

Time Frequency Domain Reflectometry 기법을 이용한 Coaxial Cable에서의 결함 감지 및 추정

Detection and Estimation of a Faults on Coaxial Cable with TFDR Algorithm

송은석*, 신용준**, 최덕선*, 육종관*, 박진배*, Edward J. Powers**

Eun-Seok Song*, Yong-June Shin*, Tok-Son Choe*, Jong-Gwan Yook*, Jin-Bae Park*, and Edward J. Powers**

요 약

본 논문에서는 도선상에서 발생하는 결함 위치와 이상 유무를 감지하는 새로운 고분해능 반사측정법인 시간-주파수 영역반사측정법 (TFDR, Time-Frequency Domain Reflectometry)을 제안하였다. 고전적인 반사측정법들은 단지 시간 또는 주파수의 한 영역에서 분석되어져 왔으나, 본 논문에서 제시한 TFDR은 도선의 결함 위치와 이상 유무를 발견하기 위해 과도신호의 시간과 주파수 영역의 정보를 동시에 이용할 수 있는 시간-주파수 분석기법으로 특성화하였다. TFDR의 기준신호 설계는 측정 케이블의 물리적 성질들을 고려하여 주파수 밴드를 결정하며, 도선의 결함감지와 추정은 시간-주파수 상호상관관계 함수에 의해 이루어진다. TFDR 시스템을 이용하여 여러 결함 상태를 가진 실제 coaxial cable (RG-142, RG-400)에 대해 실험하였고 정확성을 입증하기 위해 TDR (Time Domain Reflectometry) 장비와 성능을 비교하였다. 본 논문에서는 TFDR이 TDR보다 작은 오차로 결함을 찾아냄을 나타내고 있으며, 측정된 정확도는 TFDR의 오차율이 0.5% 이하로 TDR (54750A/54754A) 장비보다 성능이 월등히 우수하다는 것을 알 수 있다.

ABSTRACT

In this paper, a new high resolution reflectometry scheme, time-frequency domain reflectometry (TFDR), is proposed to detect and locate fault in wiring. Traditional reflectometry methods have been achieved in either the time domain or frequency domain only. However, time-frequency domain reflectometry utilizes time and frequency information of a transient signal to detect and locate the fault. The time-frequency domain reflectometry approach described in this paper is characterized by time-frequency reference signal design and post-processing of the reference and reflected signals to detect and locate the fault. Design of the reference signal in time-frequency domain reflectometry is based on the determination of the frequency bandwidth of the physical properties of cable under test. The detection and estimation of the fault on the time-frequency domain reflectometry relies on the time-frequency domain reflectometry is compared with commercial time domain reflectometry (TDR)

* 연세대학교, 전기전자공학과(Department of Electrical and Electronics Engineering, Yonsei University).

** 텍사스 오스틴 대학교, 전기컴퓨터공학과(Department of Electrical and Computer Engineering, The University of Texas at Austin)

· 논문번호 : 2003-6-5

· 접수일자 : 2003년 x월 x일

instrument. In these experiments provided in this paper, TFDR locates the fault with smaller error than TDR. Knowledge of time and frequency localized information for the reference and reflected signal gained via time-frequency analysis, allows one to detect the fault and estimate the location accurately.

Key words : time-frequency domain reflectometry, chirp signal, time-frequency cross correlation function, fault detection, fault location, resolution, smart wiring.

I. 서 론

노화된 비행기들의 배선 시스템에서, 도선 결함으로 인해 비참한 추락 사고들(TWR 800 in 1996, Swissair 111 in 1998)이 발생되었고, 사고조사에서 전기적 배선의 중요성이 부각되어졌다[1]. 도선의 작은 결함은 전반적인 시스템의 성능에 심각한 손상을 일으키며, 이러한 문제는 단지 민간항공기에서만 국한된 것이 아니다. 복잡한 배선체계와 높은 안정성을 필요로 하는 고정밀 전자기기, 군비행기, 우주선, 원자력 발전소 등이 포함되며, 이러한 배선 문제들의 심각성과 관심이 고조되어졌다[2]. 고분해능으로 도선 결함을 감지하는 것은 기기의 오동작 방지와 배선 시스템의 유지 및 진단을 위해 꼭 필요하다. 본 논문에서는 time-frequency 기법을 이용하여 도선 결함 감지 및 추정에 대해 논의한다. "Smart wiring systems"으로 알려진 도선 결함 감지와 추정에 대한 기존의 반사측정법은 시간과 주파수 영역에서 각각 분석되어지는 것으로 분류되어진다. 시간 영역에서 분석되는 TDR (Time Domain Reflectometry)[3], 주파수 영역의 FDR (Frequency Domain Reflectometry)[4], SWR (Standing Wave Reflectometry)[5] 반사 측정법이 이용되어졌다. 최근에는 시간 또는 주파수 영역에서 광케이블에서 이용되는 OTDR (Optical TDR), OFDR (Optical FDR)기술이 보고되어지고 있다[6]. 각 방법론들은 단지 시간 또는 주파수 영역에서 기준신호와 반사신호의 분석에 기초를 둔다. 전통적인 방법으로 잘 알려진 TDR은 도선의 이상 유무와 PCB 등의 신호선의 비균일점을 찾는 Signal Integrity 분야에 적용되어지는데 주로 Agilent사와 Tektronix사의 장비가 이용된다. FDR과 SWR은 주파수 영역에서 기준신호와 반사신호의 위상차를 이용하여 노화된 배선의

위치를 감지하며, 이러한 기법들은 현재 고비용, 정확도의 한계를 개선하기 위한 연구가 진행중이다[7]. 그러나, TDR과 FDR, SWR의 분해능은 각각 상승시간과 주파수 소인 (sweep) 대역폭으로 제한되어진다. TDR의 분해능 한계를 극복하기 위해, time-to-digital conversion 기술이 coaxial cable에 도입되어지고 있다[8]. 본 논문에서는 높은 정확성을 얻기 위해 time-frequency analysis 기법에 기반을 둔 시간과 주파수 영역을 함께 고려한 새로운 타입의 반사 측정법을 제안한다. 이 방식은 시간과 주파수 영역의 정보를 동시에 분석하므로 단지 시간 또는 주파수 영역에서의 전통적인 반사측정법보다 고분해능을 얻을 수 있다. 또한, TFDR의 성능을 검증하기 위해서 실제 RG (Radio Guide) 타입 coaxial cable을 이용하여 TDR장비의 측정치와 비교하였다. II장에서는 시간-주파수 영역에서의 기준신호 설계에 대해 설명하였으며, 제안된 TFDR 신호인 가우시안 형태의 처프 (chirp) 신호에 대한 설명과 결함으로부터 반사된 신호의 실제 지연을 추정하고 감지하는 알고리즘에 근거를 둔 time-frequency analysis에 대해 논하였다. 가정된 TFDR알고리즘에 대해 설명하고 검증하기 위해 실제 측정한 실험 구성에 대해 III장에서 설명하였다. 마지막으로, TFDR에 대한 결함 추정과 감지 결과에 대한 분석은 IV장에서 기술하였다.

