

논문 2012-50-4-10

고속 신호의 전파 특성화를 위한 주파수 종속 전송선 파라미터의 실험적 모델

(Experimental Model of Frequency-Variant Transmission Line
Parameter for High-Speed Signal Propagation Characterization)

김 혜 원*, 어 영 선**

(Hyewon Kim and Yungseon Eo)

요 약

본 논문에서는 전송선의 정확한 고주파 특성화를 위해 실험적 접근을 기반으로 한 회로모델을 제안한다. 측정 시 불가피하게 발생하는 공진현상으로 인하여 배선의 길이에 상응하는 공진주파수에서 특성 임피던스 및 전파상수를 정확히 결정하기 어렵다. 따라서 물리적 통찰 및 이론을 바탕으로 이러한 공진효과가 배제된 전송선 파라미터 결정 방법이 제시되었다. 또한 고속 신호의 전파 특성화를 위해 실험적으로 결정된 파라미터를 사용한 고주파 회로모델이 제안되었다. 본 논문에서 제안한 주파수 종속 전송선 파라미터 모델은 측정을 통해 검증되었으며, 고속 신호의 전파 특성화에 유용하게 적용될 수 있다.

Abstract

In this paper, an experimental circuit model for an accurate high-frequency characterization of transmission line is proposed. Inherent resonance effects during measurements make it difficult to determine characteristic impedance and propagation constant at the resonance frequencies corresponding to the line length. Thus, resonance-effect-free transmission line parameter determination technique based on the physical insight and theory is proposed. Then, by using the parameters high-frequency circuit model is proposed for high-speed signal propagation characterization. The proposed frequency-variant transmission line model is verified with measurement and it can be usefully exploited in high-speed signal propagation characterization.

Keywords : 고주파, 공진, 전송선, 측정, 회로모델, S-파라미터

I. 서 론

고속 집적 시스템에서 회로의 성능 및 데이터 전송 속도는 주로 배선에 의해 제한된다^[1]. 따라서, 최근의

고속 집적 회로의 설계에 있어 데이터 링크의 신호 무결성 (signal integrity) 검증은 반드시 필요하며, 설계 초기단계에서 수행되어야 한다. 전송선(transmission line) 으로 모델되는 배선의 신호 무결성은 일반적으로 시뮬레이션에 근거하여 검증한다. 시뮬레이션^[2]은 설계 변화에 매우 유동적이지만, 전송선의 주파수 종속 특성 및 비이상적(non-ideal)인 효과, 예를 들어 공정편차, 혼합 물질상수, 금속의 거칠기 (roughness) 등의 현상이 적절히 반영하지 못할 수 있다. 이로 인해 발생한 오차는 매우 심각한 문제를 일으킬 수 있기 때문에 실험, 즉

* 학생회원, ** 정회원, 한양대학교 전자통신공학과
(Department of Electronics and Communication
Engineering, Hanyang University)

※ 본 연구는 한국표준과학연구원의 차세대 전자파 측정표준 기술개발 사업 (사업번호 12011016)의 지원을 받아 수행되었음.

접수일자: 2012년9월7일, 수정완료일: 2013년3월22일

측정을 기반으로 한 특성화가 수반되어야 한다^[3]. 전송선의 특성 임피던스와 전파상수는 측정된 S-파라미터로부터 직접 결정할 수 있으며 특성 임피던스와 전파상수로부터 단위길이 당 회로모델 파라미터를 구할 수 있다^[4]. 그러나 S-파라미터로부터 구한 전송선 파라미터는 측정 기준점에서 불연속성에 의해 불가피하게 발생하는 공진효과에 매우 민감하게 변화한다. 이는 배선의 길이에 상응하는 공진주파수에서 정확한 전송선 파라미터를 결정할 수 없게 만드는 원인이다.

공진효과가 제거된 전송선 파라미터를 결정하기 위해 현재까지 제안된 방법으로는 두 번의 교정을 수행하여 이를 비교하는 복잡한 과정이 요구되는 이중 측정비교 교정법^[5] (two-tier calibration comparison method), 또는 유전손실이 매우 작다는 가정 하에 컨덕턴스 (conductance)를 거의 무시한 조건에서 전송선 파라미터를 구하는 방법^[6] 등이 제안되었다. 한편, 실험적인 접근 방법으로는 커패시턴스 (capacitance) 및 손실탄젠트 (loss tangent)의 데이터 근사화를 통해 전송선을 특성화 하는 방법이 있다^[7].

