

RF전력계를 이용한 열전압변환기의 RF-DC차의 측정

성회원 신진국*, 최익권**

Measurement of RF-DC Differences of Thermal Voltage Converter using a RF Power Meter

Jin Koog Shin*, Ik Guen Choi** *Regular Members*

요 약

표준기기와 측정대상기기를 가지고 RF와 DC전압을 인가하였을 때 동일한 출력전압을 나타내는 입력전압의 차를 동시에 측정함으로써 열전압변환기의 RF-DC차를 결정하는 새로운 구성을 나타낸다. 50~1000MHz 범위에서 RF 전압 전달표준의 시스템이 보여진다. DC 전압의 평형은 컴퓨터를 이용하여 자동으로 제어되고 1차 전압 표준으로써 동축형 열량계를 이용한다. 써미스터 마운트가 NRS 프로브를 이용하여 얻어진 RF-DC 차와 비교하기 위하여 이용되었다.

ABSTRACT

In this paper, the measurement system constructs a new configuration which determines RF-DC differences of thermal voltage converters (TVC's) by simultaneously measuring the difference between nearly equal RF and DC voltages with both the test and standard instruments. The system of RF voltage transfer standard in the frequency range between 50 MHz and 1000 MHz is described. It incorporates a coaxial dual dry-load calorimeter as a primary voltage standard, with an automated computer controlled DC voltage balance. A thermistor mount was used for the comparison of the RF-DC differences obtained by using the NRS probe.

I. 서 론

전압은 정전계 및 정자계, TEM 보우드에서 동작되는 전기역학적 시스템에서 쉽게 정의되는 양이며, 대개 50Ω의 특성 임피던스를 가지는 동축형 시스템에서 그 측정이 이루어진다. 고주파전압의 정밀정확한 측정의 요구는 전기·전자산업이 급속히 발전함에 따라 급증되었으며, 각종의 고주파선압계 및 벡터전압계 등이 널리 사용되고 있다. 이러한 전압계를 이용하여 고주파전압을 측정하기 위해서는 반드시 측정기기의 교정이 필요하고, 교정은 1차표준

을 이용하여 교정된 열전형 기기의 일종인 열전압변환기 (TVC : Thermal Voltage Converter)와 고주파 미소전압표준기(μ -potentiometer)에 의해 이루어지며, 이러한 기기는 기본적으로 저항과 열전요소로 이루어진 구조로 인해 주파수 한계를 가지게 된다. 고주파전압의 1차표준을 구성하는 데에는 전기장과 평행한 전압기준평면에 위치한 플로미터형 전압계를 이용하는 방법과 명확히 알고 있는 임피던스를 가지는 고주파 전력계를 이용하는 방법이 이용된다.