II. 제안된 TFDR 알고리즘

본 장에서는 TFDR의 기본개념에 대해 논의하였다. 우선 새로운 반사측정법인 TFDR과 기존 반사측정법 들을 비교하기 위해 그림 1에서 TDR, FDR, TFDR의 기준신호를 묘사하였다. 그림 1에서 나타난 TDR은 고정된 신호 지속시간을 갖는 스텝 펄스 신

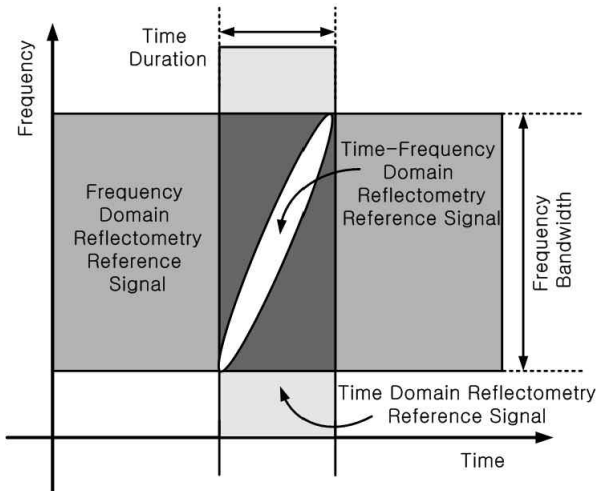


그림 1. Time Domain Reflectometry (TDR), Frequency Domain Reflectometry (FDR), Time-Frequency Domain Reflectometry (TFDR)의 비교.

Fig. 1. Comparisons of Time Domain Reflectometry (TDR), Frequency Domain Reflectometry (FDR), and Time-Frequency Domain Reflectometry (TFDR).

호를 이용하며 시간영역에서 반사 신호로부터 발생되는 외형적인 변화를 시각적으로 알아낸다. 따라서, 이론적으로 TDR의 이상적인 스텝 펄스는 주파수 영역에서 무한한 주파수 성분을 가지므로 주파수 특성은 완전하게 분석할 수 없다. 반면에, FDR은 고정된 주파수 대역폭을 갖는 정현파 신호의 집합을 이용하며, 단지 주파수 영역에서 신호의 변화를 분석한다. 결과적으로, FDR은 순수한 정현파 신호가 무한한 시간 대역폭을 가지므로 유한한 시간영역에서 신호를 완벽하게 분석할 수 없다. 따라서, 전통적인 TDR, FDR 대신, 새로운 반사측정법인 TFDR을 제안한다.

TFDR은 가우시안 형태의 변조된 처프(chirp) 신호를 사용하며 선형적으로 증가하는 주파수 성분을 갖는다. 제안된 기준 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$s(t) = (\alpha/\pi)^{1/4} e^{-\alpha(t-t_0)^2/2 + j\beta(t-t_0)^2/2 + j\omega_0(t-t_0)} \quad (1)$$

여기에서, α 는 신호 지속시간 (time duration), β

는 주파수 증가율 (frequency sweep rate), t_0 는 중심시간 (time center), ω_0 는 중심주파수 (frequency center)로 정의한다. 가우시안 포락선 (gaussian envelope)은 기준신호를 시간과 주파수 영역에서 지역화 (localization) 한다. 게다가, 도선의 결함 위치 추정과 감지에 대해 시간영역과 주파수영역에서 반사된 처프 신호를 관심 있는 범위 내에서 동시에 분석할 수 있다. 그러나, 특정 도선에 대한 적절한 처프 신호 파라미터들의 선택은 TFDR의 중요한 특성을 결정지으며, 성능을 좌우하게 된다. 기준 신호의 설계는 RG 타입 coaxial cable의 물리적 특성에 적합해야 하고, 결함 감지 및 추정에 대한 반사 신호의 후처리 과정은 다음 장에서 자세히 다룰 것이다.

2-1 기준 신호 설계

본 장에서는 TFDR에서 기준신호의 설계에 대해 논하였다. TFDR의 주요한 특성 중 하나는 시간과 주파수 영역에서 측정도선의 물리적 특성들에 적합하도록 기준신호를 설계하는 것이다. 식 (1)에서 가우시안 포락선을 갖는 처프 신호인 $s(t)$ 를 기준신호로 선택하고, 신호의 중심시간(t_s)과 신호 지속시간(T_s)을 다음의 수식으로 구할 수 있다.

$$t_s = \int t|s(t)|^2 dt = t_0$$

$$T_s^2 = \int (t-t_s)^2 |s(t)|^2 dt = \frac{1}{2\alpha} \quad (2)$$

식 (1)으로부터 처프 신호의 푸리에 변환은 다음과 같이 얻을 수 있다[9].

$$S(\omega) = \sqrt{\frac{\sqrt{\alpha}}{\sqrt{\pi}(\alpha - j\beta)}} e^{-(\omega - \omega_0)^2/2(\alpha - j\beta)} \quad (3)$$

동일한 방법으로 중심주파수(ω_s)와 주파수 대역폭(B_s)도 식 (3)에서 주어진 $S(\omega)$ 에 의해 다음과 같이 구해진다.

$$\omega_s = \int \omega |S(\omega)|^2 d\omega = \omega_0,$$

$$B_s^2 = \int (\omega - \omega_s)^2 |S(\omega)|^2 d\omega = \frac{\alpha^2 + \beta^2}{2\alpha} \quad (4)$$

한편 어떤 신호의 위그너 분포 (Wigner distribution)는 다음 변형식으로부터 얻어진다[9] :

$$W(t, \omega) = \frac{1}{2\pi} \int s^*(t - \frac{1}{2}\tau) s(t + \frac{1}{2}\tau) e^{-j\tau\omega} d\tau \quad (5)$$

기준신호의 위그너 분포를 하면,

$$W_s(t, \omega) = \frac{1}{\pi} e^{-\alpha(t-t_0)^2 - (\omega - \beta(t-t_0) - \omega_0)^2 / \alpha} \quad (6)$$

기준신호의 감쇄특성을 고려하여 주파수 범위를 결정하기 위해, 그림 2에서 보면, 주어진 RG 타입 coaxial cable의 감쇄 특성곡선은 주파수에 의존적인 것을 알 수 있다. 신호의 각 파라미터 선택은 다음의 순서를 취한다.

