

전송 이론을 이용한 공진 MTM-TL 특성 분석 및 응용

Analysis of Resonant MTM-TL Using Transmission Line Theory and Its Applications

장성남 · 이범선

Seongnam Jang · Bomson Lee

요약

본 논문에서는 공진 MTM-TL(Metamaterial Transmission Line) 등가 회로를 이용하여 방사 및 회로 파라미터의 추출 식을 제시하였다. 특히 개방 또는 단락 상태에서 방사 소자인 직렬 R_0 와 병렬 G_0 를 EM 시뮬레이션 또는 측정을 통해 얻은 S-parameter($|S_{11}|$)를 이용하여 추출한다. EM 시뮬레이션의 결과, 추출한 파라미터를 이용한 회로 시뮬레이션의 결과 그리고 측정 결과가 매우 일치함을 확인하였다.

Abstract

Some closed-form expressions for circuit parameters are derived based on the equivalent circuits for the resonant MTM-TL(open and short). The lumped series resistance and shunt conductance, which explain radiation effects of a unit cell may be found by $|S_{11}|$ (simulated or measured) with open and short terminations, respectively. The EM-simulated results, circuit-simulated results(obtained using extracted circuit parameters) and measurement results are shown to be in good agreement.

Key words : Metamaterial, MTM-TL, Resonant Antenna, Lossy Modeling, ZOR Antenna

I. 서론

최근 metamaterial 기반의 전송선(MTM-TL)에 대한 연구가 활발하다^{[1]~[9]}. Metamaterial은 일반적인 자연 상태에서 갖지 못하는 전자기학적인 특성을 인위적인 방법으로 만들어 내는 것이다. 일반적으로 자연계는 right-handed의 법칙을 따르지만 metamaterial은 이와 반대인 left-handed의 성질을 가지게 할 수 있다. 이와 관련된 연구는 러시아의 물리학자 veselago에 의해서 시작된 것으로 알려져 있으며^[1], 2001년, 과학자 Shelby에 의해서 metamaterial에 대한 실험적인 결과를 담은 논문이 발표되었다^[2].

기존의 논문들은 방사 효과를 고려하지 않은 모델링이 주로 사용되었다. 하지만 방사 손실을 고려

한 모델링을 이용하면 더 정확한 모델링을 통해서 더 효율적인 시뮬레이션 및 제작을 할 수 있다. 본 논문에서는 방사 손실을 이용한 모델링을 사용하며, 또한 방사 손실을 고려하기 위해 필요한 방사 파라미터들을 추출하는 식을 전송 이론을 이용하여 유도하여 본다. 특히 참고문헌 [8]에서는 정합 상태에서의 방사 파라미터 추출에 대하여 자세하게 기술하였는데, 본 논문에서는 전송 이론을 이용하여 공진 MTM-TL을 구현하고 개방 또는 단락 상태에서의 다양한 방사 파라미터의 추출 방법 및 추출 식을 유도한다.

II. 공진 MTM-TL 모델링

그림 1은 일반적인 MTM-TL에 집중소자에 의한

「이 논문은 2009년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국과학재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. R01-2007-000-11567-0).
경희대학교 전파공학과(Department of Radio Science & Electronic Engineering, Kyunghee University)

· 논문 번호 : 20090720-072

· 수정완료일자 : 2009년 10월 12일

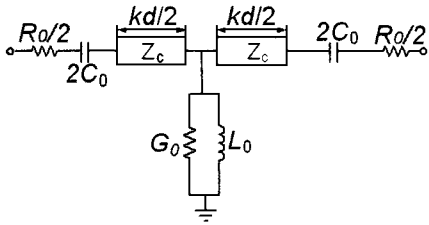


그림 1. 방사 손실을 고려한 MTM-TL 단일 셀 등가 모델

Fig. 1. Equivalent circuit for lossy RLH-TL unit cell.

