

# Connector discontinuity에 의한 열전압변환기의 RF-DC differences의 변화

정희원 신진국\*, 최익권\*\*, 김정환\*

## Variation of the RF-DC differences of Thermal Voltage Converter by Connector Discontinuity

Jin Koog Shin\*, Ik Guen Choi\*\*, Jeong Hwan Kim\* *Regular Members*

### 요약

전자파 전력과 임피던스 표준을 이용하여 RF전압의 전달표준인 열전압변환기의 RF-DC차를 측정할 때 연결기의 불연속에 의한 영향을 분석하고, 전압과 전력, 그리고 임피던스의 기준면이 서로 다르기 때문에 나타나는 RF-DC차의 변화를 평가한다. 전자파 전력과 임피던스의 정밀측정을 위하여 동축형 미소열량계와 자동 회로망분석기가 이용되었다. 전자파 전력의 전달표준으로서 동축형 써미스터 마운트를 이용하였다. 측정에 사용된 장비의 제어를 위하여 IEEE-488 버스를 경유한 컴퓨터가 이용되었고, 모든 데이터 수집과 계산과정이 자체개발한 프로그램이 이용되었다.

### ABSTRACT

In this paper, we analyzed the variation caused by the connector discontinuity and evaluated the effect by the different reference plane of voltage, power, and impedance when measure the RF-DC differences of the thermal voltage converter using the microwave power and impedance standards. The coaxial microcalorimeter and automatic network analyzer were used for the precision measurement of microwave power and impedance. A coaxial thermistor mount was used as the transfer standard of microwave power. All the instruments used were controlled by a personal computer via IEEE-488 bus and a self-developed program was used on data acquisitions and calculation processes.

### I. 서론

RF전압의 측정은 표준전지와 표준저항으로 유지되는 DC전압표준과는 달리 안정된 표준이 없기 때문에 직류측정에 비하여 측정정확도가 떨어지고 측정과정도 복잡하다. RF전압의 1차표준을 확립하는 데에는 볼로미터형 전압계를 이용하는 방법과 RF전력계를 이용하는 방법이 널리 사용되고 있다.

(1) 볼로미터형 전압계를 이용하는 방법

Fig. 1은 RF voltmeter를 교정하는 기본원리를 나타내며, 볼로미터형 전압계를 이용해서 RF전압표준을 확립하는 것은 다음과 같다.

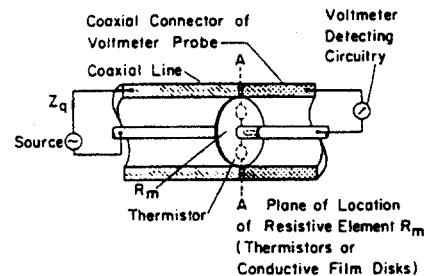


그림 1. TEM 모우드의 횡단면A에 놓여진 Rm에서 생성된 알고 있는 전압에 의해 RF 전압계를 교정하는 구성도  
Fig. 1 Schematic diagram illustrating principle of standardizing RF voltmeter in terms of known voltage generated in Rm located in a transverse plane A of a TEM mode.

\* 한국표준과학연구원(jkshin@krissol.kriss.re.kr) 정희원, \*\* 충북대학교 전자공학과, 정희원  
논문번호 : 98211-0508, 접수일자 : 1998년 5월 8일

리액턴스를 나타내지 않는 저항요소  $R_m$ 이 TEM 모드내의 전계내에 위치되며, 이때 전계의 공간분포 형태에 거의 변화를 주지않는 방법으로 놓여져야 한다. RF에너지가 원통형 동축선에 공급되면 교정하고자 하는 전압계의 연결기를 포함하여, 원통형 동축선을 따라 TEM 모우드가 발생된다. 어떤 다른 리액턴스를 나타내는 성분, 또는 저항성분등에 관계없이  $R_m$ 을 통해 전도되는 전류가  $R_m$ 의 양단에 걸쳐 전압을 일으키게 되고, 결과적으로  $R_m$ 은 전기장의 횡적성분을 합치게 된다. 이러한 전압은 볼로미터 효과, 열전효과 등에 감지되며 측정된다. 연결기의 입력면이  $R_m$ 의 평면에 놓여지며 따라서  $R_m$ 의 양단에 걸리는 전압이 전압계에 인가된다.

저항요소  $R_m$ 은 원판형 얇은 박막으로서, 두께가 표피깊이보다 작기 때문에 주파수에 의존하지 않는 컨덕턴스를 가지게 된다. 이러한 박막 볼로미터는 박막 저항이 미소한 온도변화에도 변하기 쉽고 제작하기가 무척 어렵기 때문에, 다중 협대역 박막형 볼로미터를 통해 전력감도를 써미스터와 비슷한 수준으로 개선할 수 있는 것으로 알려져 있다.