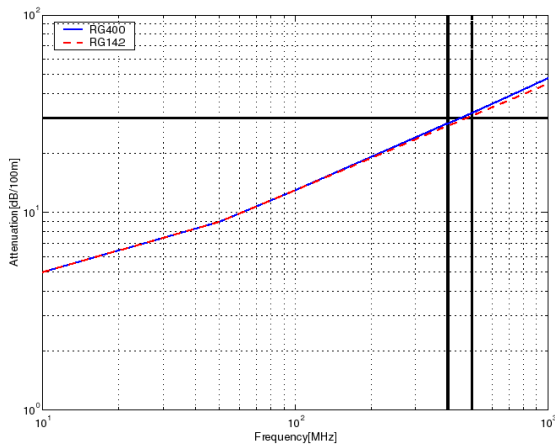


그림 2. RG 142와 RG 400 타입 coaxial cable들의 주파수 의존적인 감쇄 특성 (선택된 주파수 범위 : 400~500MHz).

Fig. 2. Frequency-dependent attenuation characteristics of RG 142 and RG 400 type coaxial cables (Frequency region of interest is indicated by solid line: 400MHz~500MHz).

- Step 1. 중심 주파수 : (ω_0)
- Step 2. 주파수 대역폭 : (B_s^2)
- Step 3. 신호 지속시간 : (T_s^2)

Step 1. 중심 주파수 : 기준신호 파라미터의 선택을 위해, 중심 주파수가 우선 결정되어진다. 다음 요인들은 중심 주파수의 결정에 영향을 준다 : 도선의 반사손실(dBRL), 측정거리(d), 반사된 신호의 최대 SNR.

반사손실은 다음과 같이 정의되어 진다.

$$dBRL = 20 \log_{10} \left(\frac{V_r}{V_i} \right) \quad (7)$$

여기에서, V_r 와 V_i 는 각각 반사신호와 기준신호의 전압을 의미한다. 이 정보는 측정 도선의 그림 2에서 나타낸 감쇄 스펙으로 평가되어진다. 그림 2에서 주어진 감쇄특성은 [dB/100 m]의 크기로 표현되어졌다. 예측된 측정 거리(d)는 또한 도선의 실제 반사 손실에 영향을 준다. 따라서, 도선의 반사손실, 최대 신호대 잡음비와 측정 거리는 다음의 관계를 갖는다.

$$(SNR) \geq 2d \cdot dBRL \quad (8)$$

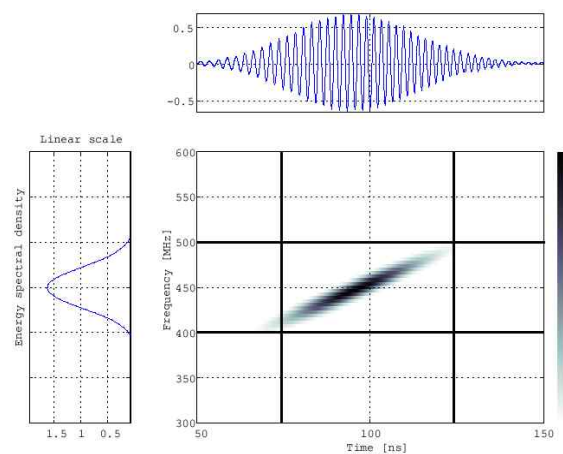


그림 3. RG 타입 coaxial cable에 대해 설계된 기준신호의 시간-주파수 분포

Fig. 3. Time-frequency distribution of the designed reference signal for RG type coaxial cables.

반사신호의 최대 신호대 노이즈 잡음비 0 dB를 갖는 40m (RG 타입 coaxial cable에 대한 충분히 긴 거리)와 측정거리와 데이터 획득의 표준화된 노이즈 레벨은 실험치에 의해 24.95 dB임을 알 수 있고 중심 주파수가 대략 450 MHz 정도가 된다.

Step 2. 주파수 대역폭 : 처프 신호의 주파수 대역폭 선택은 결합으로부터 반사된 신호를 분리해내는 스위치 역할의 circulator (대역폭 : 100 MHz)와 신호 발생기(Arbitrary Waveform Generator 610, Tektronix) 성능에 의해 제한된다. 결과적으로, 처프 신호의 주파수 대역폭은 100 MHz로 결정되었고, 그림 3에서 나타낸 것과 같이 주파수 영역은 400~500 MHz를 선택하였다.

Step 3. 신호 지속시간: 좀더 작은 신호 지속시간은 높은 시간지역화 (time-localization)을 갖는다. 그러나, 결정된 주파수 대역폭은 불확정성의 원리에 의해 시간 대역폭 결정에 영향을 준다.

처프 신호의 지속시간과 주파수 대역폭은 식 (2)와 (4)로써 나타내어지고, T_s^2 와 B_s^2 는 다음의 수식에 의해 고려되어진다.

$$T_s^2 \cdot B_s^2 = \frac{1}{2\alpha} \cdot \frac{\alpha^2 + \beta^2}{2\alpha} = \frac{\alpha^2 + \beta^2}{4\alpha^2} \geq \frac{1}{4} \quad (if \beta=0) \quad (9)$$

따라서, 100 MHz의 주파수 대역폭을 갖는 기준 신호에 대한 최소 신호 지속시간은 주파수 소인 없이 5 ns이다. 하지만, 주파수 소인 밴드와 상승/하강 시간 (25 ns)에 연관된 신호발생기의 성능은 기준 신호의 지속시간을 제한한다. 따라서, 기준신호로써 설계된 처프 신호 (1)에 대한 다음 파라미터들은 고 주파용 coaxial cable에 적용하는데 적합하다.

표. 1 설계된 기준 신호의 파라미터.

Table 1. Parameter of designed reference signal.

Chirp 신호의 지속시간	50ns
주파수대역폭	100MHz (400-500MHz)
주파수 소인 (선형적으로 증가)	$\beta = \frac{100MHz}{50ns}$

그림 3은 RG 타입 coaxial cable에 대한 기준신호의 시간-주파수 분포를 보여준다. 그림 3에서와 같이, 기준신호는 50 ns의 지역화된 신호 지속시간, 400~500 MHz의 주파수 밴드를 갖는다. 시간영역에서 가우시안 신호는 주파수 영역에서도 가우시안 형태를 가지므로, 동시에 시간과 주파수 영역에서 적절한 지역화를 제공한다. RG 타입 coaxial cable의 결합 감지 및 추정에 대해, coaxial cable의 결합위치를 정확하게 추정하기 위해서 매질에서 신호의 전파 속도와 시간-주파수 영역에서 기준신호의 공간 전파와 반사를 고려하는 것이 필요하다. 신호가 공간 변수 x 을 갖는 매질을 따라 전파함으로써 매질에 대한 파형전달함수 $H(\omega, x)$ 가 변화하게 된다. 계산 편의를 위해, 일반적인 무손실의 경우, 기준신호의 중심시간을 $t_0=0$ 로 놓으면, 거리 x 에서 관측된 파형을 $U(x, t)$ 이고, 주어진 초기조건을 $U(x=0, t) = s(t)$ 라 하면,

$$U(x, t) = \frac{1}{2\pi} \int S(\omega, x) e^{-j\omega t} d\omega \quad (10)$$

여기에서, $S(\omega, x) = S(\omega, x=0) \cdot H(\omega, x) = S(\omega, x=0) e^{-(\alpha(\omega) - jk(\omega))x}$

