

논문 2008-45TC-8-1

# 방사 손실 모델링을 이용한 MTM 안테나 설계

## ( Design of MTM Antennas using Equivalent Circuit Considering Radiation Loss )

김택규\*, 이범선\*\*

( Tack-Gyu Kim and Bomson Lee )

## 요약

본 논문에서는 손실을 고려한 Metamaterial(MTM) 전송선의 단일 셀을 구성하고, 이 전송선에서 방사효과를 갖는 파라미터들의 실제 값을 구해본다. 그리고 이 단일 셀을 이용하여 분산 다이어그램을 그려, 여러 셀을 cascade로 연결하여 공진체로 사용하기 위한 조건들을 찾아낸다. 공진체로 사용할 시 종단을 단락 또는 개방을 하게 되는데, 각각의 경우에 따라 공진 주파수를 알아내기 위해 나타나는 입력 임피던스 혹은 입력 어드미턴스에 대해서 논의한다. 이를 이용하여 공진 체의 Quality Factor와 대역폭을 구하였으며, 공진 안테나의 입력 어드미턴스를 회로 시뮬레이션과 EM 시뮬레이션에서 비교하였다. 또한 단일 셀을 이용한 안테나를 설계하여,  $0.05\lambda_0 \times 0.12\lambda_0$ 의 초소형 안테나로의 설계 시 방사 효과 모델링이 어떤 영향을 미치는지 분석하였다.

## Abstract

In this paper, we propose a lossy MTM transmission line unit cell and retrieve the parameter values related with radiation effects. Based on this unit cell model, we plot dispersion diagrams and analyze resonance conditions. We also discuss the input impedance or admittance behavior when we terminate the load as open or short. Then, we examine the quality factor and return loss bandwidth. We also design a very compact unit cell antenna using the provided lossy MTM-TL model. The results based on EM simulations and measurements are shown to be in good agreement with those based on circuit simulation.

**Keywords :** Metamaterial, Left-Handed, RLH-TL Resonant Antenna, Radiation Loss

## I. 서론

최근 기존의 Right-Handed(RH) 전송선에 직렬 C와 병렬 L을 추가하여 Left-Handed(LH) 특성을 가지는 전송선에 대한 연구가 활발하다. Right/Left Handed (RLH) 전송선의 실현으로 기존의 전송선과는 다른 LH 특성을 이용한 응용 분야가 확장되었다<sup>[1-3]</sup>.

하지만 LH 전송선을 응용한 구조를 설계, 제작, 측정을 해보면 설계와는 다른 결과를 얻을 수 있게 되는데, 지금까지 사용한 손실을 고려하지 않은 등가모델 때문인 것으로 고려가 되었고, 손실을 고려한 등가모델을 사용하면 다양한 응용분야에 대해서 오랜 시간동안 EM 시뮬레이션을 수행하지 않아도 비교적 정확한 모델링이 가능하게 된다<sup>[4]</sup>. 손실을 고려한 MTM 전송선을 이용한 공진 안테나 혹은 공진 체는 최근 많은 연구가 진행되어 왔는데<sup>[5]</sup>, 본 논문에서는 공진 조건에 대해서 정확히 분석하고 공진 시 공진 주파수 주변의 Quality factor, 대역폭 등을 손실 효과를 가지는 요인들과 연관 지어서 분석해 본다. 이 모델을 이용해 공진 안테나를 설계하면 대역폭에 어떤 요인들이 영향을 미치

\* 학생회원, \*\* 정회원, 경희대학교 전자정보대학 (School of Electronics and Information, Kyunghee University)

※ 이 논문은 2008년도 정부(과학기술부)의 재원으로 한국과학재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. R01-2007-000-11567-0).

접수일자: 2008년7월20일, 수정완료일: 2008년8월3일

는지 손쉽게 분석할 수 있다. 또한 공진 구조를 만들기 위해 종단을 개방 혹은 단락할 때, 이용하기 편한 구조를 제안해 보고 기존에 제안되었던 모델과 비교하여 본다. 최종적으로 본 논문에서는 손실을 고려한 MTM 전송선 단일 셀을 이용하여, 초소형의 안테나 설계의 예를 보여준다.

II. 손실을 고려한 Right/Left Handed(RLH) 전송선 단일 셀 등가모델

그림 1은 기존의 RLH 전송선과는 달리 집중정수 소자의 방사효과를 고려하여 직렬 저항  $R_0$ 과 병렬 컨덕턴스  $G_0$ 가 첨가된 손실을 고려한 RLH 전송선 단일 셀 모델이다.  $Z_c$ 와  $kd$ 는 각각 우형 전송선의 특성임피던스와 단일 셀의 전기적 길이 이다. RLH 전송선은 기존의 RH 전송선에 LH 특성을 나타낼 수 있게, 집중정수 소자를 첨가하여 구성한다. 이러한 전송선을 구성할 시  $C_0$  값과  $L_0$  값을 구해야 하는데, 이는 식 (1), (2)로 표현된다<sup>[5]</sup>.

