(b)로부터 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\int_L I(s', \omega) (\pi_1 - \pi_2 - \pi_3) ds' = B \cos ks - j \frac{V(\omega)}{2\eta_0} \sin k|s| \quad (4)$$

여기서 상수 B 는 안테나의 끝부분에서 전류가 0이 될

조건으로부터 구해진다. 그리고 $\overline{r_s}$ 및 $\overline{r_s}'$ 를 소스점 및 관측점 위치벡터로 두고 $G(s, s')$ 을 3차원 그린함수라 할 때 π_1, π_2, π_3 는 다음과 같이 정의된다.

$$G(s, s') = \frac{\exp(-jk|\overline{r_s} - \overline{r_s}'|)}{4\pi|\overline{r_s} - \overline{r_s}'|}$$

$$\pi_1 = G(s, s') \hat{s} \cdot \hat{s}' \quad (5)$$

$$\pi_2 = \int_0^s G(\xi, s') \frac{d\xi}{d\xi} \cdot \hat{s}' \cos k(s - \xi) d\xi \quad (6)$$

$$\pi_3 = \int_0^s \left[\frac{\partial G(\xi, s')}{\partial \xi} (\hat{\xi} \cdot \hat{s}') + \frac{\partial G(\xi, s')}{\partial s'} \right] \cos k(s - \xi) d\xi \quad (7)$$

식 (4)에서 $V(\omega)$ 는 $v(t)$ 의 푸리에 변환식이며, 만약 $v(t) = \exp(-t^2/\tau^2)$ 와 같이 펄스폭이 $\tau = 2/b$ 인 가우시안 펄스로 두면 $V(\omega)$ 는 다음과 같다.

$$V(\omega) = \frac{\tau\sqrt{\pi}}{2} \exp[-(\frac{\omega\tau}{4})^2] \quad (8)$$

식 (4)에 모멘트법을 적용하여 전류분포 $I(s, \omega)$ 를 계산하고, 식 (3)에 대입하므로써 주파수함수의 원거리 전장이 계산될 수 있다. 이 결과를 $I(s_n, \omega) = I_{0n}(\omega) \cdot \exp(j\theta_{In}(\omega))$ 과 $E_p(\omega) = E_0(\omega) \cdot \exp(j\theta_E(\omega))$ 로 두면 시간영역에서 다음과 같이 표현된다.

$$I(s_n, t) = \frac{1}{\pi} \sum_{i=1}^N I_{0n}(\omega) \cdot \cos(\omega t + \theta_{In}(\omega)) \Delta\omega_i \quad (9)$$

$$E_p(t) = \frac{1}{\pi} \sum_{i=1}^N E_0(\omega) \cdot \cos(\omega t + \theta_E(\omega)) \Delta\omega_i \quad (10)$$

위 식에서 I_{0n} 은 와이어 분할시 n 번째 조각의 전류의 크기를 의미하며 E_0 는 $\sqrt{E_\theta^2 + E_\phi^2}$ 을 의미한다. θ_{In} 과 θ_E 는 각각의 위상을 의미한다. 그리고 $\Delta\omega$ 는 $2d/\tau/N$ 으로 표본화[4]될 수 있으며, N 은 주파수 스펙트럼 표본화 개수를 나타내고, d 는 가우시안 펄스 파형 보전성과 계산 속도를 감안하여 선택할 수 있도록 하였다.

III. 광대역화를 위한 형상방정식

식 (3)에서 관측점이 boresight 즉, y 축상에 점 p 가 존재한다면 대칭성에 의해 E_p 는 z 성분만 가지게 되며, 따라서 $E_{p,z} = -j\eta_0 k A_z$ 로 간단히 표현되므로써 식 (3)의 적분항의 두번째 식은 0이 된다. 광대역 특성을 위해 진행파 전류 $I(s', \omega) = I_0 \exp(-jks')$ 를 가정하고,

