

확장된 TRL 오차 수정 방법

An Extended TRL Calibration Method

김 유 신 · 이 창 석

Yusin Kim · Chang-Seok Lee

요 약

TRL 오차 수정 방법은 PCB 위에 제작된 고주파 소자를 측정할 때 많이 사용되는 방법이지만 오차 수정을 위해 제작된 표준 전송선 패턴의 특성 임피던스를 알아야만 보다 정확하게 측정 오차를 수정할 수 있다. 기존의 방법에서는 저항을 종단 처리한 표준 패턴을 추가로 이용하여 전송선의 단위 길이당 커패시턴스를 계산하고 주파수에 대해 fitting하는 방법으로 표준 전송선의 특성 임피던스를 계산하고 있으나 제작상의 부정확성에 의해 추출된 특성 임피던스가 영향을 받고 있음을 확인하였다. 본 논문에서는 측정된 S-parameter를 이용하여 제작상의 부정확성을 줄일 수 있고 기존 방법보다 정확한 특성 임피던스를 추출할 수 있다.

Abstract

TRL error correction method is widely used for measuring high frequency device mounted on PCB. In order to correct error more precisely, the characteristic impedance of standard transmission line should be known mounted for error correction. The capacitance per the unit length of transmission line is calculated by using standard transmission line which terminate resistor additionally at previous method and the characteristic impedance of standard transmission line is calculated with fitting method according to frequency, but the characteristic impedance extracted by a manufacturing inaccuracy is influenced. In this study, a novel method can reduce the manufacturing inaccuracy using measured s-parameters and can extract more accurate characteristic impedance than the previous method.

Key words : TRL, Calibration, De-embedding

1. 서 론

PCB 또는 반도체 기판 위에 구현된 고주파 소자의 특성을 측정하기 위하여 사용되는 측정 오차 수정 방법으로 TRL 방법이 일반적으로 사용되고 있다^[1]. TRL 방법은 회로가 구현된 기판과 동일한 기판에 3개의 calibration standard(T: Thru, R: Reflect, L: Line)을 제작하여 측정함으로써 커넥터 및 기판내의 전송선에 의한 측정 오차를 보정하는 방법으로 추가의 소자가 필요없어 편리하게 사용할 수 있으나 calibration standard의 특성 임피던스가 측정 장비의

특성 임피던스와 다를 경우 정확한 오차 보정이 되지 않는 단점이 있다. PCB 기판 위에 제작된 전송선 패턴의 특성 임피던스는 기판의 두께와 유전율 그리고 패턴의 선폰에 따라 달라지며 측정의 정확도에 영향을 미치기 때문에 회로 제작에 사용되는 전송선의 특성 임피던스를 정확히 알 필요가 있다. 제작된 전송선의 특성 임피던스를 추출하기 위한 방법에 대한 연구가 지속적으로 수행되고 있다^{[2],[3]}.

제작된 전송선의 특성 임피던스를 정확히 측정하기 위하여 기존의 TRL 방법에 추가의 one-port calibration standard를 사용하여 제작된 전송선의 특성

한밭대학교 정보통신전문대학원(Graduate School of Information & Communications, Hanbat National University)

· 논문 번호 : 20050808-086

· 수정완료일자 : 2005년 11월 18일

임피던스를 측정하는 방법에 대한 연구가 있었다^{[4],[5]}. 이 방법들은 전송선의 등가회로를 구성하는 4개의 파라미터 즉, 전송선의 단위 길이당 직렬 저항 R , 직렬 인덕턴스 L , 병렬 컨덕턴스 G 와 병렬 커패시턴스 C 를 찾아내어 제작된 전송선의 특성 임피던스를 계산하는 방법이며 병렬 커패시턴스 C 를 기준으로 계산하는 방법이 비교적 정확한 것으로 알려져 있다^[6]. 이 방법은 전송선 끝에 저항을 연결하여 반사계수를 측정된 다음 미리 측정하여 알고 있는 DC 저항 값을 이용하여 측정된 반사계수로부터 전송선의 단위 길이당 병렬 커패시턴스 C 를 구하는 것이다. 이 방법은 calibration standard의 정확한 길이를 알고 있을 때 가능하며 저항이 연결된 전송선의 끝에 기생 커패시터 성분이 상대적으로 작을 때 사용이 가능하므로 MMIC와 같이 그 길이가 정확히 제어되는 경우 연결하는 저항값을 작게 사용하여 측정이 가능하다. 일반적으로 PCB 기판에서 이와 같은 calibration standard를 제작하면 저항을 연결하는 위치를 정확히 제어하기 힘들며 기생 성분 역시 저항의 연결 상태에 따라 달라질 수 있으므로 제안한 오차 수정 방법이 필요하다.

