

안테나 수치 해석 모델을 이용한 저항성 V 다이폴의 효율 분석

A Numerical Analysis on the Efficiency of the Resistive Vee Dipole

김 강 욱 · 전 종 훈*

Kangwook Kim · Jonghoon Chun*

요 약

저항성 V 다이폴을 수치적으로 해석하기 위하여 모멘트 방법(method of moments)에 기반을 둔 수치 해석 모델을 개발하였다. 수치 해석 모델의 성능을 입증하기 위하여 실험 모델을 만든 후 안테나에서 급전선으로 돌아오는 반사 계수를 측정하였다. 측정된 데이터와 수치 해석 모델에서 계산된 데이터는 매우 잘 일치하였고, 이로써 수치 해석 모델의 정확성을 입증하였다. 수치 해석 모델을 이용하여 안테나의 효율과 저항에서 소모되는 전력을 분석하였다. 분석 결과는 안테나가 부하 저항 때문에 낮은 복사 효율을 가진다는 것을 보였다. 또한, 안테나의 급전점과 가까운 곳에 위치한 저항이 급전점에서 먼 곳에 위치한 저항보다 많은 전력을 소모한다는 것을 보였다. 이 결과들은 저항성 V 다이폴이 받아들일 수 있는 최대 전력을 계산하거나 특정 응용을 위한 저항의 전력 등급을 결정하는데, 그리고 안테나의 작동 거리를 예상하는데 사용될 수 있을 것으로 보인다.

Abstract

A method of moments model for the resistive vee dipole has been established. In order to validate the numerical model, an experimental model is built and reflections from the antenna in the feed line are measured. The measured data and the numerical data agree closely validating the numerical model. Based on the numerical model, efficiency of the antenna and the power dissipated in the resistors are analyzed. The results show that the antenna has low radiation efficiency because of the loading resistors and that the resistors near the drive point of the antenna dissipate more power than do the resistors far from the drive point. The results can be used to determine the amount of power that can be accepted by the resistive vee dipole, to determine the power rating of the loading resistors for a desired application, or to estimate the operation range of the antenna.

Key words : Resistive Antenna, Antenna Efficiency, Numerical Analysis

I. 서 론

저항성 V 다이폴은 두 암(arm)이 V 모양을 갖도록 배치되고, 각 암은 특정 부하 프로 파일(loading profile)에 따라 연속적인 저항성 부하를 갖는 안테나이다. 부하 프로 파일로는 보통 Wu-King 프로 파일

을 많이 사용하는데, 그 이유는 이를 사용할 경우 안테나에 들어온 전류가 내부에서 반사되지 않아 진행성 안테나로서 동작하기 때문이다^[1]. 그러나 내부로 들어온 전류는 반사하지 않을지라도 급전선(feed line)과 안테나의 접점 즉, 급전점(drive point)에서는 반사가 강하게 일어난다. 저항성 V 다이폴이 임펄스

「본 연구는 삼성탈레스주식회사의 지원으로 수행되었으며(계약번호 STC-BD2L-07-AP30), 또한 방위사업청과 국방과학연구소의 지원으로 수행되었습니다(계약번호 UD070017AD).」

광주과학기술원 정보기전공학부(School of Information and Mechatronics, Gwangju Institute of Science and Technology)

*삼성탈레스 주식회사(Samsung Thales Co. Ltd.)

· 논문 번호 : 20071130-19S

· 수정완료일자 : 2008년 2월 5일

(impulse) 레이다 안테나로 사용될 경우, 이러한 반사는 타겟(target) 신호를 가리므로 시스템의 전체 성능을 저하시킨다. 최근 이러한 급전점 반사가 줄어드는 방향으로 저항성 V 다이폴의 모양과 부하 프로파일이 개선되었다^[2]. 개선된 프로파일은 다음 식으로 표현될 수 있다.

$$R^i(r') = \left\{ \frac{1 - (r'/h)}{R_0} + \frac{[1 - (r'/h)]^2}{R_1} \right\}^{-1}$$