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

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

여기서 L과 C는 각각 RH 전송선의 분포 직렬 인덕턴스[H/m]과 병렬 커패시턴스[F/m]이다.  $\phi_w$ 는 특정 각 주파수  $\omega$ 에서 단일 셀에 대해 원하는 위상 값이다. 본 논문에서는 설계 주파수는 3GHz로 설정하고, 구현하려고 하는 단일 셀의 길이는  $\lambda/12$ 로  $\phi_w$ 는 0으로 설정하고  $C_0$  값과  $L_0$  값을 구하였다. 위의 조건을 이용하여 집중정수 소자의 값을 구하면,  $C_0$ 는 대략 2pF,  $L_0$ 는 5nH가 얻어진다. 직렬  $C_0$ 를 구현할 때에는 갭 사이에 칩 커패시터를 붙여서 구현하였고, 병렬  $L_0$ 을 구현할 때에

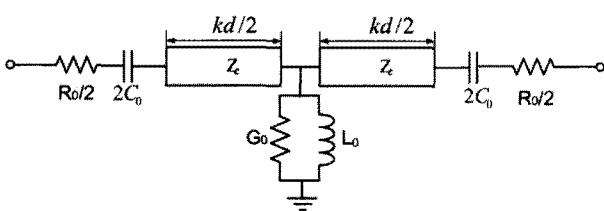


그림 1. 손실을 고려한 RLH 전송선 단일 셀 등가모델 (Type A)  
Fig. 1. Lossy RLH-TL unit cell equivalent model(Type A).

는 병렬 단락 스텐브를 이용하였다. 이 집중정수 소자들은 회로 시뮬레이션의 손실이 없는 소자의 S 파라미터와 비교하여 구현하였고, EM 시뮬레이션 결과와 회로 시뮬레이션 결과의 차이를 방사효과를 고려하여 보정하였다. 이 집중정수 소자들에 대한 S 파라미터 결과는 그림 2와 3에 나타난다.

그림 2와 3은 MTM 전송선을 구현하기 위해 구조적으로 직렬 커패시터와 병렬 인덕터 구조를 구현했을 때, 약간의 방사가 발생하므로 이를 모델링하기 위해  $R_0$ 와  $G_0$ 을 첨가하였다<sup>[6]</sup>. 이러한 구조를 이용한 MTM 전송선은 크게 직렬 구조와 병렬 구조로 나누어 볼 수 있는데 직렬 구조는 Z로, 병렬 구조는 Y로 식 (3), (4)

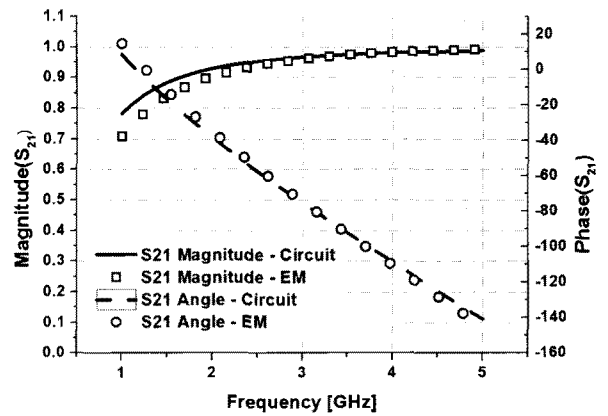


그림 2. MTM 전송선 구현을 위한 커패시터 구조의 회로 시뮬레이션과 EM 시뮬레이션의 결과 비교 ( $C_0 = 2pF$ ,  $R_0 = 0.75\Omega$ )  
Fig. 2. S-parameters of circuit and EM simulation for realizing MTM-TL Capacitor structure ( $C_0 = 2pF$ ,  $R_0 = 0.75\Omega$ )