$\hat{s}(s')ds'$ 의 z 성분을 dh 로 두며 $u = s' - \hat{r} \cdot \overline{r}'$ 로 치환하면 $E_{p,z}$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$E_{p,z} = -j \frac{\eta_0}{2\pi r} I_0 e^{-jkr} k \int_0^{u_1} \frac{dh}{du} e^{-jku} du \quad (11)$$

여기서 중앙급전되는 delta gap 전원을 가정하였으며, 그림 1(a)로부터 u 는 다음과 같이 표현된다.

$$u = \int_0^{y'} \sqrt{(dy')^2 + (dh)^2} - y' \quad (12)$$

식 (11)에서 적분 상한 u_1 은 중앙 급전부에서 안테나 끝점까지의 호의 길이와, 안테나 끝점을 y 축상에 투영시킨 y 값과의 차이를 의미한다. 그리고 식 (11)의 적분항을 $F(k)$ 라 두고 k 에 반비례하도록 하면, $E_{p,z}$ 의 크기의 주파수 의존성을 제거시킬 수 있다. 이를 위해 dh/du 를 $c_1 \exp(-c_2 u)$ 로 두고 $c_2 \ll k$ 의 조건을 만족시키면 $F(k)$ 는 근사적으로 k 에 반비례하게 된다. 식 (12)로부터 $dy'/du = ((dh/du)^2 - 1)/2$ 로 표현되며 이를 계산하면 다음 식이 성립한다.

$$y' = \frac{c_1^2}{4c_2} \left[1 - \exp(2\ln(1 - \frac{c_2}{c_1} h(y'))) \right] + \frac{1}{2c_2} \ln(1 - \frac{c_2}{c_1} h(y')) \quad (13)$$

여기서 c_1 과 c_2 는 다음과 같다.

$$c_1^2 - \frac{4y_e}{h_e} c_1 - 2\ln c_1 = c_1' \quad (14)$$

$$c_1' = -2 \left(\frac{q' y_e}{h_e} + \frac{1}{2} q q' - \ln(\frac{2}{q'}) \right) + 1 \quad (15)$$

$$c_2 = \frac{1}{h_e} \left(1 - \frac{q'}{2c_1} \right) c_1 \quad (16)$$

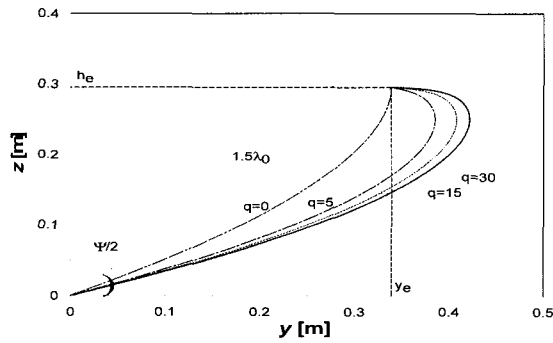
$$q' = -2(q - \sqrt{q^2 + 1}) \quad (17)$$

$$q = \left(\frac{dh(y')}{dy'} \right)^{-1} \quad (18)$$

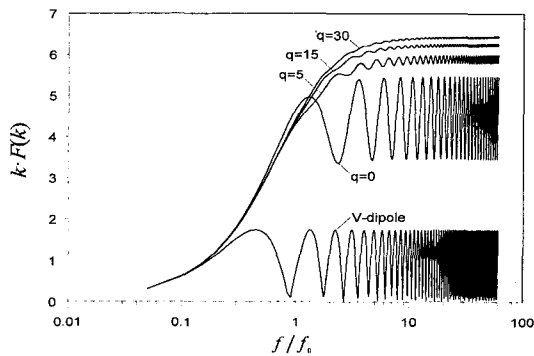
안테나 끝점의 y' 과 $h(y')$ 을 각각 y_e 와 h_e 로 두었으며 이들은 임의로 주어지게 되는 값들이다. 그리고 q 도 임의의 상수로 둘 수 있으며 설계 기준 설정을 위해 안테나 끝점에서의 기울기를 선택하여 결정한다. q 가 선정되면 c_1 과 c_2 를 계산하여 dh/du 로부터 $h(y')$ 을 계산하고, 이를 사용하여 식 (13)으로부터 y' 을 구하므로써 비선형 형상을 합성할 수 있다.

