

# Air Line 임피던스 표준을 이용한 동축형 부하의 임피던스 정밀 측정

## Precise Impedance Measurement of Coaxial Loads using Air Line Impedance Standards

강진섭 · 김정환

Jin-Seob Kang · Jeong-Hwan Kim

### 요 약

본 논문에서는 offset open과 offset short를 반사 표준으로 사용하고 길이가 다른 여러 개의 reference air line을 임피던스 표준으로 사용한 동축형 부하의 임피던스 정밀 측정법을 제안했다. 5 ~ 1,000 MHz 주파수영역에서 SWR bridge(5 ~ 400 MHz)와 벡터 회로망분석기(100 ~ 1,000 MHz)를 사용하여 얻은 power sensor와 thermistor mount의 입력 임피던스를 제시했다.

### Abstract

In this paper, a method for the precise impedance measurement of coaxial loads using an offset open and short as the reflection standards and reference air lines with different lengths as the impedance standards is proposed. Measured input impedances of power sensors and thermistor mounts obtained from SWR bridges (5 ~ 400 MHz) and a vector network analyzer (100 ~ 1,000 MHz) are presented in the frequency range of 5 MHz to 1,000 MHz.

### I. 서 론

현대 산업사회가 발달함에 따라 널리 사용되고 있는 각종 전자파 전송시스템에서 이웃한 두 전송선로의 특성임피던스가 서로 같지 않다면 입사파의 일부가 반사되어 에너지 손실이 발생하게 된다. 이를 방지하기 위해서 전자파관련 기기에서 임피던스 측정은 매우 중요하다.

특성임피던스 값을 알고 있는 전송선로 종단에 미지의 부하가 연결되었을 때, 부하 임피던스는 입사파에 대한 부하에 의한 반사파의 비로 정의되는 반사계수를 SWR bridge, 벡터 회로망분석기, 6-port 회로망분석기 등과 같은 반사계(reflectometer)를 이용해서 측정하여 알 수 있다. 반사계를 이용해서 측

정단자에 연결된 부하 임피던스를 측정하려는 경우에, 반사계의 유한한 directivity 등으로 인하여 측정된 반사계수  $\Gamma_m$ 과 부하의 실제 반사계수  $\Gamma$  사이에는 다음과 같은 관계가 존재한다<sup>[1]</sup>.

$$\Gamma_m = \frac{a\Gamma + b}{c\Gamma + 1} \tag{1}$$

여기서  $a, b, c$ 는 반사계의 residual error를 반영한 error box 파라미터로 이들을 구하는 과정이 반사계의 교정(calibration)이다. 만약 이상적인 반사계라면  $a = 1, b = c = 0$ 의 특성을 가지므로 측정된 반사계수와 부하의 반사계수가 같게 되며, 불완전한 반사계라도 임피던스 특성을 정확히 알고 있는 3개의 임피던스 표준이 존재하여 반사계를 교정할 수

한국표준과학연구원 전자기표준부 전자파연구실(Electromagnetics Group, Division of Electromagnetic Metrology, Korea Research Institute of Standards and Science)

· 논문 번호 : 20000308-028

· 수정완료일자 : 2000년 4월 24일

있다면 정확한 부하 반사계수를 측정할 수 있다. 그러나 실제로는 불완전한 임피던스 표준이 교정에 사용되므로 error box 파라미터에 오차가 포함되어 측정된 반사계수도 오차를 가지게 된다.

RF 및 마이크로파 대역에서 가장 정확한 동축형 임피던스 표준은 직경이 균일한 내부도체와 외부도체로 구성되고 두 도체사이의 전송매질이 공기로 된 (bead가 없는) reference air line이다. 비교적 주파수가 높은 마이크로파 대역에서는 reference air line을 임피던스 표준으로 하는 TRL(thru-reflect-line)<sup>[2]</sup>, LRL(line-reflect-line) 교정법으로 반사계를 교정하여 임피던스를 측정할 수 있으나, 1 GHz 이하의 RF 대역에서는 길이가 매우 긴 air line이 요구되기 때문에 주로 open, short, load(OSL법)의 세 가지 임피던스 표준을 이용하여 반사계를 교정한다. 일반적으로 open과 short는 기하학적 구조와 제작에 사용된 도체의 도전율로부터 그 특성을 정확하게 이론적으로 계산할 수 있다<sup>[3]</sup>. 그러나 load는 rod나 thin film 형태의 저항체로 제작되기 때문에 아주 낮은 저주파수영역에서는 DC 저항값을 사용할 수 있으나 주파수가 증가하면 그 특성이 다르게 된다. 따라서 RF 대역에서 OSL 교정법으로 교정된 반사계의 측정 정확도는 load의 정확도에 의해 주로 결정되며, load의 불완전한 특성으로 인해 임피던스를 정확히 측정하기 힘들다.

