

밀리미터파 평판 전송로의 특성 평가 기술

어 영 선

한양대학교
전자통신공학과

I. 서 론

근래 반도체/통신 기술의 발달에 따라, 정보 전송량과 속도가 기하급수적으로 증가하고 있다. 수십 Gbps 혹은 수십 GHz 영역에서의 대용량 고속 정보 전달을 위하여 고주파 회로 부품(Component) 및 설계 기술이 필요하게 되었다. 특히 수십 GHz 주파수 대역에서 시스템 모듈 혹은 반도체 칩 내에서 정보 전달을 위한 전송로는 예외 없이 평판 구조의 전송로(마이크로스트립 혹은 스트립 라인)로 되어 있다. 따라서 그 회로 및 시스템이 아날로그든 디지털이든 혹은 RF든 간에 전송로에 대한 정확한 평가 기술이 선행되지 않으면, 효율적인 시스템을 설계한다는 것은 사실상 불가능하다.

정보 전달을 위한 평판 전송 구조는 기본적으로 TEM(Transverse Electro-Magnetic) 모드(mode)로 근사화 할 수 있다. 따라서 전송로의 평가는 원론적으로 전파상수와 특성 임피던스를 정확히 추출하면, 신호 전송에 관련된 거의 대부분의 물리적 특성(신호의 손실, 유전체 특성, 신호의 전달 지연, 주파수에 따른 물질의 변화 특성 등)을 모두 평가/분석할 수 있다. 문제는 여하히 그리고 얼마나 정확히 이들 두 파라미터(전파상수와 특성 임피던스)를 넓은 주파수 대역에서 추출하느냐다. DUT(Device Under Test)를 동축 cable로 연결해도 무방한 비평판 구조의 전송로나 평판 구조 테스트 구조를 SMA 커넥터로 연결하여 측정하는(이는 측정의 정확성을 완전히 무시하는 경우로 볼 수 있다) 경우는 측정 자체가 완전히

표준화/자동화되어 있기 때문에 전자파 이론에 대한 지식이 전혀 없어도 누구라도 쉽게 측정이 가능하다. 하지만, DUT에 직접적인 접근이 불가능한 반도체 웨이퍼, 매우 작은 소자, PCB(Printed Circuit Board) 내부에 실장된 소자(embedded components) 등의 측정은 기생 효과가 지배하기 때문에 정확히 측정하기가 대단히 어렵다.

본고에서는 평판 구조 전송로의 웨이퍼 레벨(반도체 웨이퍼에서와 유사한 평판 구조체 위에 DUT가 있고, 이것을 Coplanar Access Line을 통하여 수행하는 측정의 통칭) 측정/평가법에 관하여 간단히 소개한다.

II. 평판 구조 전송선의 측정이론

2-1 Network의 기준면(Reference Plane) 정의

[그림 1]과 같이 정의된 n-port network에서 reference 임피던스와 transmission line 특성 임피던스가 동일한 이상적인 경우, 원래 기준면에서의 S-파라미터(일반적으로 DUT)와 새로운 기준면에서의 S-파라미터(일반적으로 측정된 값)는 다음과 같이 표현된다.

$$[S]_{new} = \begin{pmatrix} e^{-\gamma l_1} & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & e^{-\gamma l_n} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{11} & \dots & S_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & \dots & S_{nn} \end{pmatrix}_{original} \begin{pmatrix} e^{-\gamma l_1} & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & e^{-\gamma l_n} \end{pmatrix} li$$

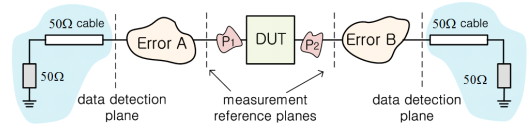
그러나 불행히도 일반적인 네트워크에서 기준 임피던스와 전송선의 임피던스는 일치하는 경우는 거의 없기 때문에 DUT의 특성을 정확히 측정하는 일은 쉬운 일이 아니다.

2-2 Calibration(측정시스템 교정)

마이크로웨이브 측정 시스템은 근원적인 에러 소스(error sources: 대표적인 에러 소스들로는 directivity, frequency-tracking, mismatching 등이 있음)를 갖고 있다. 이들은 장비 내에 있는 수많은 부품들(예를 들면 couplers, cables, mixers 등)에 기인한다. 이들 에러 소스를 포함한 측정 시스템을 도식적으로 표기하면 [그림 2]와 같다.

캘리브레이션(calibration: 측정 장비 교정)은 Error Box-A와 Error Box-B를 제거하는 것을 의미하지만, 평판 구조로 설계된 DUT의 경우(반도체 소자, embedded PCB 등), 산업체에서 많이 사용하는 SOLT 교정법으로 측정 장비를 교정하게 되면 교정의 정확성과는 별개로 P_1 및 P_2 와 같은 추가적인 기생 성분은 교정이 안 된다. 때문에 이러한 기생 성분도 제거해야 하는데, de-embedding이란 P_1 과 P_2 를 제거하는 것을 말한다.