열전압변환기라는 전달표준은 고주파전압을 직접 측정하는 기기가 아니라 고주파전압의 1차표준으로

* 한국표준과학연구원

접수번호: 99095-0318

접수일자: 1999년 3월 18일

** 충북대학교 전기전자공학부

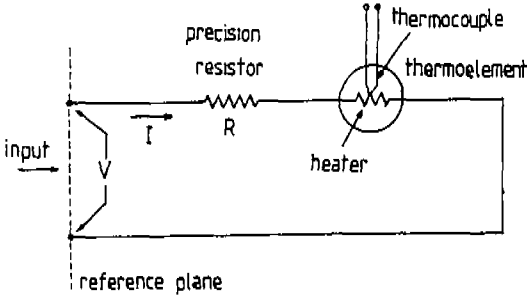


그림 1. 열전압변환기의 구성도

부터 교정된 하위의 표준으로서 다른 고주파전압계의 교정을 위하여 이용된다. 전달표준을 이용하여 측정기기를 교정하는 이유는 교정할 때마다 전력과 임피던스를 측정하고 계산하는 번거로움을 피하고 시간을 절약하기 위하여 미국립표준기술원(NIST)이나 독일 연방물리기술청(PTB)에서 주로 사용하는 방법으로, RF 전력계를 이용하는 방법에는 NRS 프로브, 써미스터 마운트, 그리고 전력센서 등이 있다. 고주파전압의 전달표준은 고주파전압 1차표준에 소급되어 교정되는데, 미지의 인가된 고주파전압에 대한 동가의 물리적 응답을 가지는 데 요구되는 대체 직류전압을 측정하고, 기준이 되는 표준의 이미 알고 있는 RF-DC차, 즉 고주파와 직류에 대한 물리적 응답의 차이로부터 교정하고자 하는 전달표준의 RF-DC차(δ)를 결정할 수 있다. 1차표준으로부터 전달표준의 RF-DC차를 측정하는 것은 RF전압을 직접 측정할 수 없기 때문에 DC전압을 기준으로 RF전압과 얼마만한 차이가 있는가를 미리 측정해 놓음으로써 다른 고주파전압계를 교정하기 위한 표준으로 이용한다.

$$\delta = \frac{2V_{RF}}{|V_{DC}^+| + |V_{DC}^-|} - 1 \quad (1)$$

여기서, V_{RF} , V_{DC}^+ , 그리고 V_{DC}^- 는 전달표준으로부터 똑같은 출력신호를 얻기위해 요구되는 고주파와 직류전압이다.

열전압변환기는 그림 1에 보인 것처럼 저항과 열전대(thermocouple)로 구성되어 있으며, 외부의 온도에 영향을 받지 않도록 housing내에 위치해 있다. 이것의 동작원리는 고주파전압이나 직류전압을 인가했을 경우에 열전대 출력전압이 mV의 직류전압으로 출력된다. 식(1)에 나타난 것처럼 먼저 고주파전압을 열전대 전압이 7mV 정도가 될 때까지 인가하

고 이때의 전압(V_1)을 기록한다. 다시 직류전압을 열전대 출력전압이 V_1 과 같게 될 때까지 서서히 올리면서 인가하고, 이때의 직류전압원에 표시된 전압(V_{DC})을 기록하고, 직류전압원의 극성을 바꾸어 열전대 출력전압이 V_1 과 같게 되도록 인가한 후 직류전압원에 표시된 전압(V_{DC})을 기록한다. 이것을 식(1)에 대입하면 열전압변환기의 RF-DC차를 알 수 있다.

전압 전달표준의 대부분을 이루는 열전압변환기와 다른 전달표준(미소전압 표준기)은 1차전압표준기에 의해 교정된다. 1차표준인 열량계를 이용함으로써 고주파전압은 전력과 임피던스로부터 구해질 수 있다.

본 논문에서는 독일 연방물리기술청에서 제작한 고주파 전력계인 NRS 프로브를 이용한 측정시스템을 구성하여 열전압변환기(1396H-1)의 RF-DC차를 측정하였고, 미국의 휴렛-팩커드에서 제작하고 미국립표준기술원에서 교정한 써미스터 마운트를 이용하여 측정된 데이터와 비교하였다.

II. 측정시스템

NRS 프로브를 이용하여 열전압변환기의 RF-DC차를 측정하기 위한 시스템을 그림 2에 나타내었다.

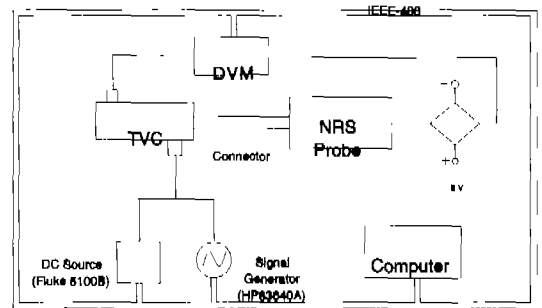


그림 2. NRS 프로브를 이용하여 RF-DC차를 측정하는 구성도

그림 2는 고주파전압계 또는 피교정 열전압변환기를 교정할 때에 쓰이는 일반적인 구성도와 마찬가지로 블록도를 가지며, 여기서 표준이 되는 것은 NRS 프로브이다. 먼저 신호발생기의 전력을 서서히 올려서 NRS 프로브의 실효효율을 측정할 때 인가된 전력과 같은 레벨이 되도록 하고 이때 열전압변환기의 열전대 출력전압이 약 7 mV가 되도록 한다. 열전압변환기의 입력단은 T형으로 이루어져 한

좁은 저항과 열전대로 구성되어 있고 다른 한쪽은 표준기기를 연결할 수 있게 되어있다. 열량계적인 고주파 전력계인 NRS 프로브는 두개의 똑같은 동축형의 resistor mount로 구성되는데, 50 Ω의 부하 저항과 열차단을 위해서 7 mm thin-wall 동축선을 각각 포함하고 있다.

