

도플러 주파수가 보상된 고속 표적 탐지 및 레인징 알고리즘

준회원 윤재혁*, 김관수*, 종신회원 양훈기*, 정회원 정용식*, 이원우**, 배경빈***

Doppler Frequency Compensated Detection and Ranging Algorithm for High-speed Targets

Jae-Hyuk Youn*, Kwan-soo Kim* *Associate Members*, Hoon-Gee Yang* *Lifelong Member*,
Young-Seek Chung*, Won-Woo Lee**, Kyung-Bin Bae*** *Regular Members*

요약

본 논문에서는 고속으로 이동하는 표적을 탐지 및 레인징하기 위해서 높은 PRF(Pulse repetition frequency)로 동작하는 레이더의 신호처리 알고리즘을 제시한다. 제시된 방법은 준주기성(quasi-periodic) 펄스열을 사용하므로써 이동표적의 도플러 정보를 추정하고 이를 보상해서 코히어런트하게 레인징 프로세싱 하는 것으로 기존 방식과는 달리 도플러 프로세싱이 레인징 프로세싱에 선행되며 이를 통해서 SNR이 낮은 잡음 환경에서도 표적 탐지 및 레인징이 가능함을 보인다. 제시된 알고리즘을 수학적으로 유도하고 디지털 신호처리를 위한 도플러/레인징 샘플링 조건, 프로세싱 시간 및 도플러 오차가 성능에 미치는 영향에 대해 기술하고 시뮬레이션을 통해서 이를 검증한다.

Key Words : Doppler processing, Range processing, Ranging, Detection, FFT

ABSTRACT

This paper presents a detection and ranging algorithm for a high-speed targets in the high PRF radar. We show, unlike the conventional methods, it firstly estimates Doppler frequency with a quasi-periodic pulse train prior to range processing. The estimated Doppler frequency can compensate the phase error enbeded in the received signal, which makes the signal integrated coherently in the range direction and localizes the target's signature in low SNR. We present the derivation of the proposed algorithm and discuss how the system parameters such as the range/Doppler sampling condition, processing time and Doppler estimation error affect the performance of the proposed algorithm, which is verified by simulations.

1. 서론

디지털 신호처리 기술의 비약적인 발전으로 다양한 레이더 신호처리 기법이 개발되면서 다양한 용도의 레이더가 출현하게 되었다^{1,2}. 기존에는 하나의 레이더가 하나의 목적으로 운용되었지만 최근 들어서는

여러 운용모드를 두고 다양한 기능을 하나의 레이더가 수행하는 다기능 레이더가 이용되고 있다. 즉 서치모드로 빠른 속도로 스캔(scan)을 하다가 표적을 탐지하게 되면 추적(tracking)모드로 변환해서 모노펄스(monopulse)추적 기능을 수행하게 된다^{3,4}. 서치모드로 동작하는 경우는 비교적 빠른 속도로 공간을 스캔

※ "본 연구는 방위사업청과 국방과학연구소가 지원하는 국방 피탐지 감소기술 특화연구센터 사업의 일환으로 수행되었습니다."

* 광운대학교 전자융합공학과(hyuk329@kw.ac.kr, kskim@kw.ac.kr, hgyang@kw.ac.kr, yschung@kw.ac.kr)

** 육군사관학교 전자정보공학과(wlee01@gmail.com)

*** 국방과학연구소(es_bae2000@yahoo.co.kr)

논문 번호: KICS2010-08-369, 접수일자: 2010년 8월 1일, 최종논문접수일자: 2010년 12월 1일

하면서 탐지해야 하므로 고속의 처리가 요구되지만 이동표적의 경우 수신신호에 포함된 도플러 정보를 무시하고 탐지를 하면 탐지성능의 열화를 피할 수 없다^{5,6)}.