본 논문에서는 매우 간단하면서도 효율적으로 공진효과가 배제된 주파수 종속 전송선 파라미터를 추출하여 전송선 회로모델을 결정하는 방법을 제시하고자 한다. 제 II 장에서는 측정에 사용된 테스트 패턴 및 측정 시스템에 대하여 설명하고, 제 III 장에서는 실제 측정 데이터를 적용하여 공진효과를 제거하는 방법과 그 결과를 보였다. 마지막으로 제 IV 장에서 실험적 회로 모델에 대해 기술하였으며 제시한 주파수 종속 전송선 파라미터 모델은 측정을 통해 검증되었다.

II. 실험

본 장에서는 측정에 사용된 테스트 패턴과 측정시스템에 대하여 기술한다. 패키지 공정을 사용하여 제작된 4층 (4 layer) 구조의 테스트 패턴의 단면도를 그림 1에 보였다. 그림 1에 나타난 단면도에서는 총 4층 구조 중 2층 구조만 보였다. 단면도에 표기된 치수는 공정편차가 반영되지 않은 설계 값이며 일반적으로 10 %의 편차가 발생한다. 그림 2에서는 실제 제작된 테스트 패턴의 사진을 보였다. 테스트 패턴의 기본 구조는 신호선 (signal) 양 쪽에 그라운드선이 있는 마이크로스트립 (shielded microstrip structure) 이며, 측정을 위해 100

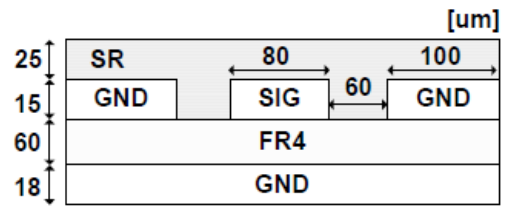


그림 1. 테스트 패턴의 단면구조

Fig. 1. The cross-section view of the test pattern.

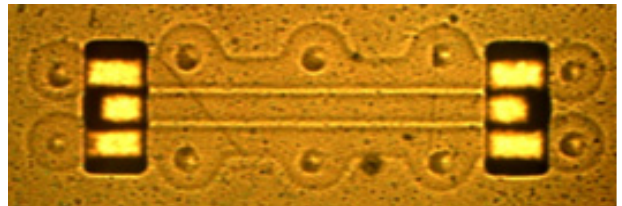


그림 2. 테스트 패턴의 위에서 본 사진

Fig. 2. The photograph of the test pattern (top view).

um X 100 um 크기의 그라운드-시그널-그라운드 (GSG) 패드 구조를 사용하였다. 제작자가 제공한 유전체의 물질 상수는 유전율이 4.2 이고 손실탄젠트는 1 GHz에서 0.011이다.

테스트 패턴은 50 MHz부터 50 GHz까지 50 MHz 간격으로 측정되었으며 S-파라미터 측정에 사용된 벡터 네트워크 분석기 (vector network analyzer, VNA)는 Agilent Technologies 사의 E8361C 모델을 사용하였다. 프로브는 Cascade Microtech 사의 I50-A-GSG-150 모델을 사용하였으며 임피던스 표준 기판 (impedance standard substrate, ISS)을 사용하여 SOLT (short, open, load, thru) 캘리브레이션을 수행하였다.

III. 공진효과가 제거된 전송선 파라미터 추출

본 장에서는 공진효과가 제거된 전송선 파라미터 추출 방법^[8]에 대한 설명 및 실제 측정데이터에 적용한 결과를 나타내었다. 서론에서 언급한 바와 같이 S-파라미터로부터 직접 추출한 전송선 파라미터는 공진효과에 민감하다. 여기서부터는 [4]의 방법으로 구한 파라미터는 아래첨자 “A”를 사용하여 표기하고 본 논문에서 제안하는 방법을 사용하여 구한 파라미터는 아래첨자 “B”를 사용하여 표기하도록 한다. 측정 데이터로부터 추출한 전송선 파라미터의 공진효과를 제거하기 위해서는 우선 배선의 길이에 따른 공진주파수를 계산하여 데이터가 안정적인 (stable) 주파수 대역을 결정해야 한다.