2-2 Time-Frequency Cross Correlation Function 기법을 이용한 결합 감지 및 추정

$H(\omega, x)$ 는 주파수에 의존적인 분산특성 $K(\omega)$ 와 감쇄 $\alpha(\omega)$ 로부터 특성화 되어지는 매질의 전달함수이다[10]. 수식의 단순성을 위해, 이 지점에서 분산과 감쇄가 주파수에 선형적으로 의존되어진다고 가정한다. 정규화 계산의 편의를 위하여, $H(\omega, t) = C e^{-j\omega t}$ 로 지정한다. 여기에서, C 는 정규화인자이다. 따라서, $U(x, t)$ 는 $S(\omega, x=0)$ 에 의해 수식화 되어진다.

$$U(x, t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int S(\omega, x=0) H(\omega, x) e^{-j\omega t} d\omega \quad (12)$$

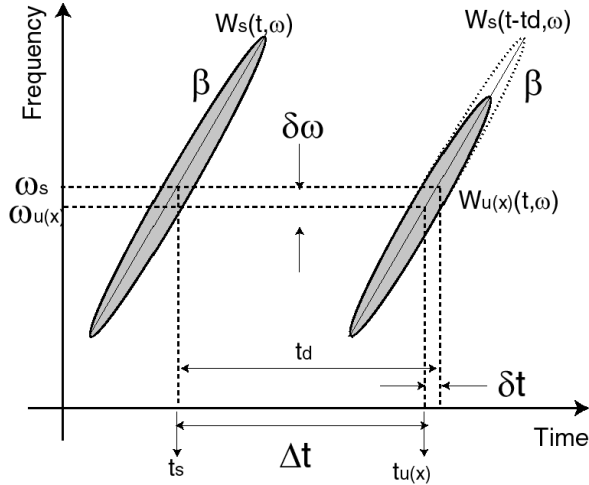


그림 4. 손실매질을 실제 전파된 신호 $W_{u(x)}(t, \omega)$ 와 무손실 매질을 가정한 기준신호의 지연된 경우 $W_s(t-t_d, \omega)$, 기준신호 $W_s(t, \omega)$ 의 시간-주파수 분포도

Fig. 4. Time-Frequency descriptions of a reference signal $W_s(t, \omega)$, a delayed version of the reference signal $W_s(t-t_d, \omega)$, and the actual propagated signal $W_{u(x)}(t, \omega)$ through a lossy media to evaluate time delay via time offset (δt) and frequency offset ($\delta \omega$).

그림 4에서 기준신호의 시간-주파수 분포 $W_s(t, \omega)$, 지연된 신호 $W_s(t-t_d, \omega)$ 와 반사신호 $W_r(t, \omega)$ 을 묘사하였다.

$W_s(t-t_d, \omega)$ 주위의 파선은 감쇄가 없을 경우를 가정한 시간-주파수 분포 $W_s(t-t_d, \omega)$ 의 윤곽이다. 이 분포는 시간지연 (t_d)을 제외한 기준신호 분포 $W_s(t, \omega)$ 와 동일하다. 그러나, 전파된 후 신호의 시간-주파수 분포 $W_{u(x)}(t, \omega)$ 는 고주파영역에서의 시간-주파수 분포가 그림 4에서 묘사된 것처럼 주파수에 의존적으로 감쇄하는 것을 볼 수 있다. 따라서, 전파된 신호 $t_{u(x)}$ 는 기준신호의 실제 지연시간 t_d 와 다르다. $\alpha(\omega) \cong A\omega$ 와 $k(\omega) \cong K\omega$ 라는 가정을 가지고, 신호 $U(x, t)$ 의 중심주파수 ($\omega_{u(x)}$)와 중심시간 ($t_{u(x)}$)을 고려하면[11],

$$t_{u(x)} = \int t |U(x, t)|^2 dt \quad (13)$$

$$= \text{Re} \left\{ \int S^*(\omega, x) \left(-j \frac{\partial}{\partial \omega} S(\omega, x) \right) d\omega \right\} \quad (14)$$

$$= K \cdot \omega \quad (15)$$

$$= \frac{\omega_{u(x)}}{v} \cdot x \quad (16)$$

여기에서, v 는 주파수 $\omega_{u(x)}$ 의 전파속도이고 $\omega_{u(x)}$ 을 산출하면,

$$\omega_{u(x)} = \int \omega |S(x, \omega)|^2 d\omega \quad (17)$$

$$= \omega_0 - \frac{\alpha^2 + \beta^2}{\alpha} Ax = \omega_0 - \delta\omega \quad (18)$$

결함을 발견하기 위해, 기준신호와 반사신호의 시간-주파수 분포들을 이용하였다. 반사신호를 $r(t)$ 로 이것의 위그너 분포함수를 $W_r(t, \omega)$, 기준신호의 위그너 분포함수 $W_s(t, \omega)$ 를 나타내었다. 시간-주파수 상호상관 관계함수 $C_{sr}(t)$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$C_{sr}(t) = \frac{2\pi}{E_s E_r(t)} \int_{i=t-T_s}^{i=t+T_s} \int W_r(t', \omega) W_s(t'-t, \omega) d\omega dt' \quad (19)$$

여기에서,

$$E_r(t) = \int_{i=t-T_s}^{i=t+T_s} \int W_r(t', \omega) d\omega dt' \quad (20)$$

$$E_s = \iint W_s(t, \omega) dt d\omega \quad (21)$$

$E_r(t)$ 와 E_s 는 시간-주파수 상호상관 관계값이 0에서 1 범위로 경계되어지기 위한 정규화인자의 역할을 한다. 시간-주파수 상호상관 관계함수 $C_{sr}(t)$ 는 기준신호 $s(t)$ 와 반사신호 $r(t)$ 간의 시간-주파수

분포에 대한 변화하는 시간의 유사성을 나타낸다. Coaxial cable의 전달함수를 고려하기 위해, 기준신호의 시간-주파수 위그너 분포 $W_r(t, \omega)$ 는 다음과 같이 얻어진다.

$$W_r(t, \omega) = \frac{1}{\pi} e^{-\alpha(t-Kx)^2 - (\omega - \beta(t-Kx) - \omega_0)^2 / \alpha} \cdot e^{-2Ax\omega} \quad (22)$$