본 논문에서는 기존의 방법에서 발생할 수 있는 문제점을 해결하기 위하여 기존의 TRL 방법에 two-port calibration standard를 추가하여 측정 결과로부터 저항이 연결된 위치를 계산하여 사용함으로써 보다 정확한 보정이 가능한 calibration 방법을 제안하였다. 추가적인 calibration standard는 TRL calibration standard에서 사용한 "Line" standard의 중간에 저항이 연결된 구조이며 two-port S-parameter로부터 저항이 연결된 위치를 추출하여 전송선의 길이를 보정할 수 있으므로 제작상의 오차를 제거할 수 있어 정확한 특성 임피던스 추출이 가능하다.

II. TRL 방법

T, R, L standard를 사용하면 제작하는 경우 T standard와 L standard의 절대적 길이도 중요하지 않고 길이 차이만 정확히 알면 되며 R standard의 경우에도 반사계수는 정확히 몰라도 되며 양쪽 port의 반사계수가 같기만 하면 되므로 제작이 용이하여 많이 사용하고 있다. TRL calibration을 통해 각 port의 오

차를 보정할 수 있을 뿐만 아니라 전파상수 r 을 정확히 추출할 수 있다. TRL calibration 방법은 error box A, B의 영향을 제거하고 DUT(Device Under Test)의 특성만을 측정할 수 있도록 calibration할 수 있으며 그 과정에서 전파상수 r 을 정확히 알 수 있다. 그러나 이 방법을 통해 calibration된 특성 임피던스는 측정 시스템의 특성 임피던스가 아니고 제작된 전송선의 특성 임피던스를 기준으로 calibration되어 있기 때문에 주파수에 따라 기준 임피던스가 달라지게 되며 특히 전송선의 손실 특성으로 인해 특성 임피던스가 복소수로 나타나는 경우 수동 소자의 반사계수가 1보다 커지는 경우가 발생할 수 있다. 그림 1에 손실이 있는 전송선으로 TRL calibration된 후에 측정된 inductor의 특성을 한 예로 나타냈다. 측정에 사용된 inductor 값은 2.2 nH이며 특성 임피던스 45-j10 Ω으로 주파수가 5 MHz에서 2 GHz까지 S_{11} 의 특성을 분석하였다. 분석 결과 반사계수가 2 GHz에서 반사계수가 1보다 커지는 경우가 나타났다.

III. Calibration 비교 방법

D. Williams와 R. Marks^{[4],[5]}는 기존의 TRL 방법에 하나의 calibration standard를 추가하여 사용된 전송선의 특성 임피던스를 추출할 수 있는 방법을 제안하였다. 추가된 calibration standard는 일정한 길이의 전송선 끝에 저항을 연결한 구조이며 그 저항값은

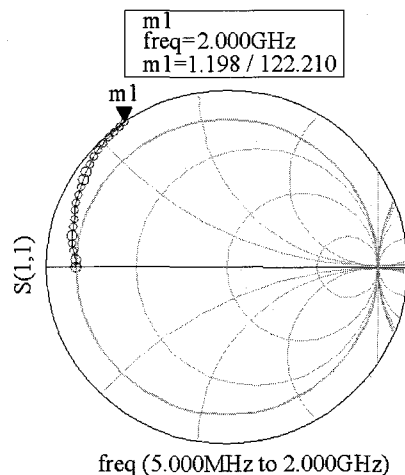


그림 1. Inductor의 반사 계수 특성
Fig. 1. Reflection coefficient characteristic of inductor.