왜냐하면 [4]의 방법으로 구한 전송선 파라미터가 공진 효과에 민감하게 반응하기는 하지만, 공진주파수가 아닌 대역에서는 유의미한 값을 갖기 때문이다. 배선의 공진주파수는 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$f_{resonance} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \frac{1}{\lambda} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \frac{1}{2l} \quad (1)$$

여기서 c 는 빛의 속도이며 ϵ_r 은 유전율, λ 는 파장, l 은 배선의 길이이다. 특히, 첫 번째 공진이 나타나기 이전의 데이터는 신뢰할만한 (reliable) 값으로 고려된다. 예를 들어 그림 3의 특성임피던스를 보면, 배선의 길이가 0.2 cm, 1 cm인 경우, 두 배선의 특성임피던스는 서로 다른 공진주파수를 갖지만 같은 경향성을 보인다. 또한 비교 결과, 1 cm 배선의 첫 번째 공진주파수에서 충분히 떨어진 주파수 대역에서는 0.2 cm의 결과와 근사적으로 일치한다. 본 연구에서는 구조가 같고 길이가 다른 배선의 측정결과가 5% (공정편차) 이내의 오차범위를 만족하는 경우 신뢰할 만한 데이터로 가정하였다. 즉, $f_{resonance}/4$ 와 대응하는 주파수 대역(1cm의 경우 약 2 GHz)까지 안정적인 값을 갖는다고 볼 수 있다. 이와 같이 안정적인 주파수대역을 찾은 후에는 다음과 같이 7 단계에 걸쳐 공진효과가 배제된 전송선 파라미터를 구할 수 있다.

1 단계 : 다음의 식을 사용하여 측정된 S-파라미터로부터 직접 특성임피던스(Z_A)와 전파상수(γ_A)를 구한다.

$$(Z_A)^2 = Z_{ref}^2 \frac{(1+S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1-S_{11})^2 - S_{21}^2} \quad (2)$$

$$e^{-\gamma_A l} = \left[\frac{1-S_{11}^2 + S_{21}^2}{2S_{21}} \pm \sqrt{\frac{(S_{11}^2 - S_{21}^2 + 1)^2 - (2S_{11})^2}{(2S_{21})^2}} \right] \quad (3)$$

여기서 Z_{ref} 는 측정 기준 임피던스이다.

2 단계 : 1 단계에서 구한 파라미터를 이용하여 단위 길이 당 전송선 회로모델 파라미터를 구한다^[4].

3 단계 : 유전물질의 유효 손실탄젠트 (effective loss tangent)를 결정한다. 참고문헌 [7]에서 유도한 바와 같이 Z_A 는 다음의 식(4)와 같이 표현할 수 있다.

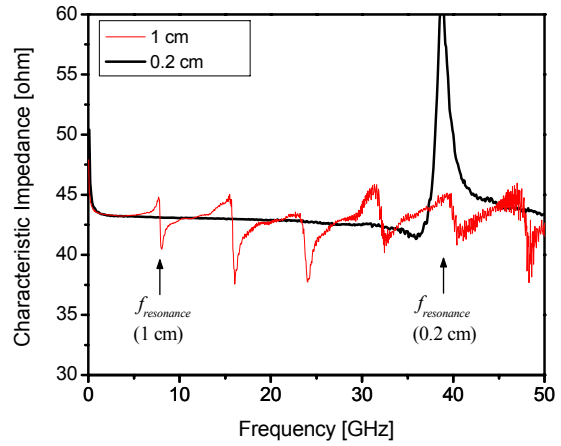


그림 3. 측정 S-파라미터로부터 추출한 특성임피던스. 배선의 길이에 따라 서로 다른 공진주파수를 갖는 점을 확인할 수 있다.

Fig. 3. Characteristic impedance extracted from measured S-parameters. Note that the different resonance frequencies for those of different line lengths.

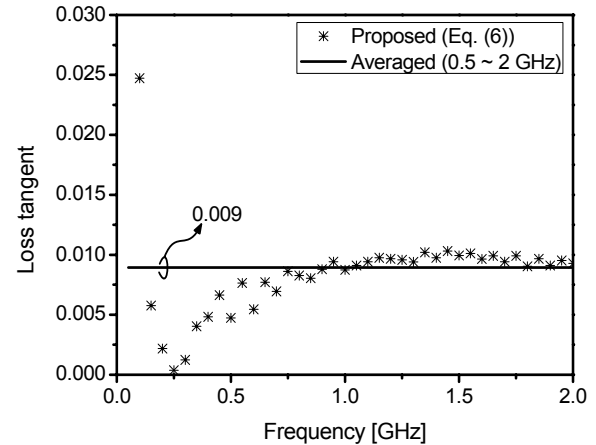


그림 4. 1 cm 길이의 배선의 안정적인 주파수 대역의 유효 손실탄젠트와 그 평균값

Fig. 4. The effective loss tangent of 1 cm long line and its averaged value in stable frequency range.