Reference air line의 길이가 신호파장의  $1/4 (= \lambda/4)$  흡수배가 되는 고주파에서 임피던스를 정밀 측정할 수 있던<sup>[4]</sup> 단점을 보완하여, 한 개의 reference air line과 short를 사용하여 측정된 반사계수들의 bilinear 변환의 cross-ratio 불변성을 이용하여 동축형 부하의 임피던스를 정밀 측정할 수 있는 방법<sup>[5]</sup>이 개발되었다. 그러나 이 측정법은 air line에 의한 신호의 위상 변화량이 매우 작은 수백 MHz 이하의 RF 주파수대역에서는 사용하기 어렵고, 사용된 reference air line의 특성임피던스와 측정시스템의 임피던스가 같은 경우에만 정확한 부하 임피던스를 측정할 수 있다는 단점이 있다.

본 논문에서는 open, short와 길이가 다른 여러 개의 reference air line을 이용해서 동축형 부하의 임피던스 측정정확도를 향상시킬 수 있는 방법을 제안하였다. 이 방법은 성능 평가된 reference air line의 한

쪽 단자에 open이나 short를 연결하고 반대쪽 단자에서 반사계수를 보면 air line 길이만큼 크기감쇠 및 위상차가 발생하게 되어 기존의 open, short와는 다른 임피던스 값을 가지는 임피던스 표준을 만들 수 있다는 점을 이용하는 것으로, 길이가 다른 여러 개의 air line을 사용하게 되면 보다 많은 임피던스 표준을 만들 수 있다. 제안된 임피던스 측정법에서는 이전의 측정법<sup>[5]</sup>에 비해 보다 많은 임피던스 표준을 사용할 수 있어, 수백 MHz 이하의 주파수영역에서도 동축형 부하의 임피던스를 정밀 측정할 수 있으며 사용된 reference air line의 특성임피던스와 측정시스템의 임피던스가 다른 경우에도 사용할 수 있다.

본 논문에서는 type-N 연결기를 가지는 동축형 부하의 임피던스 측정을 중심으로 설명하였다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. II 장에서는 임피던스 표준으로 사용되는 type-N reference air line과 반사 표준으로 사용되는 offset open 및 offset short의 특성에 대해 간략히 설명하고, III 장에서는 길이가 다른 여러 개의 reference air line을 임피던스 표준으로 사용한 동축형 부하의 임피던스 측정법을 소개했다. IV 장에서는 개발된 방법으로 power sensor와 thermistor mount 각각 두개의 입력 임피던스 측정결과를 보였고, V 장에서 결론을 맺었다.

## II. Type-N reference air line과 offset open 및 offset short의 특성

우선 특성평가된 reference air line의 한쪽 단자에 부하가 연결되었을 때, 반대쪽 단자에서 air line을 본 반사계수를 생각해 보자<sup>[1]</sup>. 전파상수와 특성임피던스가 각각  $\gamma$  와  $Z_0$  이고 길이가 1인 reference air line의 50  $\Omega$  시스템에 대한 산란계수는 다음과 같다.

$$S_{11}^a = S_{22}^a = \frac{Z(1-T^2)}{1-(ZT)^2} \quad (2)$$

$$S_{12}^a = S_{21}^a = \frac{T(1-Z^2)}{1-(ZT)^2} \quad (3)$$

여기서  $Z = (Z_0 - 50)/(Z_0 + 50)$ ,  $T = e^{-\gamma l}$  를 의미한다. 만약 air line 한쪽 단자에 반사계수가  $\Gamma$  인 부하가 연결되었다면 반대쪽 단자에서 air line을