IV. 합성된 안테나의 주파수특성 및 펄스 복사 특성

그림 2(a)는 식 (18)의 q 가 0, 5, 15 및 30인 경우 합성된 안테나의 비선형적 형상들을 도시한 것이다. 이때 계산된 (c_1, c_2) 는 각 q 값에 대해 (4.456, 11.692), (5.901, 19.629), (6.244, 21.009) 및 (6.432, 21.702)이며, 그림에서 직선은 한 번의 길이가 $1.5\lambda_0$ 일 때 최대 지향성^[5]을 위한 사잇각 ($\psi=82.125^\circ$)을 갖는 V-형 안테나의 형상을 나타낸다. 이 V-형 형상으로부터 식 (14)~(16) 계산을 위한 y_e 와 h_e 가 제공된다. 즉, 합성된 안테나의 끝점과 V-형 안테나의 끝점이 일치하도록 하므로서 서로 비교가 되도록 하였다. 식 (11)로부터 계산된 $k \cdot F(k)$ 를 그림 2(b)에 도시하였다. 이 그림에서 $f_0 = c/\lambda_0$ 를 의미한다. 이 그림으로부터 V-형



(a)



(b)

그림 2. 합성된 안테나 형상 및 예측된 전장의 평탄도 비교

Fig. 2. Synthesized antenna shapes and comparison of flatnesses of predicted electric fields.

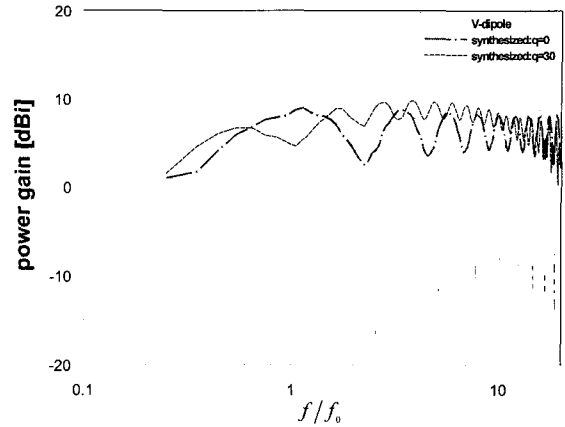


그림 3. 전력이득 주파수특성 비교

Fig. 3. Comparison of frequency characteristics of power gain.

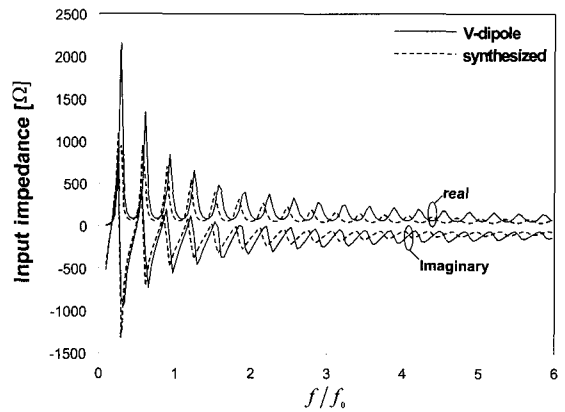


그림 4. 입력임피던스 주파수특성

Fig. 4. Frequency characteristics of input impedances.

의 경우는 null점들을 가지는 반면 합성된 안테나의 경우, 리플을 갖는 형태로 나타나므로서 매우 평탄한 주파수 특성을 가짐을 예측할 수 있다. 그러나 $c_2 \ll k$ 라고 가정하였기 때문에 주파수가 작아짐에 따라 평탄치 않음을 알 수 있고, 따라서 높은 주파수대까지 주요 스펙트럼을 가지는 좁은 펄스폭 인가시 유리함을 알 수 있다. 그림 3은 한 번의 길이가 $1.5\lambda_0$ 인 V-형 안테나와, $q=0$ 및 $q=30$ 인 경우 합성한 안테나 각각에 대한 boresight ($\theta=90^\circ, \phi=90^\circ$)에서의 실제 전력이득 주파수특성을 도시한 것이다. 이때 안테나 반경은 $\lambda_0/300$ 로 두었고 전류분포 계산을 위해 펄스함수를 기저함수로 한 Galerkin법을 사용하였다. 그리고 한 번의 분할 개수는 200으로 하였다. 이 결과로부터 합성된

