

# 최소 자승법을 이용한 고해상도 밀리미터파 탐색기의 비선형 위상 오차의 추정

## Sweep Nonlinearity Estimation for High Range Resolution Millimeter-Wave Seeker Using Least Squares Method

양희성 · 전주환 · 송성찬\*

Heeseong Yang · Joohwan Chun · Sung-Chan Song\*

### 요약

본 논문 연구에서는 고해상도 레이더 탐색기에 쓰이는 FMICW(Frequency Modulated Interrupted Continuous Wave) 또는 FMCW(Frequency Modulated Continuous Wave) 시스템의 비선형 특성에 의해서 발생하는 거리 해상도(range resolution) 성능 저하 현상을 보상하기 위하여, 하드웨어의 비선형 위상 오차 성분을 다양한 진폭, 위상을 가지는 사인함수와 랜덤 성분으로 모델링하고, 이를 추정할 수 있는 신호 처리 알고리즘을 새롭게 제안하였다. 이 방법은 알고 있는 거리에 위치한 두 개의 기준점 목표물(point target)로부터 각각 측정된 두 개의 IF 신호를 연립방정식화하여 최소 선형식(sparse linear equation)을 세우고, 최소 자승법(least squares) 관점에서 최적 해로서의 비선형 오차 성분을 추정하는 방법으로써 추정된 비선형 오차 성분은 비선형 오차 특성 보상을 위한 사전 왜곡(predistortion) 기법을 위해 사용될 수 있다.

### Abstract

In this thesis, to compensate the sweep nonlinearity occurring in the high resolution radar system using FMICW or FMCW, the method of the estimation of the nonlinearity is proposed. The nonlinear phase component caused by the nonlinear characteristic of the radar system is modelled as a linear combination of the sinusoidal functions consisting of various magnitudes and phases(systematic nonlinear phase error) and a random component(stochastic nonlinear phase error). From two IF signals that are measured respectively independently for two reference point targets lying in different distances which are known, a sparse linear equation is made and solved by least squares method to estimate the nonlinear phase component. The estimated component can be used for predistortion method to compensate the sweep nonlinearity.

Key words : Sweep Nonlinearity, FMCW, FMICW, Predistortion, High Range Resolution Radar

### I. 서론

주파수 변조(FM) 레이더 시스템은 일반적인 펄스 변조 레이더(pulsed radar)가 가지는 최대 탐지 거리

와 해상도 간에 생기는 트레이드 오프(trade-off)를 해결하기 위한 레이더 시스템 종류 중 하나이다. 이를 구현하기 위하여 송신 신호로는 FMCW(Frequency Modulated Continuous Wave) 또는 FMCW의 송수신

한국과학기술원 전기 및 전자공학과(Department of Electrical Engineering, KAIST)

\*삼성탈레스(주)(Samsung Thales Co., Ltd)

· 논문 번호 : 20111007-121

· 교신저자 : 양희성(e-mail : hsyang@sclab.kaist.ac.kr)

· 심사일자 : 2011년 10월 31일 · 수정완료일자 : 2012년 1월 4일

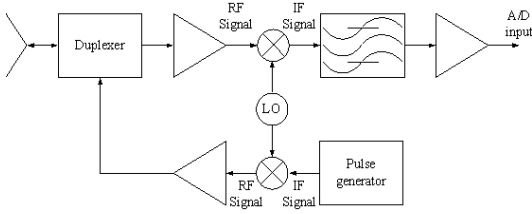


그림 1. FMCW 레이더 시스템  
Fig. 1. FMCW radar system.

신호 leakage 현상을 해결한 FMICW(Frequency Modulated Interrupted Continuous Wave)가 주로 쓰이고, 송신 신호의 주파수 대역에 맞춘 국부 발진기(local oscillator)로 믹싱 프로세스(mixing process)하여 IF 신호로 다운 컨버전(down conversion)하는 수신기가 그에 맞추어 쓰이고 있다. 간략화된 FMCW 레이더 시스템은 그림 1과 같다<sup>[1]</sup>.

고해상도 레이더 시스템에서 그림 1과 같이 국부 발진기를 사용하는 신호 처리 프로세스를 stretch process<sup>[2]</sup>라고 하는데, 광대역 수신기(wideband receiver)를 사용하는 것에 비해 적은 비용과 낮은 복잡도로 해상도에 관한 다음과 같은 Rayleigh criterion을 만족시킬 수 있기 때문에 널리 쓰이고 있다.

$$\Delta R = c/2B, \tag{1}$$

여기서  $\Delta R$ 은 거리 해상도(range resolution),  $c$ 는 빛의 속도,  $B$ 는 송신 신호의 대역폭이다. 예를 들어 한 레이더 시스템에서  $B$ 의 대역폭을 가지는 송신 신호에 대해 수신기에서 그 신호로부터 거리 해상도를 유지하면서 range profile을 얻으려면  $2B$  이상의 샘플링 주파수가 필요하나, stretch process를 사용하면  $2B$ 보다 훨씬 낮은 샘플링 주파수로 거리 해상도를 얻을 수 있다.

그림 2의 수신 신호는 다운 컨버전되어 비트 주파수(beat frequency)  $f_b$ 를 가지는 IF 신호가 된다. 이 비트 주파수는 송신 신호와 수신 신호의 시간-주파수 다이어그램에서 나타나는 삼각형의 비례식에 의해 다음과 같이 구해질 수 있다<sup>[2]</sup>.

$$\begin{aligned} \tau_0 : f_b &= T_c : B, \\ \therefore f_b &= \tau_0 B / T_c = 2R_0 B / c T_c \end{aligned} \tag{2}$$

여기서  $\tau_0$ 는 수신 신호의 왕복 시간(round-trip delay),  $R_0$ 는 목표물과 레이더 사이의 거리,  $T_c$ 는 주파수 변

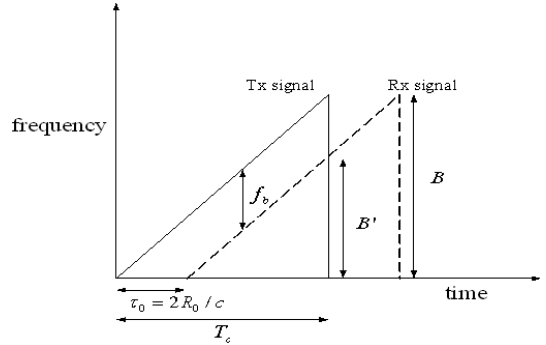


그림 2. FMCW 송신 신호와 수신 신호의 시간-주파수 다이어그램  
Fig. 2. The time-frequency diagram of the transmitted and received FMCW.