방사 효과 R_0 와 G_0 를 첨가한 형태이다. 이 등가 모델에서 R_0 는 직렬 집중정수 값 C_0 에 의한 방사량을 나타내며, G_0 는 집중정수 L_0 에 의한 방사량을 말한다. C_0 와 L_0 는 식 (1) 및 (2)와 같은 방법으로 구할 수 있다.

$$C_0 = \frac{1}{Z_c} \frac{1}{\omega^2 \sqrt{LCd} + \omega \phi_w} = \frac{1}{Z_c \omega (kd + \phi_w)} \quad [F] \quad (1)$$

$$L_0 = Z_c^2 C_0 \quad [H] \quad (2)$$

위 식에서 L 과 C 는 우형 전송선에서의 분포정수인 인덕턴스[H/m]와 커패시턴스[F/m]이다. Z_c 는 우형 전송선의 특성 임피던스이며, ω 는 설계 각주파수, kd 는 우형 전송선의 길이, 그리고 ϕ_w 는 설계 주파수에서 원하는 위상 값이다.

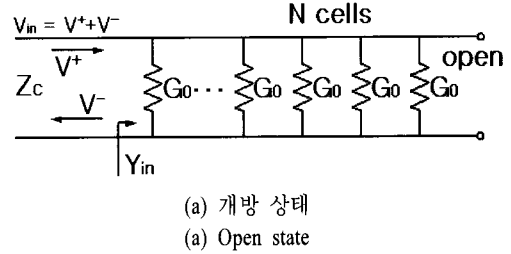
식 (1), (2)는 kd 가 충분히 짧을 때의 간단히 이용할 수 있는 식이지만 kd 가 충분히 짧지 않다면 더 일반적인 식 (3), (4)를 이용하여 C_0 와 L_0 를 정확히 구할 수 있다.

$$C_0 = \frac{-\sqrt{2} \sin(kd) + \sqrt{2} \sin^2(kd) + 4(\cos(kd) - \cos(\phi_w)) \cos^2(\frac{kd}{2})}{2\sqrt{2} Z_c \omega (\cos(kd) - \cos(\phi_w))} \quad [F] \quad (3)$$

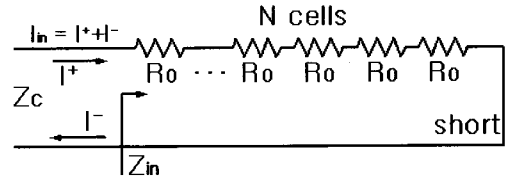
$$L_0 = Z_c^2 C_0 \quad [H] \quad (4)$$

그림 2는 개방 또는 단락 상태에서의 등가 회로를 보여준다.

MTM-TL의 경우, 전송선의 종단을 개방 또는 단락하면 $\beta=0$ 인 천이 주파수(transition frequency)에서 각 셀에는 전압이 걸리거나 또는 전류만이 흐르게



(a) 개방 상태
(a) Open state



(b) 단락 상태
(b) Short state

그림 2. N개 cell의 공진 MTM-TL의 등가 회로

Fig. 2. Equivalent circuit of the N-cell resonant MTM-TL.

된다. 이 상태에서는 이론적으로 전압 또는 전류만이 존재함으로 등가 회로는 그림 2와 같이 표현할 수 있다.

종단이 개방 상태인 경우, 천이 주파수에서 $\beta=0$ 이므로 이론적으로 전송선을 따라 흐르는 전류가 없어지고 입사 전압과 반사 전압의 합만큼의 전압이 각 단위 셀마다 걸리게 된다. 이때의 N개 셀의 입력 어드미턴스 Y_{in} 은 다음과 같이 표현된다.

$$Y_{in} = N G_0 \quad (5)$$

그리고 반사계수는 식 (6)과 같이 결정된다.

$$\Gamma_{in} = \frac{V^-}{V^+} = \frac{Y_c - Y_{in}}{Y_c + Y_{in}} = \frac{1 - (N G_0) / Y_c}{1 + (N G_0) / Y_c} \quad (6)$$

위 식에서 Y_c 는 전송선의 특성 어드미턴스이다. 전체 입력 전압은 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{in} = V^+ (1 + \Gamma_{in}) = V^+ \frac{2}{1 + N G_0 / Y_c} \quad (7)$$