일반적으로 calibration은 정형화된 기법을 사용하지만 de-embedding은 정형화된 기법이 존재하지 않

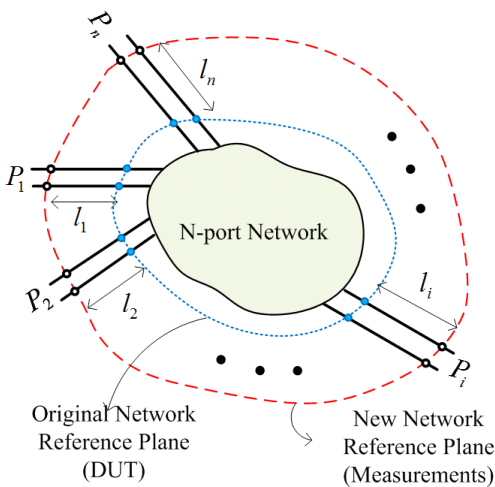


[그림 2] 도식적인 2-포트 네트워크 측정시스템 모델

기 때문에 측정하는 DUT에 따라 그에 적합한 de-embedding 기법을 별도로 고안해 내지 않으면 안 된다. Y-Parameter de-embedding 및 T-parameter de-embedding 방법이 있지만, 정확한 de-embedding 방법은 여전히 큰 문제가 된다. 여기서는 대표적인 calibration 방법인 SOLT 교정법과 TRL 교정법을 소개하고, 예로서 대표적인 de-embedding 방법을 소개한다.

2-3 SOLT Calibration

반도체 소자 또는 DUT가 작아서 직접적으로 측정 프로브를 접촉시킬 수 없어 측정용 패드와 DUT까지 연결되는 access line(Probe 패드로부터 DUT까지의 배선)이 존재하는 Wafer Level 측정 시, SOLT는 가장 많이 사용되는 calibration 방법이다. 그 이유는 측정이 정교해서가 아니라 마이크로파에 대한 지식이 없어도 누구나 쉽게 기계적으로 측정하기만 하면 원하는 측정값을 얻을 수 있기 때문이다. TRL은 본질적으로 측정의 정확성은 기할 수 있지만, Bandwidth의 제약이 있고, 주파수 종속 함수인 line의 특성 임피던스를 기준으로 하여 측정값을 표기한다. 때문에 측정값을 다시 주파수와 독립된 임피던스(일반적으로 50 Ω)를 기준으로 변환해야 한다. 따라서 어느 정도 마이크로파에 대한 지식이 있지 않은 경우, 흔히 SOLT, LRM, LRRM 같은 calibration 방법을 사용한다. SOLT calibration은 장비의 에러 소스(즉, 12개의 미지수로 표현되는 Error Box-A와 Error Box-B)를 Short, Open, Load, Thru로 지칭하는 네 개의 기준소자(Standard)를 사용하여 미지수에 상응하는 대수 방정식을 풀어 제거하는 방법이다. 상용화된 측



[그림 1] n-port 회로망에 대한 정의. 여기서 l_i 는 i 번째 포트에서의 access line을 의미한다.

정 장비(VNA)는 내부적으로 방정식 풀이 알고리즘을 마이크로프로세서에 저장시켜 자동화시켰기 때문에 사용자는 기계적으로 Standard들만 측정하면 되기 때문에 측정 시 마이크로파에 대한 배경지식이 전혀 없는 사람들도 매우 쉽게 사용할 수 있다.

반면에 SOLT calibration은 TRL calibration에 비하여 상대적으로 측정의 정확도와 불확실성이 크다. 그 이유는 애초에 Standard로 가정된 Short, Open, Load가 실제 이상적인 값과의 오차가 존재하고, 이는 곧바로 측정의 근원적인 오차로 직결되기 때문이다. 실제로 제조업체에서 제공되는 Short과 Load의 정확도는 낮은 주파수(대략 10 GHz)에서 대략 -30 dB 정도 밖에 안 되고, 20 GHz 이상이 되면 대략 -20 dB 정도 되는 경우가 일반적이다. 근래 이러한 오차가 많이 줄어들었다고 하여도 이러한 본질적인 문제는 항상 내제되어 있다. 그런데, 이보다 더욱 본질적인 문제는 de-embedding의 문제다. 2-포트 측정 시스템 모델에서 P_1 과 P_2 로 표현된 에러 소스는 SOLT calibration으로는 제거할 수 없기 때문에 de-embedding 하지 않으면 안 된다. De-embedding은 근원적으로 측정자 자신이 해결해야만 한다. 때문에 실제의 측정에서 측정값에 많은 오차가 포함될 수 있으며, 더불어 마이크로파에 대한 사전 지식이 부족한 경우, 실제 원하는 측정값이 아닌 잘못된 측정값을 참값으로 오인하는 측정 오류를 범할 수 있는 치명적인 약점이 내제되어 있다.

2-4 TRL Calibration

TRL calibration에 관하여는 독자들도 매우 익숙하고 많은 사용 경험도 있을 것이다. 그에 대한 이론적인 설명은 참고문헌 [1]에 상세히 설명되어 있다. 여기서는 TRL calibration이 왜 유용하고 어떤 경우에 문제가 될 수 있는지에 대하여만 간단히 기술할 것이다.