반사신호의 시간-주파수 상호상관관계함수 $C_{sr}(t)$ 는,

$$C_{sr}(t) = e^{-Ax\delta\omega} \cdot e^{-\frac{\alpha^2 + \beta^2}{2\alpha}(t-Kx)^2} \quad (23)$$

따라서, 반사신호의 존재는 0 ~ 1간의 계산된 값으로부터 감지되어진다. 시간-주파수 상호상관

관계함수 $C_{sr}(t)$ 로부터 지역화된 피크 시간 (local peak time)은 다음과 같이 정의된다 : 시간-주파수 상호상관 관계함수의 지역화된 피크 시간점은 전파 속도의 정보를 가지고 결합 위치로 변환되고, 반사된 신호의 전파지연시간을 정확히 측정하는데 이용되어진다. 시간-주파수 상호상관 관계함수를 다음장에서 RG 타입 coaxial cable의 결합들을 감지하고 추정하기 위한 실험들에 적용하였다.

$$t_{M_x} = \{\arg \max C_{sr}(t) | H_1\} \quad (24)$$

$$= K \cdot x \quad (25)$$

III. 실험 구성

RG 142와 RG 400 타입 coaxial cable에 대해 TFDR의 실험구성은 오실로스코프 (Agilent infinity, 8 Gsa/s), 임의의 신호 발생기(Tektronix, AWG610, 2.6 Gsa/s), circulator로 구성되어지고, 각각은 GPIB cable로 연결되어져 있다. 컴퓨터에서 장비들을 통제하고, 획득된 신호 데이터를 가지고 시간-주파수 상호상관 관계 알고리즘을 수행한다. 실험 구성은 그림 5에 묘사하였고 실험은 RG 142와 RG 400 coaxial cable들을 가지고 수행하였다. 실험 목적은 높은 정확성을 갖는 TFDR의 실행가능성을 입증하기 위함이고, 성능은 상용 TDR장비 성능과 비교하였다. 좀더 상세하게 결과를 분석하기 위해, 10 m, 20 m, 30 m, 40 m의 다양한 결합 위치와 'open', 'short', 'damage'의 결합 상태를 변화시켜가며 실험을 하였다. Coaxial cable의 'damage'는 외부 차폐를 파손하고, 도선의 파손길이는 그림 6과 같이 각각 1cm로 고정하였다. TDR과 TFDR의 비교를 위해, 같은 실험 구조에 대해 300 ps의 상승시간을 갖는 Agilent사의 TDR 모듈 (54750A/54754A)을 적용하였다.

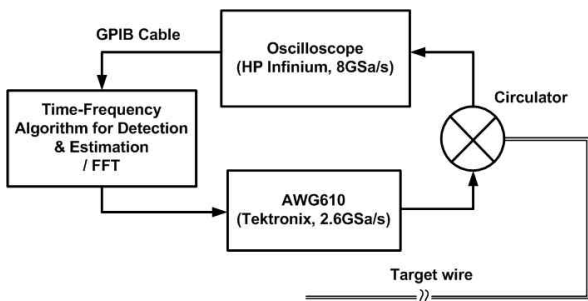


그림 5. TFDR의 실험도
Fig. 5. Experimental setup of the time-frequency domain reflectometry.



그림 6. RG 142 (a)와 RG 400 (b)의 손상된coaxial cable (손상 길이: 1cm).

Fig. 6. Damaged of the coaxial cables of RG 142 in (a) and RG 400 in (b):Note that the length of the damage (1cm).

IV. 결과 및 분석

Coaxial cable에서의 다양한 거리에 위치한 결합들을 발견하기 위한 TDR과 TFDR의 성능을 비교하



그림 7. RG 142 타입 coaxial cable의 결함 40 m지점에 대한 시간영역에서 연속된 반사신호(a)와 결함(short) 감지 및 추정을 위한 time-frequency cross correlation function(b) ; (추정된 결함 위치 : 39.9600 m, 오차율 : 0.1 %).

Fig. 7. Time series of the reflected signal in (a) and corresponding time-frequency cross correlation function for detection and estimation of the fault in (b) for a fault at 40 m of a RG 142 type coaxial cable (Estimated Fault Location: 39.9600 m, Error Rate:0.1 %).

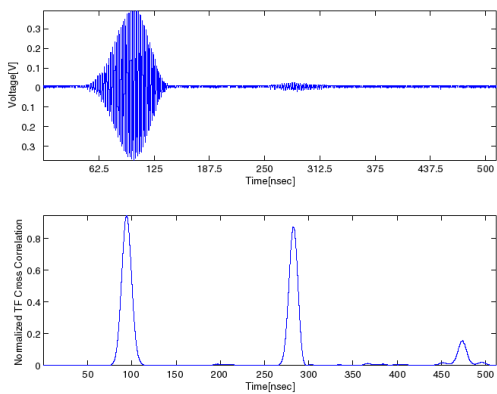


그림 8. RG 400 타입 coaxial cable의 결함 20 m지점에 대한 시간영역에서 연속된 반사신호(a)와 결함 감지 및 추정을 위한 time-frequency cross correlation function (b) ; (추정된 결함 위치: 19.9921 m, 오차율 : 0.04 %)

Fig. 8. Time series of the reflected signal in (a) and corresponding time-frequency cross correlation function for detection and estimation of the fault in (b) for a fault at 20 m of a RG 400 type coaxial cable (Estimated Fault Location: 19.9921 m, Error Rate : 0.04 %).

기 위해 각 실험들은 결함의 다양한 위치와 상태에 대해 측정하였다 : 결함위치 10 m, 20 m, 30 m, 40 m. 각 경우에 대한 결함 상태는 III장에서 설명한 것처럼 'open', 'short', 'damage'로 분류하였다. TFDR의 해당 주파수의 케이블 전파 속도 (VoP)는 케이블 스펙을 참조하였으며, 반면에 TDR의 VoP는 공정한 비교를 위해 측정용 케이블을 가지고 calibration 과정에서 얻어졌다.

