

IEC Standard 96-1에 따른 RF 케이블의 표면전달 임피던스 측정

Surface Transfer Impedance Measurement of RF Cable according to IEC Standard 96-1

강진섭 · 김정환 · 강웅택 · 박정일

Jin-Seob Kang · Jeong-Hwan Kim · Ung-Taeg Kang · Jeong-Il Park

요 약

본 논문에서는 IEC(International Electrotechnical Commission) Standard 96-1에 규정된 RF 케이블의 표면전달 임피던스 측정법을 설명하고, 1 MHz ~ 30 MHz 동작주파수범위에서 설계 제작된 triaxial fixture를 사용해 전압 및 산란계수를 측정하여 상용 RF 케이블의 표면전달 임피던스를 얻었다.

Abstract

In this paper, surface transfer impedance measurement of RF cables according to IEC(International Electrotechnical Commission) Standard 96-1 is described and surface transfer impedance of a commercial RF cable is obtained from the measured voltage and scattering parameter with a triaxial fixture fabricated in the operating frequency range from 1 MHz to 30 MHz.

Key words: surface transfer impedance, RF cable, shielding.

I. 서 론

일반적으로 RF 대역에서 사용되는 케이블에서는 케이블 내부와 외부의 전자기적 결합을 방지하기 위해 가는 도선으로 짜서 만든 격자구조의 편조 (braid, screen, 또는 shield)를 케이블 표면 안에 씌운다^[1]. 그러나 실제 상황에서는 편조의 불완전한 차폐성능으로 인해 케이블들 간에 전자기적 결합이 존재하게 되어 원하지 않는 상호결합이 발생되므로, 전 세계 전기 및 전자분야 표준화를 위한 국제기구인 IEC에서는 Standard 96-1에서 RF 케이블의 일반적인 요구조건 및 특성측정법을 규정하고 있다^[2].

케이블 내부와 외부의 전자기적 결합정도는 일반

적으로 표면전달 임피던스(surface transfer impedance) Z_T 로 표현된다^{[1],[2]}. 표면전달 임피던스는 신호의 최소파장에 비해 길이 L 이 매우 짧은 케이블의 편조 외부표면에 전류 I 가 흐를 때, 이로 인해 케이블 내부에 유기되는 단위 길이당 전압 V/L 의 비로서 다음과 같이 정의되므로

$$Z_T = \frac{V}{IL} \tag{1}$$

그 크기가 작다는 것은 케이블 내부와 외부의 전자기적 결합정도가 작다는 것 즉, 편조의 차폐특성이 좋다는 것을 의미한다. 케이블의 길이를 신호 최소파장에 비해 매우 짧게 하는 것은 케이블 길이방

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

· 논문 번호 20000728-04S

· 수정완료일자 : 2000년 8월 9일

향으로 공진이 일어나는 것을 방지하기 위한 것이다.

RF 케이블의 단면이 동축(coaxial)과 같이 변수분리가 되는 구조이고 길이방향으로 그 모양이 변하지 않으면 전자기이론으로부터 유도된 해석적인 형태의 계산식으로부터 표면전달 임피던스를 계산할 수 있다. 그러나 편조안에 여러 개의 신호선을 가진 RF 케이블은 일반적으로 변수분리가 되는 구조가 아니고 케이블의 편조모양이 부분적으로 조밀하거나 싱글므로, 이런 경우에는 실험을 통해서만 케이블의 표면전달 임피던스를 알 수 있다. 표면전달 임피던스의 크기는 일반적으로 CUT(Cable Under Test) 구조에 따라 DC에서 0.1 MHz 또는 1 MHz까지는 CUT 편조의 DC 저항과 비슷한 값을 가지며, 주파수가 증가하면 증가하는데 10 MHz 또는 15 MHz 이상에서는 주파수에 비례하는 것으로 알려져 있다^[2]. 표면전달 임피던스는 전류 probe 법^[3]이나 fixture를 사용한 pull-on 편조법^{[2],[3]}, 그렇지 않은 pull-on 편조법^[4] 등을 사용해서 측정할 수 있다.