$$Z_A = \frac{\beta_A + \alpha_A \tan \delta_{eff}}{\omega C_A (1 + \tan^2 \delta_{eff})} - j \frac{\alpha_A + \beta_A \tan \delta_{eff}}{\omega C_A (1 + \tan^2 \delta_{eff})} \quad (4)$$

여기서 α_A 와 β_A 는 각각 감쇄상수, 위상상수이다

(즉, $\gamma_A = \alpha_A + j\beta_A$). 위의 식을 사용하여 Z_A 의 실수부와 허수부의 비를 구하면 다음과 같이 유효 손실탄젠트 ($\tan \delta_{eff}$)를 결정할 수 있다.

$$\frac{\text{Re}(Z_A)}{\text{Im}(Z_A)} = \frac{\beta + \alpha \tan \delta_{eff}}{-\alpha + \beta \tan \delta_{eff}} \equiv k, \quad (5)$$

$$\tan \delta_{eff} = \frac{-\beta - k\alpha}{\alpha + k\beta}, \quad (6)$$

여기서 참고할 사실은 참고문헌^[9]에서 기술한 바와 같이 일반적인 인쇄회로기판(PCB)의 손실탄젠트는 수십 GHz 대역까지 상수로 근사할 수 있다는 점이다. 그림 4 에는 제안된 방법으로 구한 손실탄젠트 값을 나타내었다. 저주파수 대역에서는 유전체에 의한 손실이 매우 작으므로 수치계산 과정에서의 오류가 크게 나타날 수 있다고 판단되며, 손실탄젠트는 약 0.5 GHz부터 특정값으로 수렴하는 양상을 보이므로 이를 안정한 주파수 대역까지 평균을 취한 값을 나타내었다. 결과적으로 본 논문에서 사용한 테스트 패턴의 유효 손실탄젠트는 0.009 이다.

4 단계 : 공진효과가 제거된 커패시턴스를 찾는 과정은 다음 식으로 표현할 수 있다.

$$C_B(\omega) = \begin{cases} C_A(\omega) & f \leq f_{stable} \\ C_A(\omega_{stable}) & f > f_{stable} \end{cases} \quad (7)$$

즉, 길이에 따라 결정되는 안정적인 주파수 (f_{stable})까지의 값을 그대로 사용하고 그 이후의 주파수 대역에서는 안정적인 주파수에서의 커패시턴스 값을 사용하는 것이다. 이와 같이 커패시턴스를 결정 할 수 있는 근거는 다음과 같다. 그림 5와 같이 커패시턴스는 상대적으로 저주파수 대역에서 주파수 종속 특성을 보이고 고주파 대역으로 갈수록 특정 값으로 수렴한다. 또한 여러 길이

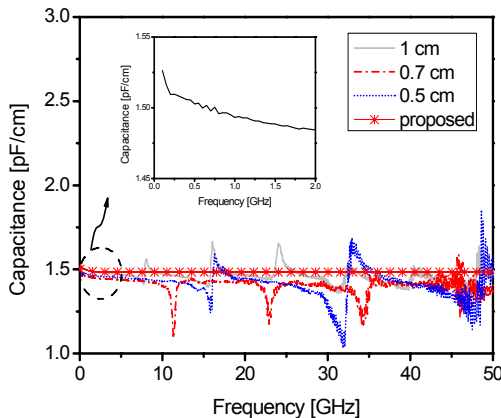


그림 5. 공진효과가 제거된 커패시턴스
Fig. 5. Resonance-effect-free capacitance.

의 커패시턴스를 비교한 결과, 공진주파수에서의 변화를 제외하고 근사적으로 같은 값을 나타내고 있음을 알 수 있다. 따라서 커패시턴스의 경우 식 (7)과 같이 구한 후 다른 길이와의 비교를 통해 검증을 하는 과정을 수행하여 결정 할 수 있다.