안테나가 보다 평탄한 주파수특성을 가짐을 알 수 있다. 그리고 그림 2에서 예측한 바와 같이 $q=30$ 인 경우가 $q=0$ 인 경우보다 높은 전력이득을 가짐을 볼 수 있으며, 안테나 끝부분에서의 전류반사에 의해 안테나 상에 전류 정재파가 존재하므로 $I(s) = I_0 \exp(-jks)$ 로 가정한 진행파 안테나 특성에 부합되지 않는 현상에 의해 그림 2(b)의 이상적인 경우보다 평탄도가 감소함을 엿볼 수 있다. 그리고 그림 2(a)에서 $q=0$ 와 $q=30$ 인 경우의 안테나 한 번의 호의 길이는 각각 $1.56\lambda_0$ 와 $2.05\lambda_0$ 이며, 따라서 $q=30$ 인 경우 길이의 증가에 의해 반복되는 리플 개수가 많아짐을 알 수 있다. 본 연구에서는 V-형 안테나 형상으로부터 변형된 안테나 중 길이가 가장 짧은 $q=0$ 인 경우의 펄스 복사 능력을 분석하였다. 그림 4는 입력임피던스의 주파수특성을 보인 것으로서 합성안테나의 정재파특성이 우수함을 알 수 있다. 그림 5는 그림 3에서 V-형의 첫 번째 null(boresight에서)을 갖는 $f=2.55f_0$ 에서 $|V|$ 의 신호를 급전시켰을 때 V-형 안테나와 합성된 안테나($q=0$)상의 전류 분포를 나타내며, 그림 6은 $f=2.55f_0$ 에서 $r=5[m]$ 인 점에서의 E-평면 및 H-평면 전장패턴을 도시한 것이다. 이 그림은 V-형의 E-평면패턴에서 θ 가 78° 및 102° 에서의 최대값 $|E|=165.38[mV/m]$ 로 정규화시킨 그림이다. 그림 7은 그림 3에서 V-형의 세번째 null을 갖는 $f=7.75f_0$ 에서의 E-평면 및 H-평면 전장패턴을 도시한 것으로, V-형의 E-평면패턴에서 θ 가 62° 및 118° 에서의 전장의 최대값 $309.67[mV/m]$ 로 정규화시켰다. 그림 8(a)는

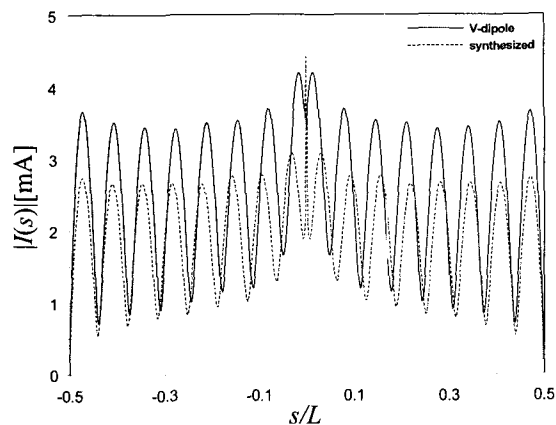


그림 5. $f=2.55f_0$ 에서의 전류분포
Fig. 5. Current distributions at $f=2.55f_0$.