한편 국내 RF 케이블 제조사에서는 생산된 케이블을 국내외에 판매하기 위해 IEC Standard 96-1에서 규정하고 있는 케이블 특성 측정법으로 측정된 케이블 표면전달 임피던스가 각 나라에서 요구하는 RF 케이블 규격을 만족하는 지를 확인할 필요성을 인식하기 시작했다. 이런 필요성에 대처하기 위해 한국표준과학연구원 전자파연구실에서는 IEC Standard 96-1에 따른 triaxial fixture를 사용한 RF 케이블의 표면전달 임피던스 측정시스템을 최근에 구축하고, RF 케이블 시험검사를 해주고 있다.

본 논문에서는 IEC Standard 96-1에 의한 RF 케이블의 표면전달 임피던스 측정과정을 설명하고, 1 MHz ~ 30 MHz 동작주파수범위에서 설계 제작된 triaxial fixture를 이용해서 얻은 실험결과를 제시하였다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 RF 케이블의 표면전달 임피던스 측정법을 설명하고, III장에서는 측정시스템에 대해 설명했다. IV 장에서는 triaxial fixture의 신호 입·출력단에서 벡터 전압계로 측정된 전압과 벡터 회로망분석기로 측정된 산란계수로부터 얻은 상용 RF 케이블의 표면전달 임피던스를 서로 비교하고, V장에서 결론을 맺었다.

II. IEC Standard 96-1에 의한 RF 케이블 표면 전달 임피던스 측정법

CUT의 표면전달 임피던스를 측정하기 위해서는 크기를 알고 있는 전류를 CUT 편조 외부 표면에 흐르게 한 후, CUT 내부에 유기되는 단위길이당 전압을 측정해야 한다. 이를 위해 IEC Standard 96-1에서 규정된 CUT의 표면전달 임피던스 측정에 사용되는 triaxial fixture의 구조는 그림 1과 같다. 두 개의 동축구조로 구성된 triaxial fixture에서는 CUT가 내부 동축구조(Inner coaxial system)로 사용되어 CUT 편조가 외부 동축구조(Outer coaxial system)의 내부도체와 내부 동축구조의 외부도체 역할을 동시에 한다. 그림 1에서 외부 동축구조의 오른쪽 끝은 외부도체와 CUT 편조를 단락시켜서 신호원으로부터 급전(feeding)저항 R 을 통해서 유입된 신호 전

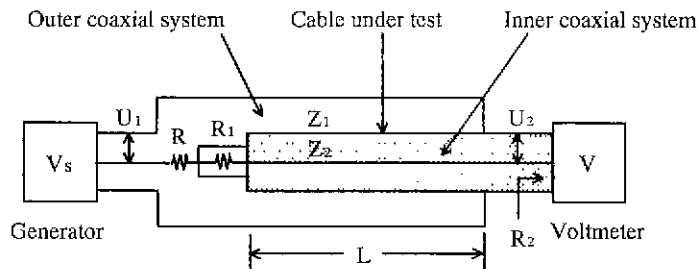


그림 1. IEC Standard 96-1에 규정된 RF 케이블 표면전달 임피던스 측정에 사용되는 triaxial fixture.

Fig. 1. Triaxial fixture for surface transfer impedance measurement of RF cables according to IEC Standard 96-1.

류가 CUT 편조 및 외부도체 표면을 따라 흘러 신호 원으로 되돌아 갈 수 있는 폐경로를 만든다. 한편 불완전한 차폐특성을 가지는 편조의 외부표면을 따라 흐르는 전류에 의해 내부 동축구조에 발생된 유기전압이 CUT내에서 전파될 때 종단에서 반사가 일어나지 않게 하기 위해, 왼쪽 종단은 CUT의 특성 임피던스 Z_2 와 같은 값을 가지는 종단저항 R_1 으로 임피던스 정합을 시키고 오른쪽 종단은 Z_2 와 같은 입력 저항값을 가지는 전압계(matched voltmeter)를 이용해서 유기전압을 측정한다.