본 반사계수  $\Gamma_{in}$  은 다음과 같다.

$$\Gamma_{in} = S_{11}^a + \frac{S_{12}^a S_{21}^a \Gamma}{1 - S_{22}^a \Gamma} \quad (4)$$

Type-N reference air line의 전파상수<sup>[6]</sup> 및 특성임피던스<sup>[7]</sup>는 측정된 air line의 외부도체 내경 및 내부도체 외경과 도전율로부터 손실이 있는 동축선로 특성해석법<sup>[8],[9]</sup>을 이용해서 알 수 있다. 측정에 사용될 reference air line의 직경과 도전율은 Table 1과 같으며, air line 직경은 도체표면의 전기적인 특성을 보호하기 위해 air-gauging 시스템을 사용해서 비접촉 방식으로 측정하였다.

한편 한쪽 단자에 반사계수가  $\Gamma$ 인 부하가 연결되어 있는 reference air line의 반대쪽 단자를 식 (1)과 같은 특성을 가지는 반사계 측정단자에 연결하여 부하의 임피던스를 측정하는 경우에, 측정된 임피던스에 대한 표현식은 식 (4)를 식 (1)에 대입하여 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\Gamma_m = \frac{a[S_{11}^a(1 - S_{22}^a\Gamma) + S_{12}^a S_{21}^a\Gamma] + b(1 - S_{22}^a\Gamma)}{c[S_{11}^a(1 - S_{22}^a\Gamma) + S_{12}^a S_{21}^a\Gamma] + (1 - S_{22}^a\Gamma)} \quad (5)$$

식 (5)에서 사용된 산란계수에 reference air line 및 측정시스템 임피던스 정보가 포함되었으므로, 제안된 임피던스 측정법은 사용된 reference air line의 특성임피던스와 측정시스템의 임피던스가 다른 경우에도 사용할 수 있다.

이제 벡터 회로망분석기 HP 8510C 교정에 사용되는 type-N 동축형 임피던스 표준(Cal. Kit: HP 85054B) 중에서 본 논문에서 반사 표준으로 사용되는 offset open 및 offset short의 특성에 대해 생각해

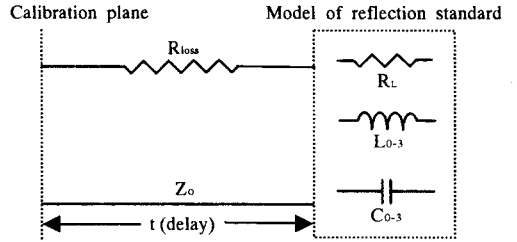


그림 1. 임피던스 표준의 모델링  
Fig. 1. Modeling of impedance standards.

보자. 여기서 offset란 반사계수 측정면인 교정기준면(calibration plane)이 반사 표준기(Fig. 1에서 점선으로 그려진 사각형을 의미함)로부터 일정한 거리만큼 떨어져 있음을 의미하며, 이들 반사 표준의 등가 회로는 Fig. 1과 같다. Offset open과 offset short의 임피던스는 다음과 같이 fringing field에 의한 정전용량과 도체의 유한 도전율에 의한 인덕턴스로 각각 표현되며, 임피던스 표준 제작사로부터 제공되는 Table 2와 같은 교정상수  $C_i$ 와  $L_i$ 로부터 계산될 수 있다<sup>[3]</sup>.

$$Z_{open} = \frac{1}{j\omega C} = \frac{1}{j\omega(C_0 + C_1f + C_2f^2 + C_3f^3)} \quad (6)$$

$$Z_{short} = j\omega L = j\omega(L_0 + L_1f + L_2f^2 + L_3f^3) \quad (7)$$

여기서  $f$ 는 주파수[Hz]를 의미한다. 교정기준면에서 이론적인 임피던스는 임피던스 표준 동축선로의 특성임피던스(Fig. 1에서  $Z_o$ 를 의미함)와 반사 표준기의 임피던스( $Z_{open}$ ,  $Z_{short}$ )로부터 반사 표준기에 의한 반사계수를 구한 후, 반사 표준기와 교정

표 1. Type-N reference air line의 직경 및 도전율  
Table 1. Diameters and conductivities of type-N reference air line