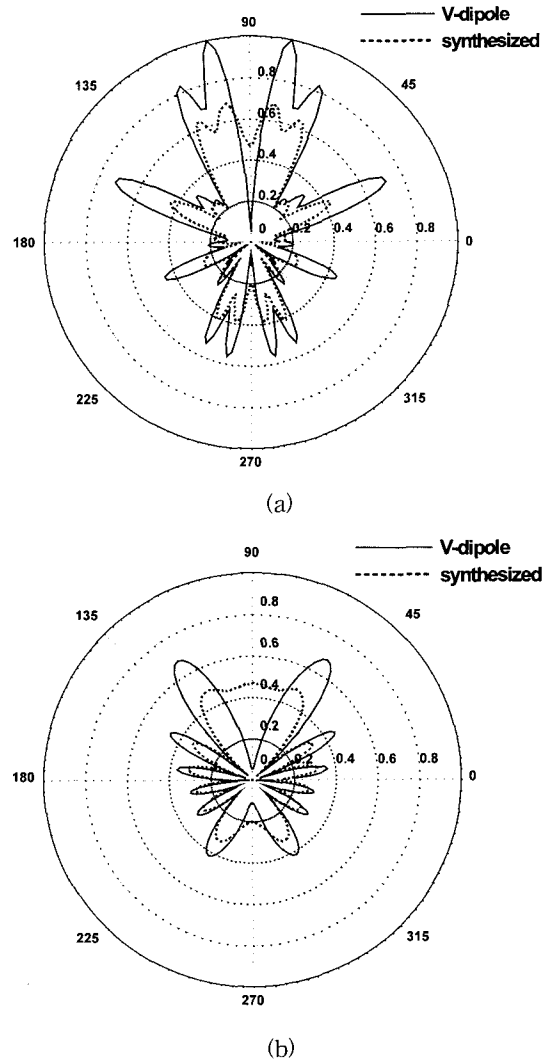


그림 6. $f=2.55f_0$, $r=5[m]$ 에서 전장패턴 (a) E-평면, (b) H-평면
Fig. 6. Electric field pattern at $f=2.55f_0$ and $r=5[m]$. (a) E-plane, (b) H-plane.

식 (8)에서 $\tau=0.2[ns]$ 인 가우시안 펄스를, 한 번의 길이가 $1.5\lambda_0$ ($45[cm]$)이고 사잇각이 82.125° 인 V-형 안테나와 합성된 안테나($q=0$)에 급전시켰을 때, 급전부에서의 전류를 식 (9)를 사용하여 시간영역에서 도시한 것이다. 그림 8(b)는 시간을 확장시켜 다시 그린 그림이다. 안테나 끝점에서 광속으로 급전부를 향하여 다시 반사되는 전류가 $3[ns]$ 만큼 지연되면서 되풀이됨을 확인할 수 있으며 합성된 안테나의 길이 증가에 의해 V-형보다 지연시간이 다소 길다는 것을 볼 수 있다.^[6] 안테나 끝점에서의 반사를 줄여서 전류 및 전장의 시간

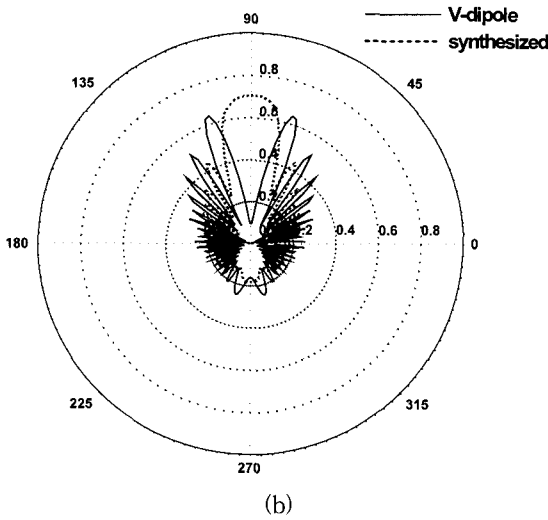
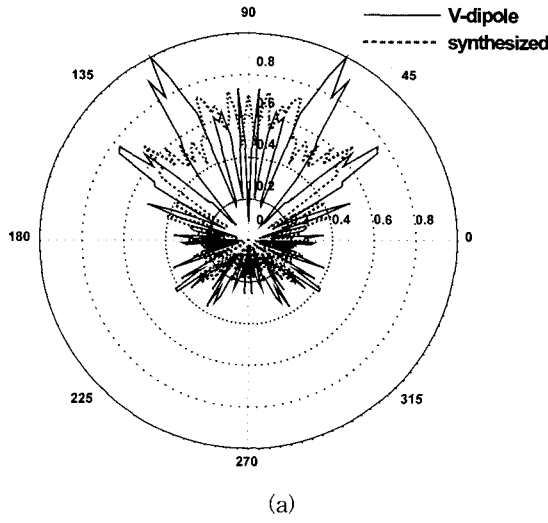


