

# 내부 반사를 이용한 VCO 비선형성 보정기법

## VCO Nonlinearity Correction Technique using an Internal Reflection

김 병 욱 · 김 영 수

Byungwook Kim · Young-Soo Kim

### 요 약

본 논문에서는 시스템 내부반사 신호와 목표물에서 반사되어 오는 신호를 동시에 포함하고 있는 차신호를 이용하여 VCO의 비선형성을 보정하는 기법을 제안하고자 한다. 단일 안테나를 이용하는 거리 측정용 시스템에서는 Circulator와 안테나에 의한 반사 성분이 실제 목표물의 반사 성분보다 매우 크다. 이러한 내부반사에 의한 차주파수 성분은 목표물에 의한 반사보다 매우 낮은 주파수 대역에 위치하고 이 신호를 이용하여 VCO의 비선형성을 보정할 수 있다. 이를 검증하기 위해 몇 가지 실내 실험을 하였고, 그 결과로부터 거리 단면과 거리 분해능의 향상을 확인할 수 있었다.

### Abstract

In this paper, we propose a new technique to compensate for the VCO nonlinearity using only the returned beat signal whose spectrum contains the internal reflections and the targets simultaneously. In the case of a distance measurement system using single antenna, the reflections from the circulator and the antenna are much larger than the return signal from target. The beat signal by these reflections is at much lower frequency than that of the target, and the VCO nonlinearity can be compensated for using these signals. Indoor experiments were carried out and the results show marked improvement in the shape of range profile and the range resolution.

Key words: FM-CW Radar, Internal Reflection, Beat Frequency, and VCO Nonlinearity.

### I. 서 론

Wideband linear FM-CW 방식을 이용한 거리 측정용 레이더는 여러 분야에서 사용되어 왔다. 대표적으로 비행물체의 비행 고도 측정, 연료 저장고의 연료 저장 높이, 제철소 용광로의 쇳물 높이 측정, 또는 근래 상용화를 위한 많은 연구가 진행되고 있는 지능형 자동차의 전방 거리 측정 등에 사용되고 있다<sup>[1]-[3]</sup>. 상기 열거한 모든 상황에서 정보를 얻는 가장 기본적인 신호는 송수신한 신호간의 목표물까

지의 시간 지연에 의해 발생하는 차주파수(Beat Frequency)이다. 이러한 차주파수는 이상적인 경우, 목표물의 거리에 정비례하는 관계를 보인다. 따라서 측정된 차주파수를 거리와 일대일 대응을 하면 원하는 거리 정보를 쉽게 얻을 수 있다. 하지만, 선형적인 주파수 변조 방식을 이용하는 레이더 시스템의 가장 큰 문제점 중의 하나인 제언전압에 대한 VCO(Voltage Controlled Oscillator)의 출력 주파수 사이의 비선형성으로 인해 차주파수의 스펙트럼이 퍼지는 현상이 발생한다. 따라서 거리와 일대일 대

포항공과대학교 전자컴퓨터공학부 레이더 시스템 및 원격탐사 연구실(Radar Systems and Remote Sensing Lab., Div. of ECE., POSTECH(Pohang University of Science and Technology))

· 논문 번호 : 20001104-06S

· 수정완료일자 : 2000년 12월 19일

## II. 시스템 구성

응이 되는 차주파수의 왜곡은 정확한 거리 정보 측정에 영향을 주게 된다.

제어전압과 VCO의 출력 주파수의 비선형성으로 인한 거리 정보의 왜곡을 해결하기 위한 많은 방법들이 연구되어 오고 있다. 가장 간단한 방법으로 제어전압과 출력 주파수 사이의 비선형성을 미리 측정하여 이를 제어전압에 적용하여 비선형성을 해결하는 방법이 있다<sup>[4],[5]</sup>. 그리고 피드백 루프를 이용하여 비선형성을 개선하는 방법도 있다<sup>[6]</sup>. 하지만 이러한 하드웨어를 이용하는 방법은 사용되는 부품들의 성능에 의존성이 상당히 크고, 구현 또한 복잡한 경우가 많다. 따라서 하드웨어를 이용한 비선형성의 보정방법은 경제적인 측면에서나 구현의 용이성 측면에서 다소 제약이 있을 수 있다. 반면에 기준 신호를 이용하거나<sup>[5],[7]</sup>, 변조 방식을 처음부터 선형 변조가 아닌 비선형 변조를 이용하는 신호처리적인 방법이 있다<sup>[8]</sup>. 기준 신호를 이용한 VCO의 비선형성 보정은 임의의 신호 경로를 통과한 차주파수 신호를 측정하여 이를 실제 측정된 신호에 적용하여 비선형성을 보정하는 방법이다. 이러한 방법은 목표물의 거리를 측정할 때마다 매번 같이 이루어져야 한다. 즉, 기준신호를 측정하기 위한 모드와 실제 거리 측정을 위한 모드의 두 번의 측정이 필요하다. 따라서 기준신호 측정과 실제 측정 사이에 발생할 수 있는 시스템 상태의 불일치로 인한 예상 밖의 오차를 포함할 수도 있다.