여기서 $R^i(r')$ 는 구동점으로부터 암을 따른 거리 r' 인 지점에서 단위길이 당 저항이고, h 는 암의 총 길이이다. R_0 과 R_1 은 구동점에서의 반사가 최소화되도록 결정되며, $R_0h = 467.1 \Omega$, $R_1/R_0 = 1.0$ 이 사용되었다. 암의 개선된 모양은 다음 식으로 표현될 수 있다.

$$y = \begin{cases} ae^{bz}, & 0 \leq z < z_0, \\ c_0 + c_1(z - z_0) + c_2(z - z_0)^2, & z_0 \leq z \leq L. \end{cases}$$

여기서 a 는 다이폴 암 간 간격, L 은 안테나의 길이이며, z_0 은 경험적인 수치로 $0.2L$ 이다. 다른 파라미터들은 $b = 67.34$, $c_0 = 0.007976$, $c_1 = 0.5371$, $c_2 = -1.302$ 이다. 이 파라미터들은 개선된 프로파일을 사용할 때 구동점에서 반사가 최소화되도록 결정된다.

개선된 안테나는 실제로 제작되어 그 성능이 측정되었다. 안테나 암의 금속 부분은 0.51 mm 두께의 Kapton 기판에 인쇄되었다. 연속적인 부하 프로파일은 14개의 표면실장 칩 저항(surface-mount chip resistor)으로 근사되었다. 제작된 안테나는 초광대역 펄스를 특정 방향으로 보내거나 받을 수 있고, 레이다 단면적(radar cross section)이 작아 안테나에 의한 반사가 적으므로 지면 투과 레이더(GPR: Ground-Penetrating Radar) 응용에 적합하다. 또한, 가볍고 그 구조가 안테나 배열에 사용하기에 적합하다.

이러한 이유로 저항성 V 다이폴은 GPR 응용에 자주 사용되어 왔고, 다른 임펄스 레이다 안테나로서도 자주 고려되어 왔다^{[3],[4]}. 그러나 안테나의 성질, 특히 안테나 효율과 저항성 부하에 의한 전력 손실에 대해서는 자세히 연구되어 있지 않다. 전압 정재파비(VSWR: Voltage Standing Wave Ratio)는 참고문헌 [2]에 나와 있지만, 참고문헌 [2]에 나온 VSWR로

부터 안테나 자체의 성질을 알긴 힘든데, 이는 참고문헌 [2]에 나온 측정값이 balun의 효과를 포함하고 있기 때문이다.

이 논문에서 저항성 V 다이폴은 수치적으로 모델된다. 수치 모델은 반사 계수 측정과 비교하여 그 성능이 입증된다. 측정 데이터에 대한 보정을 안테나 급전점에서 수행함으로써 balun의 효과를 최소화시켰다. 수치 모델을 이용하여 안테나의 복사 효율과 칩 저항에서 손실되는 전력을 알아내었다.

II. 안테나 수치 해석 모델

안테나의 수치 해석 모델을 위해 사용된 소프트웨어는 모멘트 방법(method of moments)에 기반을 둔 FEKO 소프트웨어이다^[5]. 안테나의 각 암들은 PEC (Perfect Electric Conductor)로 모델되었고, 칩 저항들은 임피던스 박판(sheet)을 이용하여 모델되었다. 전 원으로는 안테나의 급전점에 edge port를 정의하고 여기에 전압원을 사용하였다. 그림 1은 수치 모델에

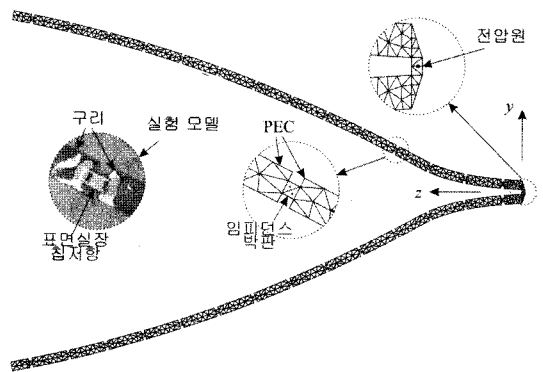


그림 1. 수치 해석 모델을 위한 메쉬
Fig. 1. Mesh for numerical analysis.

