

논문 2005-42SP-1-15

# 변별기 추정방식을 적용한 다기능 레이다용 거리 및 속도 측정 알고리즘 성능 분석

(Performance Analysis of Range and Velocity Measurement Algorithm  
for Multi-Function Radar using Discriminator Estimation Method)

최 병 관\*, 이 범 석\*, 김 환 우\*\*

(Byeung Gwan Choi, Bum Suk Lee, and Whan Woo Kim)

## 요 약

거리 및 속도 측정 알고리즘은 거리 및 도플러 주파수 영역에서 등 간격으로 구성된 정합필터 출력을 이용하여 정밀한 표적 위치를 추정하는 과정이다. 특히 다기능 레이다용 측정 알고리즘은 동시에 다 표적 추적이 가능하도록 정밀도 뿐만 아니라 수행시간에 대한 고려가 필요하다. 본 논문에서는 모노 펄스(monopulse) 레이다 각도추정에 사용되는 변별기(discriminator)추정방식을 거리 및 속도 측정에 적용하여 알고리즘 성능분석 결과를 제시한다. 적용된 추정방법은 추정 시 수행시간이 일정하므로 다중 표적 추적에 적합하다. 하지만 최소한의 채널 출력만을 이용한 추정방법이므로 측정 정밀도에 대한 고려가 필요하다. 컴퓨터 모의실험을 통해 기존 무게중심 추정방식의 측정 알고리즘과 정밀도 측면에서 성능을 비교하여 적용한 방법의 우수성을 보이고, 또한 펄스 폭, 채널 간격 등 프로세싱 변수 변화에 따른 RMS 에러 계산을 통해 알고리즘 자체 특성을 분석한다.

## Abstract

Range and velocity measurement algorithm is a procedure for estimating the accurate target position by using matched filter outputs equally spaced both in range and doppler frequency domain. Especially, in measurement algorithm for multi-function radar, it is necessary to consider processing time as well as accuracy in order to track multi-targets simultaneously. In this paper, we analyze range and velocity measurement algorithm using discriminator estimation method which is a technique applied to angle measurement of monopulse radar. The applied method required constant processing time for estimation can be used in multiple target tracking. But, it is necessary to consider measurement accuracy because of using minimum channel outputs for estimation. In the simulation, we show that the applied method is superior to the traditional gravity center measurement algorithm with respect to the accuracy performance and also analyze the characteristics of the proposed technique by calculating RMS error level as the processing parameters such as pulse width, channel step, etc. change.

**Keywords :** Measurement algorithm, Discriminator, Multi-function radar

## I. 서 론

다기능 레이다(multi-function radar)는 표적탐지 및 추적을 동시에 수행하는 레이다이다. 특히 다중 표적에

대한 탐지/추적기능으로 인해 다기능 레이다용 신호처리기는 측정 정밀도 향상과 수행시간 최소화를 동시에 만족해야 한다<sup>[1-3]</sup>. 신호처리 알고리즘 중 거리 및 속도 측정 알고리즘은 CFAR(constant false alarm rate) 임계값(threshold)을 넘는 거리 및 도플러 주파수 영역의 등(equal) 정합필터 출력으로부터 연결구간(connected region)을 찾고 이어서 구간 내 최종적인 거리 및 속도를 추정하는 과정이다. 측정 알고리즘은 최종 추정 방식에 따라 각기 다른 성능을 나타낸다. 대표적인 추정방식

정회원, 국방과학연구소

(Agency for Defense Development)

\*\* 정회원, 교신저자, 충남대학교 정보통신공학부

(Division of Electrical and Computer Engineering,  
Chungnam National University)