본 논문에서는 앞서 언급한 기준신호의 측정에서 발생할 수 있는 실제 측정과의 차이를 줄이기 위한 방법을 제안하고자 한다. 단일 안테나를 이용하는 시스템에서는 항상 Circulator와 안테나 입력단에서 신호의 반사가 발생한다. 이러한 내부 반사 신호는 실제 목표물에서 반사되어 오는 신호보다 상당히 크기 때문에 획득이 상당히 용이하다. 그리고 FM-CW 형태의 레이더 시스템에서는 내부 반사에 의한 신호의 차주파수는 상당히 낮은 주파수 대역에 위치하기 때문에 전체 차주파수 신호에서 내부 반사 신호의 추출이 매우 쉽다. 이러한 내부 반사 신호를 FM-CW 레이더의 VCO 비선형성 보정을 위한 기준신호로 사용하면, 한번의 측정을 통해 기준신호와 실제 목표물의 거리 측정이 가능하다.

그림 1에 나타낸 블록 다이어그램은 일반적인 FM-CW 레이더의 VCO 비선형성 보정을 위한 기준 신호 획득을 고려한 시스템 블록 다이어그램들이다. 그림에서 보듯이, 기준신호를 얻기 위한 별도의 신호 경로를 만들어서 시스템을 구성한다. 이러한 경우, 서론에서도 언급하였듯이 기준신호를 측정하기 위한 모드와 실제 측정을 위한 모드의 구별이 필요한 번거로움이 있다. FM-CW 형태의 레이더 시스템의 경우에는 거리 정보를 차주파수 신호의 주파수 스펙트럼에서 얻기 때문에 일반적으로 목표물의 반사 신호의 크기에 의존하는 레이더 시스템의 경우와는 달리 그림 1(b)의 형태에서도 시스템 내부에서 발생하는 Circulator와 안테나에 의한 반사 신호들의 영향은 상대적으로 작다고 할 수 있다. 그리고 내부 반사 신호는 주파수 대역에서 실제 목표물에 의한 것보다 상당히 낮은 주파수 대역에 위치하기 때문에 주파수 영역 상에서 쉽게 구별이 가능하다. 내부 반사 신호를 기준 신호로 사용하게 되면 그림 1에서와 같은 기준 신호를 얻기 위한 시스템 구성을 별도로 하지 않아도 되므로 시스템 구성이 다소 간단해

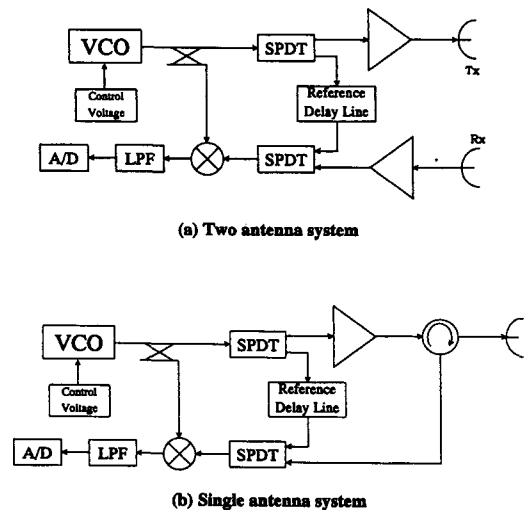


그림 1. 기준 지연선로를 포함한 FM-CW 레이더 블록 다이어그램  
 Fig. 1. Block diagram of a FM-CW radar using a reference delay line.