3-1 실험 결과

TFDR에서 결함의 감지 및 추정은 입력신호와 반사신호의 시간-주파수 분포들간의 상관관계를 이용한다. 반사신호가 그림 5에서 주어진 오실로스코프 방향으로 전환시켜주는, 즉 스위치 역할을 하는 circulator를 통해 분리되어진다. 획득된 반면에, 그림 7 (b)는 기준신호와 반사신호에 대한 시간-주파수 상호상관 관계함수 결과를 보여준다. 기준신호와 반사신호는 식 (19)에서 주어진 시간-주파수 상호상관 관계함수를 가지고 감지 및 추정과정을 수행한다. 그림 7에서, 40 m의 결함 위치를 갖는 RG 142 타입 coaxial cable 측정에 대한 TFDR의 결과를 보여준 것이다. 그림 7 (a)은 8 GHz sampling rate로 획득된 시간에 대한 반사신호의 시리즈를 나타낸 것이다. 그림 7 (a), (b)에서 50 ns~150 ns에 보여주는 파형은 기준신호이며, 450 ns~500 ns는 반사된 신호가 관찰되어지는데, 시간영역에서의 파형은 거리에 따른 심한 왜곡으로 잘 나타나지 않는 것을 볼 수 있지만, 시간-주파수 상호 상관관계값은 정확히 잡아내는 것을 볼 수 있다(39.96 m, 0.1 % 오차). 그림 7 (b)에서 보여준 시간-주파수 상호상관 관계값은 식 (23)에 의해 시간-주파수 상호상관 관계함수의 결과로써 설명되어진다. 전파거리가 증가할수록, 시간-주파수 상호상관 관계함수는 시간영역에서 기하급수적으로 감소하지만, 시간-주파수 상호상관 관계함수의 시간 확산은 기준신호의 주파수 밴드에 역비례한다. 시간-주파수 상호상관 관계값의 최고 점은 반사신호의 존재 여부를 나타내며, 결함 위치를 정확히 발견할 수 있는 정보를 제공하고 RG 142 타입 coaxial cable의 측정 결과와 오차율을 그림 7

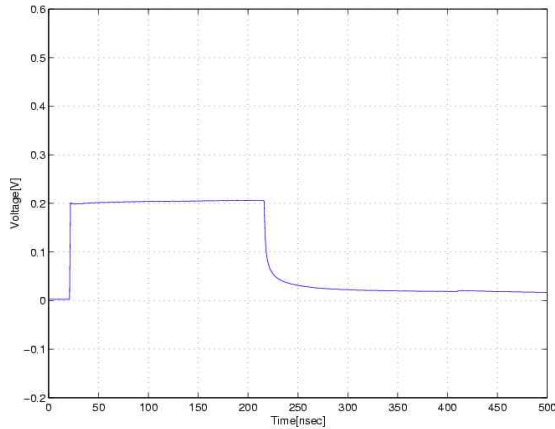


그림 9. RG 400 타입 coaxial cable의 20 m지점 결함에 대한 TDR (HP54750A/54754A) 파형 (추정된 결함 위치 : 19.6977 m, 오차율 : 1.51 %)

Fig. 9. A screen snapshot of the TDR HP54750A/54754A for the detection and estimation of the fault for a fault at 20 m on RG 400 type coaxial cable (Estimated Fault Location : 19.6977 m, Error Rate : 1.51 %).

에 나타내었다. RG 400 타입 coaxial cable의 또 다른 예를 그림 8에서 보여주고 있다. 그림 8은 결함 위치가 20 m 지점인 경우이다. 그림 8 (a)에서 50~150 ns 지점에 위치한 신호성분은 기준신호이며, 250~350 ns 지점에 위치한 신호성분은 결함 상태에서부터 반사된 신호를 나타낸다. 시간 영역에서는 신호의 감쇄가 심하여 식별하기가 어렵지만, TFDR의 결과는 오차율이 1 % 이내의 신뢰성을 갖는 것을 알 수 있다. 그림 8 (b)은 결함의 감지 및 판단을 위한 기준신호와 반사신호와의 시간-주파수 상호상관 관계이다. 그림 8 (b)에서 상호상관 관계함수의 첫번째 피크값 (90 ns) 은 기준신호 자기자신과의 상관관계값을 나타내며, 두번째 피크값 (280 ns) 은 기준신호와 반사신호와의 상관 관계값을 나타내고 있다. 결함의 감지뿐만 아니라, TFDR은 왕복 전파시간에 관련하여 첫번째와 두번째 피크값간의 시간지연을 가지고 결함 위치를 정확하게 잡아낼 수 있다 (19.9921 m, 0.04 % 오차). TDR, TFDR간의 정확성을 비교하기 위해, 같은 조건의 측정도선에 대해 TFDR시스템과 TDR장비 (HP 54750A/54754A)을 가지고 실험하였다. 그림 9는 그림 8에서 보여준 동일한 실험 조건하에서 TDR 측정 결과를 보여

준다. TDR은 신호의 포락선이 변하는 위치를 프로브하여 결함 위치를 알아낸다. 그러나, 이상적인 펄스신호는 반사되어지면서 신호가 손상되어져 결함 위치를 정확하게 측정하기가 힘들다. TFDR과 같은 VoP를 사용하여 결함위치는 HP 54750A/54754를 가지고 측정하였고, 그림 9에서 보여준 결과 (19.6977 m, 1.51 % 오차)는 TDR과형을 나타낸다.

표 2. RG 142 타입 coaxial cable에 대한 TDR과 TFDR의 성능비교

Table 2. Comparison of TDR and TFDR for RG 142 type coaxial cable.

		RG142 (TFDR)	Error (m)	RG142 (TDR)	Error (m)
40m	damage	39.9971	0.0029	39.2300	0.7700
	open	39.9768	0.0232	39.0900	0.9100
	short	39.9600	0.0400	39.0900	0.9100
30m	damage	29.9479	0.0521	29.5235	0.4765
	open	29.9245	0.0755	29.5235	0.4765
	short	29.9245	0.0755	29.2900	0.7100
20m	damage	19.9378	0.0622	19.3946	0.6054
	open	19.9355	0.0645	19.6856	0.3144
	short	19.9555	0.0445	19.6856	0.3144
10m	damage	9.9573	0.0427	9.9559	0.0441
	open	9.9213	0.0787	9.9390	0.0610
	short	9.9358	0.0642	9.9390	0.0610

표 3. RG 400 타입 coaxial cable에 대한 TDR과 TFDR의 성능비교

Table 3. Comparison of TDR and TFDR for RG 400 type coaxial cable.