기존 펄스 도플러 레이더의 경우 일반적으로 레인지 방향으로 펄스 압축(pulse compression)을 하고난 후 range bin간격으로 샘플된 압축신호에 대해서 도플러 방향으로 FFT해서 도플러 정보를 추출하였다. 고속으로 이동하는 표적의 경우 또는 고해상도 range 해상도를 높이기 위해 range gate 속도가 빠른 경우 CIT(coherent integration time)동안에 이동 표적은 여러 range cell을 이동하게 되는 range cell migration 현상이 발생한다. 이 경우 동일 range cell의 도플러 정보는 상이해서 도플러 프로세싱에 의한 cross-range 방향으로의 표적 신호 성분 에너지를 코히어런트하게 모으기 힘들어져 탐지 성능이 떨어진다. 이를 해결하기 위해서 L. Mo는 영상처리 기법인 Hough 변환을 이용해서 비록 incoherent 하지만 도플러 프로세싱 성능을 높이는 연구가 있었다⁷⁾. Range cell migration 문제를 완화시키면서 코히어런트 도플러 프로세싱이 가능하게 한 방식으로 keystone 변환을 적용한 방식이 제안되었다⁸⁾. Keystone 변환은 slow-time 시간변수를 주파수 및 캐리어 주파수 값을 이용해서 스케일링 변환을 해서 표적에 대한 정확한 속도 정보 없이도 range migration 문제를 해결한 것이다. [8]의 결과를 확장해서 keystone 변환을 사용하면서 다중 표적 환경으로 확장한 연구결과도 제시되었고⁹⁾ 표적의 가속도 성분에 의한 도플러 spread를 cyclic auto-correlation을 이용하여 해결한 연구 결과도 발표되었다¹⁰⁾. 기존에 제시된 이동표적 탐지 방법들은 대부분 레인지 압축 과정 후 range migration 문제를 다양하게 해결한 후 도플러 프로세싱을 하여 표적 탐지를 하였다.

본 논문에는 PPI(plan position indicator)에 고속표적을 디스플레이 하기 위해서 레이더 빔을 송신하는 방향으로의 표적 탐지 및 레인징을 하는 코히어런트 방식을 제시한다. 즉 제시된 방법을 1차원 표적에 대한 탐지 및 레인징을 하는 것으로 기존 방법과는 달리 빔 송신 방향으로의 도플러 정보를 먼저 획득 한 후 이를 이용해서 수신신호 위상을 보상하고 레인지 프로세싱을 하는 과정을 거친다.

II장에서는 제안하는 시스템의 레인지, 도플러 프로세싱 과정 및 전체 시스템 블럭도를 제시하고 III장에서는 시뮬레이션을 통해서 다양한 조건에서의 시스템 성능 변화를 조사하고 IV장에서는 결론을 맺는다.

II. 제안하는 시스템

2.1 정지 표적 환경

다음과 같은 서치(search) 레이더가 동작하는 환경을 생각하자. 레이더는 원점에 위치하고 있으면서 방향을 바꾸어 가며 공간을 스캔한다. 어느 한순간에 레이더 송신빔이 조사되는 1차원 빔 방향을 x 축이라 하고 x 축 상에 원점으로부터 x_i ($i = 1, \dots, N$)만큼 떨어진 위치에 반사 계수가 f_i ($i = 1, \dots, N$)인 정지된 표적들이 있다고 가정하자. 반사계수는 일반적으로 $f_i \ll 1$ 이므로, 송신신호가 표적에 도달하면 일부만 반사되어 수신기로 입력되고 나머지는 계속 진행하므로, 수신기는 좌표상의 모든 표적에 대하여 반사된 신호를 수신하게 된다.

한 방향을 서치하기 위해서 레이더는 주파수가 ω_c 인 다음 식으로 표현되는 송신 펄스열 $p(t)$ 를 송신한다.

$$p(t) = a(t) \cos(\omega_c t) \quad (1)$$

여기서 $a(t)$ 는 유한개의 rectangular 펄스가 주기적으로 반복되는, 즉 PRF가 f_{PRF} 인 펄스열로서 캐리어를 진폭 변조하므로 $p(t)$ 는 준주기성을 갖는다.

이때 표적에 반사되어 수신되는 신호 $r(t)$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$r(t) = \sum_n f_n a \left(t - \frac{2x_n}{c} \right) \cos \left(\omega_c \left(t - \frac{2x_n}{c} \right) \right) \quad (2)$$

식(2)의 수신신호가 quadrature 수신기를 통과 한 후 inphase 채널과 quadrature 채널로부터 얻어진 복소신호를 $r_1(t)$ 라 하면 $r_1(t)$ 는 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$r_1(t) = \sum_n f_n a \left(t - \frac{2x_n}{c} \right) \exp[j(2\omega_c x_n/c)] \quad (3)$$

식(3)은 기저대역 신호로 A/D 변환 및 FFT 루틴에 의해서 다음과 같이 푸리에 변환된다.