IEC Standard 96-1에서는 triaxial fixture에서 측정된 값들을 다음 식에 대입해서 CUT의 표면전달 임피던스를 얻는다.

$$Z_T = \frac{2R}{L} \frac{U_2}{U_1} F \quad (2)$$

여기서 R 은 외부 동축구조의 특성임피던스 Z_1 의 1.4배 크기를 가지는 급전저항을 의미하고, L 은 triaxial fixture내에서 있는 CUT 편조 길이를 의미하는데 일반적으로 그 길이는 신호 최소파장의 0.1배보다 짧아야 한다. U_1 은 급전저항 앞에서 측정된 입력단 전압을 의미하고, U_2 는 임피던스 정합된 전압계로 측정된 출력단 전압을 의미한다. 그리고 F 는 triaxial fixture 구조에서 임피던스 부정합으로 인해 발생하는 신호 다중반사 효과를 고려하는 인자로서 다음과 같이 정의된다.

$$F = \frac{x(1-n^2)\sqrt{\cos^2 x + m^2 \sin^2 x}}{\sqrt{n^2(\cos x - \cos nx)^2 + (\sin x - n \sin nx)^2}} \quad (3)$$

여기서 $m(=Z_1/R)$ 은 외부 동축구조의 특성임피던스 Z_1 과 급전저항 R 의 비를 의미하고, $n(=\lambda_1/\lambda_2)$ 은 외부 및 내부 동축구조에서 신호파장 λ_1, λ_2 의 비를 의미하며, $x(=2\pi L/\lambda_1)$ 는 외부 동축구조에서의 신호전파 길이를 의미한다. 한편 식(2)는 triaxial fixture 외부 동축구조 표면에 전류 $U_1/2R$ 가 흐를 때 내부 동축구조에 유기되는 단위 길이당 전압 U_2/L 의 비로 생각할 수 있으므로 식(1)과 같은 형태임을 알 수 있다.

III. 표면전달 임피던스 측정시스템

측정치구를 설계하기 위해서는 우선 CUT(내부 동축구조)인 RF 케이블의 단면구조 및 치수를 알 필요가 있다. 본 논문에서 특성 측정하려는 CUT는 피복된 14개의 신호선으로 구성된 내부도체를 편조 내부에 포함하고 있으며, 편조 직경(2a)은 약 1.1 cm이다.

식(2), (3)을 이용해서 표면전달 임피던스를 구하기 위해서는 우선 CUT의 비유전율(ϵ_r)과 특성임피던스 Z_2 측정이 필요하다. 길이가 172.5 cm인 CUT의 한쪽 끝을 단락시킨 후 반대쪽 끝에서 펄스를 인가시켜 펄스의 전파특성을 Digitizing oscilloscope (HP 54120B)을 이용하여 조사해 보면 CUT에서 펄스 전파길이는 266.2 cm였다. 따라서 케이블 실제 길이에 대한 펄스 전파길이가 비의 제곱인 CUT의 비유전율은 $\epsilon_r = (266.2/172.5)^2 = 2.381$ 이다. 그리고 공기로 채워진 외부 동축구조에서 TEM 모드로 전파하는 신호의 파장 λ_1 은 자유공간에서의 것과 같으므로 광속을 측정주파수로 나누면 얻을 수 있고, CUT에서 전파하는 신호의 파장 λ_2 는 λ_1 을 $\sqrt{\epsilon_r}$ 로 나누면 얻을 수 있다. 한편 Digitizing oscilloscope로 측정된 CUT의 특성임피던스 Z_2 는 12.9 Ω 이었다.