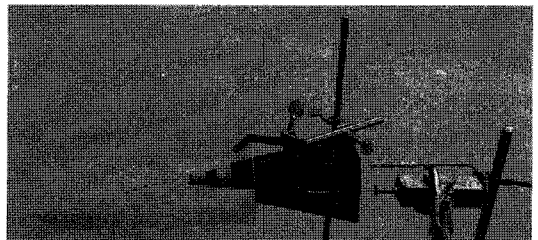


그림 2. 실험을 위해 장치를 구성한 모습
Fig. 2. Photograph of the experiment setup.

사용된 메시(mesh)를 보인다. 메시에 전자기적 특성을 결합시켜 100 MHz에서 100 MHz 간격으로 10 GHz까지 계산을 수행하였다.

수치 모델의 정확성을 입증하기 위해 일련의 측정이 수행되었다. 그림 2는 측정을 위한 장치들을 배치한 모습을 보인다. 그림 2에서는 안테나와 balun이 보이며 balun에서 나온 50 Ω 동축 케이블은 Agilent E8326B PNA로 연결된다. 사용된 balun은 Picosecond Pulse Labs사의 differential pulse splitter를 사용하였으며, 이것은 0 Hz에서 17 GHz까지 동작이 가능하다. Balun은 한 개의 50 Ω 동축케이블로부터 입력 신호를 받고 두 개의 50 Ω 동축케이블로 차동 신호를 내보낸다. Balun의 두 출력단자는 같은 길이를 갖는 한 쌍의 50 Ω 동축케이블로 연결된다. 이 동축 케이블들은 출력단자에서부터 부드럽게 휘어져서 외부 도체가 서로 접촉되었으며, 접촉이 안정될 수 있도록 납땜으로 고정되었다. 두 개의 50 Ω 동축 케이블은 중심 도체가 차동으로 사용될 경우 100 Ω 급전선으로 동작한다. 실험을 위해 두 개의 중심 도체는 저항성 V 다이폴의 두 암에 각각 연결되었다. PNA를 이용하여 100 MHz에서 100 MHz 간격으로 10 GHz까지 반사 계수를 측정하였다.

측정된 반사 계수는 급전 네트워크 즉, balun과 동축 케이블들에 의한 왜곡을 포함하고 있다. 급전 네트워크에 의한 왜곡이 제거된 반사 계수를 얻기 위해 보정이 다음과 같이 수행되었다^[6]. 케이블의 중심 도체에 연결된 안테나를 제거한다. 두 중심 도체들에 아무것도 연결하지 않은 상태에서 open 측정, 두 중심 도체를 짧은 금속선으로 연결하여 short 측정, 두 중심 도체 사이에 100 Ω 칩 저항을 연결하여 match 측정을 수행한다. 안테나의 급전 네트워크를 S 파라미터로 기술할 수 있는 2-port network로 볼 때 PNA에서 측정되는 값은

$$\Gamma_{PNA} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}$$

로 나타낼 수 있다^[7]. 여기서 Γ_L 은 부하 즉, open, short, match, 또는 안테나에서의 반사 계수를 나타내며, S 파라미터는 급전 네트워크 즉, balun과 두 개의 동축 케이블의 특성을 나타낸다. 이 식에서 Γ_{PNA} 는 PNA로 측정되는 값이고, Γ_L 은 open ($\Gamma_L=1$), short