Air line 길이 [cm]	외부도체		내부도체	
	내경 [mm] (명목값 : 7 mm)	도전율 [S/m]	외경 [mm] (명목값 : 3.04 mm)	도전율 [S/m]
15	6.9965	$9.823 \times 10^6$	3.0478	$9.329 \times 10^6$
10	7.0005	$9.778 \times 10^6$	3.0492	$9.757 \times 10^6$
7.5	6.9964	$9.433 \times 10^6$	3.0494	$9.557 \times 10^6$
5	7.0023	$9.593 \times 10^6$	3.0453	$9.251 \times 10^6$

표 2. Type-N Cal. kit(HP 85054B)의 Calibration constant

Table 2. Calibration constant of Type-N Cal. kit(HP 85054B)

Name	$C_0$ [ $e^{-15}$ F]	$C_1$ [ $e^{-27}$ F/Hz]	$C_2$ [ $e^{-36}$ F/Hz <sup>2</sup> ]	$C_3$ [ $e^{-45}$ F/Hz <sup>3</sup> ]	Offset		
	$L_0$ [ $e^{-12}$ H]	$L_1$ [ $e^{-24}$ H/Hz]	$L_2$ [ $e^{-33}$ H/Hz <sup>2</sup> ]	$L_3$ [ $e^{-42}$ H/Hz <sup>3</sup> ]	Delay [ps]	Zo [ohm]	Loss [GΩ/s]
Short (male)	-0.1315	606.21	-68.405	2.0206	27.99 (8.3912 mm)	50	1.3651
Open (male)	104.13	-1943.4	144.62	2.2258	22.905 (6.8667 mm)	50	0.93
Short (female)	0.7563	459.88	-52.429	1.5846	63.078 (18.91 mm)	50	1.1273
Open (female)	89.939	2536.8	-264.99	13.4	57.993 (17.386 mm)	50	0.93

기준면이 떨어진 거리만큼의 위상지연 및 1 GHz에서 측정된 skin 효과에 의한 신호감쇠( $R_{loss}$ )를 해당 주파수로 환산한 값을 곱하여 구할 수 있다.

### III. Reference air line을 임피던스 표준으로 사용한 동축형 부하의 임피던스 측정법

일반적으로 피측정기기(DUT : Device Under Test)가 N개 있을 때 각 DUT의 임피던스 측정과정은 다음과 같다. 참고로 Fig. 2와 3에서는 반사계로서 SWR bridge나 벡터 회로분석기를 사용한 4개의 type-N DUT 임피던스 측정과정을 보였다.

- 1) 식 (6)으로부터 계산되는 반사계수( $\Gamma^o$ ) 특성을 알고 있는 offset open을 반사계 측정단자에 연결하고 반사계수  $\Gamma_{m}^o$ 를 측정한다.
- 2) 식 (7)으로부터 계산되는 반사계수( $\Gamma^s$ ) 특성을 알고 있는 offset short를 측정단자에 연결하고 반사계수  $\Gamma_{m}^s$ 를 측정한다.
- 3) 미지의 반사계수  $\Gamma^i$  ( $i = 1, 2, \dots, N$ ) 특성을 가진 DUT를 측정단자에 연결하고 반사계수  $\Gamma_{m}^i$ 를 측정한다.
- 4) 측정단자와 offset open사이에 길이가 15, 10, 7.5 cm인 reference air line을 각각 연결하고 반사계수  $\Gamma_{m, in(15cm)}^o$ ,  $\Gamma_{m, in(10cm)}^o$ ,  $\Gamma_{m, in(7.5cm)}^o$ 를 측정한다.
- 5) 측정단자와 offset short사이에 길이가 15, 10,

7.5 cm인 reference air line을 각각 연결하고 반사계수  $\Gamma_{m, in(15cm)}^s$ ,  $\Gamma_{m, in(10cm)}^s$ ,  $\Gamma_{m, in(7.5cm)}^s$ 를 측정한다.