그림 2와 같이 구성되는 표면전달 임피던스 측정 시스템의 triaxial fixture에서는 구조물 연결부에서 단면크기 변화로 인한 급격한 특성임피던스 변화를 방지하기 위해 외부 동축구조의 신호 입력단과 내부 동축구조의 양 종단을 tapering하였으며, 신호 입·출력단에는 type-N female 연결기를 사용하였다. 50 Ω 출력 임피던스를 가지는 신호원과 외부 동축구조를 임피던스 정합시키기 위해서는 50 Ω 특성임피던스를 가지는 외부 동축구조를 사용해야 된다. 참고로 내부 및 외부도체 반지름이 각각 a, b이고 공기로 채워진 동축선로의 특성임피던스 Z_0 표현식은 다음과 같다.

$$Z_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \ln \frac{b}{a} \approx 59.939 \ln \frac{b}{a} \quad (4)$$

외부 동축구조가 50 Ω 특성임피던스를 가지기 위해서는 내부도체 반지름(a)이 0.55 cm이므로 외부도체 반지름(b)이 2.3029 a (=1.267 cm)이던 된다. 실제 제작에는 반지름이 1.91 cm인 동관이 외부

동축구조 외부도체로 사용되어 식 (4)로 계산된 외부 동축구조의 특성임피던스 Z_1 은 74.62Ω 이다. CUT를 넣고 조립된 triaxial fixture의 신호 입력단에 펄스를 인가시킨 후 외부 동축구조에서 펄스의 시간영역 전파특성을 Digitizing oscilloscope로 측정해보면 외부 동축구조의 특성임피던스는 58Ω 으로 측정되었다. 그리고 실험에서는 크기가 각각 $1.4 Z_1$ 과 Z_2 인 급전저항 R 과 종단저항 R_1 을 RF 저항을 조합하여 각각 82.6Ω 과 13Ω 으로 구현하였다. 최대 30 MHz 주파수에서 표면전달 임피던스를 측정하기 위해 외부 동축구조의 길이(CUT 편조 길이) L 은 신호 최소파장($\lambda_{\min} = 10 \text{ m}$)의 0.1배인 100 cm로 하였으며, tapering 부분의 길이 L_a 와 L_b 는 각각 2.5 cm와 2 cm로 하였다. 그림 2의 표면전달 임피던스 측정시스템에 사용된 값들을 정리하면 표 1과 같다.

조립된 triaxial fixture의 조립상태는 입력 및 출력단에서 측정된 DC 저항값이 각각 급전저항 및 종단저항과 비슷한 값을 가지는 지를 확인하고, Digitizing oscilloscope를 사용하여 입력 및 출력단에서 측정된 RF 저항값이 각각 급전저항과 외부 동축구조 특성임피던스의 합 및 내부 동축구조 특성임피던스와 비슷한 값을 가지는 지를 확인하여 점검할 수 있었다.

II장에서 설명한 바와 같이 IEC Standard 96-1에서는 triaxial fixture 출력단 전압을 내부 동축구조의 특성임피던스와 같은 값을 가지는 입력저항을 가지는 전압계(matched voltmeter)로 측정하도록 규정하

표 1. RF 케이블의 표면전달 임피던스 측정시스템에서 사용되는 파라미터들

Table 1. Parameters of the system for surface transfer impedance measurement of RF cable

$2a$ [cm]	1.1
$2b$ [cm]	3.82
L_a [cm]	2.5
L_b [cm]	2
L [cm]	100
Z_1 [Ω]	58
Z_2 [Ω]	12.9
R [Ω]	82.6
R_1 [Ω]	13
R_2 [Ω]	13

고 있다. 이를 위해 본 연구에서는 triaxial fixture 출력단을 내부 동축구조의 특성임피던스와 같은 값을 가지는 RF 저항으로 임피던스정합을 시키고($R_2 = Z_2 = 13 \Omega$), 입력 및 출력단 전압 U_1 , U_2 는 probe tee로 검출하여 벡터 전압계(HP 8508A)를 사용하여 측정하였다. 크기가 매우 작은 출력단 전압을 정확히 측정하기 위해 벡터 전압계 측정단자로부터 원하지 않은 신호가 출력되는 방지하기 위해 측정단자 끝에 isolator를 장착하여 입·출력단 전압을 측정하였다.