볼로미터의 원리를 이용하여 제작한 Bolovac (bolometric voltage and current standard)을 이용하여 RF 전압의 1차표준을 확립하는 구성도는 Fig. 2과 같다.

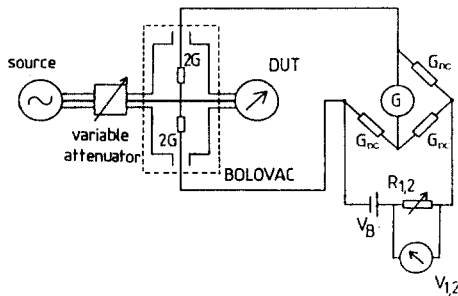


그림 2. 전압표준화를 위해 Bolovac의 응용을 나타내는 개략도.

Fig. 2 Schematic diagram showing application of the Bolovac for voltage standardization.

볼로미터에서 소멸되는 전력은

$$P_{RF} = V_{RF}^2 G_{RF} \quad (1)$$

이며, 같은 열적효과를 일으키는데 요구되는 대체 DC

전력은

$$P_{DC} = (V_1^2 - V_2^2) \cdot G_{DC} \quad (2)$$

가 성립한다. 따라서 식(1)과 (2)로 부터  $V_{RF}$ 를 구하면

$$V_{RF} = \sqrt{V_1^2 - V_2^2} \sqrt{\frac{G_{DC}}{G_{RF}}} \quad (3)$$

이 되고 만약  $G_{RF}$ 가  $4G_{DC}$ 와 같다

$$V_{RF} = \frac{1}{2} \sqrt{V_1^2 - V_2^2} \quad (4)$$

가 성립하게 되어  $V_1$ 과  $V_2$ 를 측정하면 RF전압을 바로 결정할 수 있음을 알 수 있다.

### (2) RF전력계를 이용하는 방법

RF전압의 1차표준을 구성하는 데에는 볼로미터형 전압계를 이용하는 방법외에 RF전력계를 이용하는 방법이 있으며, 입력 임피던스를 정확히 알고 있는 전력 전달표준을 사용하여 RF전압 전달표준에 인가되는 전력의 크기를 정확하게 측정하여야 한다. 볼로미터형 전압계의 경우에는 바로 RF전압을 결정할 수 있는 반면에, RF전력계를 이용하는 경우 사용되는 전력표준의 입력임피던스를 정확히 알고 있어야 한다. 전력을 측정하기 위한 전달표준에는 전력 감지기, 다이오드 감지기, 그리고 써미스터 마운트등이 있다. 전력 전달표준의 등가 병렬저항의 역을 RF컨덕턴스,  $G_{RF}$ 라 할때, 전달표준 내에서 소멸되는 전력은 식 (1)로 나타내며, 같은 열적효과를 일으키는데 요구되는 대체 DC전력

$$P_{DC} = V_{DC}^2 G_{DC} \quad (5)$$

이고, 사용된 전력 전달표준의 실효효율을  $\eta_{eff}$ 라 할때  $P_{RF} = P_{DC} / \eta_{eff}$ 가 성립한다. 이 관계를 이용하여 식(1)과 (5)를 결합하면  $V_{RF}$ 는

$$V_{RF} = \sqrt{\frac{1}{\eta_{eff}}} \sqrt{\frac{G_{DC}}{G_{RF}}} V_{DC} \quad (6)$$

과 같다. 따라서 RF전력계를 이용하는 경우에는 사용된 전력 전달표준의 실효효율과 DC 입력저항및 RF 입

력 임피던스를 정확히 알고 있으면 대체 DC전압을 측정함으로써 RF전압을 결정할 수 있음을 알 수 있다.

(3) RF전압 전달표준

전자파전력 표준과 임피던스 표준을 이용하여 RF 전압 1차표준을 확립하고, 이러한 1차표준으로 부터 하위의 RF전압 표준을 유지하고 보급하는 것이 전달 표준이며, RF전압의 전달표준에는 열전압변환기와 미소전압표준기가 있는데 본 논문에서는 초고주파형 열전압변환기를 이용하였다.