DC에서 정확히 측정된 것이다. TRL calibration이 된 후에 추가의 standard를 이용하여 일정한 길이의 전송선 끝에 연결된 저항 R_L 의 반사계수 Γ_L 을 측정하고 TRL calibration 과정에서 추출된 전파상수 r 을 이용하여 전송선의 길이를 보정함으로써 저항만의 반사계수 Γ_L 을 추출할 수 있다. 측정된 반사계수 Γ_1 과 Γ_L 은 식 (1) 및 식 (2)와 같이 표현된다.

$$\Gamma_1 = \frac{Z_0 - R_L}{Z_0 + R_L} e^{-2rl} \quad (1)$$

$$\Gamma_L = \frac{Z_0 - R_L}{Z_0 + R_L} \Gamma_1 e^{2rl} \quad (2)$$

여기서 전송선 끝에 연결된 저항 R_L 과 그 저항을 연결하기 위해 사용된 전송선의 길이 l 은 정확하게 알 수 있다고 가정하면 전송선의 특성 임피던스를 계산할 수 있으며 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Z_0 = \frac{1 - \Gamma_L}{1 + \Gamma_L} R_L \quad (3)$$

식 (3)에 사용된 R_L 은 DC에서 측정한 값이므로 주파수가 높아짐에 따라 기생 성분에 의해 그 특성이 변화하게 될 뿐 아니라 사용된 전송선의 길이 l 의 미세한 오차에 의해 계산된 Γ_L 이 변하므로 높은 주파수에서 특성 임피던스 Z_0 를 정확하게 추출하기 어렵다. 전송선의 특성 임피던스를 추출하기 위하여 전송선의 등가 회로 모델을 사용하면 주파수에 무관한 파라미터를 추출할 수 있다. 전송선의 등가 회로는 그림 2과 같이 나타낼 수 있으며, 여기서 R, L, C, G 는 각각 단위길이당 직렬 저항, 직렬 inductance, 병렬 capacitance 및 병렬 누설 conductance를 나타낸다. 이러한 전송선에서 전파상수 r 과 특성 임피던스 Z_0 의 관계는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$rZ_0 = R + j\omega L \quad (4)$$

$$\frac{r}{Z_0} = G + j\omega C \quad (5)$$

식 (4) 또는 식 (5)에 식 (3)의 Z_0 관련식을 대입하

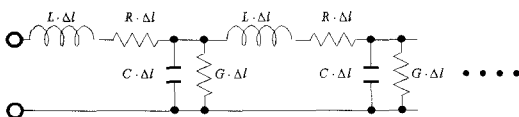


그림 2. 전송선의 미세 등가회로 모델
Fig. 2. Equivalent circuit model of a transmission line.

고 TRL 방법에서 알 수 있는 전파상수 r 을 이용하면 각 주파수마다 R, L, G, C 를 추출할 수 있다. 그러나 계산에 사용되는 Z_0 는 주파수가 높을 경우 길이 l 의 오차에 영향을 받으며 주파수가 낮아질수록 특성 임피던스가 급격히 증가하는 특성을 나타내어 저주파에서도 사용이 어렵다.

도선의 저항값 R 은 skin effect에 의해 주파수에 따라 변하므로 식 (4)는 사용하기 어렵고 무시할 수 있는 값을 가진 컨덕턴스 G 의 관련식 (5)를 사용할 수 있다. 일반적인 고주파용 기판의 경우, 사용 주파수 범위에서 $\omega C \gg G$ 이므로 DC에서의 capacitance C_0 를 식 (5)에 대입하여 특성 임피던스 Z_0 를 구할 수 있는 방법이 제안되어 사용되고 있다^[2].

$$Z_0 = \frac{r}{j\omega C_0} \quad (6)$$

이 방법을 사용하면 소자의 측정을 위해 사용된 전송선의 특성 임피던스를 정확히 계산할 수 있으며 따라서 TRL calibration에서 문제가 되었던 전송선의 특성 임피던스와 측정 장비의 특성 임피던스간의 mismatch에 의한 측정의 부정확성 문제를 해결할 수 있다. 그러나 이 방법에서 추가한 calibration standard는 연결된 저항을 측정할 때 도선의 저항이 영향을 미칠 수 있으며, 길이를 재는 과정에서 오차가 있을 수 있어 보다 정확한 calibration standard가 필요하다.

그림 3은 2 GHz에서 “Thru” standard의 끝에 연결

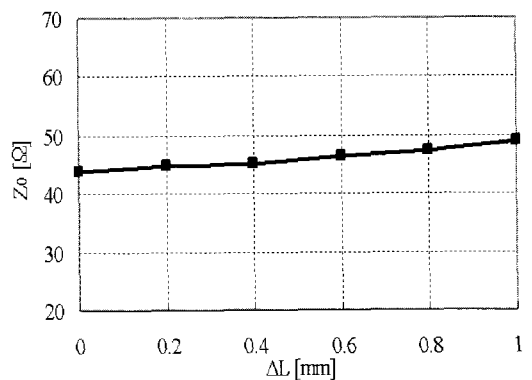


그림 3. One-port calibration standard에서 추출된 특성 임피던스

Fig. 3. Characteristic impedance extracted at one-port calibration standard.