TRL(Thru, Reflect, Line) calibration은 기본적으로 LRM(Line, Reflect, Match)과 같다. 이들 두 calibration

의 차이는 기준 임피던스를 LRM은 Load(엄밀한 의미에서 Load나 Short는 Standard라고 말할 수 없음)를 사용하고, TRL은 line의 특성을 사용하는 점이다. TRL에서는 전기적 특성이 명확히 정의되는 세 개의 구조체 즉, Thru, Reflect, Line의 특성을 기준(Standard)으로 가정하고 장비의 소스로부터 측정 기준면까지의 Error Box를 제거하는 방법이다. SOLT(Short, Open, Load, Thru)에서 기준으로 가정하는 Short, Open, Load, Thru보다는 전기적으로 그 특성의 불확실성이 훨씬 적기 때문에 본질적으로 SOLT 방법보다는 정교한 calibration이 가능하며, SOLT calibration과는 달리 TRL 교정을 하게 되면, [그림 2]에서 P_1 과 P_2 를 각각 Error Box-A와 Error Box-B에 포함시켜 교정을 하기 때문에 웨이퍼 레벨 측정에서 골칫덩어리인 de-embedding의 문제를 일거에 해결할 수 있다. Calibration 후 설정된 측정 기준 면은 Thru Standard로 가정한 Line의 중간지점이 되지만, access line의 길이에 무관하게 측정 기준면을 쉽게 이동시킬 수 있다. 따라서 이론적 관점에서만 본다면 적어도 웨이퍼 레벨 측정에서는 매우 매력적인 측정 방법이다.

하지만 이 방법의 치명적인 약점은 2-포트 이상의 다중 포트 회로망을 측정하는 것은 특수한 구조(NIST에서와 같이 동서남북으로 측정 Probe를 분리하면 4-포트 측정이 가능함)가 아니면 불가능하다는 점과 측정 기준 임피던스가 line standard로 정의되기 때문에 정규화 된 특성 값, 예를 들면 흔히 사용하는 50 Ω을 기준으로 하는 일반적인 S-파라미터로 변환하여 측정값을 나타낼 수 없다. 따라서 표준화된 일반적인 S-파라미터로 측정값을 변환하기 위하여 반드시 line의 특성 임피던스를 결정하지 않으면 안 된다. 측정하고자 하는 DUT의 기관의 유전손실이 무시할 수 없는 경우(예를 들면, 실리콘 기관 혹은 고주파 영역의 많은 유전체는 본질적으로 기관의 손실을 무시할 수 없음), line standard의 특성 임피던스를 정확히 구하기가 매우 힘들다. NIST에서는 복잡한

Two-Tier TRL(두 번에 걸쳐 TRL calibration을 수행하는 것)을 한 후에 두 calibration을 상호 비교하는 Calibration Comparison 방법을 사용하여 Line standard의 특성 임피던스를 결정하는데, 이 부문에 대해서는 3절에서 좀 더 상세히 설명할 것이다.

2-5 De-embedding(측정 장비와 DUT 간의 교정)

De-embedding은 장비의 calibration과 달리 DUT에 따라 그 방법이 달라지기 때문에 표준화된 방법이 없다. 여기서는 평판 구조 전송로에서 측정 패드와 관련된 기생 효과를 제거하는 de-embedding 방법을 소개한다.

먼저 Kim and Han^[2]은 측정을 위한 패드를 어드미턴스로 가정하고, 길이가 서로 다른 두 전송선로 ($l_2 > l_1$)의 네트워크 파라미터를 다음과 같이 표현하여,

$$\begin{bmatrix} \cosh(\gamma(l_2-l_1)) & Z_c \sinh(\gamma(l_2-l_1)) \\ \sinh(\gamma(l_2-l_1))/Z_c & \cosh(\gamma(l_2-l_1)) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -Y_p & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_p & 1 \end{bmatrix}$$

기생 효과를 제거한다. 위의 식에서,

$$Y_p = \frac{M_{22} - M_{11}}{2M_{12}}, \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{l_2} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{l_1}^{-1}$$

가 되어 패드 성분을 제거한 평판 전송선에 대한 네트워크 파라미터를 추출할 수 있다. 이와는 달리, Mangan et al.^[3]은 두 전송선의 네트워크 파라미터를 다음과 같이 표시하여 전송선을 de-embedding하였다.

$$[Y_{l_2-l_1}] = \frac{[Y_{l_2-l_1}] + [\text{SWAP}(Y)_{l_2-l_1}]}{2}$$

여기서

$$\text{SWAP} \left(\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \right) = \begin{bmatrix} Y_{22} & Y_{21} \\ Y_{12} & Y_{11} \end{bmatrix}$$

실상 위의 두 방식은 물리적인 측면에서는 거의 동일하다고 볼 수 있으나, 수식적으로 기생 성분을 1-포트 모델로 했느냐 아니면 2-포트 모델로 했느냐의 차이일 뿐이다. 따라서 대부분 비슷한 결과를 보이지만, 고주파 영역에서는 측정 구조에 따라 상호간에 다소 차이가 발생하기도 한다.

III. 평판 전송선 평가방법

전송선 구조에서 전송선을 평가하기 위해서는 전송한 바와 같이 전파상수와 특성 임피던스를 추출하지 않으면 안 된다. 본 논문에서는 가장 대표적인 평판 전송선에서 전파상수와 특성 임피던스를 추출하는 방법 두 가지를 소개한다.