조 시간,  $B/T_c$ 는 chirp rate이다. FFT에 의한 주파수 분석 시, 비트 주파수의 해상도(3 dB bandwidth)는 송신 신호와 수신 신호의 중첩 시간인  $T_c - \tau_0$ 에 반 비례하며, 다음과 같이 나타내어진다<sup>[3]</sup>.

$$\begin{aligned} \Delta f_b &= \frac{1}{(T_c - \tau_0)} = \frac{2B\Delta r'}{cT_c} \\ \Delta r' &= \frac{cT_c}{2B(T_c - \tau_0)} = \frac{c}{2B'} \\ B' &= B(1 - \tau_0/T_c), \end{aligned} \tag{3}$$

여기서  $\Delta f_b$ 는 비트 주파수 해상도,  $\Delta r'$ 은 비트 주파수 해상도로부터 얻을 수 있는 거리 해상도이다. 식 (3)을 보면  $B'$ 는 Rayleigh criterion으로부터 stretch process를 사용해서 수신단에서 얻을 수 있는 유효 송신 신호 대역폭(effective transmitted signal bandwidth)라는 것을 알 수 있다. 이러한 레이더 시스템에서 유효 송신 신호 대역폭의 신뢰성(reliability)이 유지되기 위해서는 송신 신호 변조 시에 선형성(linearity)이 보장되어야 한다. 만약 선형성이 보장되지 않는다면, 식 (3)의 거리 해상도를 얻을 수 없고, 선형성의 왜곡 정도에 따라 성능 저하가 일어나게 된다.

최근 고해상도 레이더 및 영상 레이더(SAR: Synthetic Aperture Radar)를 기반으로 한 ATR(Automatic Target Recognition)이 주목을 받음에 따라 시스템이 요구하는 해상도를 만족시키기 위해 비선형 오차 특성 분석 및 선형성 복원에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 비선형 오차 특성 분석 측면에서 Piper<sup>[3]</sup>과 Wang 외 2명<sup>[4]</sup>은 사인 함수로 모델링된 비선형

위상 오차가 거리 해상도에 미치는 영향에 대해서 분석하였고, Pichler의 3명<sup>[5]</sup>은 목표물의 거리 추정에 있어서 위상 왜곡이 어떤 영향을 주는지와 이를 간단하게 분석할 수 있는 방법을 제시하였다.

선형성 복원에 대한 연구는 크게 하드웨어를 기반으로 한 복원과 소프트웨어를 기반으로 한 복원으로 나눌 수 있다. 하드웨어를 기반으로 한 방법은 closed loop correction 방법으로써 PLL(Phase Locked Loop)를 이용한 방법<sup>[6]</sup>과 단순히 FDL(Fractional Divider Loop)을 이용한 방법<sup>[7]</sup>이 연구되었다. 소프트웨어를 기반으로 한 방법에 대해 Vossiek 외 3명<sup>[8]</sup>은 SAW(Surface Acoustic Wave) 기준 경로를 이용하여 위상 오차를 보상하는 적응 알고리즘을 연구하였다. Ruser외 1명<sup>[9]</sup>은 Vossiek의 방법과 유사하지만, 기준 경로를 ultrasonic RF signal을 이용하는 방법을 제시하였다. Scheibhofer외 2명<sup>[10]</sup>은 Vossiek과 Ruser가 위상을 등간격으로 했을 때, 그에 대응되는 샘플링 주기를 변화시킴으로써 알고리즘을 발전시킨데 비해, 샘플링 주기는 일정하게 유지하되, 위상이 등간격이 되도록 샘플링된 데이터를 시간축에서 이동시키는 방법을 통해서 알고리즘을 발전시켰다. 기준 경로를 이용방법 중에서 전자처럼 샘플링 주기를 변화시키면 하드웨어의 복잡도가 올라가는 반면에 후자처럼 이미 등간격으로 샘플링된 데이터를 시간축에 대해서 이동시키면 낮은 복잡도로 하드웨어를 구현할 수 있다는 장점이 있다.

또한 김세영 외 1명<sup>[11]</sup>은 선형 주파수 변조된 신호를 일정 주기 동안 지연시킨 뒤 입력된 신호와 비교함으로써 송신 신호의 펄스폭 내의 특정 위치에 상응하는 비트 주파수의 주기 변화율을 측정하고, 해석을 통하여 모델링된 위상 계수를 추출하는 기법을 제안하였다. 그런데, 이 보상법은 목표물의 속도와 거리를 추정하기 위해 필요한 소자 외에 추가적인 소자 또는 RF 회로망 분석기(RF network analyzer)와 같은 계측 장비가 필요하다는 단점이 있다.

본 논문에서는 하드웨어로 인한 비선형 특성은 재현적(reproducible)이라는 점<sup>[12]</sup>에 착안하여 추가적인 소자나 계측장비가 필요 없는 비선형 위상 오차 특성 추정기법에 대해서 제안하였다. 비선형 위상 오차 특성은 수신된 신호를 처리하여 얻은 IF 신호를 샘플링하고, 그로부터 세워진 희소 선형식(sparse

linear equation)<sup>[13]</sup>을 푸는 것에 의해서 추정될 수 있다. 또한, 추정된 데이터의 정확도를 높이기 위해서 측정된 데이터를 곡선 일치법(curve fitting)을 이용하여 사전 처리(preprocessing)할 수 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II 장에서는 비선형 왜곡된 신호를 모델링하고, 그 신호의 비선형 위상 오차를 추정하기 위한 새로운 방법을 제안한다. III 장에서는 성능분석을 위해 추정된 비선형 위상 오차와 본래의 비선형 위상에 대한 모의실험 결과를 제시 및 분석하고, IV 장에서는 결론을 맺는다.

## II. 시스템 모델

### 2-1 위상 왜곡된 신호 모델

신호를 모델링하기 위한 수식 전개상에서 FMI-CW 모델은 FMCW 모델과 송수신 신호의 차폐를 위한 조건이 통합된 모델임으로 이후 내용에 대해서는 FMCW에 관하여 기술하고, FMICW가 되기 위한 조건식을 명시하기로 한다. 또한, 수퍼 헤테로다인 송수신 시스템의 up-sweep 신호를 고려하기로 한다.