그림 7. $f=7.75f_0$, $r=5[m]$ 에서 전장패턴 (a) E-평면, (b) H-평면
 Fig. 7. Electric field pattern at $f=7.75f_0$ and $r=5[m]$. (a) E-plane, (b) H-plane.

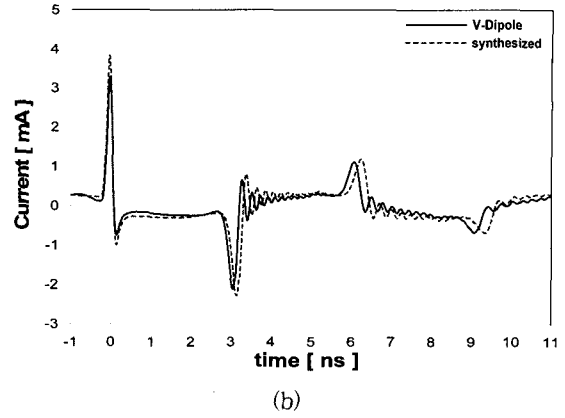
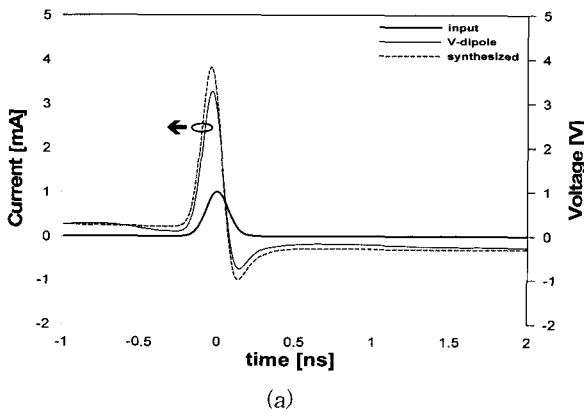


그림 8. 급전부 인가펄스와 시간영역에서의 급전부 전류 ($L/2=45[cm]$)
 Fig. 8. Excited pulse and current flow at feed point in the time domain ($L/2=45[cm]$).

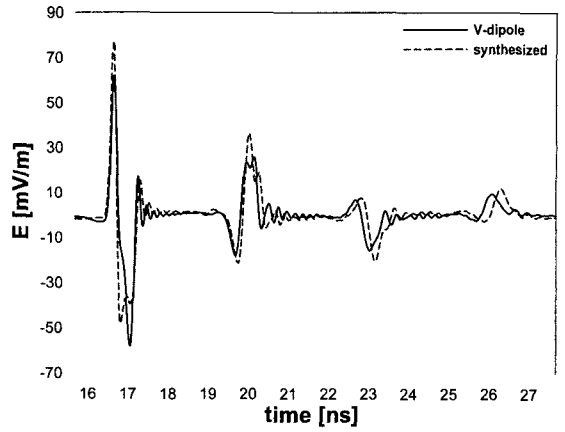
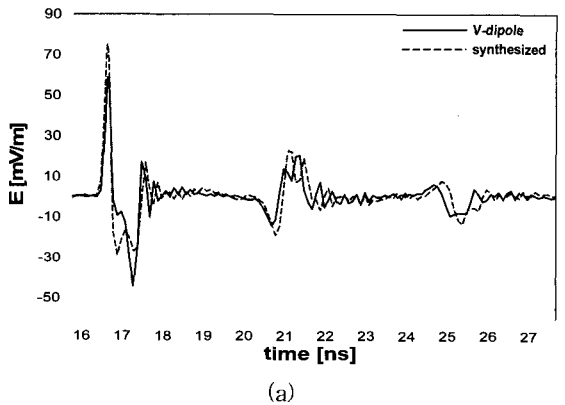
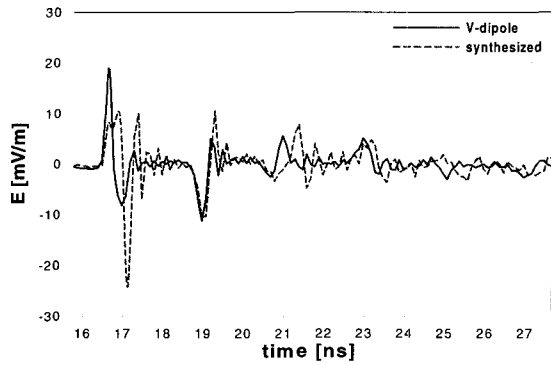