3-1 Eo & Eisenstadt 방법

먼저 ‘Eo & Eisenstadt’는 평판 전송선 구조에서 S-파라미터를 측정하여 직접적으로 전파상수와 특성 임피던스를 추출하는 방법을 제시하였다. 물론 측정된 S-파라미터는 de-embedding하였다고 가정한다. 일단 de-embedding된 S-파라미터가 결정되면, 전파상수와 특성 임피던스는 다음의 식으로부터 쉽게 계산할 수 있다.^[4]

$$e^{-\gamma \ell} = \left[\frac{1 - S_{11}^2 + S_{21}^2}{2S_{21}} \pm \sqrt{\frac{(S_{11}^2 - S_{21}^2 + 1)^2 - (2S_{11})^2}{(2S_{21})^2}} \right]^{-1}$$

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

여기서 Z_{ref} 는 측정값을 표현하기 위한 기준 임피던

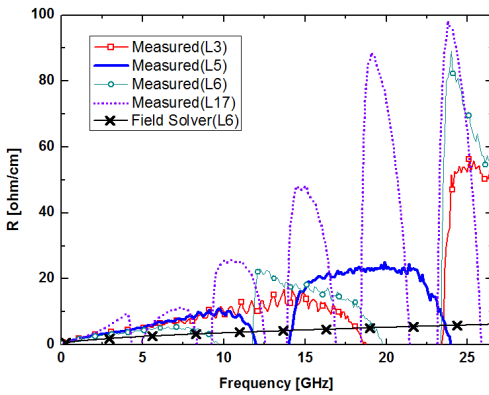
스이며, 일반적으로 50 Ω이다. 일단 전파상수와 특성 임피던스를 추출하게 되면, 회로 모델 파라미터도 쉽게 결정할 수 있다.

3-1-1 저항(Resistance)

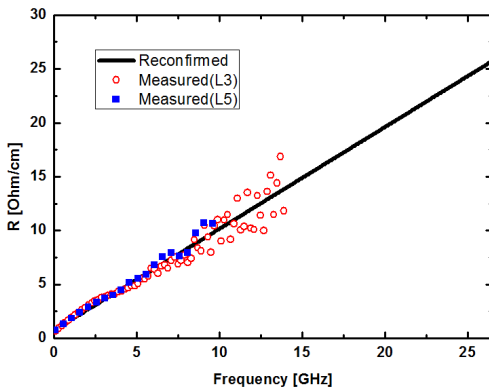
저항은 다음 식으로부터 쉽게 구할 수 있다.

$$R = \text{Re}(\gamma \cdot Z_c) = \text{Re}(R + j\omega L)$$

일례로 [그림 3]은 FR4 기판에 박막 구리 도체로 제작된 패키지 평판 전송선 구조에서 서로 다른 길



[그림 3] 추출한 저항



[그림 4] 재구성한 저항

이(선 폭은 일정함)를 갖는 시료에 대하여 S-파라미터를 측정하고, 측정된 값으로부터 추출한 평판 구조 전송선의 저항 값이다. 여기서 주목할 부분은 저항이 주파수의 함수라는 것과는 별개로 선의 길이에 따라 다르지만 특정 주파수에서 반복적으로 공진(resonance)이 발생한다는 점이다.

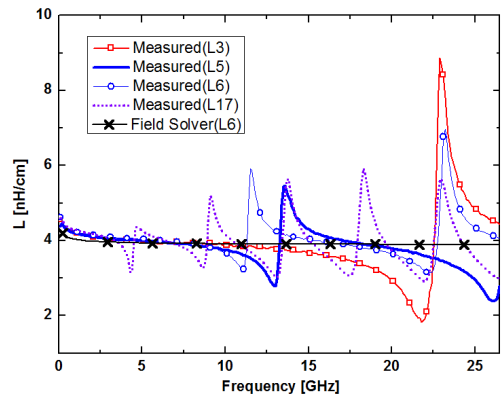
사실 이들 공진주파수 근처에서의 측정값은 실제 그 구조체 자체가 갖고 있는 물리적 특성을 반영하는 것이 아니라 측정 시스템과 구조체의 상호관련성 때문에 발생한 측정 시스템이 갖는 근원적인 문제에 기인한다. 따라서 공진 주파수 근처의 값은 물리적으로 의미 없는 값이기 때문에 [그림 4]와 같이 여러 길이의 시료를 반복 측정하여 공진이 발생하지 않는 데이터로만 측정치를 재구성할 필요가 있다.

3-1-2 인덕턴스(Inductance)

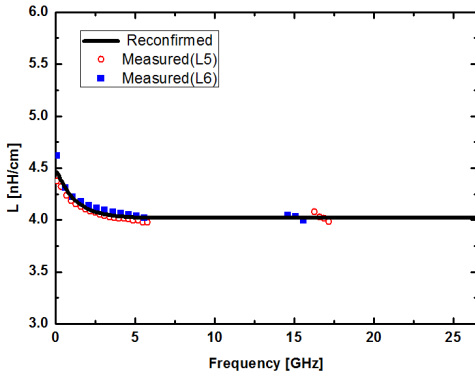
저항과 유사하게 인덕턴스는 다음 식으로부터 쉽게 구할 수 있다.

$$L = \text{Im}(\gamma \cdot Z_c) / \omega = \text{Im}(R + j\omega L) / \omega$$

인덕턴스 역시 표피 효과(skin effect) 및 근단 효과(proximity effect) 때문에 주파수의 함수이긴 하지만,



[그림 5] 측정 인덕턴스



[그림 6] 재구성한 인덕턴스

저항과 달리 낮은 주파수를 제외하면 대체로 주파수에 무관하게 일정 값을 유지한다. 그러나 측정값([그림 5])에서 공진 주파수 근처의 값은 물리적으로 의미 없는 값이기 때문에 [그림 6]과 같이 여러 길이의 시료를 반복 측정하여 공진이 발생하지 않는 데이터로만 측정치를 재구성할 필요가 있다.