그림 3에서  $f_0$ 는 초기 반송파 주파수(intial carrier frequency),  $\delta f(t)$ 는 시간에 따른 비선형 주파수 왜곡이다. 이러한 비선형 주파수 왜곡,  $\delta f(t)$ 이 첨가된 수신 신호는 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\begin{aligned} Tx(t) &= \cos(2\pi P_1(t)) \\ P_1(t) &= f_0 t + \frac{K}{2} t^2 + \Psi_1(t) \\ \text{(FMICW 경우, 아래 조건 외의 범위는 0)} \\ nT_r &\leq t \leq nT_r + \tau, \end{aligned} \tag{4}$$

여기서  $n$ 은 음이 아닌 정수,  $K$ 는 chirp rate,  $T_r$ 은 송수신 신호 차폐주기,  $\tau$ 는  $T_r$  내의 송신 시간 또는 수신 신호 차폐 시간이다. 위상 왜곡은  $\Psi_1(t) \equiv \int_0^t \delta f(\zeta) d\zeta$ 로 정의될 수 있으며, 전 구간에 대해 미분 가능하다고 가정하자. 거리  $R_0$ 만큼 떨어진 정지된 목표물에 대해서 수신 신호의 왕복 시간은  $\tau_0$ 이고, 수신 신호는 다음과 같이 나타난다.

$$\begin{aligned} Rx(t) &= \alpha \cos(2\pi P_2(t)) \\ P_2(t) &= f_0(t - \tau_0) + \frac{K}{2}(t - \tau_0)^2 + \Psi_1(t - \tau_0) \end{aligned}$$

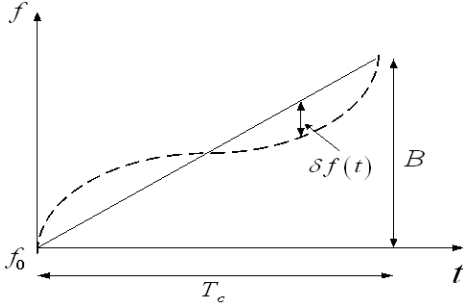


그림 3. 이상적인 FMCW up-sweep 신호(실선)과 왜곡된 FMCW up-sweep 신호(점선)의 시간-주파수 다이어그램

Fig. 3. The time-frequency diagram of the ideal transmitted up-sweep FMCW(solid line) and distorted up-sweep FMCW(dashed line).

(FMICW 경우, 아래 조건 외의 범위는 0)

$$nT_r + \tau_0 \leq t \leq \min(nT_r + \tau + \tau_0, T_c), \quad (5)$$

여기서  $\alpha$ 는 목표물로부터 송신 신호가 반사될 때 목표물의 RCS와 랜덤 위상에 의해 생기는 랜덤 계수이다. 믹싱 프로세스를 통과할 때 사용될 기준 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$rf(t) = \cos(2\pi P_3(t))$$

$$P_3(t) = f_{LO}t + \frac{K}{2}t^2 + \Psi_t(t)$$

(FMICW 경우, 아래 조건 외의 범위는 0)

$$nT_r + \tau \leq t \leq (n+1)T_r, \quad (6)$$

여기서  $f_{LO}$ 는 국부발진기의 주파수이다. 수신 신호와 기준 신호를 믹싱 프로세스한 후 얻은 IF 신호의 고주파 성분은 저역 필터를 통해 제거할 수 있다. 저역 필터 통과 후, A/D 변환기 출력 신호는 다음과 같다.

$$O(k) = \frac{1}{2}\alpha \cos(2\pi P_4(k))$$

$$P_4(k) = f_{IF}Tk - f_0\tau_0 - \frac{K(Tk - \tau_0)^2 - KT^2k^2}{2} + \Psi_t(Tk - \tau_0) - \Psi_t(Tk)$$

(FMICW 경우, 아래 조건 외의 범위는 0)

$$nT_r + \tau \leq kT \leq (n+1)T_r,$$

$$nT_r + \tau_0 \leq t \leq \min(nT_r + \tau + \tau_0, T_c), \quad (7)$$

여기서  $f_{IF}(=f_0 - f_{LO})$ 는 중간 주파수(intermediate frequency),  $T$ 는 샘플링 주기이다. 식 (4)에서 식 (7)까지 전개할 때 쓰인 위상 왜곡 성분인  $\Psi_t(t)$ 는 주파수 변조시의 하드웨어의 비선형적 특성에 의해서 생기는 재현적인 체계적 비선형 위상 오차(systematic nonlinear phase error)와 발진기의 노이즈에 의해서 생기는 확률적 비선형 위상 오차(stochastic nonlinear phase error) 성분으로 구성되어 있다고 가정하고, 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} \Psi_t(Tk) &= \int_0^t \delta f(\zeta) d\zeta \\ &= \int_0^t s_f(\zeta) d\zeta + \int_0^t n_f(\zeta) d\zeta \\ &= s_p(t) + n_p(t) \end{aligned} \quad (8)$$

여기서  $s_p(t) = \int_0^t s_f(\zeta) d\zeta$ 는 체계적 비선형 위상 오차,  $n_p(t) = \int_0^t n_f(\zeta) d\zeta$ 는 확률적 비선형 위상 오차,  $s_f(t)$ 는 체계적 비선형 주파수 오차,  $n_f(t)$ 는 확률적 비선형 주파수 오차이다.  $s_f(t)$ 를 사인함수의 선형 결합으로 다음과 같이 정의하자.

$$s_f(t) = A_0 + A \sum_{l=0}^{L-1} A_l \sin(2\pi f_l t + \Phi_l). \quad (9)$$

식 (9)를 0에서  $t$ 까지 적분하여 주기  $T$ 로 샘플링 하면 식 (10)을 얻을 수 있다. 식 (8)에서  $n_f(t)$ 을 평균이 0이고, 공분산,  $E[n_f(t)n_f(t-\xi)]$ 이  $\sigma^2\delta(\xi)$ 인 가우시안 확률 과정으로 정의하면 확률적 비선형 위상 오차의 차인  $\varphi(t) = n_p(t - \tau_0) - n_p(t)$ 는 식 (11)과 같은 확률 분포를 가지는 Wiener process 또는 Brownian motion으로 묘사될 수 있다<sup>[4]</sup>. 이 확률 과정은  $t \geq \tau_0$ 에 대해 대략적으로 그 평균은 0이고, 특정 시간에 대한 분산은 목표물과 레이더 사이의 거리에 비례한다. 따라서 가까운 거리의 물체에 대한 반사 신호(echo signal)일수록 확률적인 비선형 위상 오차의 영향이 작다는 것을 알 수 있다. 식 (11)을 보면 확률 과정  $\varphi(t)$ 의 확률 분포  $f_\varphi(\varphi; t)$ 가 시간에 의존하지 않기 때문에 확률 시퀀스(random sequence)  $\varphi(Tn)$ 도  $\varphi(t)$ 와 같은 확률 분포를 갖는다는 것을 알 수 있다.

$$s_p(k) = A_0Tk + A \sum_{l=0}^{L-1} \frac{A_l}{2\pi f_l} \cos(\Phi_l)$$

$$-A \sum_{l=0}^{L-1} \frac{A_l}{2\pi f_l} \cos(2\pi f_l k T + \Phi_l) . \quad (10)$$

$$f_\varphi(\varphi; t) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2\tau_0}} \exp\left(\frac{-\varphi^2}{2\sigma^2\tau_0}\right)$$

$$E[\varphi(t)] = 0$$

$$E[\varphi(t)\varphi(t)] \approx \sigma^2\tau_0 . \quad (11)$$

2-2 제안된 방법

위상 오차를 추정하기 위해서는 먼저 그림 4에서와 같은 측정이 독립적으로 두 번 시행되어야 한다. 이 방법의 목표는 확률적 비선형 위상 오차를 제거하고 재현적인 체계적 비선형 위상 오차를 추정하는 것이다.