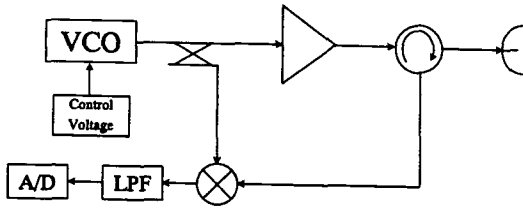


그림 2. 기본적인 FM-CW 레이더 블록 다이어그램  
Fig. 2. Block diagram of a basic FM-CW radar.

지는 이점이 있다.

그림 2에서는 기준신호를 얻기 위한 신호 경로를 제거한 블록 다이어그램을 나타낸다. 그림 2의 경우 처럼 Circulator와 안테나 반사에 의한 내부 반사 신호를 기준 신호로 사용할 경우에는 이들 반사에 의한 시간 지연만을 정확히 측정하여 알고 있으면 된다. 본 논문에서는 Circulator와 안테나 사이의 전기적인 길이가 매우 짧다고 가정하였고 반사가 하나의 지점에서 발생한다고 보았다. 실험의 경험 상, 시스템의 거리 분해능의 25% 보다 작을 경우 무시해도 별 문제가 없는 것으로 보였다.

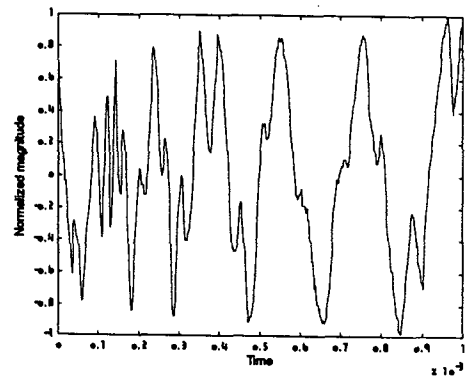
### Ⅲ. 기준 신호의 추출

앞서 언급하였듯이 내부 반사 신호의 주파수 스펙트럼은 목표물에 의한 것보다 상당히 낮은 주파수 대역에 위치하기 때문에 추출이 용이하다. 측정된 전체 차주파수 신호를 주파수 영역으로 변환한 뒤, 안테나 반사에 대응하는 주파수 대역 범위내의 스펙트럼만 추출하면 기준 신호의 주파수 스펙트럼 획득이 가능하게 된다. 그리고 안테나 반사의 경우, 실제 측정하고자 하는 목표물에 의한 반사에 비해 시간 지연이 상당히 짧기 때문에 스펙트럼이 주파수 영역 상에서 위치하는 곳이 매우 낮은 주파수 영역이므로 비선형성이 다소 심하더라도 기준신호로 사용하기 위한 반사 성분의 추출에는 그다지 큰 문제가 되지 못한다.

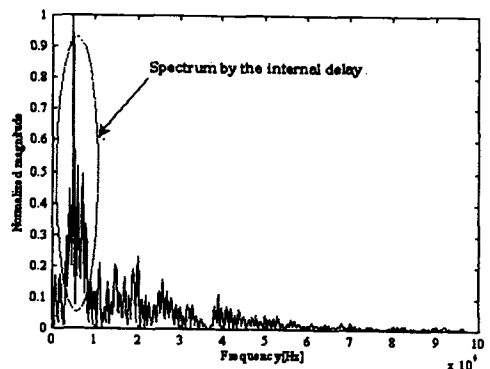
그림 3은 목표물이 안테나로부터 약 2.6m 떨어진 지점에 위치하는 경우의 실험 결과를 나타낸다. 그림 3(a)는 시간영역에서의 차주파수 신호를 나타내고 있고, 그림 3(b)는 그림 3(a)의 차주파수 신호를 주파수 영역으로 Fourier 변환한 결과를 보여준다.

그림 3(b)의 결과에서 보듯이, 5kHz 근처의 피크는 안테나 반사에 의한 것으로 다른 주파수 성분들에 비해서 매우 크다. 그리고 실제 목표물에 의한 것은 잘 구별되지 않는다. 낮은 주파수 대역에 위치한 안테나 반사에 의한 주파수 성분들만 추출하여 이를 VCO 비선형성을 보정하는 기준 신호로 사용한다. 즉, 그림 3에서 표시한 주파수 스펙트럼 부분만을 잘라내어 Inverse Fourier 변환을 하면 안테나 반사에 의한 차주파수 신호를 얻을 수 있다.