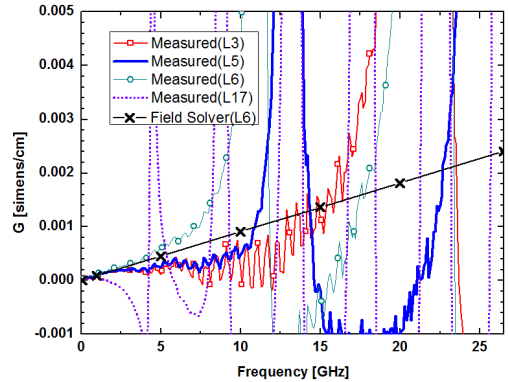
3-1-3 컨덕턴스(Conductance)

유전체 손실에 기인한 컨덕턴스는 다음과 같이 결정할 수 있다.

$$G = \text{Re}(\gamma/Z_c) = \text{Re}(G + j\omega C)$$

FR4와 같은 유전체의 경우, 일반적으로 낮은 주파수에서 유전체 손실은 무시할 수 있지만, 주파수가 증가하면 결코 무시할 수 없는 중요한 손실 요소가 된다.

[그림 7]에서 보는 바와 같이 아주 낮은 주파수 영역을 제외하면 도저히 물리적으로 상관관계를 알 수 없을 정도로 측정값이 공진에 민감하다. 일반적 물리 이론에 근거하면, 유전체 손실의 전기적 특성은 주파수에 비례한다는 사실에 착목하여 비교적 안정된 값이라고 생각되는 저주파 측정값을 이용하여 다음과 같이 선형 함수로 모델하여



[그림 7] 측정 컨덕턴스

$$G(f) \approx G_{DC} + f \cdot G_{AC}$$

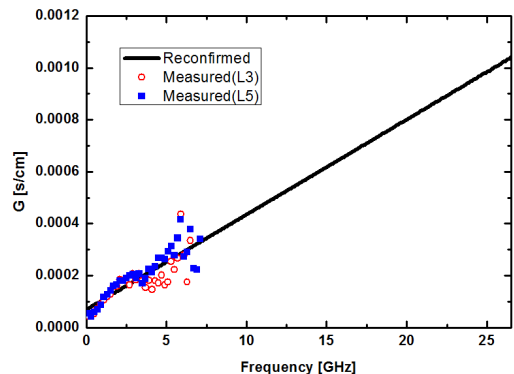
[그림 8]과 같이 측정 데이터를 합리적으로 재구성할 수 있다.

3-1-4 커패시턴스(Capacitance)

커패시턴스는 다음 식으로부터 쉽게 구할 수 있다.

$$C = \text{Im}(\gamma/Z_c)/\omega = \text{Im}(G + j\omega C)/\omega$$

일반적으로 커패시턴스의 주파수와의 상관관계는 주로 유전체 특성(permittivity)과 관계하기 때문에



[그림 8] 재구성한 컨덕턴스

낮은 주파수에서 주파수의 함수이지만, 일정 주파수 이상에서는 대체로 일정한 값을 유지한다. 따라서 여러 길이의 시료를 반복 측정([그림 9])하여 공진이 발생하지 않는 데이터로만 측정치를 재구성하면 [그림 10]과 같이 아주 쉽게 추출할 수 있다.

3-1-5 전파 특성(Propagation Characteristics)

전송선의 측정값에서 공진 특성을 제거하고, 재구성한 주파수 종속 회로 모델 파라미터로부터 주파수 종속 전파 상수를 계산할 수 있기 때문에 ($e^{-\gamma l}$) 및 도체에서의 손실(α_c)과 유전체에서의 손실(α_d)[그림 11]) 특성을 알 수 있다.

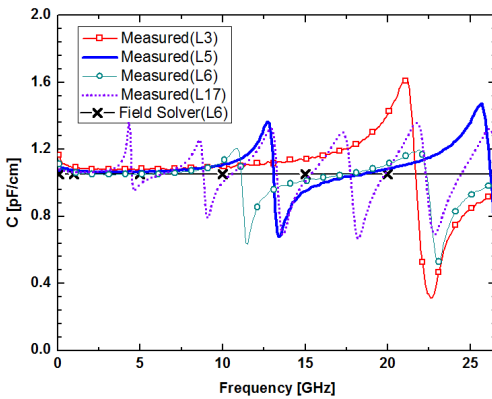
림 11]) 특성을 알 수 있다.

3-1-6 특성 임피던스(Characteristic Impedance)

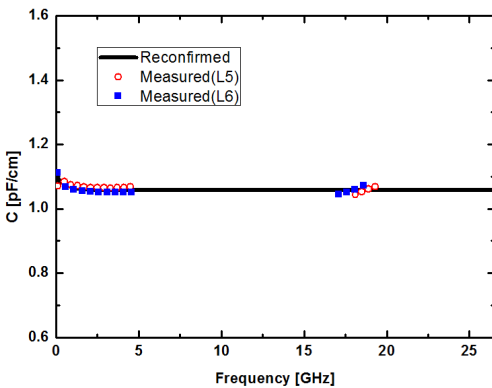
전파상수와 유사하게 주파수 종속 재구성 회로 모델 파라미터로부터 특성 임피던스도 [그림 12]와 같이 쉽게 추출할 수 있다. 이론적으로 예측한 바와 같이 특성 임피던스는 저주파에서는 주파수의 함수이지만, 높은 주파수에서는 그 전송선 구조가 무손실이라고 가정한 특정 값(Z_0)으로 특성 임피던스가 수렴한다는 것을 알 수 있다.