레이더와 하나의 기준 점 목표물(point target) 사이의 정확한 거리를 알고 있고, 주변 클러터 신호(clutter signal)가 제거되었다고 가정하자. 또한, 물체에서 반사할 때 생기는 랜덤 계수  $\alpha$ 가 수신 신호를 측정하는 시간 내에서 일정하다고 가정하자. 그러면 설정된 레이더 파라미터(초기 반송파 주파수  $f_0$ , chirp rate  $K$  등)와 레이더와 목표물 사이의 신호 왕복 시간  $\tau_0$ 에 의해서 결정되는 알 수 있는 위상 정보

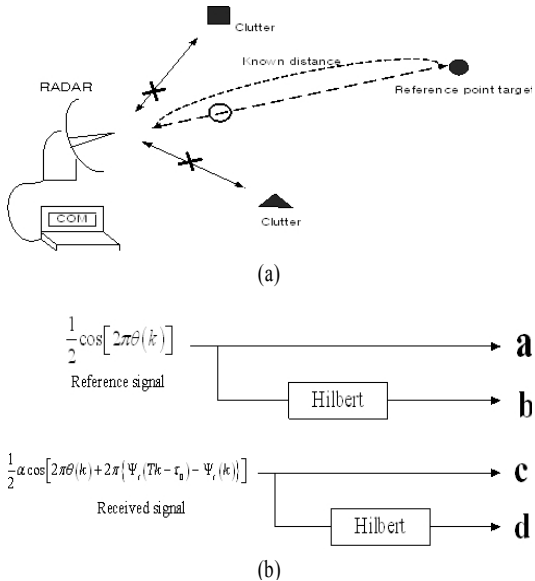


그림 4. 체계적 비선형 위상 오차 추정을 위한 신호 측정

Fig. 4. Signal measurement for the estimation of the systematic nonlinear phase error.

(known phase information)  $\theta(k)$ 와 비선형 위상 오차인  $\Psi_r(k)$ 로 이루어진 IF 신호를 측정할 수 있다. 이 신호와 함께 기준 신호를 생성하여 Hilbert 변환을 통해 비선형 위상 오차의 차의 정보( $\Psi_r(Tk - \tau_0) - \Psi_r(k)$ )를 얻을 수 있으며, 두 번의 측정을 다른 거리에 있는 점 목표물에 대해서 시행한다면 두 개의 비선형 위상 오차의 차 정보를 얻을 수 있고, 희소 선형식(sparse linear equation)을 세워서 비선형 위상 오차를 추정할 수 있다. 식 (12)는 특정  $\tau_0$ 에 대해서 비선형 위상 오차의 차 정보를 측정하기 위한 수식이다.

$$INP = \mathbf{b} \odot \mathbf{c} + \mathbf{a} \odot \mathbf{d}$$

$$QU = -\mathbf{a} \odot \mathbf{c} + \mathbf{b} \odot \mathbf{d}, \quad (12)$$

여기서  $\odot$ 는 벡터의 원소별 곱(element-wise product)이다.  $\mathbf{a}$ ,  $\mathbf{b}$ ,  $\mathbf{c}$ ,  $\mathbf{d}$ 는 그림 4에서 알 수 있는 것처럼 기준 신호의 샘플링 값인

$$\frac{1}{2} \cos(2\pi\theta(k)) \quad (13)$$

와 수신된 신호에서 얻은 IF 신호의 샘플링 값인

$$\frac{1}{2} \cos(2\pi\{\theta(k) + \Psi_r(Tk - \tau_0) - \Psi_r(k)\}), \quad (14)$$

그리고 이것들이 Hilbert 변환된 후 얻은 신호의 샘플링 값을 벡터화한 것이다. 식 (12)로부터  $INP$ 와  $QU$ 는 비선형 위상 오차의 차에 대한 정보를 지닌 사인 신호의 in-phase 성분과 quadrature 성분 값을 벡터화한 것이란 사실을 알 수 있다.  $INP$ 와  $QU$ 를 벡터의 원소별 나누기(element-wise division)를 하여 각각에 대해 역 탄젠트(inverse tangent) 함수를 구하면,  $-\pi$ 에서  $\pi$ 의 값을 가지는 특정  $\tau_0$ 에 대한 비선형 위상 오차의 차를 측정할 수 있다.

서로 다른 거리에 대응되는 왕복 시간  $\tau_i$ 와  $\tau_j$ 에 대해 비선형 위상 오차의 차를 측정하고, 이를 이용하여 세워진 희소 선형식은 그림 5에서 표현하였다. 각각  $\tau_i$ 와  $\tau_j$ 는  $T \times i$ 와  $T \times j$ 에 대응된다고 가정하자(그림 5에선 편의상 Matlab에서 쓰이는 matrix index 표현을 사용하였다.). 그림 5(a)와 그림 5(b)에서 두 개의 바(bar)모양은 위상 오차의 샘플링 값을 나타낸 것으로써 각각에 대해 위의 바는  $\Psi_r(k)$ , 아래의 바는  $\Psi_r(Tk - \tau_i)$ 와  $\Psi_r(Tk - \tau_j)$ 를 나타낸다.

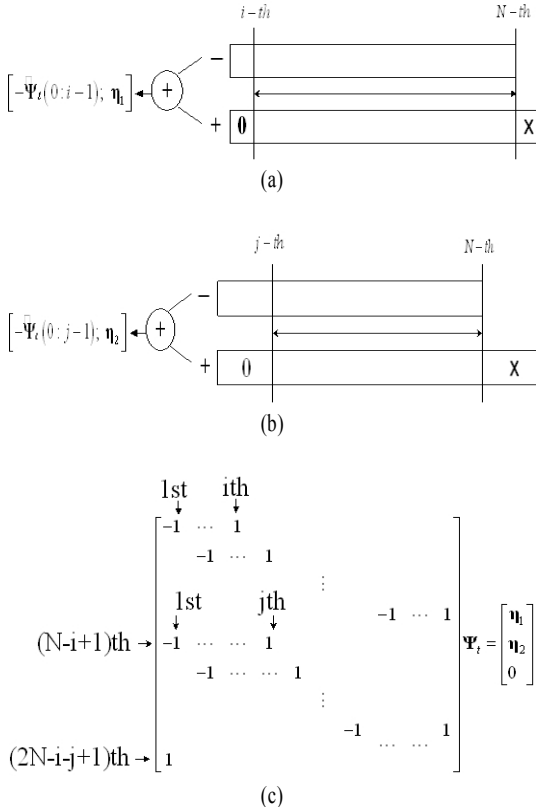


그림 5. (a)  $\tau_i$ 와 대한 비선형 위상 오차의 차의 측정 값과, (b)  $\tau_j$ 에 대한 비선형 위상 오차의 차의 측정값, (c) 비선형 위상 오차에 대한 최소 선형식

Fig. 5. (a) The difference between the nonlinear phase distortion and the delayed nonlinear phase distortion corresponding to  $\tau_i$ , (b) the difference between the nonlinear phase distortion and the delayed nonlinear phase distortion corresponding to  $\tau_j$  and (c) the sparse linear equation for the nonlinear phase distortion.