그림 4에서 안테나 반사에 의한 기준 신호를 실선으로 나타내었다. 그림 3(b)의 주파수 스펙트럼에서 보듯이 안테나 반사에 의한 주파수 스펙트럼 성



(a) 차주파수 신호



(b) 차주파수 신호의 스펙트럼

그림 3. 차주파수 신호와 주파수 스펙트럼(목표물 거리: 2.6m)

Fig. 3. Beat frequency and frequency spectrum (target distance: 2.6m).

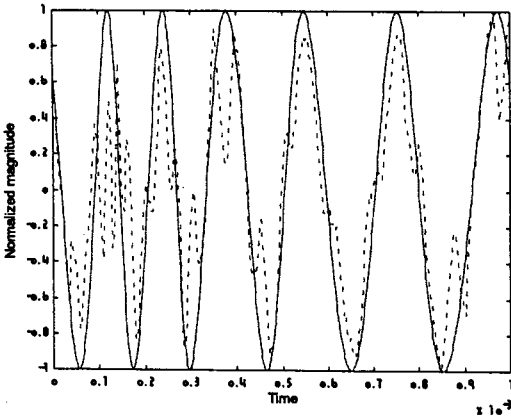


그림 4. 기준 신호(실선)와 전체 차주파수 신호(점선)의 비교

Fig. 4. Reference signal(solid line) and beat signal (dashed line).

분의 크기가 매우 크기 때문에 시간 영역에서 나타나는 전체 차주파수 신호에서 지배적인 형태를 보인다. 추출된 기준 신호는 시간에 대한 차주파수가 감소하는 전형적인 VCO 비선형성을 잘 보여주고 있다. 하나의 반사 성분에 의한 비선형성을 포함하고 있는 신호를 추출하였기 때문에 이를 이용하여 전체 거리 정보를 보정하는 기준 신호로 사용하기에 적합하다고 볼 수 있다.

#### IV. 비선형성 보정

전체 목표물들로부터 반사된 신호들은 다음과 같이 표현할 수 있다<sup>[5]</sup>.

$$\begin{aligned}
 V(t) &= \sum_i A_i \exp[j2\pi\gamma_i(t)t] \\
 &= \sum_i A_i \exp[j2\pi \frac{\tau_i}{\tau_{ref}} \gamma_{ref}(t)t] \\
 &= \sum_i A_i \exp[j2\pi \gamma_{ref}(t)t] \frac{\tau_i}{\tau_{ref}} \\
 &= \sum_i A_i [V_{ref}(t)] \frac{\tau_i}{\tau_{ref}} \quad (1)
 \end{aligned}$$

여기서  $\tau_{ref}$ 는 안테나 반사까지의 시간 지연을 나타내고,  $\tau_i$ 는 거리별 시간 지연을 나타낸다.  $\gamma_{ref}(t)$ 는 VCO의 비선형성으로 인한 안테나 반사 신호

의 시간에 대한 차주파수의 변화를 나타내는 함수이고,  $\gamma_i(t)$ 는 거리별 목표물에 의한 반사 신호의 시간에 대한 차주파수의 변화를 나타낸다. 그리고  $V_{ref}(t)$ 는 안테나 반사에 의한 차주파수 신호의 시간에 대한 위상의 변화를 나타내는 함수이다.  $V_{ref}(t)$ 는 앞 절에서 설명하였듯이 측정된 신호에서 추출한 신호가 되고, 그림 4에서 실선으로 나타난 신호와 같은 형태가 된다. 이렇게 구한 기준 신호를 이용하여 각 거리별 반사 신호를 계산하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 \Psi(t, \tau) &= \exp[-j2\pi\gamma(t)t] \\
 &= \exp[-2\pi \frac{\tau}{\tau_{ref}} \gamma_{ref}(t)t] \\
 &= [V_{ref}^*(t)] \frac{\tau}{\tau_{ref}} \quad (2)
 \end{aligned}$$

위의 식 (2)를 정확한 거리 단면을 얻기 위한 위상 보정함수로 이용하여 식 3과 같이 안테나 반사를 이용하여 유도한 각 거리별 기준 신호와 전체 차주파수 신호 간의 상관 계수를 계산하여 거리에 대응시키면 정확한 거리 단면을 얻을 수 있다<sup>[5]</sup>.

$$R(\tau) = \int_T V(t)\Psi(t, \tau)dt \quad (3)$$

#### V. 실험

제안한 기준 신호 추출 방법을 이용한 VCO의 비선형성 보정을 확인하기 위한 실험을 수행하였다. 실험 파라미터들을 표 1에 정리하였다. 그림 3(b)의 결과와 같이 VCO 비선형성으로 인해 왜곡된 거리 단면을 제안한 기준 신호 추출을 통해 보정한 결과를 그림 5에 나타내었다.