된 저항의 기준 위치가 2.2 cm 일 때 저항의 위치에 따라 전송선의 길이가 1 mm 변할 때에 전송선의 특성 임피던스를 나타냈다.

전송선의 길이 오차가 1 mm 변할 경우에 특성 임피던스는 5.2 Ω 변했다. 저항이 연결된 기준 위치 2.2 cm는 전송선의 정확한 길이를 추출할 수 있는 방법이 없으므로 전송선의 끝 위치에 저항이 연결된 것인지 알 수 없다. 따라서 추출된 전송선의 특성 임피던스는 저항의 연결 위치에 따라 종단의 반사계수가 달라지므로 정확한 값인지 알 수 없다.

IV. 확장된 TRL Calibration 방법

저항이 연결된 위치에 따라 전송선의 길이가 변하는 문제를 해결하기 위하여 "Line" standard의 중간에 저항을 병렬로 삽입하여 측정된 two-port S-parameter로부터 저항의 위치를 알 수 있고 이 위치를 이용하여 사용된 전송선의 특성 임피던스를 추출할 수 있다. 본 논문에서는 그림 4에 나타난 calibration standard를 사용하고 있다. Calibration 비교방법에서 1-port의 추가 standard를 사용하고 있으나 본 논문에서는 2-port의 standard를 사용하고 있으며 two port의 중간에 저항을 병렬 접속하여 사용하고 있다.

중간에 연결된 저항 R_a 의 정확한 측정을 위하여 port 1에 전류를 흘리고 port 2에서 전압을 재는 4-wire 저항 측정 기법을 사용할 수 있다. 이 방법을 사용하면 중간에 연결된 저항을 측정할 때 연결된 도선의 저항이 추가되는 오차를 막을 수 있다. 또한 connector에서 저항까지의 거리를 측정된 S-parameter

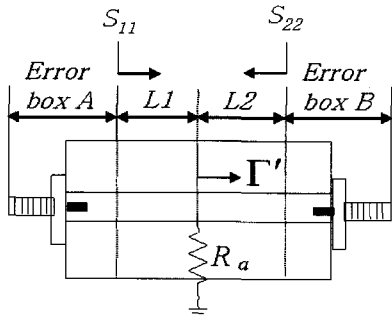


그림 4. 길이 오차 보정용 calibration standard
Fig. 4. Calibration standard for length error compensation.

로부터 계산할 수 있으므로 보다 정확한 calibration이 가능하다. 측정된 S-parameter와 TRL calibration 방법에서 추출된 전파상수 r 을 이용하여 전송선의 길이 차이를 계산할 수 있으며 식 (7)과 같이 표현한다.

$$L2 - L1 = \frac{\ln\left(\frac{S_{22}}{S_{11}}\right)}{2r} \quad (7)$$

S_{11} 과 S_{22} 는 error box A, B가 제거된 후에 측정된 S-parameter이며 전파상수 r 는 TRL calibration 과정에서 정확히 알 수 있다. 추출된 전송선의 길이를 이용하여 calibration standard의 중간 위치에 연결된 저항까지 측정 기준면을 이동할 수 있으며 그 위치에서 반사계수를 알 수 있다.

$$\Gamma' = S_{11} \cdot e^{2rL1} \quad (8)$$

식 (8)에서 전송선의 길이 $L1$ 은 전송선의 길이 차이와 제작 과정에서 제공되는 calibration standard의 전체 길이로부터 각각 추출된 것이다. 길이 추출에 사용된 저항의 위치는 정확히 중간 위치는 아니며 위치의 변화에 관계없이 측정된 S-parameter를 이용하여 그 위치를 추출할 수 있다. 추출된 Γ' 은 식 (9)와 같이 나타낼 수 있으며 저항 R_a 는 전송선의 특성 임피던스 Z_0 와 병렬 접속된 것으로 식 (10)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\Gamma' = \frac{Z_t - Z_0}{Z_t + Z_0} \quad (9)$$

$$Z_t = R_a // Z_0 \quad (10)$$

식 (10)을 식 (9)에 대입하여 다음과 같은 전송선의 특성 임피던스를 계산할 수 있다.

$$Z_0 = \frac{-2\Gamma'R_a}{1 + \Gamma'} \quad (11)$$

본 논문에서 제안한 방법을 사용하면 소자의 측정을 위해 사용된 전송선의 특성 임피던스를 정확히 계산할 수 있으며 calibration standard에 연결된 저항의 위치를 정확하게 측정할 수 있어 길이 오차 문제를 해결할 수 있다. 2-port standard에 연결된 저항은 중간위치가 아니더라도 측정된 S-parameter를 이용하여 전송선의 길이를 추출할 수 있으며 제작과정에서 그 위치를 정확하게 제어하지 않아도 된다.