열전압변환기는 열전기효과를 이용한 것으로, TE (thermoelement)와 정밀저항으로 이루어져 있으며, TE는 열전압변환기의 감지부로서, 측정하려는 전류를 전달하는 저항성의 히터와 그것의 중간지점에 붙어있는 열전대로 이루어져 있으며 정밀저항은 측정전압의 범위확대를 위한 배율저항의 역할을 한다. 열전압변환기의 일반적인 구조는 Fig. 3에 나타내었다. 열전대의 출력은 히터에 흡수된 전력의 함수이며, 낮은 전류에서는 히터전류의 제곱에 근사적으로 비례하고, 그 크기는 비교적 작으나(7~12mV), 만약 출력에서의 변화에 민감한 감지기, 이를테면 갈바노미터 또는 마이크로전압계로 측정한다면 1 ppm정도의 작은 히터 전류차를 감지할 수 있다. 입력에 전압 V가 인가될 때 전류 I가 TE의 히터를 통해 흘러서 열전대 양단에서 DC전압이 유기된다. 인가될 수 있는 전압 V의 값은 저항과 TE의 값에 따라 달라진다.

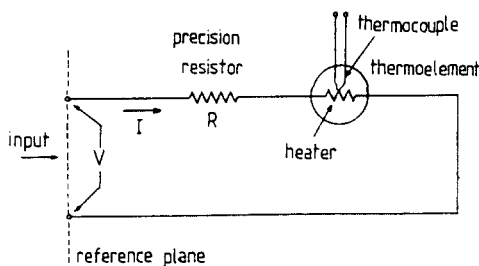


그림 3. 열전압변환기의 구성도.  
Fig. 3 Schematic diagram of a thermal voltage converter.

정확한 RF 전압은 RF와 DC의 물리적 응답이 이상적으로 동일하던가 또는 RF-DC차를 정확히 알 수 있는 전달기기를 써서 RF전압의 측정량과 등가인 직류표준량으로 표시된다. RF-DC차는 똑같은 열전대 출력전압을 얻기 위하여 RF전압과 DC전압의 차로부

터 계산된다.

본 논문에서 이용한 전자파전력의 전달표준으로서 는 동축형 써미스터 마운트를 이용하였고, 동축형 써미스터 마운트의 실효효율과 RF 등가 병렬저항이 미소열량계와 회로망 분석기를 이용하여 측정하였다.

본 논문에서는 RF전압의 전달표준인 열전압변환기의 RF-DC차를 측정할 때에 전자파전력의 전달표준인 써미스터 마운트와 연결하는 연결기에서 생기는 오차를 분석하고 평가하였다.

II. 이 론

열전압변환기의 RF-DC차는 일반적으로 아래와 같이 정의된다[1]

$$\delta = \frac{2V_{RF}}{|V_{DC}^+| + |V_{DC}^-|} - 1 \tag{7}$$

여기서,  $V_{RF}$ ,  $V_{DC}^+$ ,  $V_{DC}^-$ 는 열전압변환기로부터 똑같은 열전대 출력을 얻기 위한 RF와 DC전압이며, DC 전압의 극성은 DC 역오차를 줄이기 위해 바뀌고 평균값이 이용된다.

전자파전력의 전달표준인 써미스터 마운트를 이용하여 열전압변환기의 RF-DC차를 측정하기 위한 시스템을 Fig. 4에 나타낸다.

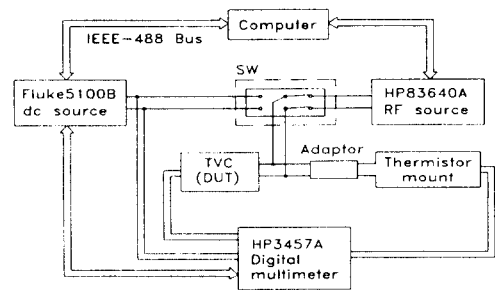


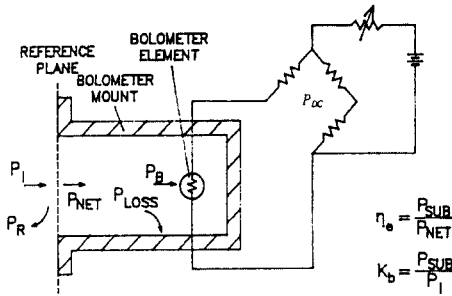
그림 4. 써미스터 마운트를 이용한 열전압변환기의 측정.  
Fig. 4 Measurement set-up of the TVC using thermistor mount.