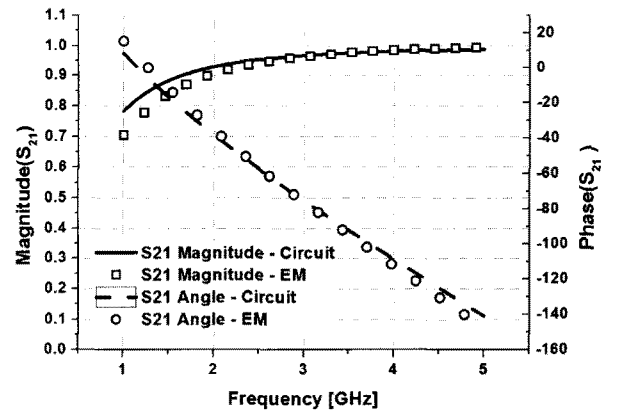


그림 3. MTM 전송선 구현을 위한 인덕터 구조의 회로 시뮬레이션과 EM 시뮬레이션의 결과 비교 ( $L_0 = 5nH$ ,  $G_0 = 0.1mS$ )  
Fig. 3. S-parameters of circuit and EM simulation for realizing MTM-TL Inductor structure ( $L_0 = 5nH$ ,  $G_0 = 0.1mS$ )

과 같이 나타낼 수 있다.

$$Z = j\omega L + \frac{1}{j\omega C_0} / d + R_0 / d$$

$$= j\omega \left( L - \frac{1}{\omega^2 C_0 d} \right) + (\eta_1 Z_c) / d \quad [\Omega/m] \quad (3)$$

$$Y = j\omega C + \frac{1}{j\omega L_0} / d + G_0 / d$$

$$= j\omega \left( C - \frac{1}{\omega^2 L_0 d} \right) + (\eta_2 Y_c) / d \quad [S/m] \quad (4)$$

여기서  $d$ 는 단일 셀의 물리적 길이이고,  $\eta_1$ 은 직렬 커패시터 구조에서 방사되는 방사율,  $\eta_2$ 는 병렬 인덕터 구조에서 방사되는 방사율이다. 이를 토대로 손실(방사) 효과를 고려한 MTM 전송선 단일 셀의 Bloch 임피던스  $Z_B$ 는 식 (5)과 같이 나타나며, 이 전송선의 복소 전파상수  $\gamma$ 는 식 (6)과 같이 구해진다.  $V_n$ 과  $I_n$ 은 단일 셀이 cascade로 연결되어 있을 때, n번째 노드의 전압과 전류이다.

$$Z_B = \frac{V_n}{I_n} = \frac{kd, \beta d \ll 1}{\omega} = \sqrt{\frac{Z}{Y}} \quad [\Omega] \quad (5)$$

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{ZY} \quad [1/m] \quad (6)$$

그림 4는 종단 처리를 좀 더 용이하게 할 수 있는 단일 셀 모델이다. 그림 1의 모델은 단일 셀의 양쪽 끝에 커패시터가 위치해 있어 종단을 개방 혹은 단락 처리할 때 불편한 점이 생긴다. 그림 4의 모델은 그러한 단점을 해소하여 단일 셀 안에 하나의 병렬 인덕터 구조와 직렬 커패시터 구조를 삽입하고, 두 소자의 간섭을 최대한 멀리 피하고자  $kd/2$ 만큼 간격을 두었다. 또한 cascade로 연결하였을 때의 간섭도 고려하여 양쪽 끝에  $kd/4$ 만큼 우형 전송선을 삽입하였다.

그림 4의 type B에 사용된 커패시터 구조와 인덕터 구조는 그림 1의 type A에서 사용된 것과 같은 것을 사

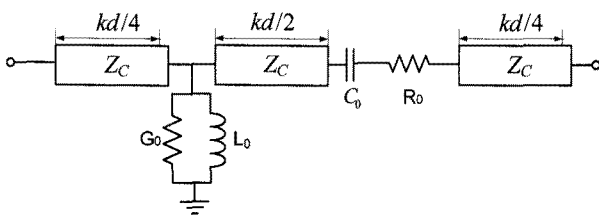


그림 4. 손실을 고려한 RLH 전송선 단일 셀 등가모델 (Type B)

Fig. 4. Equivalent circuit for lossy RLH-TL unit cell (Type B).

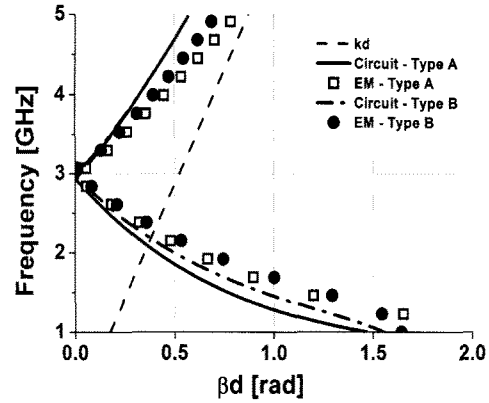


그림 5. 그림 1의 type A와 그림 4의 type B의 회로와 EM 시뮬레이션의 분산 다이어그램

Fig. 5. Dispersion diagram based on circuit and EM simulation for type A and B

용하였다. 위의 그림 1과 4의 등가 모델을 이용하여 2-Port 시뮬레이션을 하면 복소 전파상수를 구할 수 있게 되고, 그림 5와 같이 분산 다이어그램을 그릴 수 있게 된다. 그림 5에서 보는 바와 같이 type A와 B가 큰 차이가 없으므로, 종단을 개방 혹은 단락 시킬 때에는 type B가 구조적으로 훨씬 효율적으로 사용할 수 있게 된다. 또한 3GHz에서는 0<sup>th</sup> order의 공진을 가질 수 있게 되어 무한 파장을 가지게 된다. 이러한 특성은 기존의 전송선에서는 볼 수 없는 독특한 구조로 3GHz에서는 위상 지연이 없게 된다.