		RG400 (TFDR)	Error (m)	RG400 (TDR)	Error (m)
40m	damage	39.9303	0.0697	39.1934	0.8066
	open	39.8275	0.1725	39.0924	0.9076
	short	40.0453	0.0453	39.1934	0.8066
30m	damage	29.9027	0.0973	29.4840	0.5160
	open	29.8638	0.1362	29.3829	0.6171
	short	29.9262	0.0738	29.4540	0.5460
20m	damage	19.9921	0.0079	19.6977	0.3023
	open	19.9674	0.0326	19.5967	0.4033
	short	19.9621	0.0379	19.6977	0.3023
10m	damage	9.9603	0.0397	9.7862	0.2138
	open	9.9381	0.0619	9.8872	0.1128
	short	9.9492	0.0508	9.8872	0.1128

3-2 결과 분석 및 토의

RG 142와 RG 400 타입 coaxial cable에 대한 전 반적인 실험 결과들을 표 2, 3에 정리하였다. 결과의 좀더 시각적인 비교를 위해, 각 실험에 대한 오차율 (%)을 그림 10과 그림 11에 나타내었다. 표 2, 3에서 볼 수 있듯이, TFDR은 모든 경우에 대해, TDR 보다 낮은 오차율을 가진다. TDR의 오차율은 1.0%~2.0% 범위인데 반해, TFDR은 모든 경우에 대해 0.6% 이하인 결과를 보인다. 더욱이, 그림 10과 그림 11에서, TDR은 먼 결함위치에 대해 대체적으로 높은 오차율을 보인다. 그러나, TFDR에서 오차율은 TDR과 유사한 경향을 보이지 않고, 오차율도

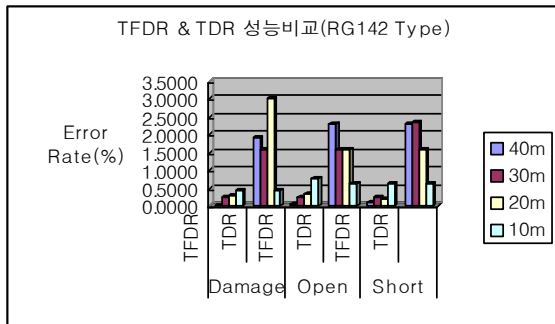


그림 10. RG-142 coaxial cable의 여러 결함 위치에 대한 TFDR과 TDR간의 오차율 (error rate) 비교
 Fig. 10. Comparison of the fault location error rate between the TFDR and TDR with RG 142 coaxial cables for different fault location.

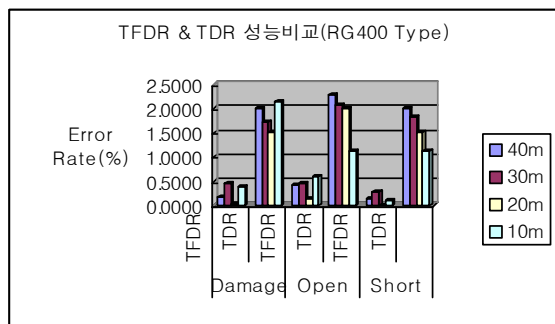


그림 11. RG-400 coaxial cable의 여러 결함 위치에 대한 TFDR과 TDR간의 오차율 (error rate) 비교
 Fig. 11. Comparison of the fault location error rate between the TFDR and TDR with RG 400 coaxial cables for different fault location.

약 반정도로 작은 것을 알 수 있다. TFDR에서 먼 거리에 대해 정확도가 증가하는 경향에 대해, 식 (23)에서의 시간-주파수 상호상관 관계로 설명할 수 있다. 만약 시간-주파수 상호상관 관계함수가 충분히 크게 감지된다면, 먼 거리에서의 발견된 결함은 지수계수항 $e^{-Ax \cdot \delta_{\infty}}$ 에 의해 작은 파형 왜곡을 가지고 좀 더 정확한 피크점을 알 수 있다. 그렇다면, "TFDR이 왜 TDR보다 좋은 결과를 보이는가?" 라는 질문을 제기할 수 있다. 이 질문에 대한 해답은 그림 12를 가지고 설명할 수 있다. 그림 12는 RG 400 타입 coaxial cable에서 40 m를 전파한 반사 신호의 시간-주파수 분포를 나타낸 것이다. 반사된 신호의 낮은 에너지 레벨 때문에 시간영역에서는 신호를 관찰하기가 어렵다. 그러나, 시간-주파수 영역에서 기준신호의 시간-주파수 형태는 노이즈에 의해 왜곡되어졌지만, 여전히 선명한 것을 알 수 있다. 시간-주파수 상호상관 관계 함수는 위치를 추정하고, 반사된 신호의 존재를 감지하기 위해 시간-주파수 분포를 이용하였다. 정확성을 향상시키기 위한 또 다른 요소는 TFDR의 주파수 지역화 특성들로부터 알 수 있다. Coaxial cable의 전파속도는 주파수에 의존적인 특성을 보인다. 이론적으로 무한한 주파수 밴드를 갖는 TDR의 경우, 명확한 전파속도를 선택하기가 어려울 것이다. 이 현상을 분산성이라고 하며, 그림 9에서 임펄스 신호의 확산을 관측할 수 있다. 이것은 결함의 자동적인 감지 및 정확

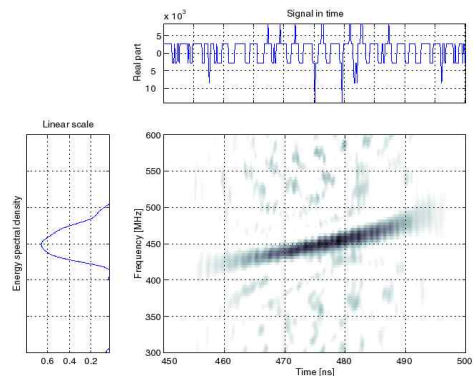


그림 12. RG 타입 coaxial cable에 대한 반사신호의 시간-주파수 분포
 Fig. 12. Time-frequency distribution of reference signal for RG type coaxial cable.

성을 방해하는 기존의 TDR의 고유한 문제이다. 그러나, 이 문제는 TFDR에서 시간과 주파수 지역화로 해결할 수 있다. 다른 측면에서, TFDR은 일반적인 반사측정 방법론으로써 간주되어질 수 있다.

그림 1을 언급하면, TFDR은 FDR과 TDR의 혼합물으로써 시간과 주파수 지역화로 특성화되어진다. 예를 들어, $\alpha \approx \infty$, $\beta = \omega_0 = 0$ 의 조건을 갖는 식 (1)의 처프 신호 조건하에서, TFDR의 기준신호는 TDR의 기준신호와 일치한다. 유사하게, $\alpha \approx 0$, $\beta = 0$ 의 조건을 갖는 식 (1)의 처프 신호 조건하에서는, TFDR의 기준신호는 FDR의 기준 신호와 일치한다. TFDR의 시간 지역화는 시간영역에서 결함 감지 및 추정을 할 수 있게 한다. 반면, TFDR의 주파수 지역화는 전파속도의 정확한 정보를 제공하고, 게다가, 시간-주파수 상호상관 관계함수는 좀더 정확하게 감지 및 추정을 위한 반사신호를 처리한다. 이러한 실험 결과와 분석을 바탕으로, 앞서 논의된 TFDR이 TDR보다 좀더 개선된 분해능의 가능성을 제공한다는 것을 알 수 있다. 이 장점은 coaxial cable의 물리적 특성들에 기준신호를 맞추고 시간과 주파수 지역화를 가능케 하는 시간-주파수 영역에서 기준신호의 설계에 의해 해석할 수 있다는 것이다.