($\Gamma_L = -1$), match ($\Gamma_L=0$)일 경우 알고 있는 값이며, S_{11} , S_{22} , $S_{12}S_{21}$ 는 세 개의 미지수이다. 이들 세 개의 미지수는 open, short, match 측정으로부터 세 개의 식을 만들 수 있다. 즉,

$$\Gamma_{PNA, open} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}}{1 - S_{22}}$$

$$\Gamma_{PNA, short} = S_{11} - \frac{S_{12}S_{21}}{1 + S_{22}}$$

$$\Gamma_{PNA, match} = S_{11}$$

이 후, 알려진 S 파라미터와 PNA에서 측정된 안테나의 반사 계수를 이용하여 즉,

$$\Gamma_{PNA, ANT} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma}{1 - S_{22}\Gamma}$$

를 이용하여 안테나 급전점에서의 반사 계수(Γ)를 찾을 수 있다. 이는 balun과 동축 케이블 왜곡이 없는 안테나의 반사 계수이다. 단, 여기서 얻은 반사 계수는 안테나가 100 Ω 급전선에 연결되었을 때의 반사 계수이다. 보통 저항성 V 다이폴은 200 Ω 급전선에 연결되는데, 200 Ω 급전선에 연결되었을 때의 반사 계수(Γ)는 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\Gamma = \frac{(1 + \Gamma)Z'_0 - (1 - \Gamma)Z_0}{(1 + \Gamma)Z'_0 + (1 - \Gamma)Z_0}$$

여기서 $Z'_0=100 \Omega$, $Z_0=200 \Omega$ 이다.

그림 3은 수치적으로 얻은 반사 계수와 실험을 통

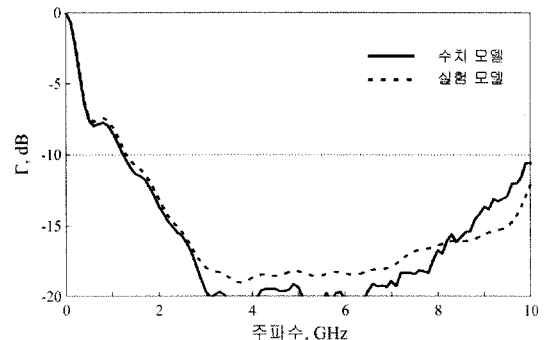


그림 3. 안테나가 200 Ω 급전선에 연결된 경우, 수치 모델과 실험 모델의 결과 값 비교

Fig. 3. Comparison of the reflection coefficients between numerical model and experimental model when the antenna is fed by 200 Ω transmission line.

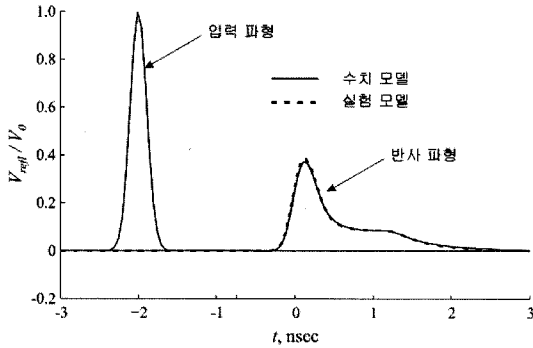


그림 4. Gaussian pulse가 인가되었을 때의 반사 파형
Fig. 4. Reflected waveform when a Gaussian pulse is incident in the feed line.

해 측정된 반사 계수를 비교하여 보인다. 수치값과 측정값이 매우 잘 들어맞는 것을 알 수 있다. 그림 4는 Gaussian pulse가 급전선에 인가되었을 때 반사 되는 파형의 모습을 보인다. Gaussian pulse는 다음과 같이 기술될 수 있다.

$$v(t) = V_0 e^{-(t/\tau)^2}$$

여기서 V_0 는 펄스의 최대값이며, τ 는 펄스 파라미터이다. 그림 4에서는 $V_0=1$, $\tau=0.15$ nsec가 사용되었으며, 편의상 입력 파형을 2 nsec 옮겨 그렸다. 그림에서 0 nsec 부근에서 보이는 반사 파형은 수치 모델의 결과 값이 실험 모델의 결과 값과 본질적으로 같다는 것을 보인다. 그림 3과 4에 보이는 결과들은 참고문헌 [2]에 나온 값보다 나은 결과라고 할 수 있으며, 따라서 저항성 V 다이폴을 위한 수치 모델의 정확성을 입증한다고 할 수 있다. 참고로 그림 3에서 $\Gamma < -10$ dB를 만족하는 안테나의 동작 주파수 대역폭이 약 9 GHz라는 것을 알 수 있다.