그림 9. $\theta=90^\circ$, $\phi=90^\circ$ 및 $r=5[m]$ 에서의 전장의 크기 ($L/2=45[cm]$)
 Fig. 9. Electric fields at $\theta=90^\circ$, $\phi=90^\circ$ and $r=5[m]$ ($L/2=45[cm]$).

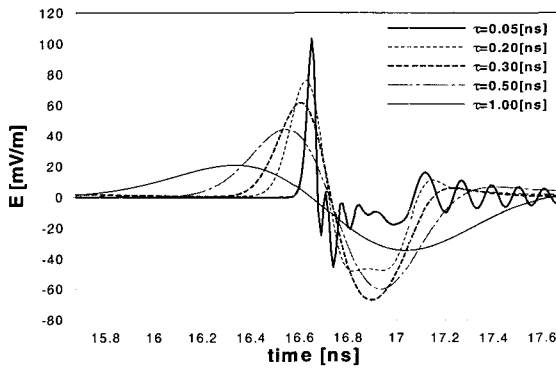




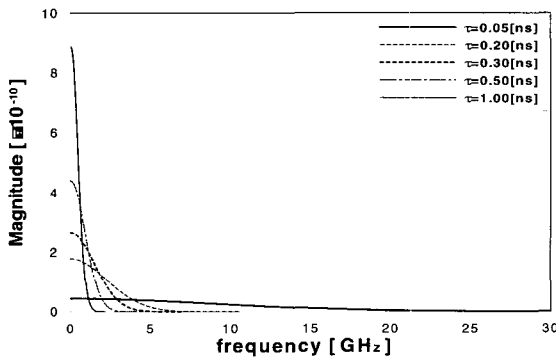
(b)

그림 10. $r=5[m]$ 에서의 전장의 크기 ($L/2=60[cm]$).
(a) $\theta=\phi=90^\circ$, (b) $\theta=\phi=45^\circ$

Fig. 10. Electric fields at $r=5[m]$ ($L/2=60[cm]$).
(a) $\theta=\phi=90^\circ$, (b) $\theta=\phi=45^\circ$.



(a)



(b)

그림 11. 펄스폭 변화에 따른 합성안테나의 복사전장 피크치 변화와 주요 스펙트럼 범위

Fig. 11. Variation of radiated electric field peaks and significant spectra scope corresponding to variation of pulse with.