전체 입력 전압이 위와 같이 주어지므로 입사 전력, 반사 전력 그리고 N개의 셀에서 소비되는 전체 전력을 아래와 같이 표현된다.

$$\text{입사 전력} : P_{in} = \frac{|V^+|^2}{2Z_c} \quad (8)$$

$$\text{반사 전력} : P_{ref} = \frac{|V^+|^2}{2Z_c} \left(\frac{1 - NG_0/Y_c}{1 + NG_0/Y_c} \right) \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \text{전체 소비 전력} : P_{rad} &= \frac{1}{2} G_0 |V_{in}|^2 N \\ &= P_{in} \frac{4NG_0/Y_c}{(1 + NG_0/Y_c)^2} \end{aligned} \quad (10)$$

N 개의 셀에서의 총 방사율(P_{rad}/P_{in})($\eta_{T,N}$)은 식 (11)과 같이 표현되며, EM simulation 혹은 측정을 통해 얻은 S -parameter를 이용하여 계산한 총 방사율과 같다.

$$\begin{aligned} \eta_{T,N} &= \frac{P_{rad}}{P_{in}} = \frac{4NG_0/Y_c}{(1 + NG_0/Y_c)^2} \\ &= 1 - |S_{11}|^2 \end{aligned} \quad (11)$$

이 식으로부터 우리는 식 (12)와 같이 컨덕턴스 G_0 의 추출 식을 구할 수 있다.

$$G_0 = \frac{Y_c}{N} \left[\left(\frac{2}{\eta_{T,N}} - 1 \right) - \sqrt{\left(\frac{2}{\eta_{T,N}} - 1 \right)^2 - 1} \right] \quad (12)$$

그리고 그림 1(b)와 같이 종단이 단락인 상태일 때의 저항 R_0 는 (a) 개방 상태와 같은 과정을 거쳐서 식 (13)과 같이 표현할 수 있다.

$$R_0 = \frac{Z_c}{N} \left[\left(\frac{2}{\eta_{T,N}} - 1 \right) - \sqrt{\left(\frac{2}{\eta_{T,N}} - 1 \right)^2 - 1} \right] \quad (13)$$

단일 셀 영차 공진체는 종단이 개방 상태일 때 공진 주파수에서 매우 높은 저항을 가지고 단락 상태일 때는 매우 높은 컨덕턴스 값을 가진다. 이 때 개방 상태에서는 직렬 커패시턴스(C_1), 단락 상태에서는 병렬 인덕턴스(L_1)를 이용하여 임피던스 정합을 시켜 주어야 실제 안테나로써 사용이 가능하다.

커플링 커패시턴스 C_1 은 식 (14)와 같이 표현되며, 이때의 새로운 공진 주파수 ω_1 은 식 (15)를 이용하여 찾을 수 있다⁹⁾.

$$C_1 = \frac{1}{w_1} \cdot \frac{NG_0^2 + 4N(Cd)^2(w_0 - w_1)^2}{2(Cd)(w_0 - w_1)} \quad [F] \quad (14)$$

$$w_1 = w_0 - \frac{1}{2(Cd)\sqrt{N}} \sqrt{G_0(Y_c - G_0N)} \quad (15)$$

단락 상태에서도 쌍대성을 이용하여 정합을 위한 병렬 인덕터 L_1 을 찾을 수 있다.

$$L_1 = \frac{1}{w_1} \cdot \frac{NR_0^2 + 4N(Ld)^2(w_0 - w_1)^2}{2(Ld)(w_0 - w_1)} \quad [H] \quad (16)$$

MTM-TL의 공진체를 이용하여 안테나를 구현할 때 방사 파라미터(R_0, G_0)들이 안테나에 미치는 영향을 알면 설계에 많은 도움을 준다.