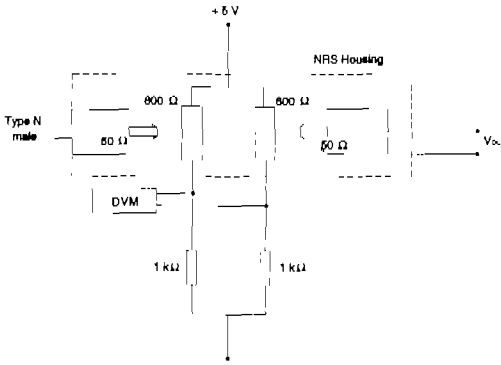


그림 3. NRS 프로브의 등가회로

그림 3에 보여진 것처럼 점선의 안쪽은 NRS 프로브의 내부구조를 등가적으로 나타낸 것이다. 하나의 부하저항은 미지의 전력에 의해 열이 발생하고, 다른 부하저항은 정확히 측정될 수 있는 조절가능한 전력에 의해 열이 발생한다. 이러한 두 전력은 브릿지 회로에 있는 두개의 온도센서로 비교된다. 브릿지 출력전압의 영점평형이 DC 기준전압 V_{DC} 로 얻어진다면, NRS 프로브의 입력에서 고주파전압은 다음과 같이 구해질 수 있다.⁽²⁾

$$V_{RF} = \sqrt{\frac{1}{\eta_{eff}} \cdot \frac{G_{DC}}{G_{RF}}} \cdot V_{DC} \quad (2)$$

여기서, η_{eff} 는 고주파 resistor mount의 실효효율이고 G_{DC} 와 G_{RF} 는 입력단에서의 직류와 고주파의 컨덕턴스이다.

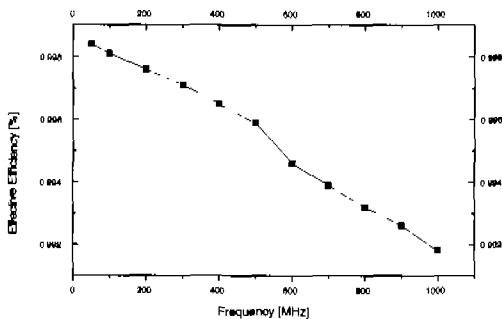


그림 4. NRS 프로브의 실효효율.

실효효율 η_{eff} 는 NRS 프로브의 크기 때문에 미소열량계 내에서 직접 측정될 수 없고 미소열량계로 미리 교정된 써미스터 마운트의 실효효율과 비교함으로써 결정되며, 그 결과물 그림 4에 나타내었다.

NRS 프로브의 G_{RF} 를 결정하기 위하여 50 MHz - 1 GHz의 주파수에서 자동회로망 분석기를 이용하여 임피던스를 측정하였다.

그림 2에 나타낸 것과 같이 NRS 프로브를 이용하여 열전압변환기를 교정할 때에는 NRS 프로브의 입력단에 type N(f-f) 어댑터를 연결하여 열전압 변환기의 T접합부에 결합하게 되며, 그 측정결과를 그림 5에 나타내었다.

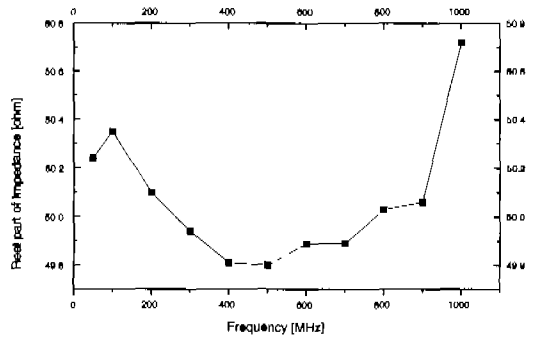


그림 5. NRS 프로브의 임피던스

이와같이 기준면을 A, B, 그리고 C로 나누는 것은 전력과 임피던스 그리고 전압의 기준면이 각각 다르기 때문에 측정된 값으로부터 계산용 통해 보정해 주어야 한다.