영역에서의 ringing현상을 감소시키는 방법으로 안테나

상에 저항을 분포시키는 방법^[7]이 많이 활용되고 있으나 본 연구에서는 형상합성에 관심을 두었다. 식 (9)의 $\Delta\omega=2d/\tau/N$ 에서 $d=20$, $N=600$ 으로 표본화하였으며, 식 (10)을 사용하여 $r=5[m]$, $\theta=90^\circ$, $\phi=90^\circ$ 인 점에서 계산한 전장을 그림 9에 보였다. 이때 전장은 $E=E_\theta=E_z$ 에 해당한다. 합성된 안테나의 전장의 피크치는 V-형보다 24.592% 큼을 알 수 있다. 실제로 합성 안테나의 호의 길이는 $1.56\lambda_0$ 로서 V-형보다 3.8% 길다는 것을 감안하면 형상의 비선형화에 의한 펄스 복사 능력은 매우 높음을 알 수 있다. 그림 10은 한 변의 길이가 $2\lambda_0$ ($60[cm]$)인 V-형 ($\psi=88^\circ$)과 합성한 안테나($q=0$)의 $r=5[m]$ 인 점에서 전장을 비교한 것이다. 그림 10(a)는 $\theta=90^\circ$, $\phi=90^\circ$ 에서, 그림 10(b)는 $\theta=45^\circ$, $\phi=45^\circ$ 에서의 전장(E_θ 성분)을 나타낸다. 그림 11(a)는 펄스폭 τ 의 변화에 대한 한변의 길이가 $1\lambda_0$ 인 합성안테나($q=0$)의 boresight에서의 전장 피크치들을 도시한 것이다. 펄스폭이 감소하면 주요 스펙트럼이 그림 11(b)와 같이 높은 주파수대까지 확장되므로, 그림 2(b)에 보인 것처럼 합성안테나가 높은 주파수대 신호 복사에 유리한 점을 감안하면 τ 가 감소함에 따라 피크치가 증가함을 알 수 있다.

V. 결 론

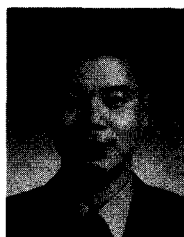
본 연구에서는 종래의 선형 안테나가 갖는 lobe형 주파수영역 복사특성을 개선하여 리플형 복사특성을 가지는 비선형 안테나를 합성하는 방법을 제시하였다. Boresight에서의 원거리 전장의 주파수 의존성을 최소화시킬 수 있는 비선형 형상 합성을 위한 방정식을 도출하고 합성된 형상이 기존의 선형 V-안테나와 비교되도록 하였다. 임의의 형상을 갖는 와이어안테나에 대해 모멘트법을 적용하여 주파수특성을 분석하고, 역 이산 푸리에 변환법을 사용하여 시간영역 해석을 수행한 결과 예측한 광대역 특성에 기인한 복사전장의 피크치 상승을 확인할 수 있었다. 그리고 선형 안테나의 길이에 대응되는 합성안테나의 비선형 길이의 증가율에 비해 전장의 피크치 상승률이 매우 높음을 확인하므로써 펄스복사효율이 우수함을 보였다. 특히, 펄스폭이 상대적으로 좁아질 경우 더욱 우수한 결과를 가져올 수 있었으며, 이로부터 본 연구에서 제안한 합성안테나는 마이크로파대 이상의 높은 주요 주파수 성분들을 갖는

수 ps 펄스 복사를 위한 소형안테나 설계에 적합함을 볼 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] R. C. Johnson, *Antenna engineering handbook*. McGraw-Hill, 1993.
- [2] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna theory and design*. John Wiley & Sons, 1981.
- [3] 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.
- [4] R. L. Veghte and C. A. Balanis, "Dispersion of transient signals in microstrip transmission lines," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-34, No. 12, pp. 1427~1436 Dec. 1986.
- [5] G. A. Thiele and E. P. Ekelman, Jr., "Design formulas for Vee Dipoles," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, Vol. 28, pp. 588~590, July 1980.
- [6] C. C. Bantin, "Radiation from a pulse-excited thin wire monopole," *IEEE Antennas & Propagation Magazine*, Vol. 43, No. 3, pp. 64~69, June 2001.
- [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.

저 자 소 개



金 連 善(正會員)

1997년 2월 : 금오공과대학교 전자공학과(공학사). 1997년 3월~현재 : 금오공과대학교 대학원 전자공학과(석사과정). <주관심분야 : 전자장이론 및 안테나 등>



朴 義 俊(正會員)

1983년 2월 : 동아대학교 전자공학과(공학사). 1986년 8월 : 고려대학교 대학원 전자공학과(공학석사). 1990년 2월 : 고려대학교 대학원 전자공학과(공학박사). 1990년 2월~현재 : 금오공과대학교 전자공학부 교수. <주관심분야 : 전자장이론 및 안테나, 마이크로파 전송선로 및 회로설계 등>