$$R_1(\omega) = \sum_n f_n A(\omega) \exp[-j(2\omega x_n/c)] \times \exp[j(2\omega_c x_n/c)] \quad (4)$$

식(4)의 양변을 $A(\omega)$ 로 나누면 다음과 같다.

$$\frac{R_1(\omega)}{A(\omega)} = \sum_n f_n \exp[-j[2(\omega - \omega_c)x_n/c]] \quad (5)$$

식(5)에서 f'_n 을 $f_n \exp[j(2\omega_c x_n/c)]$ 라 정의하면 식(5)는 다음과 같다.

$$\frac{R_1(\omega)}{A(\omega)} = \sum_n f'_n \exp[-j(2\omega x_n/c)] \quad (6)$$

$\left\{ \frac{R_1(\omega)}{A(\omega)} \right\}$ 을 역 푸리에 변환하면 다음과 같이 t 축에서 round-trip 지연시간에 반사계수에 비례하는 진폭을 갖는 표적성분을 검출할 수 있다.

$$\mathcal{F}^{-1} \left[\frac{R_1(\omega)}{A(\omega)} \right] = \sum_n f'_n \delta \left(t - \frac{2x_n}{c} \right) \quad (7)$$

참고로 수신기 디스플레이부는 진폭 성분만을 표시하므로 $|f'_n|$ 을 디스플레이 한 것은 $|f_n|$ 을 디스플레이 한 것과 동일하다.

식(5)에서 $R_1(\omega)$ 을 $A(\omega)$ 로 나눈 것은 결국 식(7)에서처럼 표적으로부터 round-trip 지연시간에 반사계수에 비례하는 임펄스함수가 있도록 해서 표적 검출이 가능하지만 $A(\omega) = 0$ 이 되는 주파수 성분에 대해서 잡음을 증폭시키는 효과가 있으므로 SNR 관점에서 보면 최적의 수신기가 아니다. 식(3)에 표현된 저대역으로 변환된 신호 $r_1(t)$ 는 지연성분을 제외하면 송신 신호 $a(t)$ 의 linear combination 형태이므로 SNR을 최대로 만들어 주는 수신필터는 정합 필터(matched filter)가 되어야 한다^[11].

주파수 응답이 $A^*(w)$ 인 정합필터의 출력 $S(w)$ 는 다음과 같다.

$$S(w) = \sum_n f'_n |A(w)|^2 \exp[-j(2\omega x_n/c)] \quad (8)$$

식(8)을 시간 축으로 표현해 보면 다음과 같다.

$$s(t) = \sum_n f'_n b \left(t - \frac{2x_n}{c} \right) \quad (9)$$

여기서 $b(t)$ 는 $b(t) = a(t) * a(-t)$ 으로 정의되며 $a(t)$ 의 auto-correlation 특성에 따라 결정되는 sharp 한 펄스열을 갖는다. $b(t)$ 의 한 펄스의 펄스폭은 컨볼루션 성질에 의해 $a(t)$ 의 한 펄스의 펄스폭의

2배 정도가 된다.

2.2 이동 표적 환경

레이더 빔에 이동표적들이 있는 경우를 생각하자. 빔이 조사되는 시간은 일반적으로 매우 짧으므로 빔이 조사되는 동안에 표적들의 속도는 일정하다고 가정한다. 빔이 조사되는 방향으로의 i 번째 표적의 속도 벡터를 v_i 라 하자. 이 경우 표적까지의 거리는 $x_n - v_i t$ 로 나타낼 수 있으므로 quadrature 수신기를 통과한 후의 수신신호 $r_1(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r_1(t) \simeq \sum_n f_n a \left(t - \frac{2x_n}{c} \right) \times \exp[j(2\omega_c x_n/c)] \times \exp[jw_{d,n}t] \quad (10)$$

여기서 $2v_n \omega_c / c$ 는 도플러 주파수 천이 $w_{d,n}$ 으로 표현하였고 $2v_n / c \ll 1$ 이므로 $a \left[\left(1 + \frac{2v_n}{c} \right) t - \frac{2x_n}{c} \right]$

$\simeq a \left(t - \frac{2x_n}{c} \right)$ 을 적용했다.