### III. MTM 전송선 단일 셀의 방사 효과 모델링

그림 6은 손실을 고려하여 MTM 전송선을 구현할 때, 첨가되는 집중 정수 소자들의 등가 모델이다. 그림

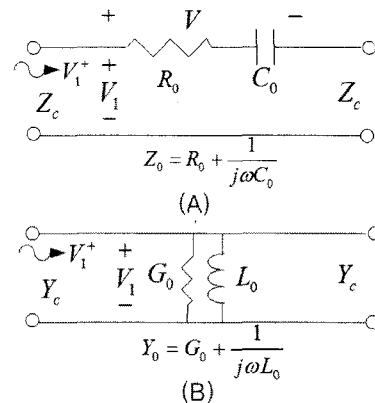


그림 6. 손실 요인이 포함된 직렬 커패시터 구조(A)와 병렬 인덕터 구조(B)의 등가 모델

Fig. 6. Equivalent circuit model for series capacitor(A) and shunt inductor(B) structure considering radiation component.

6의 (A)와 (B)를 이용하여 각 소자의 방사율을 구할 수 있고, 이를 통해 최종적으로 단일 셀의 방사율을 구할 수 있게 된다. 식 (7)과 (8)는 각 구조에서의 방사율을 나타내고 식 (7)과 (8)을 더하여 단일 셀의 방사율  $\eta$ 가 식 (9)과 같이 결정된다.

$$\eta_1 = \frac{P_{rad1}}{P_{in}} = \frac{4R_0Z_c}{|2Z_c + Z_0|^2} \xrightarrow{1/(\omega C_0) \ll Z_c} \frac{R_0}{Z_c} \quad (7)$$

$$\eta_2 = \frac{P_{rad2}}{P_{in}} = \frac{4G_0Y_c}{|2Y_c + Y_0|^2} \xrightarrow{1/(\omega L_0) \ll Y_c} \frac{G_0}{Y_c} \quad (8)$$

$$\eta = \eta_1 + \eta_2 = \frac{P_{rad1} + P_{rad2}}{P_{in}} = \frac{R_0}{Z_c} + \frac{G_0}{Y_c} \quad (9)$$

위의 효과를 모두 고려하여 조합하면, 그림 1과 그림 4와 같은 단일 셀 등가모델을 구성할 수 있다. 이러한 단일 셀을 여러 개 cascade로 연결 할 때, 그림 7과 같이 전력 관계를 표현할 수 있다.

그림 7과 같은 전력 관계를 보일 때, 반사율, 소비율, 방사율은 다음과 같이 표현된다.

$$\text{반사율} : |\Gamma_L|^2 e^{-2\eta N} \quad (10)$$

$$\text{소비율} : (1 - |\Gamma_L|^2) e^{-\eta N} \quad (11)$$

$$\text{방사율} : 1 - |\Gamma_L|^2 e^{-2\eta N} + (|\Gamma_L|^2 - 1) e^{-\eta N} \quad (12)$$

식 (10)~(12)를 모두 더하면 1이 되므로, 전력 보존 법칙이 성립함을 알 수 있다. 식 (7)~(8)에서 등가 모델의  $R_0$ ,  $G_0$  값은 EM 시뮬레이션으로부터  $1 - |S_{11}| - |S_{21}|$ 을 이용하여 단일 구조의 방사율을 계산하여  $\eta_1$ ,  $\eta_2$ 를 구할 수 있다. 이렇게 하여 구한 각각의 방사율을 가지고 다시 단일 셀을 구성하면, 단일 셀의 방사율  $\eta$ 는  $\eta_1$ 과  $\eta_2$ 의 합으로 나타나지 않고 약간의 변화가 생기는데, 단일 셀의 방사율을 다시  $\eta_1$ 과  $\eta_2$ 의 비로 나누

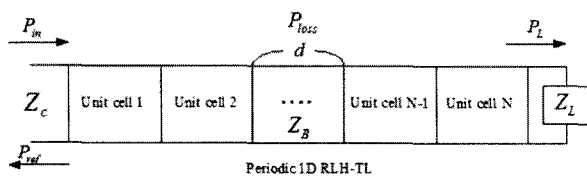


그림 7. 손실을 고려한 MTM 전송선 단일 셀이 cascade로 연결되어 있을 때의 전력 관계

Fig. 7. Power relation of cascaded lossy MTM-TL unit cell.