Fig. 4에서 RF 신호를 인가한 후 써미스터 마운트의 출력단에 연결된 NBS type-IV 전력 브릿지를 통하여 DMM(HP3457A)에 지시된 값( $V_n$ )을 읽고 열전압변환기의 열전대 출력전압을 측정한다( $V_{11}$ ). RF 신호를 off

한 상태에서 DMM에 지시된 값( $V_f$ )을 읽어 식(8)을 이용하여  $P_{DC}$ 를 구한다.

$$P_{DC} = 5 \times (V_f + V_n) \times (V_f - V_n) \quad (8)$$

전자과 전력의 정확한 측정은 미소열량계로 교정된 볼로미터 마운트의 사용에 근거를 두고 있다. 볼로미터 마운트를 교정한다는 것은 볼로미터 마운트의 대체오차를 특징지우는 실효효율의 결정에 있다. 그 실효효율은 볼로미터 마운트에서 소비된 총 RF전력으로 나눈 대체 DC전력으로 정의된다. 일반적으로, 미소열량계 방법에서 사용된 볼로미터 마운트는 커다란 열용량을 가지는 써미스터 마운트이다. 열적 평형상태에서 측정하기 위해서는 보통 여러시간이 필요하다. 동축형 써미스터 마운트의 실효효율은 RF와 전자과 전력의 1차표준인 미소열량계를 이용하여 교정되었다. 써미스터 마운트의 실효효율, 교정인자, 입사전력, 반사전력, 순전력의 관계를 Fig. 5에 나타내었다.



$$\eta_{RF-DC} = \frac{P_{DC}}{P_B} : \text{RF-DC substitution efficiency}$$

$$\eta = \frac{P_B}{P_{NET}} : \text{Efficiency of mount}$$

$$\eta_{eff} = \frac{P_{DC}}{P_{NET}} : \text{Effective efficiency}$$

$$K_b = \frac{P_{DC}}{P_i} : \text{Calibration factor}$$

그림 5. 전력측정에 관련된 구성과 용어.

Fig. 5 Components of power and related terminology in power measurement.

써미스터 마운트의 실효효율은

$$\eta_{eff} = \frac{P_{DC}}{P_{NET}} \quad (9)$$

여기서,  $P_{DC}$ 는 대체 DC 전력이고,  $P_{NET}$ 는 RF 순전력이다.

써미스터 마운트의 반사계수가  $\Gamma$  일때, 입사전력  $P_i$  중에서  $P_r = |\Gamma|^2 P_i$ , 만큼 신호원쪽으로 반사되고, 입사 순전력  $P_{NET}$ 는

$$P_{NET} = P_i - P_r = (1 - |\Gamma|^2) P_i \quad (10)$$

그리고, 입사전력은

$$P_i = \frac{1}{(1 - |\Gamma|^2) \eta_{eff}} P_{DC} = \frac{1}{K_b} P_{DC} \quad (11)$$

이다. 여기서,  $K_b = (1 - |\Gamma|^2) \eta_{eff}$ .

식 (10)과 (11)에서,  $P_{NET}$ 는 써미스터 마운트로 전달된 RF 전력이고,  $P_{DC}$ 는 써미스터 마운트의 DC 출력전압에 의해 계산된 대체 DC전력이다.

Fig. 6은 실효효율을 측정하기 위한 미소열량계 시스템의 블록 다이어그램이다. 열전대렬 EMF의 브릿지 전압은 nanovoltmeter와 컴퓨터에 연결된 디지털 전압계에 의해 1분 간격으로 측정된다. 컴퓨터를 이용하여 신호원의 주파수와 전력레벨을 자동으로 설정하고, 여러 주파수에 대해 자동측정이 가능하다. 실효효율  $\eta_{eff}$ 는 [2]

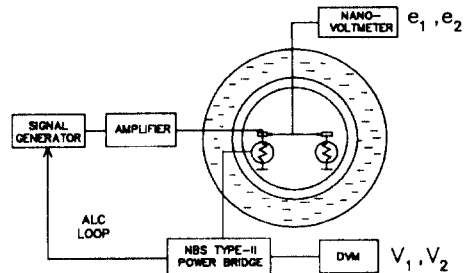


그림 6. 미소열량계 시스템의 블록도.

Fig. 6 Block diagram of the microcalorimeter system.

$$\eta_{eff} = g \eta'_{eff} = g \frac{1 - (V_2/V_1)^2}{(e_2/e_1) - (V_2/V_1)^2} \quad (12)$$

여기서,  $g$  전체 보정인자,  
 $\eta'_{eff}$  보정안된 실효효율,  
 $V_1, V_2$  RF 전력이 인가되지 않았을 때와 인

가되었을 때의 브릿지 전압,  
 $e_1, e_2$  안정된 상태에서  $V_1$ 과  $V_2$ 에 상응하는 열전대열 EMF.