목표물이 2.6 m와 4.8 m에 위치한 경우에 대한 실험 결과를 그림 6과 7에 나타내었다. 그림 6에서는 추출한 안테나 반사에 의한 기준 신호와 비선형성으로 왜곡된 전체 차주파수 신호를 나타내었다. 이미 언급하였듯이 안테나 반사에 의한 신호가 전체 신호에서 상당히 지배적으로 나타나고 추출된 기준 신호가 전체 차주파수 신호와 잘 일치하는 것을 알 수 있다. 그림 6(b)는 비선형성으로 왜곡된 거리 단면의 결과를 보여주는 것으로 실제 목표물들

표 1. 실험 파라미터

Table 1. Conditions for the experiment.

VCO	Magnum microwave (VI11T-1)
Control voltage	0~3V
Sweep bandwidth	760 MHz (8.41 GHz~9.17 GHz)
Sweep time	1ms
Target ranges	Trihedral reflector(2.6m)
	Trihedral reflectors(2.6m, 4.8m)

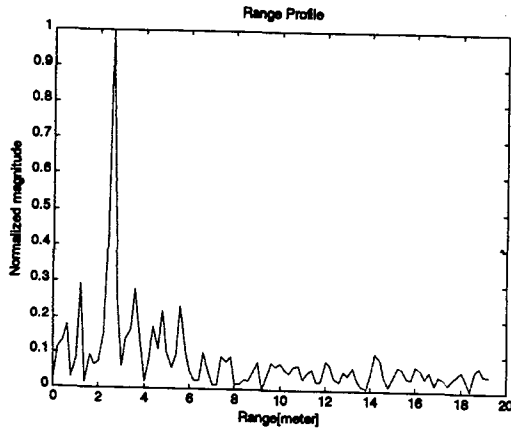
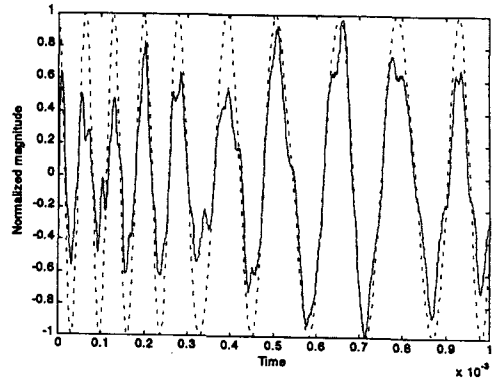


그림 5. 그림 3(b)를 보정한 결과  
Fig. 5. Correction result of Fig. 3(b).

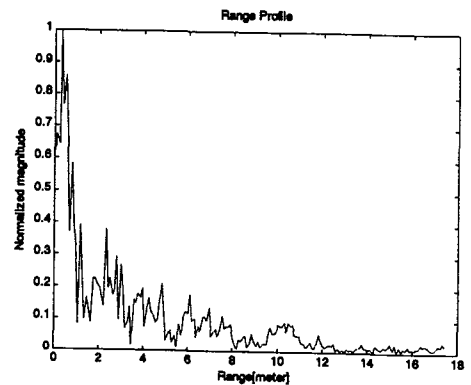
이 잘 구별되지 않는다. 그림 6(a)의 추출된 기준 신호를 이용하여 식 (3)과 같은 방법을 통해 거리 단면을 보정하면 그림 7과 같은 결과를 얻을 수 있다. 그림 7에서 보듯이 목표물이 잘 구별이 된다. 그리고 13m 부근의 작은 피크는 실험 장소의 벽에 의한 것이다.