어 재계산 하여야 한다. 그림 2와 3에서 계산된  $R_0$ 와  $G_0$ 의 값은 이러한 과정을 거쳐서 나온 값이다. MTM 전송선 중에서도  $\epsilon_{eff}$ 과  $\mu_{eff}$ 가 모두 음의 값을 가질 수 있는 구조인 RLH 전송선을 사용하여 공진안테나로 적용할 때  $Z_L = Z_B = Z_c$ 인 조건을 만족하면 식 (13)과 같이 단일 셀의 방사율이 나타나고, 부하가 개방 혹은 단락 조건이면 식 (14)와 같이 단일 셀의 방사율이 표현된다. 식 (13)과 (14)는 식 (12)의 방사율과 N개 셀의 전체 방사율  $1 - |S_{11}| - |S_{21}|$ 을 이용하여 구할 수 있다.

$$\eta = -\frac{\ln(|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2)}{N} \quad (13)$$

$$\eta = -\frac{\ln(|S_{11}|)}{N} \quad (14)$$

다음은 단일 셀을 구현하는 과정에서 생긴 방사 요인들이 MTM 전송선을 공진 안테나에 적용하였을 때, 어떤 영향을 미치는지를 분석한다. 식 (5)와 (6)에서 단위 길이의 직렬 임피던스와 병렬 어드미턴스를 구하였는데, 이를 이용하여 MTM 전송선의 종단을 개방 혹은 단락 하였을 때의 입력 어드미턴스와 임피던스를 살펴 보면, 식 (15), (16)과 같다.

$$Z_{in}(l) = \xrightarrow{\beta \rightarrow 0} R_0 N + jN \sqrt{\frac{Ld}{C_0}} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (15)$$

$$Y_{in}(l) = \xrightarrow{\beta \rightarrow 0} G_0 N + jN \sqrt{\frac{Cd}{L_0}} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (16)$$

종단을 개방하였을 때에는 식 (16)의 어드미턴스 식을 이용하여야 하고, 단락하였을 때에는 식 (15)의 임피던스 식을 이용하여 분석하여야 한다. 왜냐하면  $\beta = 0$ 이 되어 무한과장을 갖는 주파수에서는 파장이 매우 길기 때문에, 개방했을 때에는 직렬 성분에 전류가 흐르지 않게 되고 이로 인해 병렬 성분들만이 작용을 하게 된다. 종단을 단락했을 때에는 쌍대를 이용하여, 분석하면 된다. 이러한 공진체(공진 안테나)의 Q-factor를 구해 보면, 종단을 개방 했을 때에는 식 (17)과 같이, 단락 했을 때에는 식 (18)과 같이 나타난다.

$$Q_p = \frac{\omega(Cd)}{G_0} = \frac{Y_c(kd)}{G_0} \quad (17)$$

$$Q_s = \frac{\omega(Ld)}{R_0} = \frac{Z_c(kd)}{R_0} \quad (18)$$

본 논문에서 단일 셀을 이용한 안테나 응용 예를 보

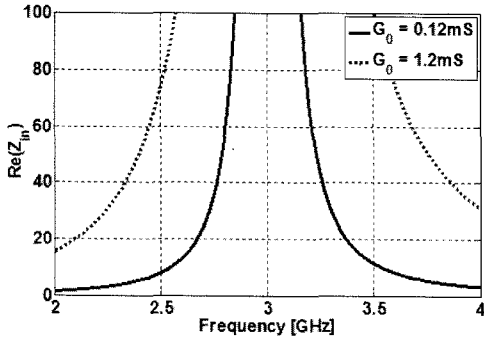


그림 8. 종단을 개방하였을 때의 MTM 전송선의 입력 임피던스( $1/Z_{in}$ )의 실수부 ( $C_0 = 2pF$ ,  $L_0 = 5nH$ ,  $d = \lambda/12$  @3GHz,  $Z_c = 50\Omega$ )

Fig. 8. Real part of open loaded MTM-TL input impedance( $1/Z_{in}$ ) ( $C_0 = 2pF$ ,  $L_0 = 5nH$ ,  $d = \lambda/12$  @3GHz,  $Z_c = 50\Omega$ ).