식(8)에서 구한  $P_{DC}$ 를 이용하여  $V_{RF}$ 를 구한다.

$$V_{RF} = \sqrt{\frac{P_{DC}}{1000 \times \eta_{eff}} \times R_p} \quad (13)$$

여기서,  $\eta_{eff}$ 는 써미스터 마운트의 실효율이고,  $R_p$ 는 써미스터 마운트의 병렬저항을 나타내며,  $V_{RF}$ 는 써미스터 마운트에 type N female-female 어댑터를 연결하고 열전압변환기의 기준면에서의 RF전압, 즉 전자파 전력과 임피던스로부터 소급된 RF전압을 나타낸다.

회로망 분석기를 이용하여 써미스터 마운트의 병렬저항을 측정 한 후 회로망 분석기 자체의 residual error를 보상에 주어야 하며, 측정값과 보상된 값을 Fig. 7에 나타내었다. 써미스터 마운트와 연결된 type N female-female 어댑터를 제거한 후 열전압변환기의 입력단에 DC를 인가하여 앞에서 측정한 열전압변환기의 열전대 출력전압( $V_{t1}$ )과 같도록 한 후 열전압변환기에 인가된 입력전압( $V_{in}$ )을 측정한다. 그리고 DC의 극성을 바꾸어서 측정하는 RF와 DC의 측정을 여러 번 반복한 후 평균값을 취한다. 이렇게 측정한 RF-DC 차는 실효율, 임피던스, 그리고 전압의 기준면이 서로 다르다는 것과 열전압변환기와 써미스터 마운트를 연결하는 연결기의 오차를 감안하지 않은 데이터이다.

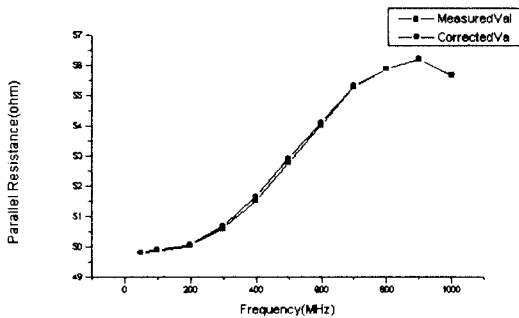


그림 7. 써미스터 마운트의 병렬저항.  
 Fig. 7 Parallel resistance of thermistor mount.

Fig. 8은 열전압변환기에 연결기를 이용하여 써미스터 마운트를 연결한 상세한 도면을 나타낸다.

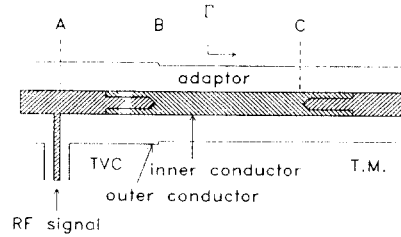


그림 8. 써미스터 마운트와 연결된 열전압변환기의 상세도.  
 Fig. 8 Details of a TVC connected with a thermistor mount.

기준면 A와 C 사이의 전송선로의 특성이 전송선로 BC의 데이터로부터 계산된 전송선로 AB의 계산된 S-파라메타와 전송선로 BC의 S-파라메타를 이용하여 분석되었다. 전송선로 AB의 특성 임피던스와 기준면 B에서의 유도체반경의 변화에 기인한 서셉턴스가 고려되었다.

기준면 B에서의 RF전압을 구하기 위하여 아래의 식을 이용한다.

$$\left| \frac{V_B}{V_C} \right| = \left| \frac{1 + S_{12}^2 \Gamma_d}{S_{12} + \Gamma_d S_{12}} \right| \quad (14)$$

여기서,  $\Gamma_d$ 는 기준면 C에서 써미스터 마운트를 바라본 반사계수이고,  $S_{12}$ 는 type N f-f adaptor의 측정값 ( $S_{12}$ )에서 HP f-f adaptor의 dimension에 의해 계산된 값( $S_{12}$ )을 뺀 것이다. 기준면 B에서의 type N f-f adaptor를 자세히 살펴보면 Fig. 9(a)와 같다. 식 (14)에서 구한 기준면 B에서의 RF 전압  $V_B$ 는 Fig. 9(b)의 등가회로에서 보는 바와 같이 반사계수가 서로 다르다.