식(10)을 푸리에 변환하면 다음과 같다.

$$R_1(\omega) \simeq \sum_n f'_n A(\omega) \exp[-j(2x_n \omega / c)] * \delta(\omega - \omega_{d,n}) = \sum_n f''_n A(\omega - \omega_{d,n}) \times \exp[-j(2x_n \omega / c)] \quad (11)$$

여기서 $*$ 는 컨볼루션을 나타내며 f''_n 은 $f''_n \equiv f'_n \exp[j(2x_n/c)w_{d,n}]$ 로 정의된다. 참고로 $|f''_n| = |f'_n|$ 이므로 f''_n 이 디스플레이에서 표시될 때 f'_n 과 동일하다. $w_{d,n}$ 은 도플러프로세싱을 통해서 추정되며 (2.3절에서 설명) 추정 값이 $\hat{w}_{d,n}$ 라 하자. $\hat{w}_{d,n}$ 가 $w_{d,n}$ 을 정확하게 추정했다면 수신신호 $R_1(\omega)$ 가 주파수 응답이 $A^*(\omega - \hat{w}_{d,n})$ 인 정합필터를 통과하게 되면 식 (9)와 같이 정지 표적 환경에서 얻었던 출력과 동일한 결과를 얻을 수 있다.

여기서 $\hat{w}_{d,n}$ 에 오차가 있는 경우 레인지 프로세싱에 대한 영향을 보자. 이 경우 정합 필터를 통과한 후의 출력은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s(t) = \sum_n f'' g(t - \frac{2x_n}{c}) \quad (12)$$

여기서 $g(t)$ 는 다음과 같다.

$$g(t) = \mathcal{F}^{-1} [A(\omega - \omega_{d,n}) A^*(\omega - \hat{\omega}_{d,n})] \\ = (a(t) \exp[j\omega_{d,n}t]) * (a(-t) \exp[j\hat{\omega}_{d,n}t]) \quad (13)$$

$\hat{\omega}_{d,n}$ 이 $\hat{\omega}_{d,n} = \omega_{d,n} + \Delta_n$ 라고 하면 (13)은 다음과 같이 표현된다.

$$g(t) = h(t) * (h^*(-t) \exp(j\Delta_n t)) \\ = h(t) * (h^*(-t) \cos(\Delta_n t) + jh(t) * (h^*(-t) \sin(\Delta_n t))) \quad (14)$$

여기서 $h(t) = a(t) \exp(j\omega_{d,n}t)$ 이다. 도플러 오차 Δ_n 이 레인지 프로세싱 시간에 비해 적지 않다면 $h^*(-t) \cos(\Delta_n t)$ 나 $h^*(-t) \sin(\Delta_n t)$ 는 $h^*(-t)$ 와 전혀 다른 파형이 될 것이므로 식(12)의 $g(t)$ 는 더 이상 sharp한 펄스열이 안 될 것이며 이로 인해 탐지 및 레인지 성능이 떨어질 것이다. 하지만 레인지 프로세싱 시간이 짧다면 $\cos(\Delta_n t) \approx 1$, $\sin(\Delta_n t) \approx 0$ 으로 근사화 시킬 수 있어서 도플러 오차 영향이 적어지며 결국 $s(t)$ 신호의 피크지점에서 SNR이 떨어져서 탐지 및 레인지 성능이 열화 될 것이다.

2.3 도플러 추정

식(11)에서 $R_1(\omega)$ 의 절대 값 $|R_1(\omega)|$ 의 파형은 scaling 성분을 제외하면 $|A(\omega - \omega_{d,n})|$ 에 따라 변하게 된다. 식(1)에서 $a(t)$ 를 구체화하면 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$a(t) = \sum_{n=1}^M q(t - \frac{n}{f_{PRF}}) \quad (15)$$

$q(t)$ 는 $a(t)$ 를 구성하는 하나의 펄스파형이며 M개의 펄스가 $a(t)$ 를 구성한다고 하자. 즉 $a(t)$ 신호 구간 T_p 는 $T_p = M \times (\frac{1}{f_{PRF}})$ 로 정의 되며 이때 $a(t)$ 는 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$a(t) = \text{rect}\left(\frac{t - T_p/2}{T_p}\right) \left(\sum_{n=1}^M q(t - n/f_{PRF}) \right) \quad (16)$$

식(16)을 푸리에 변환하면 $a(t)$ 의 푸리에 변환 $A(\omega)$ 은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$A(\omega) = \sum Q(\omega) \text{sinc}\left(\frac{T_p}{2\pi}(\omega - n\omega_{PRF})\right) \quad (17)$$