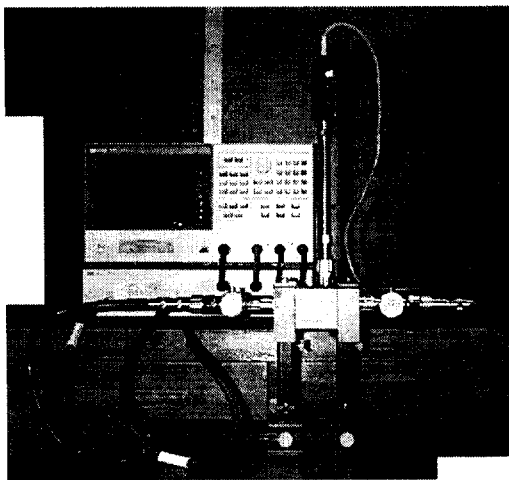
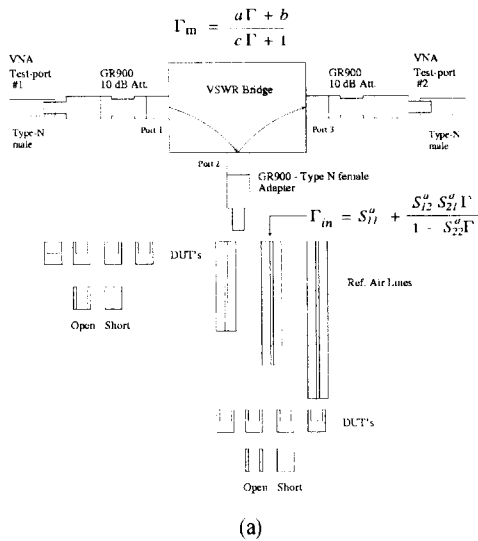
- 6) 측정단자와 DUT사이에 길이가 15, 10, 7.5 cm인 reference air line을 각각 연결하고 반사계수  $\Gamma_{m, in(15cm)}^i$ ,  $\Gamma_{m, in(10cm)}^i$ ,  $\Gamma_{m, in(7.5cm)}^i$ 를 측정한다.
- 7) N+3 개의 미지수(반사계 error 파라미터 3개, DUT 반사계수 N 개)를 구하기 위해 측정을 통해  $(2+N) \times 4$  개의 반사계수를 얻었다. 1)~3)에서 측정된 반사계수와 측정단자에 연결된 부하(offset open, offset short, DUT)의 반사계수 사이에는 식 (1)의 관계가 있고, 4)~6)에서 측정된 반사계수와 air line에 연결된 부하의 반사계수 사이의 관계식은 식 (5)와 같다. Reference air line의 산란계수와 offset open 및 offset short의 반사계수를 알고 있으므로, 두 관계식 (1)과 (5)를 사용하여 이론적인 offset open, offset short의 반사계수와 측정된 반사계수의 차를 최소화 자승법<sup>[10]</sup>으로 최소화하면 반사계 error 파라미터와 DUT 반사계수를 구할 수 있다.

제안된 임피던스 측정법에서는 offset open과 offset short를 반사 표준으로 사용하고 길이가 다른 여러 개의 reference air line을 임피던스 표준으로 사용하여, 측정된 반사계수 성분 중에서 임피던스 측정시스템의 residual error를 분리하여 DUT만의 반사계수를 구할 수 있으므로, DUT 임피던스를 정밀측정할

수 있다.

#### IV. 동축형 부하의 임피던스 측정결과

제안된 방법으로 5 ~ 1000 MHz 주파수영역에서 RF 전압표준 전달기인 1 V high frequency용 열전압 변환기(Thermal voltage converter)의 교정에 사용되는 power sensor(DUT #1, #2)와 thermistor mount(DUT



(b)

그림 2. (a) SWR bridge를 이용한 임피던스 측정 setup, (b) setup 사진

Fig. 2. (a) Impedance measurement setup using SWR bridge and (b) its photograph.