실제로 구하고자 하는 기준면 A에서의 RF 전압  $V_A$ 는

$$\frac{V_A}{V_B} = \left| \frac{S_{12} + \Gamma_{in} S_{12}}{S_{12}^2 + \Gamma_{in}} \right| \quad (15)$$

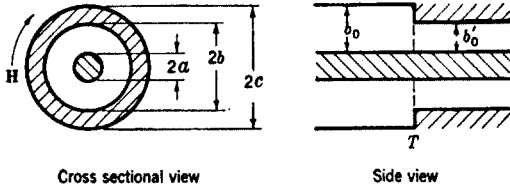
와 같이 표현된다.

여기서,  $\Gamma_{in}$ 은 Fig. 9(b)에 나타낸 것처럼 T면에서 써미스터 마운트를 바라본 반사계수이며, 기준면 A와 기준면 B 사이의  $S_{12}$ 는 [3]

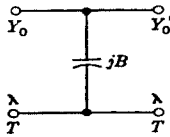
$$S_{12} = 10^{-loss/20} e^{-j2\pi f l/c} \quad (16)$$

$$loss = \frac{10l \times \log(e)}{C \times Z_o} R \sqrt{f}$$

여기서,  $f$  = 주파수,  
 $l$  = 전압과 임피던스 기준면 사이의 거리  
 $R$  = 저항 ( $\Omega/m$ )  
 $C$  = 빛의 속도 ( $m/S$ )  
 $Z_0$  = 특정 임피던스 ( $\Omega$ )이다.



(a) Type N f-f adaptor.



(b) Equivalent circuit.

그림 9. N형 어댑터의 구조.  
 Fig. 9 Structure of type N f-f adaptor.

Fig. 9(b)에서 반사계수  $\Gamma$ 는 미국 국립표준기술원 (NIST)에서 교정한 데이터이며, 이것으로부터 입력 어드미턴스  $Y_0'$ 을 구한다. 반사계수  $\Gamma_{in}$ 은

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (17)$$

여기서,  $Z_0$ 는  $1/Y_0$ ,  $Z_{in}$ 은  $1/Y_{in}$ 이고,  $Y_{in} = jB + Y_0'$ 이다 [4].

$$\frac{Y_0'}{Y_0} = \frac{\ln \frac{c}{a}}{\ln \frac{b}{a}}$$

$$\begin{aligned} \frac{B}{Y_0} = & \frac{2b_0 A_1}{\lambda} \left[ 2 \ln \left( \frac{1-a^2}{4a^2} \right) \left( \frac{1+a}{1-a} \right)^{1/2 \left( a + \frac{1}{a} \right)} \right. \\ & + 4 \frac{A+A'+2c}{AA'-c^2} + \frac{1}{2} \left( \frac{b_0}{\lambda} \right)^2 \left( \frac{1-a}{1+a} \right)^{4a} \\ & \left. \left( \frac{5a^2-1}{1-a^2} + \frac{4}{3} \frac{a^2 c}{A} \right)^2 + \frac{A_2}{2} \right] \quad (18) \end{aligned}$$

여기서,

$$a = \frac{b-a}{c-a}, \quad b_0 = c-a, \quad b_0' = b-a$$

$$A = \left( \frac{1+a}{1-a} \right)^{2a} \frac{1 + \sqrt{1 - \left( \frac{2b_0}{\lambda} \right)^2}}{1 - \sqrt{1 - \left( \frac{2b_0}{\lambda} \right)^2}} - \frac{1+3a^2}{1-a^2},$$

$$A' = \left( \frac{1+a}{1-a} \right)^{2/a} \frac{1 + \sqrt{1 - \left( \frac{2b_0'}{\lambda} \right)^2}}{1 - \sqrt{1 - \left( \frac{2b_0'}{\lambda} \right)^2}} - \frac{3+a^2}{1-a^2},$$

$$c = \left( \frac{4a}{1-a^2} \right)^2$$

$$A_1 = \frac{a}{b} \frac{\ln \frac{c}{a}}{\frac{c}{a} - 1} \left( \frac{\frac{b}{a} - 1}{\ln \frac{b}{a}} \right)$$

$$A_2 = \frac{\pi^2 \frac{c}{b}}{\gamma_1} \sqrt{1 - \left( \frac{2b_0}{\gamma_1 \lambda} \right)^2} \frac{1 - \frac{a}{c}}{1 - \frac{J_0^2(\chi)}{J_0^2(\chi a/c)}}$$

$$\begin{aligned} & \left[ \frac{J_0(\chi) N_0 \left( \frac{\chi b}{c} \right) - N_0(\chi) J_0 \left( \frac{\chi b}{c} \right)}{1 - \frac{a}{b}} \right]^2 \\ & - \frac{1}{\sqrt{1 - \left( \frac{2b_0}{\lambda} \right)^2}} \left( \frac{2}{\pi} \frac{b_0}{d} \sin \frac{\pi b_0'}{b_0} \right)^2 \end{aligned}$$