여기서 $Q(\omega)$ 는 $q(t)$ 의 푸리에 변환이며 $\omega_{PRF} = 2\pi f_{PRF}$ 로 정의했다. 식(17)에 의해 $|A(\omega)|$ 은 $f = (\text{정수}) \times f_{PRF}$ 에서 날카로운 $\text{sinc}(\)$ 모양을 갖는 펄스열이다. 그러므로 $|R_1(\omega)|$ 즉 $|A(\omega - \omega_{d,n})|$ 의 파형으로부터 피크를 검출해서 $\omega_{d,n}$ 은 추정 할 수 있으며 $\omega_{d,n}$ 의 해상도를 높이기 위해서는 T_p 를 크게 하면 가능하다. T_p 를 크게 하는 경우 이동표적의 속도가 변한다면 도플러 추출 오차가 커지게 된다. 본 논문에서 제안한 알고리즘은 T_p 구간에 표적의 속도가 상수라고 가정하였다.

그림 1은 본 논문에서 제안하는 전체 시스템 블록도이다. 도플러 주파수 천이 $\omega_{d,n}$ 값을 결정하는 표적의 이동속도는 전파의 속도에 비해 훨씬 작으므로 도플러 주파수($= 2v_n f_c/c$)는 일반적으로 수십 kHz범위의 값을 갖는다. 그러므로 도플러 속도를 추정하기 위해 샘플링 주파수는 $r_1(t)$ 의 최대주파수인 $(\frac{\omega_{d,n}}{2\pi} + \frac{1}{T_p})$ 의 2배 이상만 해주면 되며 f_{PRF} 가 그 이상 값을 갖도록 해서 도플러 프로세싱을 위한 주파수로 f_{PRF} 를 사용했다. 표적으로부터 반사되어

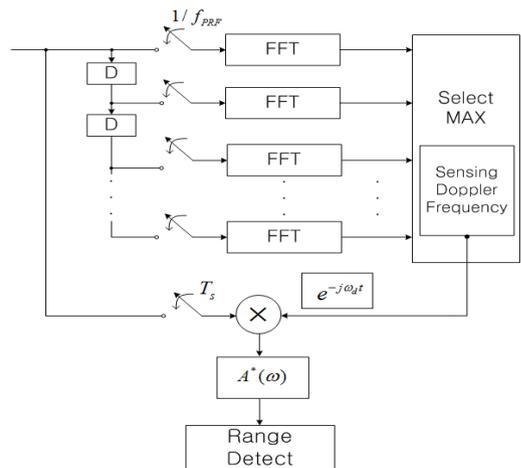


그림 1. 도플러 주파수 검출 및 수신신호 보정 블록도
Fig 1. Block diagram for Doppler frequency estimation and received signal compensation

수신되는 신호의 도착시간을 정확히 알 수는 없으므로 D만큼의 시간 지연을 가지고 parallel하게 여러 지점에서 도플러 프로세싱을 하도록 하였다. $1/f_{PRF}$ 주기로 샘플링 한 후 FFT로 도플러 주파수를 추정하며 여기서 추정된 $\hat{\omega}_{d,m}$ 값이 앞 절에서 설명한 탐지 및 레인징 측정에 이용된다.

III. 시뮬레이션

본 절에서는 이동하는 표적의 도플러 주파수를 검출하고, 검출된 도플러 주파수를 이용하여 수신신호를 보정하여 표적의 위치를 검출하는 시뮬레이션을 실행하였다. 제시된 방법은 멀티 표적 환경에 적용하여 각 표적의 도플러 주파수를 여럿 찾은 후 추정된 도플러 주파수를 이용해서 레인지 프로세싱을 병렬로 하면 가능하며 본 시뮬레이션에서는 하나의 표적만 고려하여 시뮬레이션을 하였다. 본 시뮬레이션 조건은 표 1 과 같다.