따라서 전송선의 특성 임피던스와 측정 장비의 특성 임피던스 불일치에 의한 측정의 부정확성 문제

를 해결할 수 있다.

V. 실험 결과

본 논문에서 제안하는 특성 임피던스 추출방법을 기존의 방법과 비교하여 검증하기 위하여 유전율이 4.6이고 기판의 두께가 0.8 mm인 CPWG 구조의 FR-4기판에 특성 임피던스 43 Ω인 calibration standard를 제작하여 기존의 방법과 본 논문에서 제안한 방법으로 특성 임피던스를 계산하여 비교하였다. 5 MHz에서 2 GHz까지의 주파수에서 분석하였으며 사용된 주파수의 범위에 따라 “TRL” calibration standard에 적용된 전송선의 길이가 결정되었으며 “Thru”의 길이를 2.2 cm, “Reflect”의 길이를 1.1 cm, “Line”의 길이를 4 cm로 제작하였다^{[7],[8]}.

그림 5에 two-port calibration standard를 이용하여 전송선의 특성 임피던스를 추출하기 위한 측정용 Jig를 나타냈다. 사용된 two-port calibration standard는 TRL calibration standard에 사용된 “Line” standard를 적용하였고 전송선의 중간 위치에 연결된 저항 값은 100 Ω으로 병렬 접지되었다. TRL calibration 과정에서 입력단과 출력단의 error box A와 B를 제거하여 식 (7)로부터 추출된 전송선의 길이 L_1 은 1 cm이고 L_2 는 0.8 cm이다.

그림 6은 식 (3)과 식 (11)로부터 추출된 전송선의 특성 임피던스를 나타냈다.

식 (3)에 사용된 calibration standard는 연결된 저항의 위치가 전송선의 끝부분으로 연결 위치에 따라

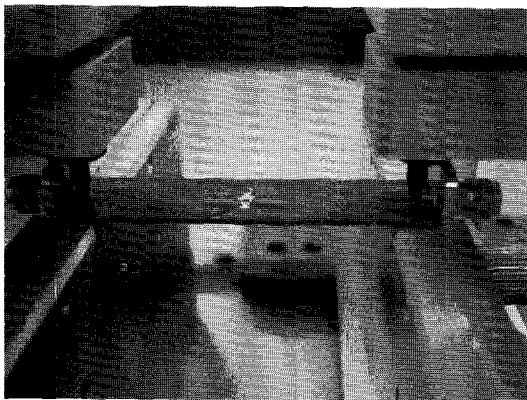


그림 5. 측정용 Jig
Fig. 5. Jig for measurement.

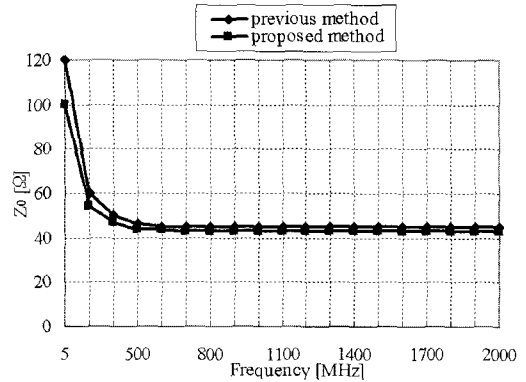


그림 6. 직접적으로 추출된 특성 임피던스
Fig. 6. Characteristic impedance extracted directly.