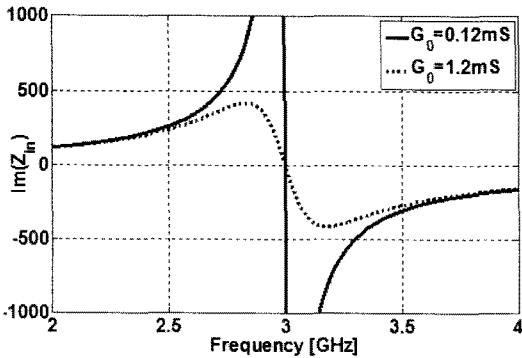


그림 9. 종단을 개방하였을 때의 MTM 전송선의 입력 임피던스( $1/Z_{in}$ )의 허수부 ( $C_0 = 2pF$ ,  $L_0 = 5nH$ ,  $d = \lambda/12$  @3GHz,  $Z_c = 50\Omega$ )

Fig. 9. Imaginary part of open loaded MTM-TL input impedance( $1/Z_{in}$ ) ( $C_0 = 2pF$ ,  $L_0 = 5nH$ ,  $d = \lambda/12$  @3GHz,  $Z_c = 50\Omega$ ).

일 때 종단을 단락하는 것보다는 개방하는 것이 제작 상 용이하여 종단을 개방하였다. 식 (16), (17)을 이용하면 방사 요인이 안테나의 파라미터에 어떠한 영향을 미치는 지 분석할 수 있고, 이미 알려진 방식대로 종단이 개방되어 있는 공진체의 정합 방법은 커플링 커패시터를 이용하면 쉽게 정합할 수 있다. 하지만 손실이 없는 모델을 이용하게 된다면 0<sup>th</sup> order 부근의 주파수에서 정합을 분석할 때 정합의 매카니즘을 명확하게 설명할 수 없게 된다. 정합을 위한 커패시터는 병렬 공진 구조를 직렬 공진 구조처럼 바꾸어 주게 되는데, 종단을 개방하였을 때에는 식 (16)의 입력 어드미턴스를  $1/Y_{in}$ 으로 계산하여 커플링 커패시터 이전까지의 입력 임피던스  $Z_{in}$ 을 구할 수 있게 된다. 하지만 이것은 그림 8과 9에서 보는 바와 같이 아주 좁은 대역을 갖게 된다. 그림

8과 9는 커플링 커패시터를 직렬로 연결하였을 때의 정합 매카니즘을 명확하게 보여준다. 그림 8과 9에서 보는 바와 같이 병렬 인덕터 구조의 방사 소자  $G_0$ 의 값이 커지면, 대역폭도 증가할 수 있음을 알 수 있고, 이에 따라 식 (17)에서도 Q-factor가 낮아져 대역폭이 넓어질 수 있음을 알 수 있다. 정합을 위한 커플링 커패시터의 값과 정합을 한 뒤의 사용 주파수는 식 (19), (20)을 통해 알 수 있다. 여기서 K는  $\sqrt{\frac{L_0}{Cd} \left( \frac{G_0}{Z_c} - G_0^2 \right)}$ 이다.

$$\omega_1 = \omega_0 \frac{-K + \sqrt{K^2 + 4}}{2} \quad (19)$$

$$C_1 = \frac{G_0^2 + \frac{Cd}{L_0} \left( \frac{\omega_0}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{\omega_0} \right)^2}{\sqrt{\frac{Cd}{L_0} \left( \frac{\omega_0}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{\omega_0} \right)}} \quad (20)$$

$\omega_1$ 은 정합하고 난 후의 사용 주파수이고,  $C_1$ 은  $\omega_1$ 에서의 정합에 사용되는 커패시턴스이다. K의 표현식을 살펴보면 손실이 없는 모델을 사용하였을 경우  $G_0$ 가 0이기 때문에 정합되는 주파수 자체를 찾을 수 없게 된다. 하지만 손실을 고려한 단일 셀 모델을 사용하게 되면 이러한 과정이 명확하게 설명될 뿐 아니라, 대역폭에 관계되는 파라미터들의 분석도 가능해진다.

#### IV. 회로 및 EM 시뮬레이션 비교 분석

그림 10과 11에서는 그림 1의 type A 모델을 이용해 S 파라미터 결과를 회로와 EM, 측정까지 비교해 놓은

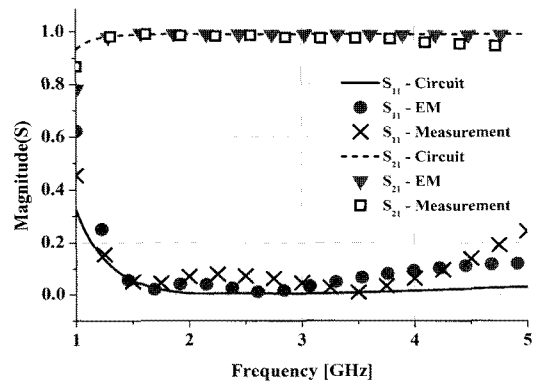


그림 10. MTM 전송선 단일 셀의 S 파라미터의 크기 비교 ( $C_0 = 2pF$ ,  $L_0 = 5nH$ ,  $R_0 = 0.7\Omega$ ,  $G_0 = 0.12mS$ )

Fig. 10. Magnitude of S-parameters using MTM-TL unit cell ( $C_0 = 2pF$ ,  $L_0 = 5nH$ ,  $R_0 = 0.7\Omega$ ,  $G_0 = 0.12mS$ ).