접수일자: 2004년8월11일, 수정완료일: 2004년9월24일

은 연결구간 내 최대값을 갖는 거리 및 속도 좌표를 추정값으로 선택하는 최대값 추정방식<sup>[4]</sup>과 연결구간 내 전력중심을 구하는 무게중심(gravity center)방식<sup>[4]</sup>이 있다. 최대값 추정방식은 구현하기 간단하나 측정에러가 큰 단점이 있다. 무게중심방식은 표적 연결구간 전체 셀을 이용하여 추정 값을 계산하는 방법이므로 표적형태가 복잡하고 넓은 영역에 걸쳐 나타나는 표적의 경우 정확한 위치 추정이 가능하나 연결구간 크기에 따라 알고리즘 수행시간이 변화하는 단점을 갖고 있다. 수행시간을 일정하게 하기 위해 정합필터 3 dB 빔 폭 등 일정한 한계를 지정하여 무게중심 계산이 가능하다. 하지만 한계지정으로 인해 측정 에러가 증가할 수 있다. 본 논문에서는 기존 모노펄스(monopulse) 레이더 각도추정에 이용되는 변별기(discriminator)추정 방식<sup>[8,9]</sup>을 거리 및 속도 측정 알고리즘의 최종적인 정밀추정에 이용한다. 적용된 추정방식은 최대크기를 갖는 신호의 인접 채널 출력 정보를 이용하여 추정값을 구하는 방식이므로 수행 시간이 일정한 장점이 있는 반면 출력 응답 특성, 채널 간격 및 채널 수 등에 따라 측정 에러가 변화하므로 이에 대한 고려가 필요하다.

본 논문에서는 다기능 레이더 추적펄스인 위상코드변조(Phase-Code Modulation : PCM) 파형에 대하여 변별기 추정방식을 거리 및 속도 측정 알고리즘에 적용하여 기존 측정 알고리즘과의 정밀도 비교를 수행하고, 펄스 폭 가변, 채널 수 및 채널 간격 등 프로세싱 변수 변화를 통해 알고리즘 자체 특성을 분석한다.

## II. 거리 및 속도 측정 알고리즘

거리 및 속도 측정 알고리즘은 아날로그 필터 영향, 수신기 자체 잡음, 거리 및 주파수 채널 간격 등에 의해 발생하는 에러를 최소화하기 위해 필요한 프로세싱으로, 연결구간 형성 과정과 위치 추정 과정이 있다. 연결구간 형성 과정에서는 CFAR(Constant False Alarm Rate) 프로세싱 결과로부터 임계 값을 넘는 셀에 대해 거리 및 도플러 주파수 방향의 연결 구간을 결정하고, 위치추정과정에서는 연결구간 내 거리 채널 및 속도 채널 결과로부터 최종적인 위치 좌표를 추정한다. 연결구간 형성 과정의 입력신호 형태는 식 (1)과 같이 거리 및 주파수의 이차원 정합필터 출력이다.

$$A(i, j) \quad i = 0, 1, \dots, N-1, j = 0, 1, \dots, M-1 \quad (1)$$

여기서  $N$ 은 연결구간 내 거리방향( $i$ ) 셀 수이고,  $M$

은 연결구간 내 주파수방향( $j$ ) 셀 수이다.

식 (1)의 입력에 대해 이차원 연결구간 탐색을 수행한다. 이차원 연결구간 탐색방법은 고정된 주파수 셀 각각에서 거리 방향으로 일차원 연결구간을 먼저 찾고 이어서 주파수 방향의 연결구간을 찾는다. 각각의 일차원 거리 연결 구간은 식 (2)의 조건에 해당하면 주파수 방향으로 연결된 것으로 판단한다.

$$i_{max1} \geq i_{min2}, \quad i_{max2} \geq i_{min1} \quad (2)$$

여기서  $i_{min1}, i_{max1}$ 과  $i_{min2}, i_{max2}$ 은 각각  $j$ 와  $j+1$ 번째 주파수 셀에 대한 일차원 연결구간의 최소, 최대 경계 셀을 나타낸다.

연결구간 결정 수행 결과로 식 (3)의 거리, 주파수 경계와 식 (4)의 구간 내 최대값을 얻는다.

$$\begin{aligned} i_{max} &= \max[i], A(i, j) \in \Omega, \\ i_{min} &= \min[i], A(i, j) \in \Omega, \\ j_{max} &= \max[j], A(i, j) \in \Omega, \\ j_{min} &= \min[j], A(i, j) \in \Omega, \end{aligned} \quad (3)$$

$$A_{max} = \max[A(i, j)], A(i, j) \in \Omega \quad (4)$$

연결구간 결정에 이어 위치추정 과정은 수신신호 시간지연과 도플러 주파수 추정에 의해 표적의 거리 및 속도를 결정하며, 추정 에러 수준은 수신신호 자체 특성과 추정 알고리즘에 의해 결정된다.