3-2 Eo & Eisenstadt 방법의 문제

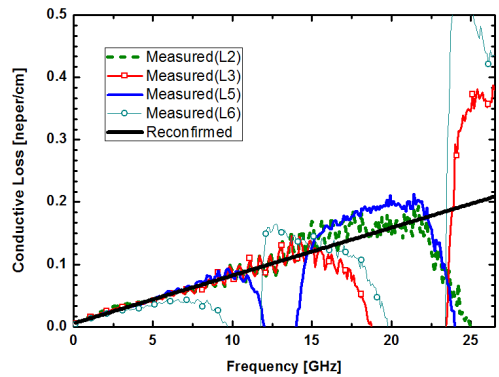
Eo & Eisenstadt 방법은 기판의 전기적 특성과는



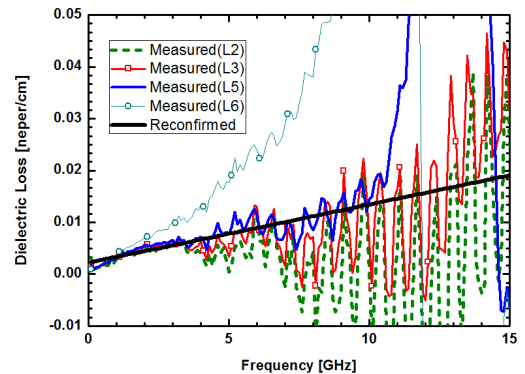
[그림 9] 측정 커패시턴스



[그림 10] 재구성한 커패시턴스

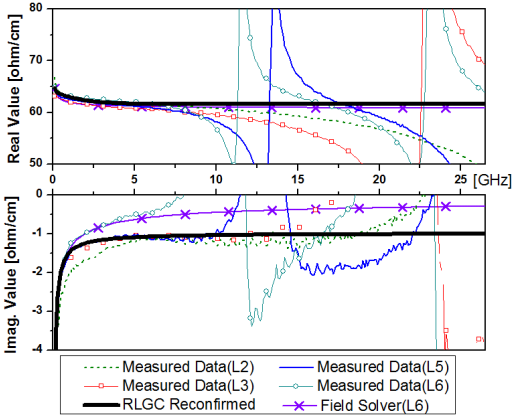


(a) 도체 손실 (α_c)



(b) 유전체 손실 (α_d)

[그림 11] 도체 및 유전체에서의 손실

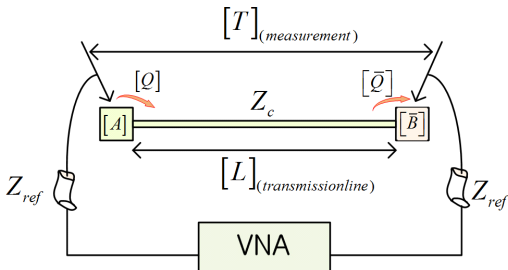


[그림 12] 특성 임피던스(진한 검정 실선: 재구성한 RLCG 파라미터로 재구성한 특성임피던스)

관계없이 4단자 회로망(2-포트 네트워크)로 된 평판 구조 전송선의 S-파라미터만 측정하면, 매우 쉽게 주파수 종속 특성 임피던스 및 전파상수를 실험적으로 측정할 수 있기 때문에 실제 산업체에서 널리 사용되고 있다. 그렇다 하더라도 이 방법은 공진주파수에 매우 민감하여 공진주파수 근처에서 부정확한 데이터를 추출한다. 일반적으로 트랜스미션 라인은 다음과 같이 T-파라미터를 사용하여 표현할 수 있다.

$$[T] = [A][Q][L][\bar{Q}][\bar{B}]$$

위 식에서 $[Q]$ 와 $[\bar{Q}]$ 는 임피던스가 변형되고 있다는 것을 의미하며, 다음과 같이 표현된다.^[5]



[그림 13] 측정을 위한 평판 전송로의 T-파라미터 표현

$$[Q] = \frac{1}{2\sqrt{Z_{ref}Z_c}} \begin{bmatrix} Z_c + Z_{ref} & Z_c - Z_{ref} \\ Z_c - Z_{ref} & Z_c + Z_{ref} \end{bmatrix}$$

$[L]$ 은 우리가 측정하고자 하는 트랜스미션 라인 이고,

$$[L] = \begin{bmatrix} e^{-\gamma l} & 0 \\ 0 & e^{+\gamma l} \end{bmatrix}$$

$[A]$ 와 $[\bar{A}]$ 는 측정 패드에 해당하는 회로망 파라미터다. 행렬식에서 bar로 표기한 부분은 다음과 같은 표현식을 간략화한 것이다.

$$[\bar{X}] = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} [X]^{-1} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