Ⅲ. 안테나 효율과 저항 손실

수치 모델을 이용하여 안테나의 복사 효율을 계산하였다. 안테나가 200 Ω 급전선에 연결될 때의 복사 효율은 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$\eta_{rad} = (1 - |\Gamma|^2)\eta_0$$

여기서 η_0 은 복사된 전력과 안테나 내부로 받아들여진 전력 간의 비율 즉,

$$\eta_0 = \frac{P_{rad}}{P_{accept}} = \frac{R_r}{R_r + R_L}$$

이고 η_{rad} 은 복사된 전력과 급전선을 따라 안테나로 공급되는 전력 간의 비율 즉,

$$\eta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{in}} = (1 - |\Gamma|^2) \frac{R_r}{R_r + R_L}$$

이다. 위 식에서 R_r 과 R_L 은 안테나의 복사 저항(radiation resistance)과 음 저항(ohmic resistance)을 나타낸다. 그림 5는 주파수에 따른 η_{rad} 와 η_0 의 변화를 보인다. 복사 효율은 0에서 10 GHz 대역에서 20% 이하라는 것을 보인다. η_{rad} 와 η_0 이 고주파에서 많이 다르지 않으므로 저항성 V 다이폴의 낮은 복사 효율은 대부분 저항에서 소모된 전력에 기인한다고 할 수 있다.

안테나가 차량용 GPR 등 근거리 임펄스 레이더 응용에 사용될 경우에는 복사 효율이 크게 문제되지 않을 수 있다. 복사 효율은 안테나가 항공기용 GPR 등 원거리 응용에 사용될 경우에 문제가 된다. 이러한 원거리 응용에서 안테나는 원하는 신호 대 잡음비를 얻기 위해 많은 전력을 받아들여 많은 전력을 복사하여야 한다. 입력 전력의 상당 부분이 저항에서 손실되므로 입력 전력이 클 경우 저항에서 손실되는 전력이 저항의 전력 등급보다 클 수 있고, 이 경우 저항은 파손될 수 있다.

그림 6은 한 암에 부하된 14개의 저항에서 손실되는 전력의 백분율을 주파수별로 보인다. 그림 6(a)는 200 MHz에서 200 MHz 간격으로 2 GHz까지 보이고, 그림 5(b)는 2.5 GHz에서 0.5 GHz 간격으로 10 GHz

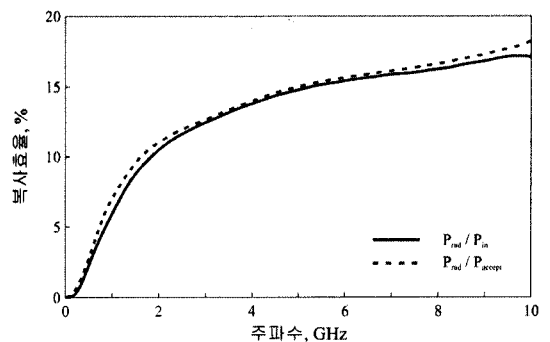
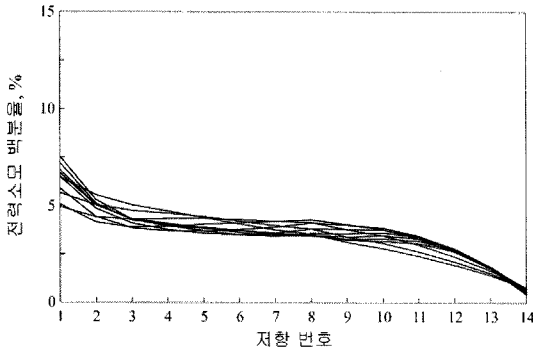
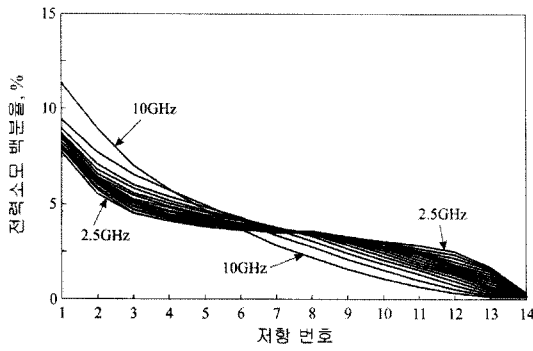