NRS 프로브의 컨덕턴스 G_{DC} 는 19.96 mS이고, 식(2)에서 V_{RF}/V_{DC} 의 비율 구하고 이것을 다음의 식에 대입하면 구하고자 하는 NRS 프로브의 RF-DC차(δ_N)를 구할 수 있다.

$$\delta_N = \frac{V_{RF} - V_{DC}}{V_{DC}} \quad (3)$$

NRS 프로브와 열전압 변환기가 type N (f-f) 어댑터를 사이에 두고 연결된 상세한 도면이 그림 6에 보여진다.

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

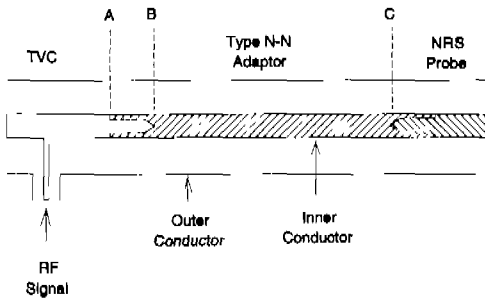
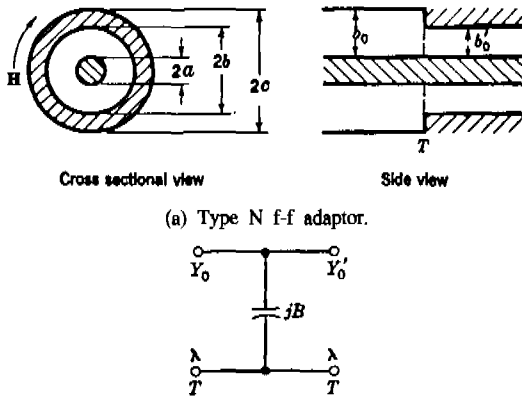
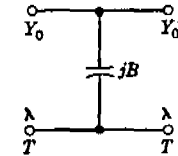


그림 6. NRS 프로브와 연결된 TVC의 상세도



(a) Type N f-f adaptor.



(b) Equivalent circuit.

그림 7. N형 어댑터의 구조

실제로 구하고자 하는 기준면 A에서의 RF전압 \$V_A\$는

$$\frac{V_A}{V_B} = \left| \frac{S_{12} + \Gamma_{in} S_{12}}{S_{12}^2 + \Gamma_{in}} \right| \quad (4)$$

와 같이 표현된다.

여기서, \$\Gamma_{in}\$은 Fig. 7(b)에 나타난 것처럼 T면에서 NRS 프로브를 바라본 반사계수이며, 기준면 A와 기준면 B 사이의 \$S_{12}\$는

$$S_{12} = 10^{-loss/20} e^{-j2\pi l/c} \quad (5)$$

$$loss = \frac{10l \times \log(e)}{C \times Z_0} R \sqrt{j}$$

여기서, \$f\$ = 주파수,

\$l\$ = 전파와 임피던스 기준면 사이의 거리

\$R\$ = 저항 (\$\Omega/m\$)

\$C\$ = 빛의 속도(\$m/s\$)

\$Z_0\$ = 특성임피던스(\$\Omega\$)이다.

Fig. 7(b)에서 반사계수 \$\Gamma\$는 피로망분석기를 이용하여 측정된 데이터이며, 이것으로부터 입력 어드미턴스 \$Y_0\$'을 구한다. 반사계수 \$\Gamma_{in}\$은

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (6)$$

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

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

$$\frac{B}{Y_0} = \frac{2b_0 A_1}{\lambda} \left[2 \ln \left(\frac{1-a^2}{4a} \right) \left(\frac{1+a}{1-a} \right)^{1/2(a+1/a)} + 4 \frac{A+A'+2c}{AA'-c^2} + \frac{1}{2} \left(\frac{b_0}{\lambda} \right)^2 \left(\frac{1-a}{1+a} \right)^{4a} \left(\frac{5a^2-1}{1-a^2} + \frac{4}{3} \frac{a^2 c}{A} \right)^2 + \frac{A_2}{2} \right] \quad (7)$$