5 단계 : 이전 단계에서 구한 유효 손실탄젠트 및 커패시턴스를 사용하여 다음과 같이 주파수 종속 컨덕턴스를 구한다 (그림 6).

$$G_B(\omega) = \tan \delta_{eff} \cdot \omega C_B(\omega) \quad (8)$$

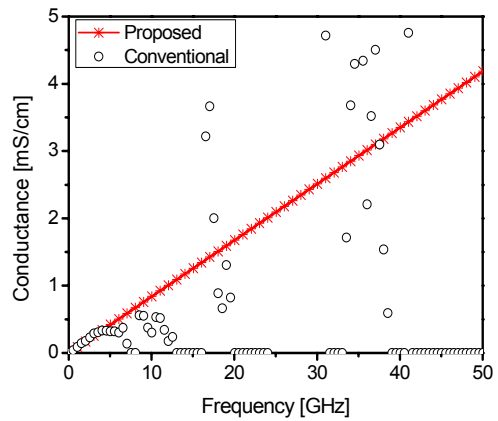


그림 6. 공진효과가 제거된 컨덕턴스
Fig. 6. Resonance-effect-free conductance.

6 단계 : 공진효과가 배제된 저항(그림 7)과 인덕턴스(그림 8)를 다음과 같이 결정한다.

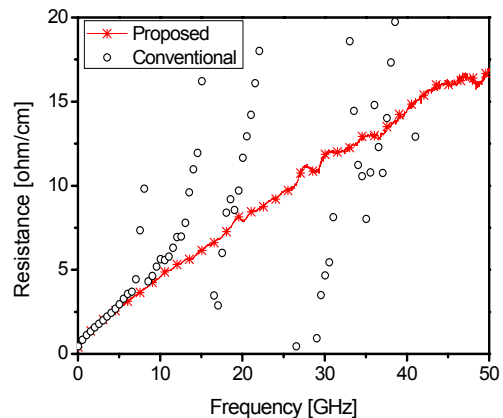


그림 7. 공진효과가 제거된 저항
Fig. 7. Resonance-effect-free resistance.

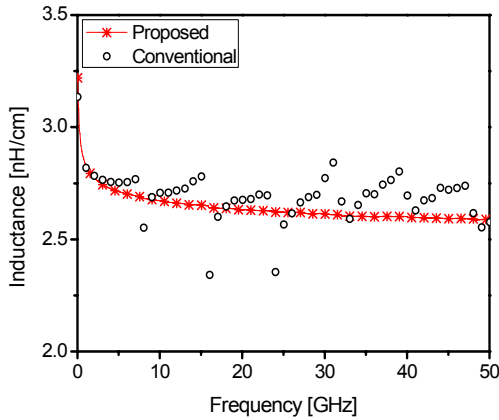


그림 8. 공진효과가 제거된 인덕턴스
Fig. 8. Resonance-effect-free inductance.

$$R_B(\omega) = \text{Re} \left[\gamma_A^2(\omega) / (G_B(\omega) + j\omega C_B(\omega)) \right], \quad (9)$$

$$L_B(\omega) = \frac{\text{Im} \left[\gamma_A^2(\omega) / (G_B(\omega) + j\omega C_B(\omega)) \right]}{\omega}. \quad (10)$$

7 단계 : 마지막으로 다음 식을 사용하여 공진효과가 배제된 특성임피던스와 전파상수를 구한다.

$$Z_B(\omega) = \sqrt{(R_B(\omega) + j\omega L_B(\omega)) / (G_B(\omega) + j\omega C_B(\omega))} \quad (11)$$

$$\gamma_B(\omega) = \sqrt{(R_B(\omega) + j\omega L_B(\omega))(G_B(\omega) + j\omega C_B(\omega))} \quad (12)$$

IV. 고주파 전송선의 실험적 회로 모델 및 검증

회로의 동작속도가 빨라짐에 따라 고주파 영역에서의 여러 가지 손실 메커니즘(mechanism)을 반영한 모델의 중요성이 부각되고 있으며, 주파수 종속 특성으로 인해 기존의 static 시뮬레이션 툴의 한계가 지적되고 있다^[10]. 본 장에서는 공진효과가 배제된 전송선 회로모델 파라미터를 보다 효과적으로 설계에 반영할 수 있는 실험적 회로모델을 제안 한다. 즉, 공진효과가 배제된 회로모델 파라미터의 추출결과를 기존의 모델과 비교하여 고주파 특성을 분석하고, 이를 통하여 측정주파수대역 이상에서 유효한 회로모델을 개발한다. 앞 장에서 사용한 표기와 구분하여 본 장에서 제안하는 모델 파라

미터는 아래첨자 “E”로 표기하기로 한다.