송신신호 진폭 $a(t)$ 는 128개의 펄스로 구성된 펄스열을 사용하였으며 도플러 측정을 위해서 매 펄스당 한번 샘플링한 샘플 값에 대해서 FFT를 취하였다. 표적의 속도는 프로세싱시간동안 750m/sec로 일정하다고 가정하여 10GHz 캐리어 주파수에 의해서 50kHz의 도플러 주파수 천이를 일으키는 것으로 하였다. 그림 2는 도플러 주파수가 있는 경우 quadrature 수신기를 통과한 수신신호의 실수부를 표현한 것이다. 도플러 주파수가 50kHz 이므로 50kHz의 한 주기인 20 μ s 구간에 대해서 $a(t-2x_1/c)\cos(\omega_d t)$ 파형을 나타낸 것이다. 그림 3은 도플러 프로세싱 결과 얻어진

표 1. 시뮬레이션 파라미터
Table 1. Simulation parameters

구분	조건	비고
캐리어주파수(f_c)	10GHz	X-Band
도플러주파수(f_d)	50kHz	표적속도 : 750m/s
펄스 개수	128	
PRF	500kHz	
도플러 샘플링 주파수	500kHz	PRF당 1샘플링
레인징 샘플링 주파수	127.8MHz	PRF당 64샘플링
표적의 위치	1037m	
SNR	-14dB	
잡음모델	AWGN	

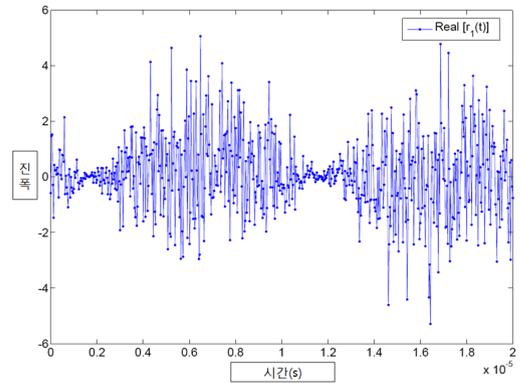


그림 2. 도플러 주파수가 포함된 수신신호
Fig 2. Received signal with Doppler frequency

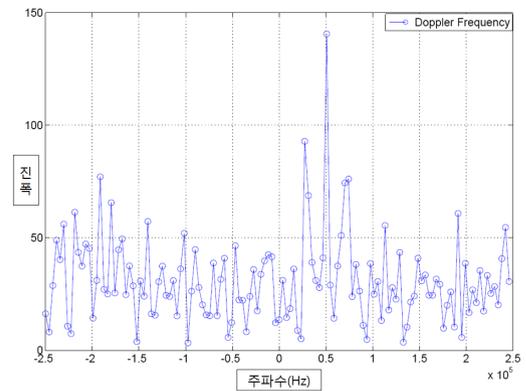


그림 3. 도플러 프로세싱 결과
Fig 3. Result of Doppler processing

FFT 결과로서 50kHz 지점에서 피크가 나타났다.

그림 4는 검출된 도플러 주파수를 수신신호에 보정한 경우, 보정하지 않은 경우, 보정 하였지만 도플러 주파수 추정 오차가 발생한 경우(10kHz 오차발생)에 대한 이동표적 위치검출 시뮬레이션을 실행한 결과를 나타낸다. 본 장에서 시뮬레이션 한 결과 도플러 주파수 오차는 무시할 정도이므로 임의로 20%오차, 즉, 10kHz의 오차가 있는 경우를 가정하였다. 그림 4의 결과에서 알 수 있듯이 수신신호를 보정한 경우 SNR이 -14dB인 환경에서 이동하는 표적의 위치에서 피크가 검출되지만, 수신신호를 보정하지 않은 경우는 해당위치에서 컨벌루션 연산 결과 값이 상대적으로 작다는 것을 확인 할 수 있다. 또한 추정

도플러 주파수가 10kHz의 오차를 갖고 있는 경우에는 오차가 없는 경우보다 컨벌루션 연산 결과 값은 작지만 표적의 위치 검출은 가능하였다. (식(14)참조)