그런데, Eo & Eisenstadt는 위 식에서 불연속 지점 $[A][Q]$ 와 $[\bar{Q}][\bar{B}]$ 부분을 정확하게 취급하고 있지 않기 때문에, 다시 말하면 측정을 위한 패드 기생 성분 $[A]$ 와 $[\bar{B}]$ 부분을 단순히 병렬 어드미턴스(parallel admittance) 파라미터로 모델하여 de-embedding하기 때문에 측정값에 포함된 공진(resonance) 효과를 제거하지 못한다. 다시 말해 공진 주파수 근처의 값은 부정확하게 된다는 것이다. 또한 작은 값일지언정 패드 자체의 직렬 임피던스(series impedance)는 고주파 영역에서는 결코 무시할 수 없기 때문에 고주파 영역에서 정확도를 보장할 수 없다. 공진은 반파장의 정수 배인 길이에 상응하는 주파수($l = n \cdot \lambda/2$)에서 발생하기 때문에 공진 주파수는 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$f_{resonance} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \left(\frac{n}{2l} \right),$$

여기서 c 와 ϵ_r 은 빛의 속도 및 비유전상수 값이

다. 실제 길이를 작게 하면 상대적으로 높은 주파수에서 공진이 발생하기 때문에 측정 가능한 주파수 영역을 증진시킬 수 있지만, 측정 시료의 공정 편차 및 측정의 불확실성(uncertainty)을 감안하면 근원적 해결책이 될 수 없다. 단지, MTRL(MULTI-Line TRL)^[6]에서와 같이 서로 길이가 다른 여러 시료를 측정하여 공진주파수를 임의로 제거하여 측정 데이터를 재구성하면 상대적으로 정확하게 높은 주파수까지 데이터를 얻을 수 있다.

3-3 NIST의 Two-Tier 측정 비교법

NIST의 Williams는 Eo & Eisenstadt 방법의 정확성에 문제가 있다고 생각하여 측정 자체가 안정적인 TRL 방법을 상용하여 평판 전송 선로를 평가하는 기술을 개발하였다.

전술한 바와 같이 TRL 측정방법은 적어도 2-포트 회로망 측정과 관계되는 한 그 어떠한 측정방법보다 정확하다는 장점이 있다. 이러한 비교우위의 측정방법에서의 문제는 측정 기준 임피던스가 Line Standard로 정의되기 때문에 정규화 된 특성 값을 기준으로 (예를 들면 흔히 사용하는 50 Ω)하는 일반적인 S-파라미터로 변환하여 측정값을 나타내기 위해서는 반드시 Line의 특성 임피던스를 결정하지 않으면 안된다. 그런데 그것이 쉽지 않다는데 문제가 있다.

정확성의 측면에서 볼 때, 본질적으로 기판의 손실은 무시할 수 없다. 그럼에도 불구하고 만약에 기판의 손실을 무시할 수 있을 정도로 그 영향이 매우 미미하다면, 특성 임피던스 측정의 문제는 의외로 간단히 해결될 수 있다. 사실 Williams는 이러한 생각을 갖고 문제를 해결하려고 했다.^[7] 즉, TRL calibration은 calibration 과정에서 부산물로 전파상수를 정확히 추출할 수 있다. 만약에 기판의 손실을 무시할 수만 있다면, 전파상수는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$r = \sqrt{(R+j\omega L)(G+j\omega C)} \approx \sqrt{(R+j\omega L)(j\omega C)}$$

그렇다면, 특성 임피던스는 커패시턴스만 정확히 알 수 있다면 전파상수로부터 정확히 측정할 수 있다는 말과 같다.

$$Z_C = \sqrt{\frac{(R+j\omega L)}{(G+j\omega C)}} \approx \sqrt{\frac{(R+j\omega L)}{j\omega C}} = \frac{r}{j\omega C}$$

일반적으로 기판의 유전률(dielectric permittivity)은 본질적으로 주파수의 함수이기 때문에 주파수 종속이지만, 세라믹 기판 혹은 GaAs와 같은 반도체 기판 같은 경우 기판의 손실도 거의 없고, 유전율도 높은 주파수까지 대체로 일정한 상수값이라고 해도 큰 무리가 따르지 않는다. 이처럼 특수 기판에 시료를 제작하면 적어도 특성 임피던스를 정확히 알 수 있다는 사실에 착목하면, 어쩌면 일반적인 구조에서도 특성 임피던스를 추출할 수 있을 것이라고 생각했다.^[8] Williams는 손실이 있는 기판의 경우 손실이 없는 기판을 이용하여 장비를 calibration한 후에 이것을 일반적인 기준 임피던스로 변환한 후에 손실 기판에 대하여 다시 calibration을 하면 이러한 문제를 해결할 수 있다고 생각했다. 즉, 손실 기판에 대한 시료를 사용하여 calibration하면 calibration과정에서 Error Box를 추출할 수 있다. 이 Error Box에는 calibration하는 기준 임피던스와 피측정 시료(DUT)의 특성 임피던스 사이에 반사계수라는 정보가 들어 있기 때문에, 그 반사계수를 기준 임피던스와 비교하면 피측정 임피던스에 대한 특성 임피던스를 정확히 측정할 수 있다. 이렇게 되면 손실 기판에서의 특성 임피던스를 정확히 추출할 수 있고, 이는 다시 측정값을 표준 임피던스 값을 기준 값으로 하는 측정값으로 변환이 가능하다. 이러한 방법이 NIST에서 개발한 Two-Tier calibration Comparison 측정법이다.^[9] 이 방법은 상대적으로 그 측정법이 복잡하긴 해도 대략 50 GHz 이하에서는 정확하게 측정할 수 있다. 그러나 이 방법 역시 문제가 있다.