또한, 아래의 바에 표시된  $\mathbf{0}$ 은 신호의 수신이 왕복 시간 후 이루어진다는 점 때문에 이상적으로는 0이 되어야 되는 샘플링 값들을 나타내며(물론 *INP*와 *QU*를 원소별 나누기할 때, 내재적인 오차 값에 의해서 완벽히 0이 되지는 않는다).  $\mathbf{X}$ 는 위상 왜곡을 추정할 때 고려되지 않는 샘플링 값들을 나타낸다. 바의 앞에 붙은 부호는 가산연산 시에 각각의 바가 의미하는  $\Psi_i(k)$ 와  $\Psi_i(Tk - \tau_i)$  또는  $\Psi_i(k)$ 와  $\Psi_i(Tk - \tau_j)$ 에 붙는 부호로써, 결과적으로 가산연산 후

에 얻어지는  $\eta_1$ 와  $\eta_2$ 는 각각  $\Psi_i(Tk - \tau_i) - \Psi_i(k)$ 와  $\Psi_i(Tk - \tau_j) - \Psi_i(k)$ 을 벡터화한 데이터의 일부분이 된다.

$\Psi_i$ 는 체계적 위상 오차 값,  $\Psi_i(k)$ 을 벡터화 한 것이고,  $N$ 은 총 샘플의 개수로서 벡터  $\Psi_i$ 의 크기이다. 따라서  $\Psi_i$ ,  $\eta_1$ , 그리고  $\eta_2$ 을 이용하여 그림 5(c)와 같이 회소 선형식을 세울 수 있으며, 최소 자승법(least squares) 관점에서 이 식의 최적해를 구할 수 있다. 본 논문에서는 LSQR<sup>[13]</sup> 방법을 이용해서  $\Psi_i$ 를 추정하였다. 추가적으로, 확률적 위상 오차 값을 제거하기 위해 이동 평균과 같은 지역 통과 필터를 이용하여 측정 데이터와 추정 데이터를 정제할 수 있으며, 오차가 큰  $\eta_1$ 과  $\eta_2$ 의 양 끝의 값도 곡선일치법에 의해서 정제할 수 있다. 본 장에서 제안된 알고리즘은 다음과 같이 정리될 수 있다.

<Step 1>

Obtain IF signals,

$$\frac{1}{2} \cos(2\pi\{\theta(k) + \Psi_i(Tk - \tau_i) - \Psi_i(k)\})$$

for  $l = i, j$  after processing the received signals.

<Step 2>

From IF signals, extract the difference between the nonlinear phase distortion and the delayed nonlinear phase distortion,  $\Psi_i(Tk - \tau_i) - \Psi_i(k)$  for  $l = i, j$  via Hilbert transform and simple calculation, (12).

<Step 3>

Do low pass filtering in order to suppress stochastic nonlinear phase distortion with the proper gain. In this paper, we choose 1 as the filtering gain in FMCW case. In FMICW case,  $N$  to the number of received samples(which satisfy the conditions in (7)) ratio is selected as the gain.

<Step 4>

As shown in Fig. 5(c), build a sparse linear equation and solve it.

<Step 4-A, optional>

In Fig. 5(c), the right hand side of the equation can be refined by cutting and inserting(extrapolating) artifacts in both ends via curve fitting such as spline curve fit and cubic curve fit.

<Step 5>

Using LPF with the proper gain(in this paper we choose 1.), suppress the high frequency components in the estimated nonlinear phase distortion, caused by measurement error (we assume the amplitude of the distortion are changed slowly and are smooth.).

<Step 6>

The values in both ends of the estimate may be refined via curve fitting, the same method as that in Step 4-A to reduce the mean squares error of the estimated phase distortion. Also, to satisfy the assumption that when  $t=0$  the nonlinear phase distortion is also zero(this assumption are absorbed in the definition,  $\Psi_t(t) \equiv \int_0^t \delta f(\zeta) d\zeta$ ), we may match the estimate at the first point with zero. This can be done by the parallel displacement.

Ⅲ. 모의 실험

본 장에서는 II 장에서의 분석과 제한한 방법의 타당성을 입증하기 위한 시뮬레이션 결과를 보이도록 한다. 시뮬레이션 시에 레이더는 FMICW 파형을 사용하며(FMCW 파형에도 그대로 적용될 수 있다.), 초기 반송파 주파수는 36 GHz, 송신 신호의 대역폭은 500 MHz, 변조 시간은 0.01초이고, 이론적인 거리 해상도는 0.3 m이다. 체계적 위상 오차에 대한 파라미터는 다음과 같이 설정하였다.

$$L : 4, \quad A : 500 [KHz], \quad A_0 : 0, \quad A_1 : [1, 2/3, 1/10, 1/6]$$

$$\Phi_i : 2\pi [0, 1/4, 1/6, -1/5] [rad], \quad f_i : [4, 1/2, 1, 2] / T_c [Hz]$$

식 (9)를 참고하며, 확률적 비선형 위상 오차 분산  $\sigma^2$ 는 1,000 Hz<sup>2</sup>로 설정하였다. 그림 6은 총  $N=800,000$ 의 IF 신호 샘플값들로부터 추정된 비선형 체계적 위상 오차에 대해 추정된 값과 본래의 값을 비교한 것을 나타낸다. 비선형 위상 오차의 크기는