여기서,

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

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

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

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

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

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

$$\left[\frac{J_0(x) N_0 \left(\frac{xb}{c} \right) - N_0(x) J_0 \left(\frac{xb}{c} \right)}{1 - \frac{a}{b}} \right]^2$$

$$- \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{2b_0}{\lambda} \right)^2}} \left(\frac{2}{\pi} \frac{b_0}{d} \sin \frac{\pi b_0'}{b_0} \right)^2$$

$$x = \frac{\pi \gamma_1}{1 - a/c} = \frac{c}{a} x_{01} \text{ 은 } J_0(x) N_0\left(\frac{x a}{c}\right) - N_0(x) J_0\left(\frac{x a}{c}\right) = 0 \text{에 의하여 정의되며,}$$

$$J_0(x), N_0\left(\frac{x a}{c}\right), N_0(x), J_0\left(\frac{x a}{c}\right) \text{ 은 Bessel 함수이다.}$$

전압의 기준면인 A면에서의 고주파전압이 보정되고 식(3)을 이용하여 NRS 프로브의 RF-DC차(δ_N)를 구하여 그림 8에 나타내었다. 이상과 같이 구한 NRS 프로브의 δ_N 과 그림 2의 시스템을 이용하여 측정하고자 하는 열전압변환기의 RF-DC차를 구하게 되는데 그 측정절차는 아래와 같다.

먼저, type N(f-f) 어댑터를 가지고 NRS 프로브와 같이 연결된 열전압변환기의 T접합부의 입력단에 고주파전압을 인가하고, 이때의 열전압변환기와 NRS 프로브 출력단의 출력전압($V_{Th,NRS,RF}$)을 기록한다. 다음에 고주파신호원을 떼어내고 직류신호를 인가하여 앞서 구한 열전압변환기의 출력전압과 똑같은 전압을 나타내도록 하고, 이때의 NRS 프로브 출력단의 출력전압($V_{Th,NRS,DC}$)을 기록한다. 이러한 과정을 측정하고자 하는 주파수에 따라 수행하고 식 (8)에 대입하면 구하고자 하는 열전압변환기의 RF-DC차를 구할 수 있다.

$$\delta_x = (1 + \delta_N) \sqrt{\frac{V_{Th,NRS,DC}}{V_{Th,NRS,RF}}} - 1 \quad (8)$$

III. 결과 및 고찰

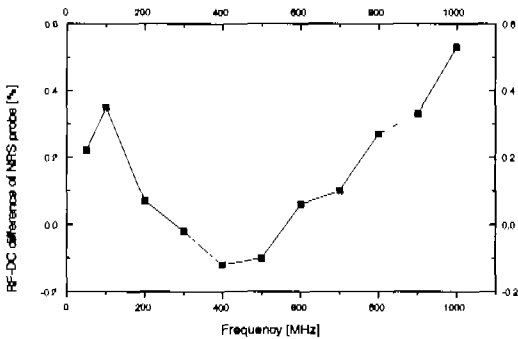


그림 8. NRS 프로브의 RF-DC 차.

그림 8은 NRS 프로브의 RF-DC차를 보여준다. 그림 2에서 직류신호원은 정확하게 측정될 수 있는 조건이 가능한 직류 기준전압을 출력한다. 스위치물

포함한 모든 장비들은 IEEE-488 BUS를 경유하여 개인용 컴퓨터에 의해서 제어되고 데이터의 수집과 계산이 프로그램에 의해 이루어진다.

UHF형 열전압변환기(Ballantine 1396H-1)의 RF-DC차가 측정되고, 그 결과는 써미스터 마운트를 이용하여 측정된 값과 함께 그림 9에 보여진다.

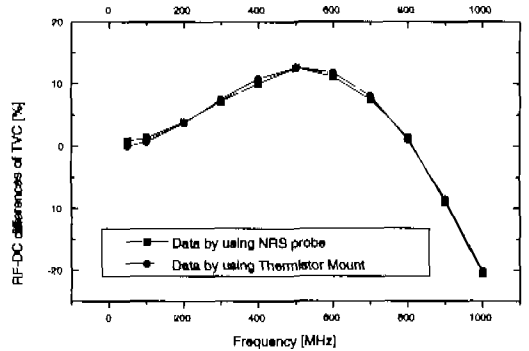


그림 9. δ (%)의 측정결과.