$\chi = \frac{\pi \gamma_1}{1-a/c} = \frac{c}{a} \chi_{01}$  은  $J_0(\chi) N_0 \left( \frac{\chi a}{c} \right) - N_0(\chi) J_0 \left( \frac{\chi a}{c} \right) = 0$ 에 의하여 정의되며,  $J_0(\chi)$ ,  $N_0 \left( \frac{\chi a}{c} \right)$ ,  $N_0(\chi)$ ,  $J_0 \left( \frac{\chi a}{c} \right)$ 은 Bessel 함수이다.

위와같이 구한 기준면 A에서의 RF 전압은 식(7)에 의하여  $\delta$ 가 구해지고, 이것은 써미스터 마운트를 이용하여 열전압변환기를 교정할때 type N f-f adaptor의 손실을 보정한 RF-DC차가 된다.

### III. 실험 결과

(1) 측정결과

실효효율의 측정결과를 Fig. 10에 나타내었다.

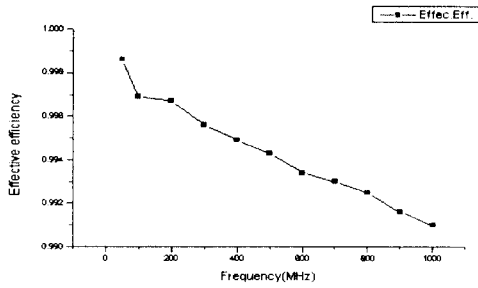


그림 10. 써미스터 마운트의 실효효율 측정결과.  
Fig. 10 Measurement results of effective efficiency( $\eta_{eff}$ ) of thermistor mount.

식 (12)의 실효효율  $\eta_{eff}$ 는 보정인자  $g$ 와 계측의 실효효율  $\eta'_{eff}$ 의 향으로 구성된다. 자기평형 브릿지에 기인하는 계측 불확도와  $V_1, V_2, e_1,$  and  $e_2$ 를 측정하는데 있어서의 불확도는 약 0.05%이다.

열전압변환기를 이용하여 다른 열전압변환기를 교정할 경우에는 기준면이 같지만 Fig. 4와 같이 써미스터 마운트를 이용하여 열전압변환기를 교정할 때에는 연결기가 서로 다른 형태이기 때문에, Fig. 6과 같이 열전압변환기와 써미스터 마운트 사이에 type N f-f adaptor를 써서 연결하게 된다. 이로 인한 RF 전압의 전송손실이 발생하고, 이 손실을 측정과 계산을 통해 보정해 주어야 한다. 이러한 보정과정을 살펴보면, 먼저 회로망 분석기(HP 8510C)를 이용하여 써미스터 마운트의 임피던스를 측정하고 회로망 분석기 자체의 residual error를 보정한 parallel resistance( $R_p$ )를 계산한다.

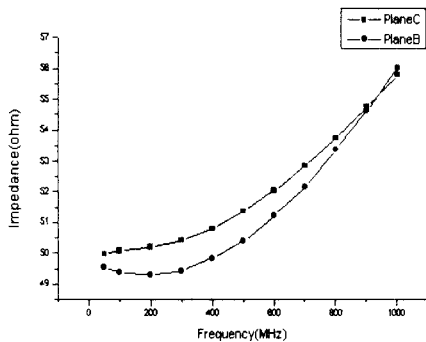


그림 11. 써미스터 마운트의 임피던스 측정결과.  
Fig. 11 Measurement results of impedance of thermistor mount.

써미스터 마운트의 임피던스를 결정하기 위하여 회로망 분석기를 가지고 Fig. 6의 기준면 B와 기준면 C에서 임피던스를 측정하였다. 기준면 C에서 측정된 값은 써미스터 마운트의 임피던스이며, 기준면 B에서 측정된 값은 type N female-female adaptor와 써미스터 마운트가 연결된 상태에서의 임피던스이다. 그 측정결과는 Fig. 11에 나타나 있고, 기준면 B와 기준면 C에서 residual 임피던스에 의해 보상된 써미스터 마운트의 임피던스는 Fig. 12에 나타내었다.