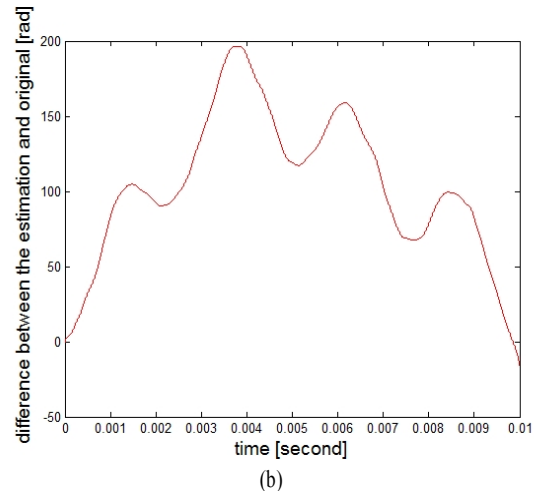
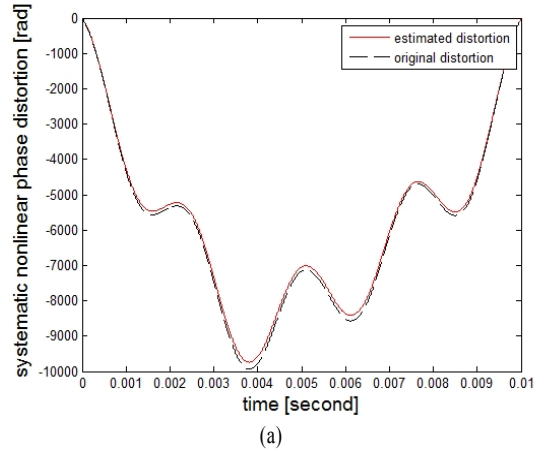
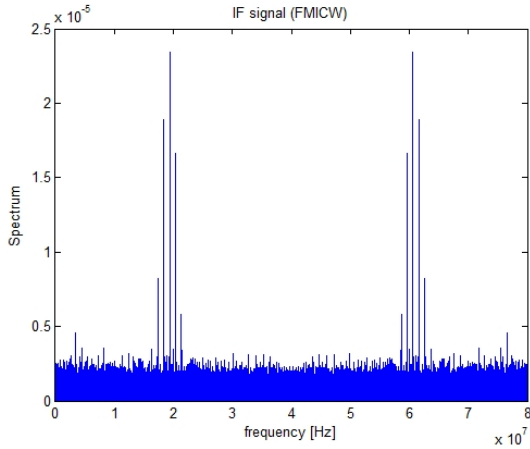


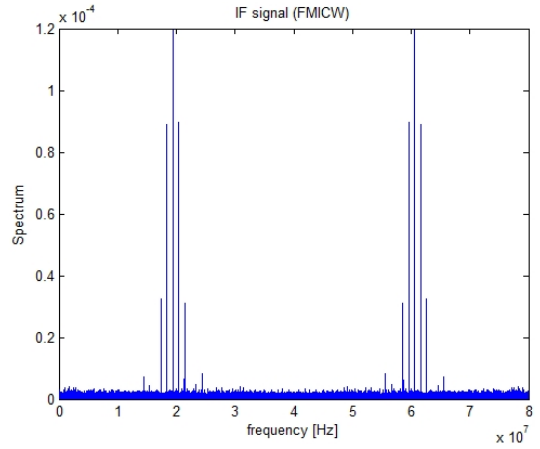
그림 6. 거리 18 m, 50 m에 대한 측정을 통해 (a) 추정된 체계적 비선형 위상 오차와 본래의 체계적 비선형 위상 오차, (b) 추정된 체계적 비선형 위상 오차와 본래의 체계적 비선형 위상 오차의 차(SNR 고려하고, data refinement 실행함)

Fig. 6. Using measurements for the distance 18 m and 50 m, (a) the estimated systematic nonlinear phase distortion and original systematic nonlinear phase distortion, (b) the difference between the estimated systematic nonlinear phase distortion and original systematic nonlinear phase distortion(This result was obtained in the situation that SNR is considered and the data is refined by curve fitting).

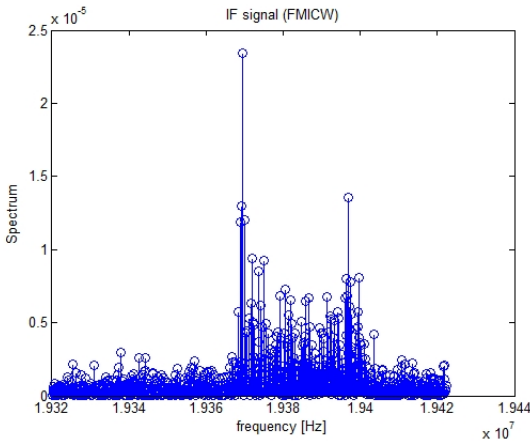
대체적으로 거리 해상도의 크기와 비례하기 때문에 그림 6에서와 같이 추정된 정보로 사전예측을 할 경우, 성능 향상을 기대할 수 있다. 표 1은 radar equa-



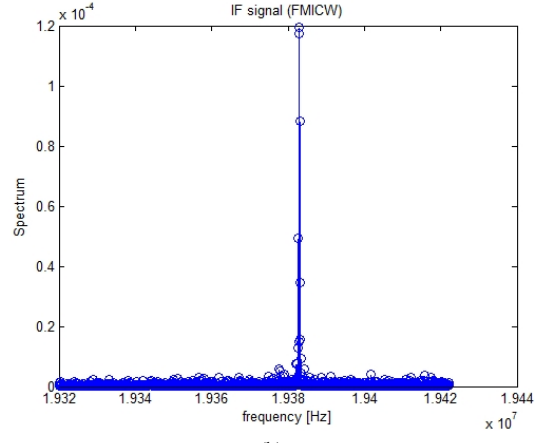
(a)



(a)



(b)



(b)

그림 7. (a) 거리 1,850 m에 떨어져 있는 하나의 점 목표물에 대한 위상 왜곡 보상 전의 range profile과 (b) peak 부분을 확대한 그림

Fig. 7. (a) For the distance 1,850 m, the range profile of a point target before compensation of phase distortion and (b) the figure which is enlarged near the maximum peak.

tion에 의한 신호 대 잡음비를 고려하지 않은 상태에서 다양한 거리에 대해 0.01초 동안 측정된 위상 오차와 주파수 오차의 샘플값 800,000개의 RMSE(Root Mean Squares Error)를 나타낸 것이다. 또한, 표 2는 신호 대 잡음비를 고려하고, 표 1을 얻을 때와 같은 실험을 한 것이다. 표 1과 표 2를 보면 대체적으로 200 rad 이내의 RMSE를 보이고, data refinement를 행하면 성능이 더욱 향상된다는 사실을 알 수 있으며, 제한한 방법이 잡음에 강인하다는 사실도 알 수 있

그림 8. (a) 거리 1,850 m에 떨어져 있는 하나의 점 목표물에 대한 위상 왜곡 보상 후의 range profile과 (b) peak 부분을 확대한 그림. 보상은 표 2의 18 m, 50 m에 대한 것을 이용

Fig. 8. (a) For the distance 1,850 m, the range profile of a point target after compensation of phase distortion using the data corresponding 18 m, 50 m in Table 2 and (b) the figure which is enlarged near the maximum peak.

다. 하지만 18 m, 120 m의 경우에는 120 m에 해당하는 데이터가 phase wrapping 현상<sup>15)</sup>으로 오차가 커지기 때문에 제대로 위상 오차의 추정이 안된다. 이를 해결하기 위해 광학 분야, 이미지 처리 분야와 영상 레이다 분야에서 널리 쓰이는 phase unwrapping 기술을 사용할 수 있겠지만, 본 논문의 범위를 벗어나므로 이는 생략하도록 한다.