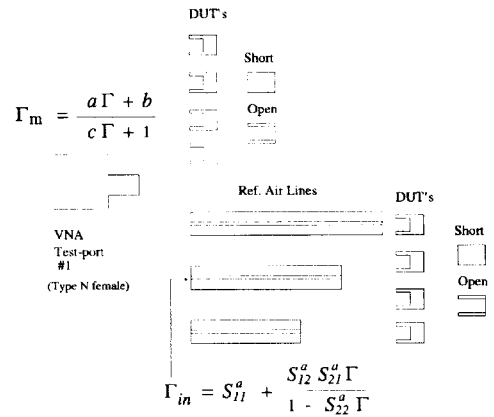
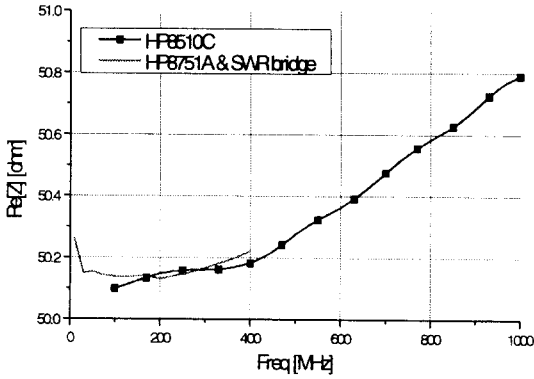


그림 3. 벡터 회로망분석기(HP 8510C)를 이용한 임피던스 측정 setup

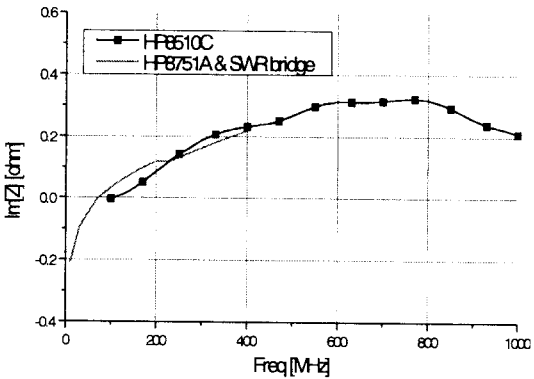
Fig. 3. Impedance measurement setup using Vector Network Analyzer(HP 8510C).

#3, #4) 각각 두개의 입력 임피던스를 측정하였다. DUT 임피던스 측정에는 주파수영역에 따라 5~400 MHz 주파수영역에서는 SWR bridge와 벡터 회로망 분석기(HP 8751A: 0.1 ~ 500 MHz)가 사용되었고, 100 ~ 1000 MHz 주파수영역에서는 벡터 회로망 분석기(HP 8510C: 0.045 ~ 50 GHz)가 반사계로 사용되었다. SWR bridge는 정밀 제작된 50 Ω 저항이 3개의 arm을 이루며, Fig. 2에서와 같이 port #2에 DUT를 연결한 후 port #1에 전자파를 입사시키면서 port #3에서 DUT의 반사계수 크기에 비례하는 출력전압을 측정하는 임피던스 측정기로, 본 연구실에서는 연결기가 GR-900(또는 14 mm) 형태이고 directivity가 60 dB인 3개의 SWR bridge(5 ~ 50, 50 ~ 200, 200 ~ 400 MHz)를 보유하고 있다. DUT와 벡터 회로망 분석기를 SWR bridge와 연결하기 위해 각 port에는 GR-900 to type-N adapter가 사용되었으며, 벡터 회로망 분석기와 adapter 사이에는 임피던스 정합특성이 좋은 10 dB 감쇠기를 사용하여 bridge port #2에 연결되는 DUT가 측정시스템에 미치는 영향을 줄였다.

각 측정에서는 연결기 오차를 줄이기 위해 연결기 방향을 90° 씩 돌려가면서 반사계수를 4회 측정하였다. 측정된 반사계수 평균값으로부터 제안된 임피던스 측정법을 사용하여 얻은 DUT #1~#4의 임피던스는 각각 Fig. 4~7과 같다. 얻은 두 결과가 공통 주파수영역인 100~400 MHz에서 서로 잘 일치하는



(a)



(b)

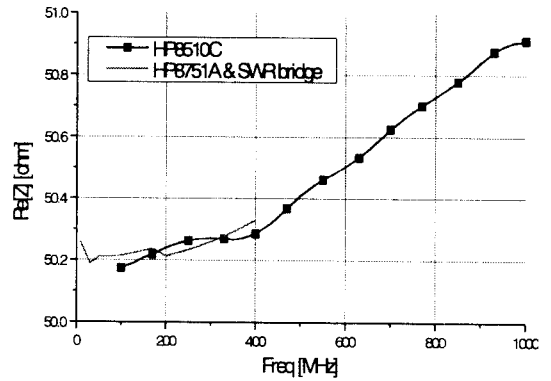
그림 4. Power sensor #1 임피던스의 (a) 실수부, (b) 허수부.