NRS 프로브를 이용하여 측정된 데이터와 써미스터 마운트를 이용하여 측정된 데이터의 차는 0.07 ~ 0.805 % 이며 두 측정결과가 잘 일치하는 것을 알 수 있다. 본 논문에서의 측정불확도는 1 %이다.

IV. 결론

고주파전력계를 이용한 방법에 의해서 50 ~ 1000 MHz의 주파수 범위에서 고주파전압의 측정 정확도를 향상시킬 수 있었으며, 전자파 전력의 전달표준으로 NRS 프로브가 이용되었다.

전계 불확도는 약 1.0 % 이며, 향후에는 불확도를 줄이기 위해 임피던스의 측정정확도, 열전압변환기와 NRS 프로브의 연결을 위하여 이용된 전송선로에 대한 S-파라메타를 좀 더 정확하게 측정하여야 한다.

측정에 사용된 장비들의 원격제어를 위해 컴퓨터, IEEE-488 인터페이스 케이블 등이 이용되었고, 모든 데이터 수집과 계산과정이 자체 개발한 프로그램에 의해 행해졌으며, 이로 인하여 측정시간을 대폭 줄일 수 있었다.

참고 문헌

- [1] R. F. Clark and A. P. Jurkus, "Calibration of thermal transfer standard of RF voltage," *IEEE*

Trans. Instrum. Meas., vol. IM-16, pp. 232-237, Sept. 1967.

[2] H. Gierke, L. Grno, D. Janik, and K. Münter, "Automatic RF Voltage Calibration with a Primary Voltage Standard Up to 1 GHz," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 42, No. 2, pp. 519-523, April 1993.

[3] N. Marcuwitz, *Waveguide Handbook*, New York : Dover Pub., Inc., Ch. 5, pp. 310-312, 1965.

[4] J. A. Stratton, *Electromagnetic Theory*, Mc GRAW-HILL Book Company, New York and London, 1941.

[5] D. Janik, F. H. Lou, "Automatisierung des Hochfrequenz-Spannungs-meßplatz es der PTB," *Microwellen & Tele- communication Magazin*, Vol. 18, No. 2, 1992.

- 마이크로스트립 어레이 안테나 개발 연구
1986년 10월~1987년 9월 : 미국 메사추세츠 주립 대학교 Antenna Laboratory 연구원

- 마이크로스트립 웨이스트 어레이 안테나 개발 연구
1987년 10월~1993년 8월 : 한국전자통신연구소 이동통신기술연구단

- 위성추적시스템 성능분석 연구
- 식별부호 자동송출 및 수신장치 개발 연구
- 특수레이저 개발 연구
- 휴대용 소형대장형 안테나 개발 및 전파특성 연구
- EMI/EMC 측정 및 방지대책 연구

1993년 9월~1994년 3월 : 전북대학교 정보통신 공학과 조교수

1994년 3월~현재 : 충북대학교 전기전자공학부 (전파공학전공) 부교수

<주관심 분야> 어레이 안테나, EMI/EMC, RF/MW 통신소자

신진국(Jin Koog Shin)

정회원



1983년 2월 : 인하대학교 전자공학과 졸업
1995년 2월 : 충북대학교 대학원 공학석사
1999년 2월 : 충북대학교 대학원 공학박사

1987년 8월 ~ 현재 : 한국표준과학연구원
<주관심 분야> 어레이 안테나, EMI/EMC

최익권(Ik Guen Choi)

정회원



1974년 2월 : 서울대학교 공과대학 자원공학과 (공학사)
1976년 2월 : 서울대학교 대학원 자원공학과 (공학석사)

1986년 9월 : 미국 오하이오주립대학원 전자공학과 (공학박사)
1976년 3월 ~ 1986년 6월 : 육군 제3사관학교 교수부 물리학 전임강사
1981년 10월 ~ 1986년 9월 : 미국 오하이오주립대학 부설 ESL(Electro Science Laboratory)연구원
- 지하구조 탐사용 레이더 시스템 개발 연구