그림 5. 저항성 V 다이폴의 복사 효율
Fig. 5. Radiation efficiency of the resistive V dipole.



(a) 200 MHz에서 2 GHz
(a) From 200 MHz to 2 GHz



(b) 2.5 GHz에서 10 GHz
(b) From 2.5 GHz to 10 GHz

그림 6. 칩 저항에서 소모되는 전력의 주파수별 백분율 그래프^[8]

Fig. 6. Percentage power lost in chip resistors^[8].

까지 보인다. 그림 6(a)와 그림 6(b)에서 각 선은 한 주파수에서 각 저항이 소모하는 전력의 비율을 백분율로 나타내며, 총합은 50 %이다. 나머지 50 %는 다른 쪽 압에서 소모된다. 낮은 주파수 대역에서 입력 저항은 비교적 균등하게 소모된다는 것을 알 수 있다. 높은 주파수 대역에서는 급전점에 가까운 저항에서 더 많은 전력 소모가 일어난다. 그러므로 고전력 응용을 위해서는 급전점에 가까운 저항의 전력 등급이 높아야 할 것이다.

안테나에 손실이 많다는 것은 안테나의 수신 거리가 짧다는 것을 동시에 의미한다. 이것은 안테나의 잡음 전력(noise power) 또는 잡음 온도(noise temperature)로 설명될 수 있으며, 수신된 신호의 전력이 잡음 전력보다 낮을 경우, 안테나가 작동하기 힘들다. 잡음 전력을 발생시키는 여러 가지 원인들이 있

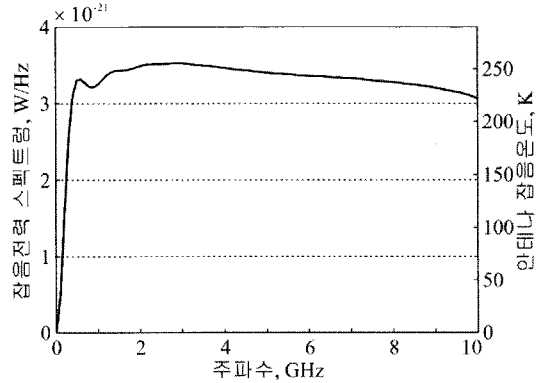


그림 7. 200 Ω 부하에 전달되는 단위 Hz 당 잡음 전력과 이에 상응하는 안테나 잡음 온도

Fig. 7. Spectrum of the noise power delivered to a 200 Ω load and corresponding antenna noise temperature.

지만 여기서는 열 잡음(thermal noise)만을 고려하기로 한다. 그 이유는 열 잡음은 안테나에 내재된 잡음으로 회피할 수 없는 잡음이기 때문이다.