### VI. 결 론

Wideband FM-CW 레이더의 VCO 비선형성에 의한 거리 단면의 왜곡을 보정하기 위해 시스템 내부의 반사 성분을 이용한 기준 신호 획득에 대한 방법을 제안하였고, 이를 이용하여 거리 단면의 보정을



(a) 전체 차주파수 신호(실선)와 기준 신호(점선)



(b) 거리 단면

그림 6. 차주파수 신호와 거리 단면  
Fig. 6. Beat signal and range profile.

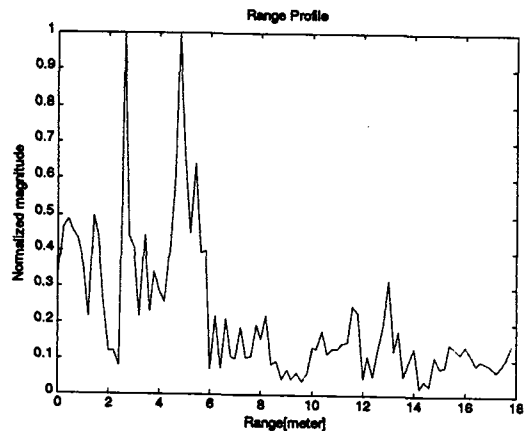


그림 7. 그림 6(b)를 보정한 결과  
Fig. 7. Correction result of Fig. 6(b).

확인하였다. 결과에서 보듯이 목표물이 잘 구별됨을 알 수 있고, 제안한 방법과 같은 기준 신호를 이용할 경우에는 별도의 기준 신호 획득을 위한 하드웨어의 추가가 필요 없이 신호처리 방법만을 이용하기 때문에 경제적이고 시스템의 단순화를 이룰 수 있는 장점이 있다.

### 참 고 문 헌

[1] M. I. Skolnik, *Introduction to Radar Systems*, McGraw-Hill, New York, 1980.  
 [2] A. G. Stove, "Obstacle detection radar for car", *Electronics & Communication Engineering Journal*, 232-240, 1991.  
 [3] H. D. Griffiths, "New ideas in FM radar", *Electronics & Communication Engineering Journal*, 185-194, 1990.  
 [4] D.A. William, "A Highly Linearized mm-Wave Voltage Controlled Oscillator for FM-CW RADAR Applications", *Proc. MIOP'88, Micro-*

*wave and Optronics Conference*, Sindelfingen, 1988.

[5] H.-G. Park, B. Kim, Y.-S. Kim, "VCO nonlinearity correction scheme for a wideband FM-CW radar", *Microwave and optical technology letters*, 266-269, 2000.  
 [6] P. Lowbridge, "A Low Cost mm-Wave Cruise Control System for Automotive Applications", *Microwave Journal*, 24-36, 1993.  
 [7] M. Nalezinski, M. Vossiek, P. Heide, "Novel 24 GHz FMCW front-end with 2.45 GHz saw reference path for high-precision distance measurements", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, pp.189-188, Denver, USA, 1997.  
 [8] M. Vossiek, T. V. Kerssenbrock, P. Heide, "Novel nonlinear FMCW radar for precise distance and velocity measurements", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, pp. 511-514, Baltimore, USA, 1998.

### 김 병 옥



1997년: 경북대학교 전자공학과(공학사)  
 1999년: 포항공과대학교 전자전기공학과(공학석사)  
 2000년~현재: 포항공과대학교 자동차기전연구소 연구원  
 1999년~현재: 포항공과대학교 전자전기공학과 박사과정

[주 관심분야] 마이크로웨이브 필터, 레이더 시스템, 원격 탐사, SAR

### 김 영 수



1974년: 서울대학교 전자공학과(공학사)  
 1980년: University of Kansas 전자공학(공학석사)  
 1984년: University of Kansas 전자공학(공학박사)  
 1974년~1977년: 국방과학연구소 연구원

1978년~1983년: Remote Sensing Laboratory, Univ. of Kansas 연구원

1983년~1987년: Florida Atlantic University 조교수  
 1988년~1994년: 포항 방사광 가속기 저장링 개발 단장  
 1987년~현재: 포항공과대학교 전자전기공학과 부교수, 교수

1995년~현재: MARC(국방부 및 국방과학연구소 지정 전자파특화연구 센터) 원격탐사 연구실 실장

[주 관심분야] 레이더 시스템, 원격탐사, SAR, EMI/EMC