공진체는 $\beta=0$ 인 천이 주파수에서 무한 파장 길이를 가진다. 그렇게 때문에 앞서 언급된 것과 같이 종단이 개방되었을 때 병렬 성분만 작용되기 때문에 단일 셀($N=1$)인 경우 개방 상태에서 평균 축적 전계 에너지(W_e)는 식 (17)과 같이 표현할 수 있다. 축적되는 자계 에너지는 존재하지 않는다($W_m=0$).

$$W_e = \frac{1}{4} CV_{in}^2 \quad [J] \quad (17)$$

손실 전력은 식 (18)과 같이 표현된다.

$$P_{skunt} = \frac{1}{2} G_0 V_{in}^2 \quad [W] \quad (18)$$

이를 이용하면 안테나를 설계할 때의 중요한 파라미터 중 하나인 Q -factor를 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} Q_{open} &= \omega \frac{\text{average energy stored}}{\text{energy loss/sec}} \\ &= \omega_0 \frac{W_e + W_m}{P_{skunt}} = \frac{1}{2} \frac{\omega_0(Cd)}{G_0} \end{aligned} \quad (19)$$

종단이 단락 상태일 때는 축적되는 자계 에너지만 존재하게 되며, 쌍대성을 이용하여 다음과 같은 Q -factor식을 유도할 수 있다.

$$Q_{short} = \omega_0 \frac{W_e + W_m}{P_{series}} = \frac{1}{2} \frac{\omega_0(Ld)}{R_0} \quad (20)$$

Q -factor는 앞서 말한 것처럼 안테나에서 대역폭과 관련된 중요한 파라미터이다. 위 식에서 볼 수 있듯이 개방 상태에는 병렬 인덕턴스에 의한 G_0 값이 클수록, 단락 상태에서는 직렬 커패시턴스에 의한 R_0 값이 클수록 Q -factor가 작은 값을 가지므로 큰 대역폭을 가지는 안테나가 된다. 그러므로 큰 R_0, G_0 를 가지는 공진 구조체일수록 더 넓은 대역폭을 가지는 방사체이다. 이와 같은 사실을 이용하면 임피던스 정합을 시키지 않고도 공진 주파수에서의 방사 파라미터를 이용하여 대역폭을 예측해 볼 수 있다.

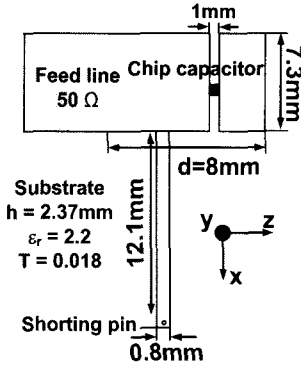


그림 3. MTM-TL 단일 셀 구조
Fig. 3. Geometry of the MTM-TL unit cell.

III. 이론과 EM 시뮬레이션 결과 비교

그림 3은 방사소자 추출 방식을 통해 구한 값과 EM 시뮬레이션 상에서의 값을 비교하기 위해 만든 단일 셀의 구조를 나타낸 그림이다.

구조를 보면 그림 1의 등가회로와는 달리 커패시터를 하나만 사용하였다. 이와 같은 셀 형태를 사용한 이유는 개방이나 단락 상태를 구현하기 쉽고 여러 셀을 연결하기에 좋은 형태이기 때문이다. 설계 주파수는 2 GHz이며, 50 Ω 라인의 두께는 7.3 mm, 단일 셀의 길이는 8 mm이며, 우형 전송선의 전기적인 길이(kd)는 $\pi/6$ 이다. 분포 정수 L 은 228.9 nH/m이며, 분포정수 C 는 91.6 pF/m이다. $\beta=0$ 의 특성을 가지기 위해 2.3 pF의 직렬 칩 커패시터와 길이 12.1 mm, 두께 0.8 mm의 병렬 단락 스텐드가 사용되었다.

그림 4는 주기적인 구조의 MTM-TL의 분산 다이어그램을 나타낸 그래프이다. 아래에서 볼 수 있듯이 2 GHz에서 $\beta=0$ 이며, 2 GHz보다 낮은 주파수에서는 $\beta < 0$ 임을 볼 수 있다.