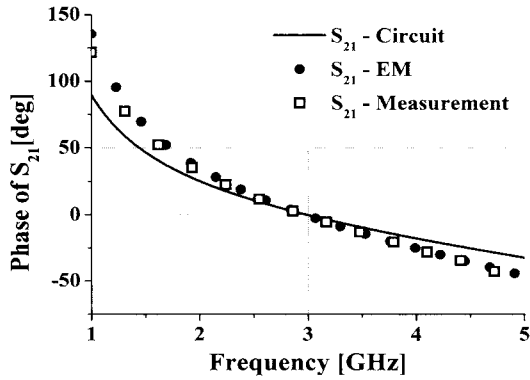


그림 11. MTM 전송선 단일 셀의 S 파라미터의 위상 비교 ( $C_0 = 2pF$ ,  $L_0 = 5nH$ ,  $R_0 = 0.7\Omega$ ,  $G_0 = 0.12mS$ )

Fig. 11. Phase of S-parameters using MTM-TL unit cell ( $C_0 = 2pF, L_0 = 5nH, R_0 = 0.7\Omega, G_0 = 0.12mS$ ).

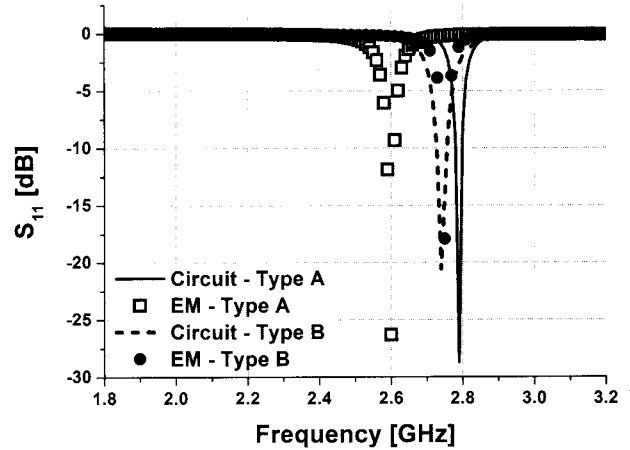


그림 12. MTM 전송선을 이용한 단일 셀 안테나의 S 파라미터 (A): type A, (B): type B

Fig. 12. S-parameters of MTM-TL unit cell antenna. (A): type A, (B) : type B

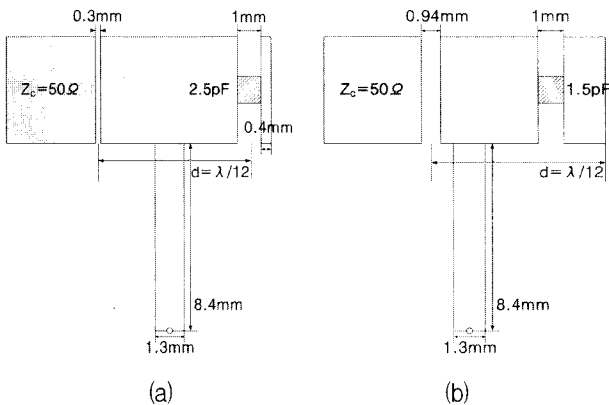


그림 12. MTM 전송선을 이용한 단일 셀 안테나의 구조 (a): type A, (b): type B

Fig. 12. Structure of MTM-TL unit cell antenna. (a): type A, (b) : type B

그래프이다. 3가지의 결과 모두 다 잘 일치하는 것을 알 수 있다.

그림 10은 그림 1의 type A와 그림 4의 type B를 이용하여 MTM 단일 셀 안테나를 구현한 것이다. 앞 장에서 이야기한 바와 같이, type A를 이용하게 되면 종단의 개방처리가 집중 정수 소자에 바로 끊을 수 없기 때문에 처리가 애매한 점이 없지 않아 있다. 하지만, type B를 이용하게 되면, 이러한 처리를 보다 쉽게 할 수 있다. 또한 그림 5에서 살펴본 바와 같이, type A와 B의 차이가 많이 나지 않기 때문에 type B를 사용하는 것이 단일 셀 안테나로 사용하는데 훨씬 유리하다고 할 수 있다. 시뮬레이션에 사용된 기판은 TLY-VA 기판 (상대 유전율 : 2.17)이고, 두께는 1.6mm이다. 정합을 위한 커플링 커패시터를 식 (19),(20)을 이용해 구하면 type A가 0.084pF, type B가 0.107pF이다. 그림 13은

이 두 가지 모델의 회로 시뮬레이션과 EM 시뮬레이션을 비교해 보았다.