기생 성분이 달라지며 저항까지 연결된 전송선의 길이를 정확히 추출할 수 없다. 식 (11)은 two-port calibration standard를 이용하여 제작과정에서 그 위치를 정확하게 제어하지 않아도 측정된 S-parameter로부터 저항까지 연결된 전송선의 길이를 추출할 수 있어 보다 정확한 특성 임피던스 추출이 가능하다. 측정 결과 식 (3)을 이용하여 추출된 전송선의 특성 임피던스와 식 (11)을 이용하여 추출된 전송선의 특성 임피던스는 낮은 주파수에서 주파수가 낮아질수록 특성 임피던스가 급격히 증가하는 특성을 나타내며 정확한 특성 임피던스 추출이 어려우며 기존의 방법의 식 (3)과 제안된 방법의 식 (11)을 이용하여 추출된 전송선의 특성 임피던스는 낮은 주파수를 제외한 500 MHz에서 2 GHz의 주파수에서 1.2 Ω 차이를 나타냈다. 그림 7은 식 (5)로부터 추출된 병렬 커패시턴스 C_0 이며 주파수가 낮아짐에 따라 일정한 값으로 수렴하는 DC capacitance C_0 를 추출하여 각각의 방법으로 계산된 값을 나타냈다. 기존의 방법에서는 전송선의 길이 오차가 1 mm 변할 경우에 C_0 가 0.45 pF 변했으며 제안된 방법은 전송선의 길이 변화에 민감하지 않은 5.2 pF 값을 나타냈다.

그림 8은 그림 7에서 추출된 C_0 를 식 (5)에 대입하여 2 GHz에서 계산된 특성 임피던스를 나타냈다.

실험 결과 기존의 방법에서는 기준 위치에서 길이 변화 ΔL 이 1 mm 변할 경우 전송선의 특성 임피던스 Z_0 는 5.2 Ω 변했으며 길이 변화 ΔL 이 없는 위치에서 추출된 특성 임피던스는 기준 위치를 정확히 알 수

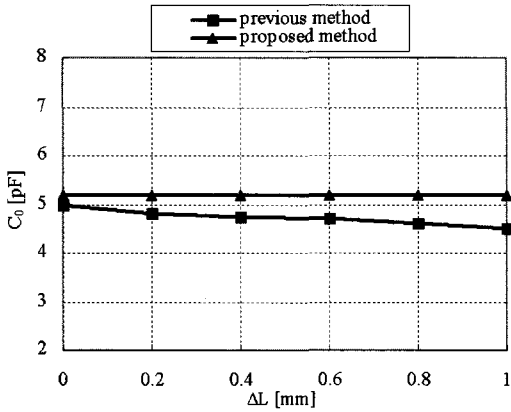


그림 7. 추출된 DC capacitance C_0
Fig. 7. Extracted DC capacitance C_0 .

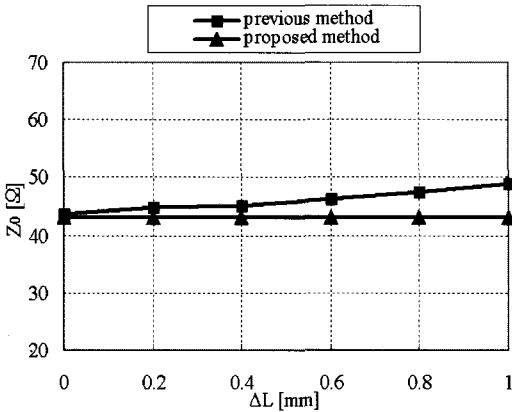


그림 8. 2 GHz에서 추출된 전송선의 특성 임피던스
Fig. 8. Characteristic impedance extracted at 2 GHz.

없이 추출된 값이 정확한지 알 수 없다. 제안한 방법에서는 전송선의 길이 변화 ΔL 이 1 mm 변해도 정확한 위치를 알 수 있어 전송선의 특성 임피던스는 길이 변화에 민감하지 않은 43.2 Ω을 나타냈다. 기존의 방법에서는 one-port calibration standard를 이용하여 직접적으로 Z_0 를 추출하였으나 낮은 주파수에서 전송선의 특성 임피던스가 급격히 증가하는 특성으로 추출된 값이 부정확하며 standard의 끝에 연결된 저항의 위치에 따라 전송선의 특성 임피던스가 변한다. 제안한 방법에서 two-port calibration standard를 이용하여 직접적으로 전송선의 특성 임피던스를 추출하면 저항의 연결 위치에 따라 전송선의 특성 임피던스가 변하는 문제를 해결할 수 있으나 전송선의