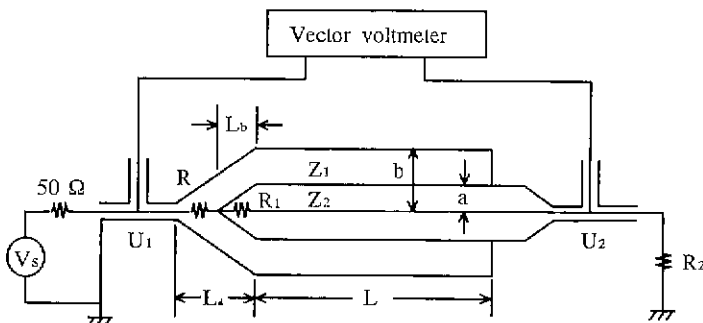


그림 2. RF 케이블 표면전달 임피던스 측정시스템.

Fig. 2. System for surface transfer impedance measurement of RF cables.

IV. 실험결과

그림 2와 같이 구성된 표면전달 임피던스 측정시스템에서 측정된 값들을 식 (2)에 대입해서 얻은 CUT 표면전달 임피던스 크기 $|Z_T|$ 는 그림 3과 같으며, 1 MHz 이상의 주파수영역에서 $|Z_T|$ 가 주파수에 비례하여 커지는 것을 볼 수 있다. 일반적으로 케이블 편조 특성의 불균일성 때문에 동일한 케이블로부터 제작된 CUT라 할지라도 각 CUT의 표면전달 임피던스 값들 사이에도 상당한 편차가 있을 수 있는 것으로 알려져 있다^[4]. 따라서 본 논문에서는 동일한 케이블로부터 제작된 두 개의 CUT의 표면전달 임피던스를 비교해 보았다. 그림 3에서와 같이 CUT #2를 기준으로 생각할 때 CUT #1의 표면전달 임피던스가 CUT #2의 것에 비해 약 25% 작은 것을 볼 수 있다.

Triaxial fixture 입·출력단에서 벡터 전압계로 측정된 전압으로부터 얻은 CUT 표면전달 임피던스의 타당성을 검증하기 위해, 그림 2의 측정시스템을 그림 4와 같은 2 단자회로로 모델링하여 벡터 회로망 분석기로 측정된 산란계수로부터 얻은 U_2/U_1 를

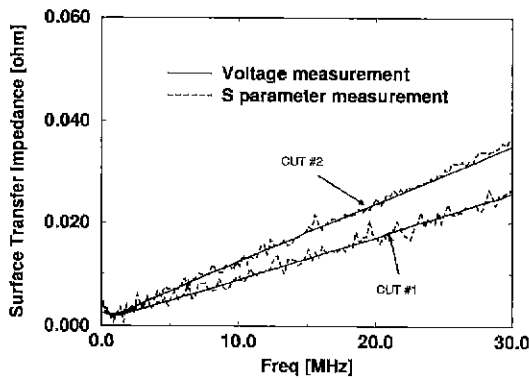


그림 3. 벡터 전압계로 측정된 전압(실선)과 벡터 회로망분석기로 측정된 산란계수(점선)로부터 얻은 상용 RF 케이블의 표면전달 임피던스.

Fig. 3. Surface transfer impedance of a commercial RF cable obtained from the voltage(solid line) measured by vector voltmeter and the scattering parameter(dotted line) measured by vector network analyzer.

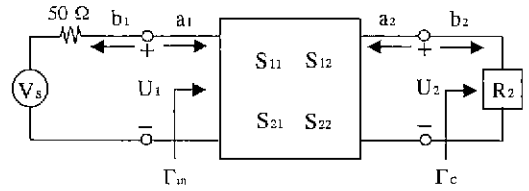


그림 4. 표면전달 임피던스 측정시스템의 2 단자회로망 모델링

Fig. 4. 2-port network modeling of the system for surface transfer impedance measurement.

식 (2)에 대입해서 표면전달 임피던스를 계산해 보았다.