Fig. 4. (a) Real and (b) imaginary parts of the impedance of power sensor #1.

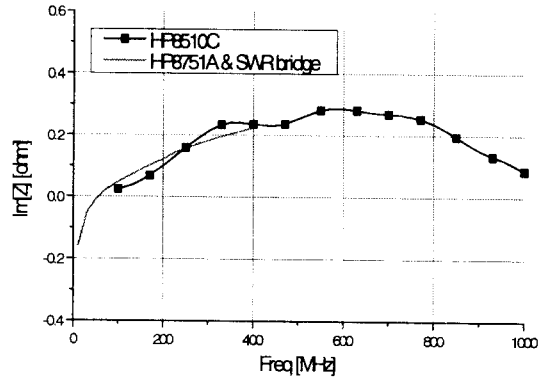
것으로부터 제안된 임피던스 측정법의 측정신뢰도 및 정확도를 확인할 수 있었다. 한편 개발된 임피던스 측정법은 다른 형태의 연결기(14, 7, 3.5, 2.92, 2.4 mm)를 가진 DUT에 대해서도 DUT와 같은 형태의 연결기를 갖는 특성을 알고 있는 open, short와 특성 평가된 reference air line이 있다면 적용 가능하다.

## V. 결 론

본 논문에서는 offset open과 offset short를 반사 표준으로 사용하고 길이가 다른 여러 개의 reference air line을 임피던스 표준으로 사용한 동축형 부하의 임피던스 정밀 측정법을 제안했다. 5 ~ 1000 MHz 주파수영역에서 SWR bridge(5 ~ 400 MHz)와 벡터 회로망



(a)



(b)

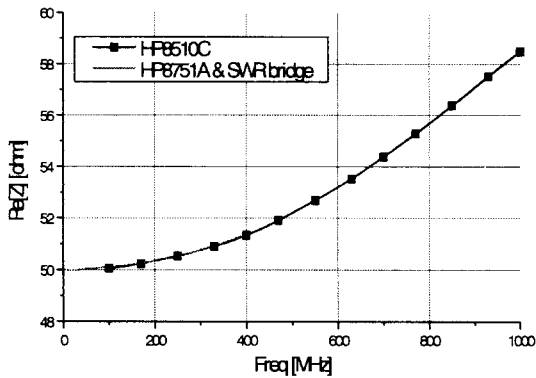
그림 5. Power sensor #2 임피던스의 (a) 실수부, (b) 허수부.

Fig. 5. (a) Real and (b) imaginary parts of the impedance of power sensor #2.

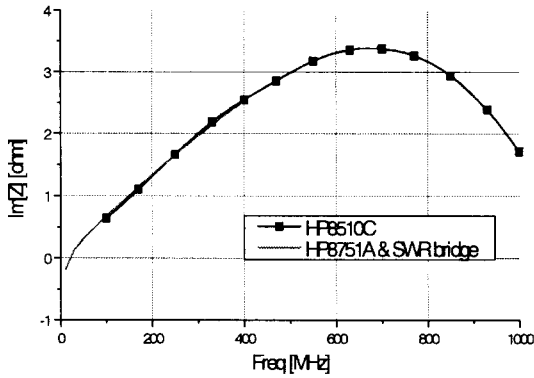
분석기(100 ~ 1000 MHz)를 사용하여 power sensor와 thermistor mount의 입력 임피던스를 얻었다. 얻은 두 결과가 공통 주파수영역인 100 ~ 400 MHz에서 서로 잘 일치하는 것으로부터 제안된 임피던스 측정법의 측정신뢰도 및 정확도를 확인할 수 있었다.

## 참 고 문 헌

- [1] P. I. Somlo and J. D. Hunter, Microwave Impedance measurement, *IEE Electrical measurement series 2*, Peter Peregrinus Ltd., 1985.
- [2] G. F. Engen and C. A. Hoer, "Thru-reflect-line: An improved technique for calibrating the dual



(a)



(b)

그림 6. Thermistor mount #1 임피던스의 (a) 실수부, (b) 허수부.