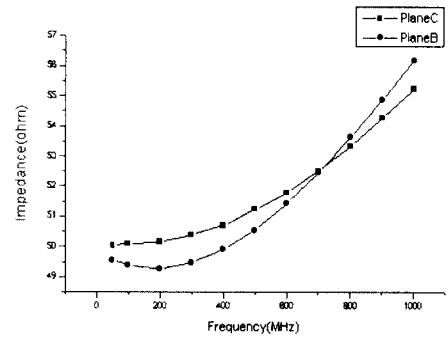


그림 12. 잔여임피던스에 의해 보상된 써미스터 마운트의 임피던스.  
Fig. 12 Impedance of Thermistor Mount compensated by residual impedance.

(2) 고찰

UHF형 열전압변환기의 RF-DC차가 측정되고, 연결기의 오차를 고려한 계산결과를 Fig. 13에 나타낸다. 동축형 써미스터 마운트를 이용하여 측정된 데이터와 계산된 데이터와의 차는 0.01~0.92%이다. 두 임피던스로부터 나타난 그 결과들 사이의 차는 0.5% 이하이다.

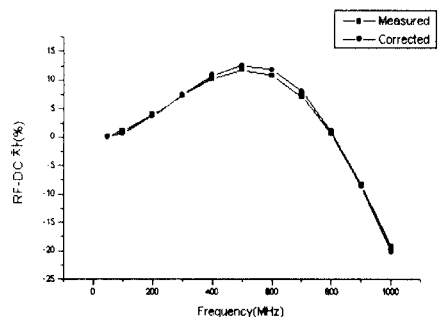


Fig. 13 Measurement results of  $\delta$ (%)

#### IV. 결 론

50~1000 MHz의 주파수 범위에서 RF전압 정확하게 측정할 수 있는 기틀이 마련 되었으며, 전자파 전력의 전달표준으로 써미스터 마운트가 이용되었고, 임피던스의 표준으로 자동 회로망 분석기가 이용되었다. 전체 측정불확도는 약 1.0%이다.

임피던스 측정정확도, 연결을 위하여 이용된 전송선로에서 기준면의 차이를 제거할 수 있는 연결기의 제작이 절실히 요구되며, 실제로 측정기준면이 일치하는 Bolovac의 설계·제작을 통해 본 논문에서 제시하는 방법과의 비교가 요구된다. 측정에 사용된 장비들의 원격제어를 위해 컴퓨터, IEEE-488 인터페이스 케이블 등이 이용되었고, 모든 데이터 수집과 계산과정이 자체 개발한 프로그램이 이용되었다.

#### 참 고 문 헌

1. D. X. Huang, J. R. Kinard, and G. Rebuldela, "RF-DC Differences Thermal Voltage Converters Arising from Input Connectors," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 40, No. 2, pp. 360-365, April 1991.
2. Nak Sam Chung, Joon Shin, Horst Bayer, and Rolf Honigbaum, "Coaxial and Waveguide Microcalorimeters for RF and Microwave Power Standards," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 38, No. 2, pp. 460-464, April 1989.
3. J. A. Stratton, Electromagnetic Theory, McGRAW-HILL Book Company, New York and London, 1941.
4. N. Marcuwitz, Waveguide Handbook, New York: Dover Pub., Inc., Ch. 5, pp. 310-312, 1965.



최 익 권(Ik Guen Choi) 정회원  
1950년 12월 26일생

1974년 2월: 서울대학교 공과대학  
자원공학과 (공학석사)

1976년 3월~1979년 6월: 육군 제  
3사관학교 교수부  
물리학 전임강사

1981년 10월~1986년 9월: 미국 오하이오 주립대학  
부설

ESL(Electro Science Laboratory) 연구원

1986년 10월~1987년 9월: 미국 메사츄세츠 주립대학  
교 Antenna Laboratory 연구원

1987년 10월~1993년 8월: 한국전자통신연구소 이동  
통신기술연구단

1993년 9월~1994년 3월: 전북대학교 정보통신공학과  
조교수

1994년 3월~현재: 충북대학교 전기전자공학부(전파공  
학전공)조교수

<연구분야> 어레이 안테나, EMI/EMC, RF/MW 통신  
소자

김 정 환(Jeong Hwan Kim) 정회원  
1954년생

1978년 2월: 서울대학교 공과대학 전자공학과(공학사)

1980년 2월: 한국과학기술원 전기전자공학부(공학석사)

1980년 3월~현재: 한국표준과학연구원 책임연구원



신 진 국(Jin Koog Shin) 정회원  
1960년 5월 3일생

1983년 2월: 인하대학교 전자공학과  
졸업

1995년 2월: 충북대학교 대학원 전  
기공학과(공학석사)

1995년~현재: 충북대학교 대학원  
전기공학과 박사  
과정

1987년~현재: 한국표준과학연구원

<연구분야> 어레이 안테나, EMI/EMC