1. 전도성 손실 모델 (conductive loss model)

전도성 손실은 크게 세 가지 손실 메커니즘을 포함하는데 DC 저항, 표피효과(skin effect), 그리고 금속의 거칠기 효과 (metal roughness effect) 이다. 인쇄회로기판의 배선의 경우 DC 저항은 수 mΩ 정도로 작은 값을 갖지만 고주파 대역에서 주파수 종속 특성을 갖는 전도성 손실은 상대적으로 크게 나타난다. 한편, 주파수 종속 특성을 갖는 전도성 손실모델은 일반적으로 주파수의 제곱근에 비례하는 모델이 제시되었다^[11]. 그러나 최근 논문에서는 전도성 손실이 더 이상 주파수의 제곱근에 비례하지 않는다는 내용이 발표되었다^[12]. 이와같은 주장은 본 논문에서 제안하는 실험적 모델에서도 확인할 수 있었다. 그림 9에서 공진효과가 제거된 저항을 보면, 특정 주파수까지는 표피효과 모델과 일치하지만 그 이후에는 주파수에 비례하는 선형 특성을 갖는다. 따라서 전도성 손실모델은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$R_E(\omega) = \begin{cases} R_{skin}(\omega) = \frac{l}{w} \sqrt{\frac{\mu\omega}{2\sigma}} & (\omega < \omega^*) \\ R_{high}(\omega) = a \frac{\omega}{2\pi} + b & (\omega \geq \omega^*) \end{cases} \quad (13)$$

여기서 R_{skin} 은 표피효과 모델, l 과 w 은 각각 배선의 길이와 폭을 의미한다. 또한 μ 는 투과계수, σ 는 전도율이다. R_{high} 는 고주파 대역에서 선형특성을 갖는 모델이

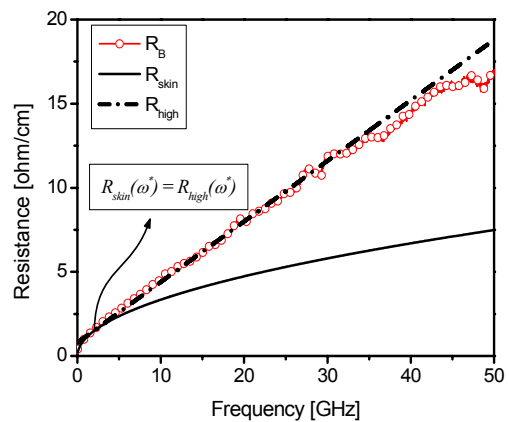


그림 9. 전도성 손실 모델 (저항)
Fig. 9. Conductive loss model (resistance).

며, 각각 a 와 b 는 공진효과가 배제된 저항(R_B)으로부터 구한 상수이다. 즉, R_B 로부터 상수 a, b 를 찾은 후, 다음의 식과 같이 R_{skin} 과 R_{high} 의 교점으로 부터 ω^* 를 찾을 수 있다.

$$R_{skin}(\omega^*) = R_{high}(\omega^*). \tag{14}$$

이와 같은 과정 및 결과를 그림 9에 나타내었다.

2. 인덕턴스 모델 (Inductance model)

인덕턴스 모델의 경우 주파수 영역을 크게 세 부분으로 나누어 볼 수 있다. DC 부터 표피효과가 우세한 영역, 그리고 손실 전송선 (lossy transmission line)에서의 특성 임피던스가 수렴하는 고주파 대역, 마지막으로 그 중간 대역이다. 이는 다음 식으로 요약된다.

$$L_E(\omega) = \begin{cases} L_{skin}(\omega) = L_\infty + \frac{R_{skin}(\omega)}{\omega} & (\omega < \omega^*) \\ L_{mid}(\omega) = \frac{L_\infty - L_{skin}(\omega^*)}{\omega^{**} - \omega^*}(\omega - \omega^*) + L_{skin}(\omega^*) & (\omega^* \leq \omega < \omega^{**}) \\ L_{high}(\omega) = L_R(\omega^{**}) = L_\infty & (\omega \geq \omega^{**}) \end{cases} \tag{15}$$

여기서 ω^* 는 식 (14)로부터 구할 수 있으며 ω^{**} 는 최대 측정주파수이다. 즉, 측정주파수 대역에서 인덕턴스가 수렴값(L_∞)에 도달한다는 가정이 전제되었다. 식 (15)에서는 공진효과가 제거된 인덕턴스(L_B)로부터 외부