안테나의 급전점에 위치한 부하에 전달되는 열 잡음의 양은 다음과 같이 나타낼 수 있다^[9].

$$P_n = kTB(1 - |Γ|^2)(1 - η_0)$$

여기서 $k=1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$ 은 Boltzmann 상수이며, B 는 수신기의 대역폭, T 는 안테나의 물리적 온도로서 여기서는 300 K이다. 그림 7에 200 Ω 급전선 또는 부하에 전달되는 단위 Hz 당 잡음 전력을 나타내었다. 오른쪽에 위치한 수직축은 잡음 전력에 해당하는 안테나의 잡음 온도를 보인다. 안테나의 잡음 온도가 상당히 원거리 통신이나 전통적인 레이더 등 원거리 응용에 사용하기 힘들 것으로 보인다. 그림 7은 저항성 V 다이폴이 GPR 등 근거리 영상 레이더 안테나로 응용될 때 작동 거리를 예상하는데 사용될 수 있을 것으로 판단된다.

IV. 결 론

암의 모양과 부하 프로 파일이 개선된 저항성 V 다이폴의 수치 해석 모델이 제작되었다. 수치 해석 모델의 정확성을 입증하기 위해 안테나를 제작하여 반사 계수를 측정하고 이를 수치 모델에서 얻은 값과 비교하였다. 수치값과 측정값은 매우 비슷하였다.

수치 모델은 VSWR, 복사 효율, 각 저항에서 소모된 전력, 안테나의 잡음 전력을 얻기 위해 사용되었다. 결과들은 안테나가 받아들일 수 있는 전력의 양을 예상하거나 원하는 응용을 위해 어떤 전력 등급의 저항을 사용해야 하는 지를 결정하는데 도움을 줄 수 있다. 또한, 근거리 영상 레이더의 안테나로 사용될 경우, 작동 거리를 예상하는데 사용될 수 있을 것으로 보인다.

참 고 문 헌

[1] T. T. Wu, R. W. P. King, "The cylindrical antenna with nonreflecting resistive loading", *IEEE Trans. Antennas. Propag.*, vol. AP-13, no. 3, pp. 369-373, 1965.
 [2] Kangwook Kim, W. R. Scott, "Design of resistively loaded vee dipole for ultra-wideband ground-penetrating radar applications", *IEEE Trans. Antennas. Propagat.*, vol. 53, no. 8, pp. 2525-2532, 2005.

[3] B. Allen, et al., *Ultra-Wideband Antennas and Propagation for Communications, Radar and Imaging*, John Wiley & Sons, Ch. 19, 2007.
 [4] ERA Technology, "Further information about mine detection", available online at <http://www.era.co.uk>, 2007.
 [5] FEKO Website, available online at <http://www.feko.info>.
 [6] Kangwook Kim, W. R. Scott, "Calibration to facilitate comparison of numerical and experimental data for antenna", *Electron. Lett.*, vol. 42, no. 19, pp. 1070-1071, 2006.
 [7] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, John Wiley & Sons, 2nd Ed., 1998.
 [8] Kangwook Kim, S. Yang "Efficiency of resistive vee dipole antenna", *Electronics Letters*, vol. 43, no. 22, Oct. 2007.
 [9] R. E. Collin, R. J. Zucker, *The Receiving Antenna in Antenna Theory*, McGraw-Hill, pt. 1, Ch. 4, 1964.

김 강 욱



1997년 2월: 아주대학교 전자공학과 (공학사)
 2001년 8월: Georgia Institute of Science and Technology (공학석사)
 2003년 5월: Georgia Institute of Science and Technology (공학박사)

2003년~2005년: Georgia Institute of Science and Technology, Postdoctoral Fellow
 2005년~2006년: 삼성종합기술원 전문연구원
 2006년~현재: 광주과학기술원 정보기전공학부 조교수
 [주 관심분야] 안테나 소형화, 초광대역 안테나, 초광대역 레이더 영상화 기술

전 중 훈



1981년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학사)
 1985년 2월: 한양대학교 전자통신공학과 (공학석사)
 2000년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)
 1985년 1월~2002년 9월: 엘지이노

텍(주)
 2002년 10월~2004년 10월: 단암시스템즈(주)
 2004년 11월~현재: 삼성탈레스(주)
 [주 관심분야] 레이더시스템 설계 및 위상배열 신호처리