그림 7과 그림 8은 1,850 m에 위치한 점 목표물에



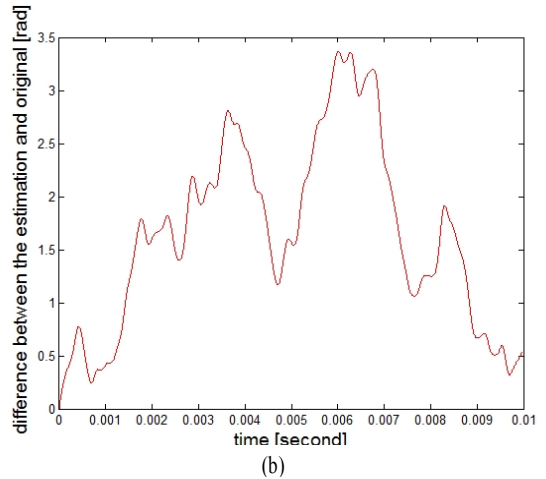
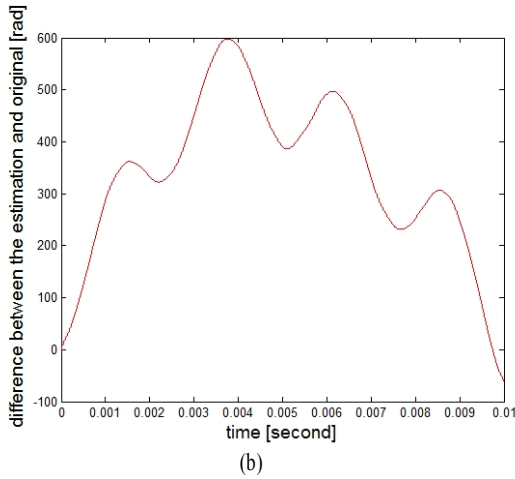
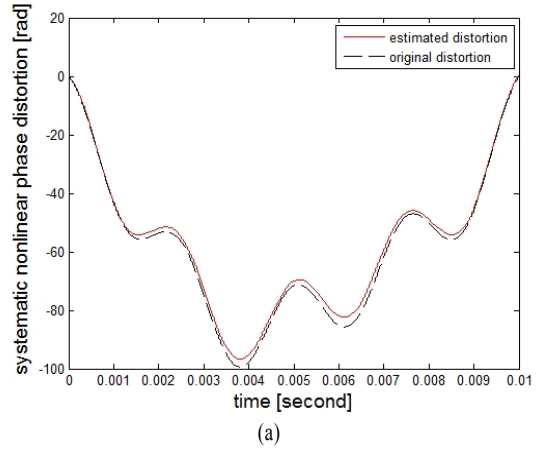
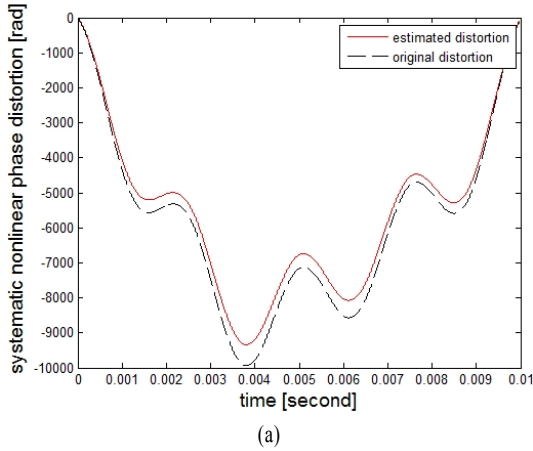


그림 9. 기준 목표물의 거리 추정이 18 m에 대해서  $-cT$ , 50 m에 대해  $+cT$ 만큼 오차가 발생한 상황을 가정하여 그림 6과 같은 실험을 한 결과

Fig. 9. For the estimated ranges of reference point targets, the results obtained by the same simulation as that of Fig. 6 assuming  $-cT$  estimation error for 18 m and  $+cT$  estimation error for 50 m.

대해서 위상 왜곡에 대해 각각 보상 전의 경우와 18 m, 50 m로 추정된 위상 왜곡을 기반으로 하여 pre-distortion 방법으로 보상을 했을 경우에 대한 range profile을 나타낸다. 이를 비교하면 보상 후의 성능 향상을 기대할 수 있다. 그림 9는 그림 4의 기준 점 목표물의 거리 추정이 잘못되었다는 상황에서 부정확한 데이터를 가정하고 모의실험을 한 결과이다. 이러한 경우에도 추정된 위상 오차가 본래의 위상 오차를 잘 트래킹(tracking)하고 있다(물론 오차는 커

그림 10. 위상 오차가 작은 경우에 대해서 그림 6과 동일한 실험을 했을 때 얻은 결과

Fig. 10. In case that small residual phase distortion exists in that received signal, the results obtained by do the same simulation as that in Fig. 6.

진다. RMSE: 370.037 rad, 31.485 kHz).

만약 open loop correction<sup>[5]</sup> 등을 사용하여 대략적인 위상 왜곡 보상을 한 후의 상황을 가정하고, 남아 있는 residual phase distortion에 대해 제안된 방법이 사용된다면, 그림 10과 같은 결과를 얻을 수 있다. 위의 상황을 위해 다른 파라미터는 그대로 두되,  $A=5$  kHz,  $\sigma^2=10$  Hz<sup>2</sup>으로 수정하여 모의실험을 수행하였다. 그림 10을 보면 RMSE는 1.859 rad, 312.544 Hz이며, 결과적으로 제안된 방법을 이용하면 작은 residual phase distortion에 대해서도 성능 향상을 기대할 수 있다.

표 1. 다양한 측정 거리에 대한 비선형 체계적 위상 오차와 주파수의 RMSE(SNR 고려 안함)

Table 1. The RMSE of the estimated nonlinear systematic phase distortion and the corresponding frequency deviation for various ranges (No SNR consideration).

측정 거리	RMSE (No data refinement)	RMSE (Data refinement)
9 m, 15 m	187.225 rad	75.694 rad
	19.974 kHz	9.576 kHz
18 m, 20.4 m	206.307 rad	163.938 rad
	23.656 kHz	14.471 kHz
18 m, 26.1m	195.270 rad	130.057 rad
	21.358 kHz	12.295 kHz
18 m, 50 m	184.267 rad	110.006 rad
	21.768 kHz	10.782 kHz
18 m, 120 m	7,903 rad	7,171 rad
	545.460 kHz	798.680 kHz

표 2. 다양한 측정 거리에 대한 비선형 체계적 위상 오차와 주파수의 RMSE(SNR 고려함)

Table 2. The RMSE of the estimated nonlinear systematic phase distortion and the corresponding frequency deviation for various ranges (SNR consideration).