그림 3의 구조를 EM 시뮬레이터를 이용하여 시뮬레이션한 결과, 종단을 개방하고 셀의 수를 늘려도 설계 주파수 2 GHz에서 서셉턴스가 0을 지남을 확인하였고, 서셉턴스의 기울기는 셀 수에 비례하여 증가하였다. 그림 5(a)는 종단이 개방된 상태에서 셀의 수가 증가함에 따른 병렬 공진시의 컨덕턴스를 나타낸 것이며, 그림 5(b)는 종단이 단락된 상태에서 셀의 수에 따른 직렬 공진시의 저항을 나타낸 그림이다. 이것들은 각각 EM 시뮬레이션(HFSS)을 통해

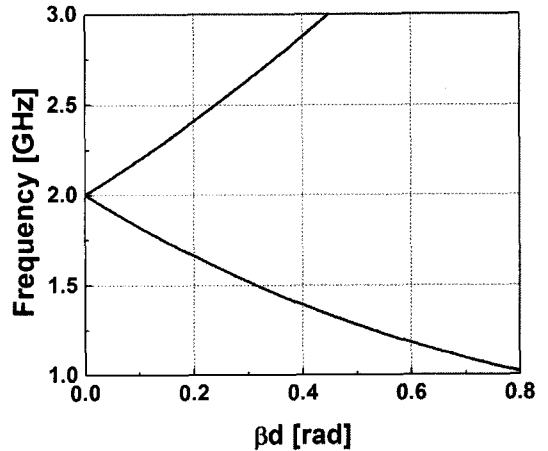


그림 4. MTM-TL의 분산 다이어그램
Fig. 4. Dispersion diagram based on MTM-TL.

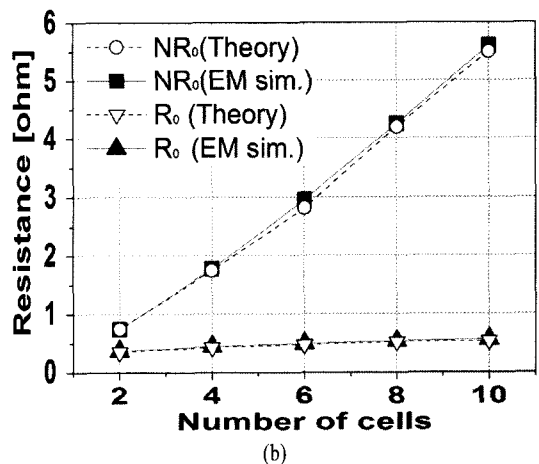
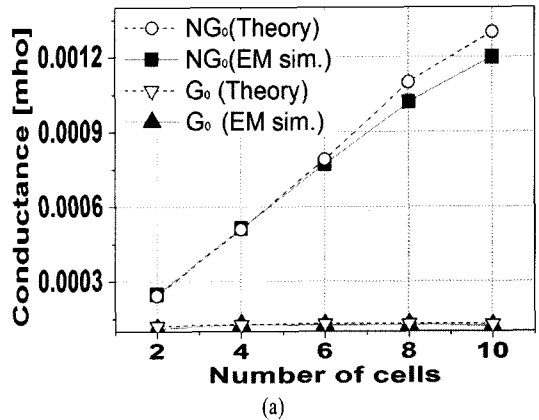


그림 5. 천이 주파수(2 GHz)에서 셀 수의 증가에 따른 (a) 컨덕턴스와 (b) 저항
Fig. 5. (a) $\text{Re}(Y)$ and (b) $\text{Re}(Z)$ with increasing number of cells at transition frequency(2 GHz).

그림 3의 공진체 기준면에서 안테나를 바라보았을 때 입력 어드미턴스와 입력 임피던스의 실수 값을 도시한 것이다. 그림 5에 의해 EM 시뮬레이션과 식 (12), (13)에 의한 결과 값이 잘 일치함을 확인할 수 있다. 셀의 수가 증가하면 전체 컨덕턴스나 저항은 그 수에 거의 비례함을 알 수 있다.