측정된 산란계수들로부터 U_2/U_1 를 얻는 과정은 다음과 같다. 그림 2의 측정시스템을 2 단자회로로 표현하면 그림 4와 같다. 출력임피던스가 50 Ω인 신호원으로부터 신호 a_1 이 입력되었을 때 입력단 및 출력단 전압 U_1 과 U_2 를 산란계수와 부하 R_2 에 의한 반사계수 Γ_c 로 표현하면 각각 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 U_1 &= a_1 + b_1 \\
 &= a_1(1 + \Gamma_m) \\
 &= a_1 \left(1 + S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_c}{1 - S_{22}\Gamma_c} \right) \quad (5)
 \end{aligned}$$

$$U_2 = a_2 + b_2 = b_2(1 + \Gamma_c) \quad (6)$$

따라서 입·출력 전압비 U_2/U_1 는 식 (5)와 (6)으로부터 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{b_2}{a_1} \left(\frac{1 + \Gamma_c}{1 + S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_c}{1 - S_{22}\Gamma_c}} \right) \quad (7)$$

한편 산란계수 정의로부터 b_2 를 다음과 같이 표현할 수 있으며

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 = S_{21}a_1 + S_{22}b_2\Gamma_c \quad (8)$$

식 (8)에서 b_2/a_1 를 구하여 식 (7)에 대입하면 원하는 U_2/U_1 에 대한 식을 얻을 수 있다.

$$\frac{U_2}{U_1} = \left(\frac{S_{21}}{1 - S_{22}\Gamma_c} \right) \left(\frac{1 + \Gamma_c}{1 + S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_c}{1 - S_{22}\Gamma_c}} \right) \quad (9)$$

벡터 회로망분석기(HP 8751A)를 사용해서 측정된 RF 저항으로 구현된 종단저항 R_2 의 반사계수 및 triaxial fixture의 산란계수를 식 (1), (2), (9)에 대입하면 CUT를 표면전달 임피던스를 얻을 수 있으며, 얻은 결과가 그림 3에서와 같이 전압측정값으로부터 얻은 것과 잘 일치하는 것으로 실험결과의 타당성을 확인할 수 있었다.

V. 결 론

본 논문에서는 IEC(International Electrotechnical Commission) Standard 96-1에서 제시된 RF 케이블의 표면전달 임피던스 측정법을 설명하고, 1 MHz ~ 30 MHz 동작주파수범위에서 설계 제작된 triaxial fixture를 이용해서 상용 RF 케이블의 표면전달 임피던스를 얻었다. Triaxial fixture의 신호 입·출력 단에서 벡터 전압계로 측정된 전압과 벡터 회로망 분석기로 측정된 산란계수로부터 얻은 상용 RF 케이블의 표면전달 임피던스가 서로 잘 일치하는 것으로 측정결과 타당성을 보였다.

참 고 문 헌

[1] A. Tsaliovich, *Cable Shielding for Electroma*

gnetic Compatibility, Van Nostrand Reinhold, New York, 1995.

[2] IEC-TC46(SC46A), "Radio-frequency cables 96-1 - Part 1: General requirement and measuring methods," 4th ed, *Int. Electrotech. Commission Pub.*, Geneva, Switzerland, 1986.

[3] T. M. Benson, C. F. Cheng, and P. A. Cudd, "Rapid method for measurement of cable surface transfer impedance," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 12, pp. 187-189, July, 1996.

[4] A. Morriello, T. M. Benson, A. P. Duffy, and C. F. Cheng, "Surface transfer impedance measurement: A comparison between current probe and pull-on braid methods for coaxial cables," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 40, pp. 69-76, Feb., 1998.

[5] A. R. Martin and M Mendenhall, "A fast, accurate, and sensitive method for measuring surface transfer impedance," *IEEE Trans Electromagn. Compat.*, vol. 26, pp. 66-70, May, 1984.

강 진 섭



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 : 충북대학교 전기전자공학부 초빙 조교수

1998년 3월~현재 : 한국표준과학연구원 전자기표준부 전자파연구실 선임연구원

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

김 정 환



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

강 용 택



1989년: 대전산업대학 전자공학과
(공학사)
1978년 10월~현재: 한국표준과학
연구원 전자기표준부 전자파연
구실 책임기능원
[주 관심분야] 전자파 측정

박 정 일



1988년: 충남대학교 전자공학과
(공학사)
1990년: 충남대학교 전자공학과
(공학석사)
1995년 ~ 현재: 한국표준과학연구
원 전자파연구실 연구원