측정 거리	RMSE (No data refinement)	RMSE (Data refinement)
9 m, 15 m	135.570 rad	114.394 rad
	20.530 kHz	10.082 kHz
18 m, 20.4m	254.868 rad	156.132 rad
	24.024 kHz	14.804 kHz
18 m, 26.1m	222.378 rad	133.248 rad
	22.960 kHz	10.993 kHz
18 m, 50 m	167.128 rad	114.834 rad
	21.018 kHz	10.829 kHz
18 m, 120 m	7,984 rad	7,916 rad
	548.570 kHz	549.000 kHz

#### IV. 결 론

본 논문에서는 FMICW 또는 FMCW를 사용한 고해상도 레이더 시스템에서 하드웨어의 비선형성에

의해 생기는 위상 오차를 보상하기 위해, 먼저 그 비선형 위상 오차를 추정하는 새로운 방법을 제안하였다. 비선형 위상 오차를 추정하기 위해서는 서로 다른 거리에 대한 목표물로부터 측정된 IF 신호가 필요하며, 이로부터 세워진 회소 선형식을 통해 최소 자승법 관점에서 최적해를 구할 수 있다.

추가적으로, 얻어진 IF 신호와 추정값에 대해서는 오차가 큰 초반의 값들과 후반의 값들을 곡선 일치법을 통해 정제할 수 있으며, 저역 통과 필터를 통해 확률적 위상 오차를 제거할 수 있다. III장의 시뮬레이션 결과에 따라 추정된 비선형 위상 오차는 사전 왜곡기법을 위해 이용될 수 있고, 거리 해상도 측면에서 성능 향상 효과를 얻을 수 있다고 판단된다.

기존의 소프트웨어를 기반으로 한 보상 방법은 비선형 주파수 변조 즉, 송신 신호가  $\exp\left(j\sum_{k=0}^N a_k t^k\right)$  인 상황에 대해 적용이 힘든 반면에<sup>[10]</sup> 제안된 방법은 선형 주파수 변조 상황(이 때 이상적인 송신 신호는  $\exp(j(a_0 + a_1 t + a_2 t^2))$ )이다.)뿐만 아니라 비선형 주파수 변조 상황에서도 적용이 가능하다는 장점을 가진다.

본 논문에서 제시한 결과는 컴퓨터 모의실험에 의해서 얻어진 결과이기 때문에, 실제 시스템 구현에 의한 성능 개선 확인이 필요할 것이다. 또한, 클러터 신호가 점 목표물로부터의 반사 신호에 선형 결합되어 수신될 경우, 클러터와 레이더 사이 거리와 이들의 상호 운동에 의해서 생기는 도플러를 고려하여 신호 분리 작업<sup>[6]</sup>을 하고 분리된 신호에 대해서 독립적인 신호 처리를 해야만 한다. 이러한 점은 본 논문이 고려하는 범위를 벗어나는 문제이기 때문에 향후 과제로 남기고자 한다.

#### 참 고 문 헌

- [1] M. Schikorr, "High range resolution with digital stretch processing", *IEEE Radar Conference*, pp. 1-6, May 2008.
- [2] D. R. Wehner, *High Resolution Radar*, Second Edition, Artech House, 1995.
- [3] Samuel O. Piper, "Homodyne FMCW radar range resolution effects with sinusoidal nonlinearities in

the frequency sweep", *IEEE Radar Conference*, pp. 563-567, May 1995.

[4] Wang Dong Jing, Hu Xiang, and Ruan Wen Jie, "Analysis of the influence of the FM non-linearity on the range resolution of LFM radar", *IEEE Asia Pacific Microwave Conference*, pp. 714-717, 1999.

[5] M. Pichler, A. Stelzer, P. Gulden, and M. Vossiek, "Influence of systematic frequency-sweep non-linearity on object distance estimation in FMCW/FSCW radar systems", *European Microwave Conference*, vol. 33, pp. 1203-1206, 2003.

[6] A. Stelzer, K. Ettinger, J. Hoftberger, J. Fenk, and R. Weigel, "Fast and accurate ramp generation with PLL-stabilized 24-GHz SiGe VCO for FMCW and FSCW applications", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 2, pp. 893-896, 2003.

[7] S. Scheiblhofer, S. Schuster, and A. Stelzer, "High-speed FMCW radar frequency synthesizer with DDS based linearization", *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 17, no. 5, pp. 397-399, May 2007.

[8] M. Vossiek, P. Heide, M. Nalezinski, and V. Magori, "Novel FMCW radar system concept with adaptive compensation of phase errors", in *European Microwave Conference, 26th*, vol. 1, pp. 135-139, Oct. 1996.

[9] H. Ruser, V. Mágori, "Sweep linearization of a microwave FMCW Doppler sensor by an ultrasonic reference", *Proc. IEEE Int. Frequency Control Symp.*, pp. 201-206, 1997.

[10] S. Scheiblhofer, S. Schuster, and A. Stelzer, "Sig-

nal model and linearization for nonlinear chirps in FMCW radar SAW-ID tag request", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, pp. 1477-1483, 2006.

[11] Se-Young Kim, Noh-Hoon Myung, "Wideband linear frequency modulated waveform compensation using system predistortion and phase coefficients extraction method", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, no. 11, pp. 808-810, Nov. 2007.

[12] R. J. Dengler, K. B. Cooper, G. Chattopadhyay, I. Mehdi, E. Schlecht, A. Skalare, C. Chen, and P. H. Siegel, "600 GHz imaging radar with 2 cm range resolution", in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Honolulu, HI, pp. 1371-1374, Jun. 2007.

[13] C. C. Paige, M. A. Saunders, "LSQR: An algorithm for sparse linear equations and sparse least squares", *ACM Trans. Math. Soft.*, vol. 8, pp. 43-71, 1982.

[14] Henry Stark, John W. Woods, *Probability and Random Processes with Applications to Signal Processing*, Third Edition, Prentice Hall, 2002.

[15] R. M. Goldstein, H. A. Zebker, and C. L. Werner, "Satellite radar interferometry: Two-dimensional phase unwrapping", *Radio Sci.*, vol. 23, no. 4, pp. 713-720, 1988.

[16] T. Virtanen, A. Klapuri, "Separation of harmonic sound sources using Sinusoidal modeling", *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Istanbul, Turkey, 2000.

양 희 성



2010년 2월: 연세대학교 전기전자공학부 (공학사)  
 2010년 2월~현재: 한국과학기술원 전기및전자공학과 석사과정  
 [주 관심분야] 레이더 신호 처리, 통신 신호 처리

전 주 환



1989년: Ph.D, Dept of EE, Stanford University, California  
 1989~1992년: Member of Technical Staff, General Electric, Schenectady, New York  
 1992년~현재: 한국과학기술원 교수  
 2009년~현재: Associate Editor of IEEE

Transaction on Vehicular Technology  
 [주 관심분야] 신호 처리, 통신 이론, 수치 해석

송 성 찬



2001년 2월: 한국항공대학교 항공  
전자공학과 (공학사)

2003년 2월: 한국항공대학교 항공  
전자공학과 (공학석사)

2002년 11월~현재: 삼성탈레스(주)  
레이더연구소 전문연구원

[주 관심분야] 레이더 시스템 및 송  
수신기 설계, 전자파 수치해석