3-4 NIST의 Two-Tier 측정 비교법의 문제

NIST에서 제안하는 Two-Tier 측정비교법은 얼핏 보기에 매우 정확한 측정방법으로 보이지만, 이 방법 역시 여러 측면에서 문제가 있다. 먼저 line으로 대변되는 standard의 공정에 편차가 있는 경우, 특히 PCB 라인과 같이 정교하지 않은 시료를 standard로 상정하면 정확성에 문제를 유발시킬 수 있으며, 높은 주파수에서 유전체는 작든 크든 어느 정도의 유전 손실은 존재하기 마련이기 때문에, 애초에 기판의 손실이 없다는 가정은 본질적인 측정의 한계가 되기도 한다. 더불어 calibration을 위한 시료가 두 개 있어야 하기 때문에 측정 비용이 증가한다. 이외에도 비전문가가 측정할 경우 측정 오류를 인지 못하는 어려움이 있고, Capacitance의 측정 오류는 곧바로 특성 임피던스 측정 오류로 전가되는 문제가 있다. 마지막으로 calibration comparison 모델에서 기생 임피던스(series pad impedance)를 정확히 모델하지 않았기 때문에, 고주파 영역에서 오차가 크게 발생하여 대체로 40 GHz 이상에서는 부정확하다고 알려져 있다. 이러한 측면에서 보면 고도의 정밀도가 필요하지 않은 일반인에겐 Eo & Eisenstadt 방법이 매우 편리한 방법이라고 생각할 수도 있다.

IV. 요약 및 결론

본고에서는 평판 전송 구조의 측정 및 평가방법에 관하여 간단히 고찰하였다. 실상 정확한 측정을 한다는 것은 측정 장비의 한계 및 정교한 시료의 제작이 선행되어야 하며, 측정하고자 하는 DUT는 물론 관련된 기생 효과를 감안하여 적합한 측정 및 평가방법을 고려하지 않으면 안 된다. 얼핏 보아서는 세상에 존재하는 방법 모두가 이론적으로 완벽해 보이지만, 실제 상황에선 그 어떠한 측정 방법도 완벽한 것은 없다. 따라서 일반적으로 알려진 측정 및 평가 방법을 항상 재음미하고, 자신의 측정 시료에 어

떤 방법이 적합한지를 먼저 확인하고, 실사 정확한 측정 데이터는 얻을 수 없다 하더라도 측정값이 어느 정도 신뢰할 수 있는 것인지에 대한 측정의 정확도(accuracy) 및 불확실성(uncertainty)을 명확히 하는 것은 항상 필요하다고 생각한다.

참 고 문 헌

- [1] G. F. Engen, C. A. Hoer, "Thru-reflect-line: An improved technique for calibrating the dual six-port automatic network analyzer", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 27, no. 12, pp. 987-993, Dec. 1979.
- [2] J. Kim, D. Han, "Hybrid method for frequency-dependent lossy coupled transmission line characterization and modeling", in *Proc. 12th Elect. Performance Electron. Packag.*, pp. 239-242, 2003.
- [3] A. M. Mangan, S. P. Voinigescu, M. Yang, and M. Tazlauanu, "De-embedding transmission line measurements for accurate modeling of IC designs", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.* vol. 53, no. 2, pp. 235-241, Feb. 2006.
- [4] Y. Eo, W. R. Eisenstadt, "High-speed VLSI interconnect modeling based on S-parameter measurements", *IEEE Trans. Comp. Hybrid, Manuf. Technol.*, vol. 16, no. 5, pp. 555-562, 1993.
- [5] K. C. Gupta, R. Garg, and R. Chadha, *Computer Aided Design of Microwave Circuits*, Artech House, 1981.
- [6] R. B. Marks, "A multilayer method of network analyzer calibration", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 39, pp. 1205-1215, Jul. 1991.
- [7] R. B. Marks, D. F. Williams, "Characteristic impedance determination using propagation constant", *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 1, no. 6,

pp. 141-143, Jun. 1991.

- [8] D. F. Williams, R. B. Marks, "Accurate transmission line characterization", *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 3, no. 8, pp. 247-249, Aug. 1993.

- [9] D. F. Williams, R. B. Marks, and A. Davidson, "Comparison of on-wafer calibrations", in *Proc. 38th ARFTG Conf. Dig.*, Dec. 1991, pp. 68-81.

≡ 필자소개 ≡

어 영 선



1983년 2월: 한양대학교 전자공학과 (공학사)

1985년 2월: 한양대학교 전자공학과 (공학석사)

1993년 5월: 플로리다대학교 전자공학과 (공학박사)

1995년 3월~현재: 한양대학교 전자통신

공학과 교수

2002년~현재: Senior Member of IEEE

1986년 6월~1988년 7월: 한국전기통신공사 연구소 전임연구원

1993년 7월~1994년 2월: Applied Micro Circuits Corp., Sr. Engineer

1994년 2월~1995년 2월: LSI Logic R&D Center, Sr. Engineer

2004년 7월~2005년 8월: Nat. Inst. of Stds. & Tech., Guest Researcher

2011년 7월~2012년 6월: 삼성전자 기반기술센터 자문교수

[주 관심분야] 고속/고주파 집적전자 시스템 설계