Type A의 결과는 회로와 EM 시뮬레이션이 잘 맞지 않는 것을 볼 수 있는데, 이것은 type A의 끝에 개방 처리를 위해 삽입한 0.4mm의 구조가 커패시터 구조에 영향을 끼친 것을 생각된다. Type A의 대역폭은 16MHz 정도이고, type B의 대역폭은 26MHz 정도이다. 대역폭에서는 type B가 조금 더 넓은 대역폭을 가진다. 또한 type B는 회로와 EM 시뮬레이션이 잘 일치하는 것을 알 수 있다.

## V. 결론

본 논문에서는 손실을 고려한 MTM 전송선의 등가 모델을 통해 lossy MTM-TL 단일 셀을 구현해 보았고, 단일 셀의 분산 다이어그램을 그려 보았다. 또한 공진체 또는 공진 안테나로의 적용 시 이 전송선의 공진 주파수를 찾아내었고, 손실 요인들이 공진 안테나에 어떠한 영향을 미치는지 분석하였다. 이를 통해 MTM-TL 전송선을 이용한 안테나 구조에서 Quality factor, 대역폭이 손실 요인과 어떠한 관계에 있는 지 알아내었다. 마지막으로 본 논문에서 제안한 두 가지 모델(type A and B)을 이용하여,  $0.05\lambda_0 \times 0.12\lambda_0$ 의 초소형 안테나 설계하고 분석해 보았다.

## 참고 문헌

[1] Marco A. Antoniades, George V. Eleftheriades,

- “Compact linear lead/lag metamaterial phase shifters for broadband applications,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 2, pp. 103~106, May 2003.
- [2] George V. Eleftheriades, Ashwin K. Iyer, and Peter C. Kremer, “Planar negative refractive index media using periodically L-C loaded transmission lines”, *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 50, no. 12, pp. 2702~2712, Dec. 2002.
- [3] Hyung-Mi Kim, Bomson Lee. “Bandgap and Slow/Fast-Wave Characteristics of Defected Ground Structures (DGS) Including Left-Handed Features”, *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 54, no. 7, pp. 3113~3120, July 2006.
- [4] Jae-Hyun Park, Young-Ho Ryu, Jae-Gon Lee, and Jeong-Hae Lee, “Epsilon Negative Zeroth-Order Resonator Antenna”, *IEEE Trans. Antennas and propagation*, vol. 55, no. 12, pp. 3710~3712, Dec. 2007.
- [5] Sungjoon Lim, Christophe Caloz and Tatsuo Itoh, “Metamaterial-Based Electronically Controlled Transmission-Line Structure as a Novel Leaky-Wave Antenna With Tunable Radiation Angle and Beamwidth”, *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. 53, no. 1, pp. 161~173, Jan. 2005.
- [6] 최창호, 이범선, “회로 파라미터 추출을 통한 1-D RLH-TL의 방사 효과 분석”, *한국 전자과학기술 논문지*, vol. 19, no. 2, pp. 214~222, Feb. 2008.
- [7] A. Rennings, T. Liebig, S. Abielmona, C. Caloz, P. Waldow, “Tri-Band and Dual-Polarized Antenna Based on Composite Right/Left-handed Transmission Line”, *European Microwave Conference*, Munich, Germany, pp. 720~723, Oct. 2007.

저 자 소 개



김택규(학생회원)  
 2007년 2월 경희대학교  
 전파공학과(공학사)  
 2007년 3월~현재 경희대학교  
 전자·전파공학과  
 석사과정  
 <주관심분야 : Metamaterial 전송선, Antenna, 초고주파 수동소자>



이범선(정회원)  
 1982년 2월 서울대학교  
 전기공학과 졸업(공학사)  
 1991년 8월 미국 네브래스카주립  
 대 전자공학과(공학석사)  
 1995년 5월 미국 네브래스카  
 주립대 전자공학과  
 (공학박사)  
 1995년 9월~현재 경희대학교 전자정보대학  
 교수  
 2008년 1월~현재 한국전자과학기술 마이크로파  
 및 전파연구회 위원장  
 <주관심분야 : 초고주파 수동소자(Metamaterial),  
 소형 안테나(RFID 태그 안테나 등) 등>