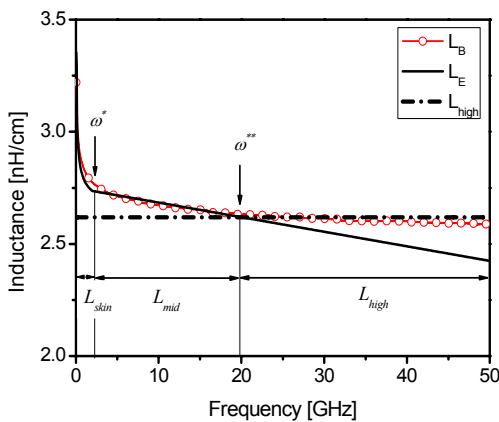


그림 10. 인덕턴스 모델
Fig. 10. Inductance model.

(external) 인덕턴스 값인 L_∞ 를 찾고, 표피효과가 우세한 영역에서는 내부(internal) 인덕턴스를 고려하며, 중간 영역에서는 선형 모델을, 마지막으로 측정 주파수 이상의 고주파 대역의 값을 L_∞ 로 외삽(extrapolation)하는 모델이다. 제안된 인덕턴스 모델의 예시로서, 20 GHz의 측정데이터를 가정하여 (즉, $\omega^{**}=20$ GHz) 그 결과를 그림 10에 보였다.

3. 커패시턴스 및 컨덕턴스 모델

(capacitance and conductance model)

제 II 장에서 기술한 바와 같이 유전체의 물질상수가 고주파 대역에서 상수로 근사할 수 있다면 공진효과가 제거된 커패시턴스와 컨덕턴스를 다음과 같이 모델에 적용할 수 있다.

$$C_E(\omega) = C_B(\omega), \quad G_E(\omega) = G_B(\omega). \tag{16}$$

특히, 컨덕턴스의 경우 유전체 분극 (dielectric polarization) 및 유전체에서의 전도성 누전 (conductive leakage) 현상을 실험적으로 결정한 손실 탄젠트를 이용하여 모델에 적절히 반영이 되어야한다. 참고로, 식 (5)-(7)의 결과를 사용한 식(16)은 기본적으로 유전체의 물질상수를 상수로 가정하였기 때문에 이와 관련된 network function relation인 Kramers-Kronig relations를 만족시키지 못한다^[13]. 따라서 수학적으로는 causality에 위배되는 속성을 가지고 있으나, 본 논문에서 제시한 실험적 모델은 실제 측정결과에 근거하므로 주파수 영역 및 물리적 현상을 분석하는데 유용하게 사용될 수 있다.

4. 모델 검증

전송선의 주파수 종속 실험적 모델은 측정된 S-파라미터와 비교를 통해 검증 할 수 있다. 즉, 50 GHz 대역의 측정결과와 비교하여 그 결과가 일치한다면 제안된 모델은 고속 신호의 전파 특성화에 유용하게 사용될 수 있다. 우선 제안된 모델을 사용하여 그림 10과 같은 특성 임피던스를 구한 후 그림 11과 12에서 각각 S11, S21의 크기 (magnitude)를 보였다. 배선의 특성 임피던스를 추정할 수 있는 S11의 경우 그 크기 및 공진 주파수가 거의 일치함을 알 수 있으며, 배선의 손실특성을 확인할 수 있는 S21 또한 모델과 측정값이 거의 일치하는 것을 확인 할 수 있다.

참고 문헌

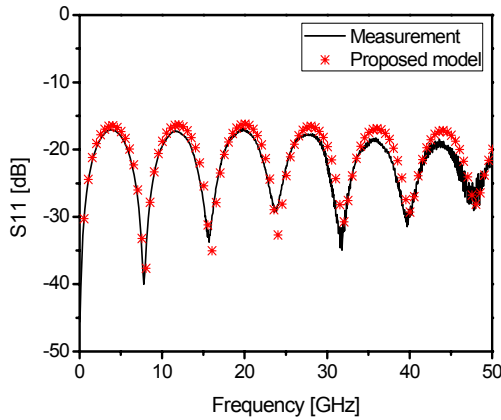


그림 11. 모델 검증을 위한 S-파라미터 비교 (S11)
Fig. 11. Comparison of S-parameters for model verification (S11).