IV. ZOR 안테나 설계

그림 6은 제작된 단일 셀 ZOR 안테나이다. 설계 주파수는 2 GHz이며 식 (3), (4)를 이용하면 L_0 값은 7.4 nH, C_0 값은 2.97 pF일 때 천이 주파수에서 $\beta=0$ 임을 알 수 있다. 종단을 개방했을 때 공진 주파수에서의 컨덕턴스 값(G_0)은 0.186 mS이다. 제작된 ZOR 안테나는 그림 3과 같은 모델링이 사용되었으며, 정합 커패시턴스(C_1)의 값은 식 (15)를 이용하여 구하였다. 식 (15)에 의해서 구해진 정합 커패시턴스의 값은 0.17 pF이며, 정합주파수($\omega_1/2\pi$)는 1.82 GHz이다. 그림 7은 임피던스 정합을 시켰을 때의 S-parameter($|S_{11}|$) 그래프이다. -10 dB 기준 대역폭은 회로 시뮬레이션이 15 MHz, EM 시뮬레이션은 11 MHz, 그리고 측정 결과가 14 MHz이다. 중심 주파수는 회로와 EM 시뮬레이션이 1.82 GHz, 측정 결과는 1.8 GHz이다. 그래프에서 확인할 수 있듯이 추출한 방사 소자 값을 이용한 회로 시뮬레이션과 EM 시뮬레이션 결과 값 그리고 측정값이 매우 일치한다.

그림 8에서는 EM시뮬레이션과 측정시의 안테나 방사 패턴(E_θ, E_ϕ)을 각각 (a) YZ 평면과 (b) XY 평면에서 비교하였다. 이때 E_θ, E_ϕ 는 그림 3에서 정의하는 X, Y, Z축에 대해 일반적으로 사용하는 관습을 따른다. 측정된 안테나 최대 이득은 2 dBi이다. EM 시뮬레이션과 측정된 결과는 약간의 차이는 있

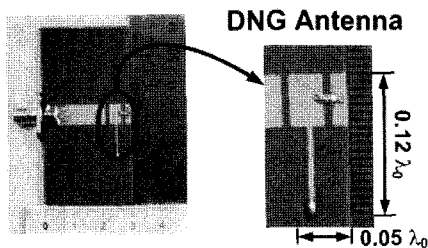


그림 6. 구현된 단일 셀 안테나
Fig. 6. Photo of fabricated unit cell antenna.

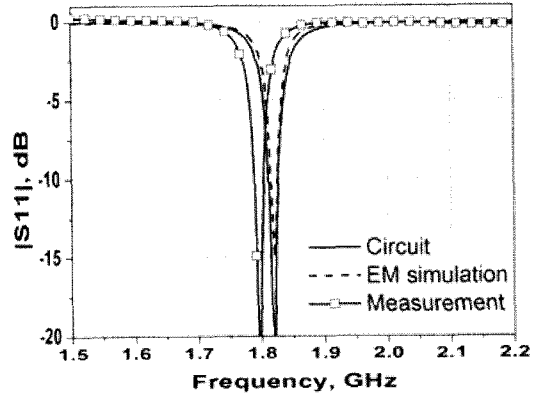
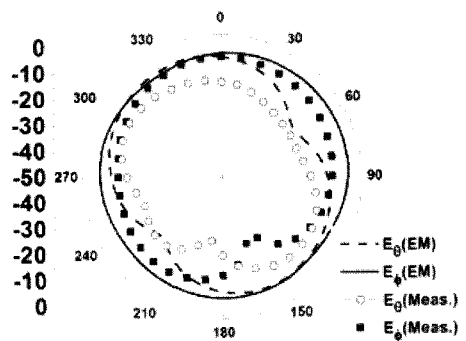
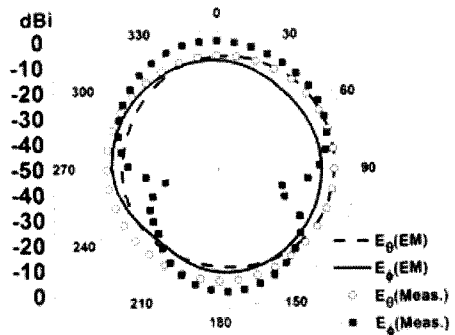


그림 7. 정합된 안테나의 S-parameter(S_{11})
Fig. 7. The S-parameter(S_{11}) of matched antenna.