특성 임피던스가 급격히 증가하는 특성으로 정확한 특성 임피던스 추출이 어렵다. 전송선의 미세 등가 회로 식 (5)를 이용하면 주파수에 따라 비교적 변화가 없는 DC 커패시턴스 C_0 를 추출할 수 있다. 기존의 방법에서는 연결된 저항의 위치에 따라 C_0 가 변하며 제작과정에서 전송선의 끝에 연결된 저항의 위치에 따라 전송선의 길이를 추출할 수 없어 그 값이 정확한 지 알 수 없다. 제안된 방법은 제작과정에서 전송선의 중간에 연결된 저항의 위치를 정확하게 제어하지 않아도 전송선의 길이를 추출할 수 있어 보다 정확한 C_0 추출이 가능하며 제작과정에서 저항의 연결 위치에 따라 그 값이 변하는 문제를 해결할 수 있다. 분석 결과 calibration standard에 연결된 저항의 위치에 따라 전송선의 길이가 변화하여 전송선의 특성 임피던스가 영향을 받고 있음을 확인하였다.

본 논문에서 제안하는 two-port calibration standard를 이용하면 전송선의 길이를 추출할 수 있어 보다 정확한 특성 임피던스 추출이 가능하다.

VI. 결 론

TRL 오차 수정 방법은 반도체 혹은 PCB 기판 위에 제작된 고주파 소자를 측정할 때 많이 사용되는 방법이지만 오차 수정을 위해 제작된 calibration standard의 특성 임피던스를 알아야만 보다 정확하게 측정 오차를 수정할 수 있다. 기존의 방법에서는 전송선의 끝에 저항을 연결한 1-port calibration standard를 이용하여 전송선의 특성 임피던스를 추출하였으나 연결된 저항의 위치에 따라 전송선의 특성 임피던스가 변화하고 있음을 확인하였다. 본 논문에서 사용하는 calibration standard는 전송선의 중간 위치에 저항을 연결한 2-port calibration standard이다. 사용된 calibration standard는 전송선에 연결된 저항의 위치를 측정된 S-parameter를 이용하여 알 수 있으며 제작 과정에서 저항을 연결하는 위치에 따라 전송선의 특성 임피던스를 추출할 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] G. F. Engen, C. A Hoer, "Thru-reflect-line: An improved technique for calibration of the dual six-port automatic network analyzer", *IEEE Trans.*

- Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-27, pp. 987-993, Dec. 1979.
- [2] F. Mesa, D. R. Jackson, "A novel approach for calculating the characteristic impedance of printed-circuit lines", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, pp. 283-285, Apr. 2005.
- [3] D. F. Williams, B. K. Alpert, U. Arz, D. K. Walker, and H. Grabinski, "Causal characteristic impedance of planar transmission lines", *IEEE Trans on Advanced Packaging*, vol. 26, pp. 165-171, May 2003.
- [4] R. B. Marks, D. F. Williams, "Characteristic impedance determination using propagation constant measurement", *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 1, pp. 141-143, Jun. 1991.
- [5] D. F. Williams, R. B. Marks, "Accurate transmission line characterization", *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 8, pp. 247-249, Aug. 1993.
- [6] D. F. Williams, R. B. Marks, "Transmission line capacitance measurement", *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 1, pp. 243-245, Sep. 1991.
- [7] D. Kostevc, "Simple extension of TRL calibration method of VANA", *IEEE Electronics Lett.*, vol. 31, pp. 634-635, Apr. 1995.
- [8] J. M. Heinola, K. P. Latti, P. Silventoinen, J. P. Strom, and M. Kettunen, "A new method to measure dielectric constant and dissipation factor of printed circuit board laminate material in function of temperature and frequency", in *Proc. 9th Int. Adv. Packag. Mater. Symp.*, pp. 235-240, 2004.

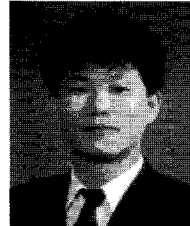
김 유 신



2000년 2월: 한밭대학교 정보통신공학과 (공학사)
 2002년 2월: 한밭대학교 정보통신전문대학원 (공학석사)
 2002년 3월~현재: 한밭대학교 정보통신전문대학원 박사과정 수료
 [주 관심분야] 고주파 집적회로(M-

MIC) 설계, MMIC Layout Simulation

이 창 석



1984년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학사)
 1986년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)
 1996년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)
 1986년 2월~1998년 3월: 한국전

자통신연구원 책임연구원

1998년 4월~현재: 한밭대학교 정보통신컴퓨터공학부 부교수

[주 관심분야] 고주파 집적회로(MMIC) 설계