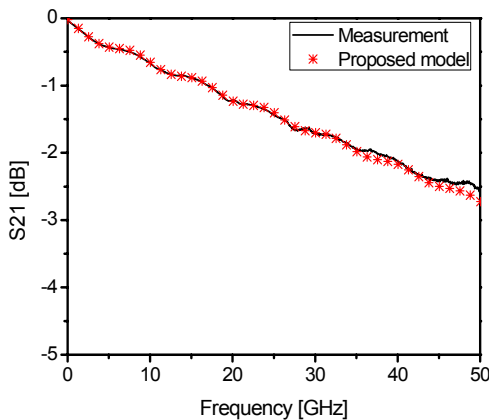


그림 12. 모델 검증을 위한 S-파라미터 비교 (S21)
Fig. 12. Comparison of S-parameters for model verification (S21).

V. 결 론

본 논문에서는 고속 신호의 전파 특성화를 위한 주파수 종속 전송선 파라미터의 실험적 모델을 제안하였다. 실험적으로 정확한 전송선 파라미터를 결정하기 위해 S-파라미터 측정 시 불가피하게 나타나는 공진 현상을 배제시키는 방법을 제시하였다. 이를 통해 주파수 종속 전송선 파라미터 모델을 제안하였으며 측정데이터와 비교하여 검증 하였다. 따라서 본 논문에서 제시한 주파수 종속 전송선 파라미터 모델은 고속 신호의 전파 특성화에 유용하게 적용될 수 있다.

- [1] M. Bohr, "The new era of scaling in an SoC world," in *Proc. ISSCC*, pp. 23-28, Feb. 2009.
- [2] HSPICE® Signal Integrity User Guide. Version A-2008.03.
- [3] 신승훈, 어영선, "고주파 전송선 회로의 실험적 고찰을 통한 정확한 시그널 인테그리티 검증," 대한 전자공학회 논문지, 제48권, SD편, 제7호. pp. 82-90, 2011.
- [4] Y. Eo and W. R. Eisenstadt, "High-speed VLSI interconnect modeling based on S-parameter measurements," *IEEE Trans. Compon., Hybrids, Manuf. Technol.*, vol. 16, no. 5, pp. 555-562, Aug. 1993.
- [5] D. F. Williams, R. B. Marks and A. Davidson, "Comparison of on-wafer calibrations," in *Conf. ARFTG Dig.-Winter*, pp. 68-81, 1991.
- [6] D. F. Williams and R. B. Marks, "Accurate transmission line characterization," *IEEE Trans. Microw. Guid. Wave Lett.*, vol. 3, no. 8, pp. 247-249, Aug. 1993.
- [7] R. Torres-Torres, "Extracting characteristic impedance in low-loss substrates," *Electronics Letters*, vol. 47, no. 3, pp. 191-193, Feb. 2011.
- [8] H. Kim, S. C. Ji, and Y. Eo, "A new frequency-variant transmission line parameter determination technique for very high-speed signal propagation characterization," in *Proc. SPI*, pp. 133-136, May 2012.
- [9] M. Cauwe, J. De Baets, "Broadband material parameter characterization for practical high-speed interconnects on printed circuit board," *IEEE Trans. Adv. Packag.*, vol. 31, no. 3, pp. 649-656, Aug. 2008.
- [10] J. Zhang, J. L. Drewniak, D. J. Pommerenke, M. Y. Koledintseva, R. E. DuBroff, W. Cheng, Z. Yang, Q. B. Chen, and A. Orlandi, "Causal RLGC(f) models for transmission lines from measured S-parameters," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 52, no. 1, pp. 189-198, Feb. 2010.
- [11] S. H. Hall, and H. L. Heck, *Advanced signal integrity for high-speed digital designs*, John Wiley & Sons, Inc., pp. 201-248, 2009.
- [12] R. Torres-Torres, and S. C. Sejas-Garcia, "Extraction of the model parameters for the attenuation in printed transmission line," *IEEE Trans. Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 20, no. 12, Dec. 2010.

- [13] H. Johnson, and M. Graham, *High-speed signal propagation*, Pearson Education, Inc., pp. 105-115, 2003.

저 자 소 개



김 혜 원(학생회원)
2009년 한양대학교 전자컴퓨터
공학부 학사
2009년~현재 한양대학교
전자통신공학과
석박사 통합과정

<주관심분야 : 고속회로설계>



어 영 선(정회원)-교신저자
한양대학교 전자통신공학과
정교수
<주관심분야 : 고속회로설계>