(a) YZ 평면
(a) YZ-plane



(b) XY 평면
(b) XY-plane

그림 8. 구현된 안테나의 방사 패턴
Fig. 8. Radiation patterns of fabricated antenna.

지만 전체적으로 유사한 형태를 가짐을 알 수 있다. 그리고 평균적으로 E_θ 보다 E_ϕ 에서 강하게 나타나는데, 이는 방사가 주로 병렬 스티브에 의해서 일어나기 때문이다.

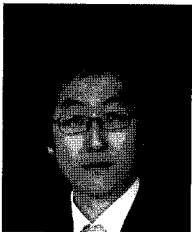
V. 결 론

본 논문에서는 공진 MTM-TL의 등가회로를 이용하여 종단이 개방 또는 단락된 상태에서 방사 파라미터(R_0, G_0)의 추출 식을 제안하였다. 그리고 추출한 파라미터 값을 이용하여 안테나의 성능을 추정해 보았으며 실제 구현한 안테나의 결과와 비교해 보았다. 추출한 파라미터 값을 이용한 회로 시뮬레이션과 EM 시뮬레이션 그리고 측정을 통해 얻은 결과 값이 매우 일치됨을 보임으로써 모델링의 타당성을 검증하였다.

참 고 문 헌

- [1] V. G. Veselago, "The electrodynamics of substance with simultaneously negative values of ϵ and μ ", *Sov. Phys.-Uspekhi*, vol. 10, pp. 509-514, Jan.-Feb. 1968.
- [2] R. A. Shelby, D. R. Smith, and S. Schultz, "Experimental verification of a negative index of refraction", *Science*, vol. 292, pp. 77-79, 2001.
- [3] G. V. Eleftheriades, A. K. Iyer, and P. C Kremer, "Planar negative refractive index media using periodically L-C loaded transmission lines", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 12, pp. 2702-2712, 2002.
- [4] A. Sanada, C. Caloz, and T. Itoh, "Planar distributed structures with negative refractive index", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 4, pp. 1252-1263, 2004.
- [5] A. Sanada, M. Kimura, I. Awai, C. Caloz, and T. Itoh, "A planar zeroth-order resonator antenna using a left-handed transmission line", *Proc. Eur. Microwave Conf.*, vol. 3, pp. 1341-1344, Oct. 2004.
- [6] S. Simion, R. Marcelli, and G. Sajin, "Small-size CPW silicon resonating antenna based on transmissionline meta-material approach", *Electron. Lett.*, vol. 43, no. 17, pp. 908-909, 2007.
- [7] Jae-Hyun Park, Young-Ho Ryu, Jae-Gon Lee, and Jeong-Hae Lee, "Epsilon negative zeroth-order resonator antenna", *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, vol. 55, no. 12, pp. 3710-3712, 2007.
- [8] Changho Choi, Bomson Lee, "Investigation of radiation effects for 1-D left-handed transmission lines", *Proc. Int. Symp. on AP-S*, pp. 1-4, Jul. 2008.
- [9] Tack-Gyu Kim, Bomson Lee, "Metamaterial-based compact zeroth-order resonant antenna", *Electron. Lett.*, vol. 45, no. 1, pp. 12-13, 2009.
- [10] R. E. Collin, *Foundation for Microwave Engineering*, New York: McGraw-Hill, 1992.

장 성 남



2009년 2월: 경희대학교 전파통신공학과 (공학사)
 2009년 3월~현재: 경희대학교 전자전파공학과 석사과정
 [주 관심분야] Small Antenna, Meta-Material Transmission Line, Microwave Passive Devices 등

이 범 선



1982년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학사)
 1991년 8월: 미국 네브래스카 주립대 전자공학과 (공학석사)
 1995년 5월: 미국 네브래스카 주립대 전자공학과 (공학박사)
 1995년 9월~현재: 경희대학교 전자전파공학과 교수
 2008년 1월~현재: 한국전자과학회 마이크로파 및 전파연구회 위원장
 [주 관심분야] Microwave Antenna, Metamaterial, RF Identification(RFID) Tags, Microwave Passive Devices 등