V. 결 론

본 논문에서는, 새로운 반사측정법인 TFDR 기법을 제안하였으며, 이 기법을 이용하여 coaxial cable의 실제 실험을 통한 결함 감지 및 추정하는데 적용하였다. 본 논문에서 논의된 TFDR 알고리즘은 고주파용 coaxial cable의 결함을 성공적으로 감지하고 정확하게 위치를 알아내었다. 따라서, TFDR은 고분해능과 정확성을 필요로 하는 "Smart wiring system"의 해결책으로 좋은 대안이다. 분명히, 다른 종류의 신호선에 대해 TFDR 적용의 추가적인 작업은 반드시 필요하며, TFDR의 한계와 장점을 완전히 이해하기 위한 TDR, FDR, SWR과 TFDR의 상세한 비교가 좀더 이루어져야 할 것이다. 또한, 감지 및 추정되는 결함 위치의 정확성에 영향을 주는 요소들(잡음, 분산, 등)에 대한 적절한 분석이 이루어져야 할 것이다.

감사의 글

This research was funded by the Ministry of Commerce, Industry and Energy, Republic of Korea, Project A1A-190, The authors also would like to appreciate a support from National Radio Research Laboratory, for the TDR experiment.

참 고 문 헌

- [1] C. Furse and R. Haupt, "Down to the Wire : The Hidden Hazard of Aging Aircraft Wiring", *IEEE Spectrum*, pp. 35-39, Feb. 2001.
- [2] National Science and Technology Council Committee on Technology, Wire System Safety Interagency Working Group, "Review of Federal Programs for Wire System Safety-Final Report", National Science and Technology Council Committee on Technology, November, 2000.
- [3] C. P. Nemanich, "Time domain reflectometry liquid level sensors", *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine*, vol. 4, pp. 40-44, Dec. 2001.
- [4] M. Yoshida, K. Nakamura and H. Ito, "A new method for measurement of group velocity dispersion of optical fibers by using a frequency-shifted feedback fiber laser", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 13, no. 3, pp. 227-229, Mar. 2001.
- [5] N. Kamdor and C. Furse, "An inexpensive distance measuring system for location of robotic vehicles", *Antennas and Propagation Society, 1999. IEEE International Symposium 1999*, vol. 3, pp. 1498-1501, 1999.
- [6] P. Oberson, B. Huttner, O. Guinnard, L. Guinnard, G. Ribordy, N. Gisin, "Optical frequency domain reflectometry with a narrow linewidth fiber laser", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 12, no. 7, pp. 867-869, July

2000.

[7] K. Blemel and C. Furse, "Applications of microsystems and signal processing for wiring integrity monitoring", *IEEE Proceedings of the Aerospace Conference, 2001*, vol. 7, pp. 3247-3253, 2001.

[8] Keunoh Park and Jaehong Park, "Time-to-Digital Converter of Very High Pulse Stretching Ratio for Digital Storage Oscilloscopes", *Review of Scientific Instruments*, vol. 70, no. 2, pp. 1568-1574, February, 1999.

[9] Leon Cohen, "Time-frequency distributions -

a review", *Proc. IEEE*, vol.77, pp. 941-981, July, 1989.

[10] Leon Cohen, "Pulse propagation in dispersive media", *Proceedings of the Tenth IEEE Workshop Statistical Signal and Array Processing, 2000*, pp. 485-489, 2000.

[11] Y. J. Shin, E. S. Song, J. W. Kim, J. B. Park, J. G. Yook, and E. J. Powers, "Time-frequency domain reflectometry for wiring systems", *Proceedings of SPIE 2002*, vol. 4791, pp. 86-95, Seattle, Washington, USA, July. 2002.

송은석 (宋垠錫, Eun-Seek Song)



2001년 : 홍익대학교 전자전기공학과 (공학사)
 2001년 8월~현재 : 연세대학교 전기전자공학과 석사과정
 관심 분야 : power/signal integrity, EMI/EMC analysis, time-frequency analysis, microwave circuit and computational electromagnetic

최덕선 (Tok-Son Choe)



2003년 2월 : 연세대학교 전기전자공학과 (공학사)
 2003년 2월~현재: 연세대학교 전기전자공학과 석사과정
 관심 분야 : time-frequency analysis, wavelet, communication systems and robotic

신용준 (Yong-June Shin)



1996년 : 연세대학교 전기공학과 (공학사)
 1997년 : University of Michigan, Ann Arbor 전기전자공학과 (공학석사)
 1997년~현재 : University of Texas at Austin 전기컴퓨터공학과 박사과정

관심 분야 : time-frequency analysis, wavelet, high order statistical signal analysis, power system, measurement & instrument

육종관 (Jong-Gwan Yook)



1987년 2월 : 연세대학교 전자공학과 (공학사)
 1989년 2월 : 연세대학교 전자공학과 (공학석사)
 1998년 12월 : University of Michigan 전기전자공학과 (공학박사)

1997년 1월~1998년 10월 : University of Michigan Research Fellow
 1998년 11월~1999년 2월 : Qualcomm Inc. Senior Engineer
 1999년 3월~2000년 2월 : 광주과학기술원 조교수
 2000년 3월~현재 : 연세대학교 전기전자공학과 조교수
 관심 분야 : microwave circuit & antenna, RF MEMS, computational electromagnetic, power integrity, EMI/EMC analysis, SAR

박진배 (Jin-Bae Park)



1977년 2월 : 연세대학교 전기공학
학과 (공학사)

1985년 5월 : University of Kansas
State (공학석사)

1990년 12월 : University of Kansas
State (공학박사)

1992년 3월~1993년 12월 : 연세

대학교 조교수

1993년 5월~현재 : 교육부 심의위원

1993년 5월~현재 : 산업정책연구원 전문위원

1993년 5월~현재 : 생산기술연구원 전문위원

1994년 4월~현재 : 정보통신부 심의위원

1994년 4월~현재 : 통상자원부 기획평가위원

1994년 9월~현재 : 연세대학교 전기전자공학과 부교수

1994년 10월~현재 : 국방부 심의위원

1997년 9월~1999년 2월 : 연세대학교 전기공학과 학과장

1998년 6월~1999년 8월 : 연세대학교 연세공학원 부원장

2000년 1월~현재 : 대한전기학회 학술위원회 위원

관심 분야 : measurement & instrument, optics, non-linear control, robust control, fuzzy systems, neural network, signal processing and robotics

Edward J. Powers



1957년 : University of Tufts 전
기공학과 졸업

1959년 : University of MIT 전기
공학과 석사

1965년 : University of Stanford
전기공학과 박사

1983년~ 현재 : IEEE Life Fellow

Member

현재 : University of Texas at Austin 전기컴퓨터공학과 교수

관심 분야 : digital signal processing, nonlinear physical phenomena and systems, time-frequency analysis, wavelet, high order statistical signal analysis, power systems