그림 5는 위치 검출 시뮬레이션 조건에서 전체 신

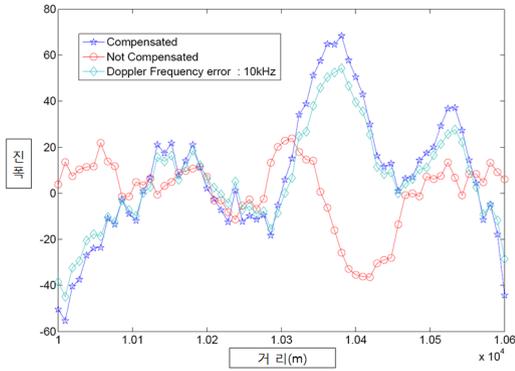


그림 4. 이동표적 탐지 및 레인지
Fig 4. Detection and ranging of a moving target

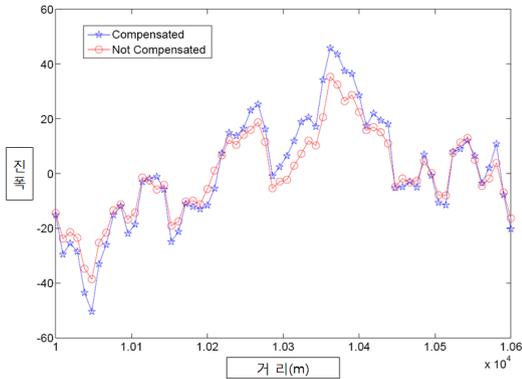


그림 5. 신호처리 시간이 짧은 경우의 처리결과
Fig 5. Results in case of a smaller processing time

호처리 시간을 1/4로 줄인 경우이다. 이러한 경우는 II장 2절에서 분석한 것처럼 도플러 주파수의 영향이 적기 때문에 수신신호를 보정한 경우와 그렇지 않은 경우 모두 비슷한 결과를 나타냈으며 두 경우 모두 피크점에서 SNR이 낮아 탐지 및 레인지가 어려웠다.

IV. 결 론

본 논문에서는 고속으로 이동하는 표적 탐지에 요구되는 높은 PRF조건에서 레인지-도플러 프로세싱을 통해서 이동표적의 탐지 및 레인지하는 신호처리 방법을 제안하였다. 이를 위해 송신신호로는 펄스폭이 좁은 다수의 펄스로 구성된 송신 펄스 트레인을 사용하고 한 펄스에 해당하는 수신신호 구간에서 하나의 샘플 값만을 취하여 도플러 필터링하는 방식을 사용하여, 도플러 주파수와 표적의 레인지 정보를 동시에 얻기 위해 상호 모순적으로 요구되는 펄스폭 문제를

해결하였으며 SNR이 -14dB인 환경에서 성공적으로 도플러 주파수를 검출하는 시뮬레이션 결과를 보였다.

신호처리 시간 내에 도플러 주파수 정보가 한 주기 이상 포함된 경우 수신신호의 보정 없이는 탐지 및 레인지가 어렵다는 것을 확인하였고, 검출된 도플러 주파수를 이용하여 수신신호를 보정함으로써 동일한 잡음환경에서 이동하는 표적의 정확한 레인지 검출이 가능함을 시뮬레이션 결과를 통해 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] Merrill I. Skolnik, "Introduction to Radar System 3rd Edition," McGraw Hill, 2003.
- [2] D. R. Wehner, "High Resolution Radar. Boston," MA: Artech House, 1994.
- [3] X. Zhang, P. Willett, Y. Bar-Shalom, "Monopulse radar detection and localization of multiple unresolved targets via joint bin processing," *IEEE Trans. on Signal Processing*, Vol.53, No.4, pp.1225-236, April, 2005.
- [4] Z. Wang, A. Sinha, P. Willett, Y. Bar-Shalom, "Angle estimation for two unresolved targets with monopulse radar," *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, Vol.40, No.3, pp.998-1019, July, 2004.
- [5] Y. P. Cheng, Z. Bao, P. F. Zhao, et al, "Doppler compensation for binary phase-coded waveforms," *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, Vol.38, pp.1068-1072, July, 2002.
- [6] Khan H. A., Edwards D. J., "Doppler problems in orthogonal MIMO radars," in *Proc. of IEEE Int. Conf. Radar*, pp.244-247, April, 2006.
- [7] L. Mo, S. Wu, H. Li, "Radar detection of range migrated weak target through long-term integration," *Chinese Journal of Electronic*, Vol.12, No.4, pp. 539-544, October, 2003.
- [8] S. S. Zhang, T. Zeng, T. Long, H. P. Yuan, "Dim target detection based on keystone transform," *IEEE Int. Conf. Radar*, pp.889-894, May, 2005.
- [9] M. R. Morelande, C. M. Kreucher, K. Kastella, "Bayesian approach to multiple target detection and tracking," *IEEE Trans. on Signal Process*, Vol.55, pp.1589-1604, May, 2007.