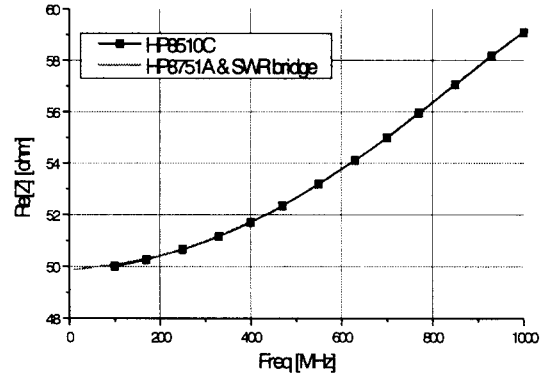
Fig. 6. (a) Real and (b) imaginary parts of the impedance of thermistor mount #1.

six-port automatic network analyzer," *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, vol. 27, no. 12, pp. 987-993, Dec., 1979.

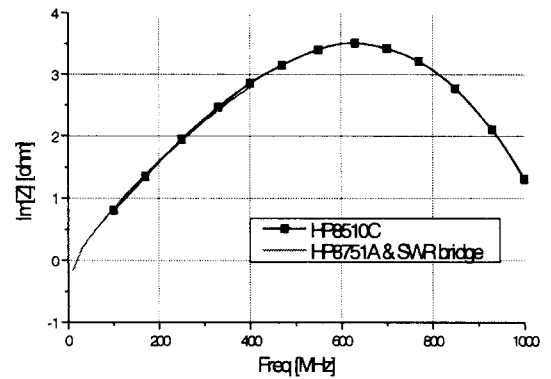
[3] *Network Analysis: Specifying calibration standards for the HP 8510 network analyzer*, Hewlett-Packard Product Note 8510-5A, 1997.

[4] W. Peinelt and U. Stumper, "Simple method for correction of reflection values by means of coaxial quarter wavelength air line impedance standards," *Elec. Lett.*, vol. 27, no. 5, pp. 400-402, 1991.

[5] U. Stumper and W. Peinelt, "Correction of the RF complex reflection coefficient using air line impedance standards," *IEEE Trans. on Instrum.*



(a)



(b)

그림 7. Thermistor mount #2 임피던스의 (a) 실수부, (b) 허수부.

Fig. 7. (a) Real and (b) imaginary parts of the impedance of thermistor mount #2.

*Meas.*, vol. 42, no. 4, pp. 516-518, Apr., 1993.

[6] W. C. Daywitt, "The propagation constant of a lossy coaxial line with a thick outer conductor," *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, vol. 43, no. 4, pp. 907-911, Apr., 1995.

[7] J. R. Juroshek and G. M. Free, "Measurements of the characteristic impedance of coaxial air line references," *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, vol. 42, no. 2, pp. 189-191, Feb., 1994.

[8] W. C. Daywitt, "First-order symmetric modes for a slightly lossy coaxial transmission line," *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, vol. 38, no. 11, pp. 1644-1650, Nov., 1990.

[9] W. C. Daywitt, "Exact principal mode field for a lossy coaxial line," *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, vol. 39, no. 8, pp. 1313-1322, Aug., 1991.

[10] P. T. Boggs, R. H. Byrd, J. E. Rogers, and R. B. Schnabel, *User's Reference Guide for ODRPACK Version 2.01 Software for Weighted Orthogonal Distance Regression*, NISTIR 4834, 1992.

강진섭



1987년 2월: 한양대학교 전자공학과 (공학사)  
1989년 8월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)  
1994년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)  
1994년 3월~1995년 3월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 위촉연구원.

1995년 3월~1996년 2월: University of Illinois at Urbana-Champaign, Dept. of Electrical and Computer Eng., Post-doctoral Research Associate.

1996년 3월~1998년 2월: 충북대학교 전기전자공학부 초빙조교수

1998년 3월~현재: 한국표준과학연구원 전자기표준부 전자파연구실 선임연구원

[주 관심분야] 전자파 산란 및 역산란, 수치해석, 안테나 해석, 전자파 측정 등

김정환



1978년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학사)

1980년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)

2000년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)

1981년 10월~현재: 한국표준과학연구원 전자기표준부 전자파연구실 책임연구원

[주 관심분야] 전자파 측정