### 1. 최적(optimum) 추정에 의한 RMS 에러

최적 추정<sup>[4-6]</sup>은 이론적으로 구할 수 있는 최소 RMS 에러 값을 갖게 한다. 시간지연 및 도플러 주파수에 대한 RMS 에러를 구하기 위한 과정은 아래와 같이 설명된다. 레이더 송신신호를 복소 형태로 표현하면 다음과 같다.

$$s(t) = a(t)e^{jw_0 t} \cdot e^{j\phi(t)} \quad (5)$$

여기서,  $a(t)$ 는 envelope이고,  $\phi(t)$ 는 위상함수이고,  $w_0 = 2\pi f_0$ 는 캐리어 주파수이다.

시간 지연  $t_d$ 와 주파수 천이  $w_d$ 을 갖는 수신 신호는 식 (6)과 같다.

$$s_r(t) = Aa(t-t_d)e^{j(w_0+w_d)(t-t_d)} \cdot e^{j\phi(t-t_d)} \quad (6)$$

여기서  $A$ 는 전자파 송수신 손실 상수이다.

열잡음이 포함된 수신신호는 식 (7)과 같다.

$$r(t) = s_r(t) + n_a(t) \quad (7)$$

여기서  $n_a(t)$ 는 잡음의 analytic 함수이다.

에러신호는  $\tau$  시간 지연된 송신펄스  $s(t-\tau)$ 와 수신신호  $r(t)$  간의 ISD(Integrated Squared Difference)로 식 (8)과 같이 표현된다.

$$\epsilon^2 = \int_0^T |s(t-\tau) - r(t)|^2 dt \quad (8)$$

여기서 T는 관심 영역의 최대 값으로, 3dB 빔 폭 보다 큰 임의의 값이다.

최소 RMS 에러를 갖는 최적(optimum) 추정의 경우, 식 (8)을 전개하면 구할 수 있다. 시간지연에 대한 RMS 에러는 식 (9)와 같다<sup>[6]</sup>.

$$\sigma_\tau = \frac{1}{2\pi\beta_o(\sqrt{\frac{2E}{N_o}})} \quad (9)$$

여기서 E는 수신신호 에너지고,  $N_o/2$ 는 열잡음의 two-sided spectral density이고,  $\beta_o$ 는 식 (10)과 같이 수신 신호 주파수 변환  $S(f)$  에너지 분포의 이차 모멘트이다.

$$\beta_o = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} f^2 |s(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} |s(f)|^2 df} \quad (10)$$

추정 거리 모호성은 RMS 포락선 대역과 Hertz당 잡음 전력 대 신호 에너지 비의 제곱근 곱에 역 비례한다. 결과로부터 거리 정밀도는 신호 펄스폭에 비례하지 않음을 알 수 있다.

도플러 주파수 RMS 에러는 식 (11)과 같다<sup>[6]</sup>.

$$\sigma_f = \frac{1}{2\pi t_o(\sqrt{\frac{2E}{N_o}})} \quad (11)$$

여기서  $t_o$ 는 식 (12)와 같이 수신신호 s(t) 에너지의 RMS 지속시간(duration)으로 정의된다.

$$t_o = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} t^2 |s(t)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt} \quad (12)$$

주파수 측정 오차는 신호의 시간 폭과 Hertz당 잡음 전력 대 신호 에너지 비의 제곱근 곱에 역 비례한다. 식 (9)과 식 (11)은 시간지연 및 도플러 주파수 측정 RMS 에러의 최소 한계를 정의한 것이다.

## 2. 기존 추정 알고리즘

대표적인 추정 알고리즘은 최대값 추정방식, 무게중심 추정방식이 있다. 최대값 추정방식은 연결구간 내 최대값  $A_{max}$ 이 있는 거리좌표  $i(A_{max})$ 와 속도 좌표  $j(A_{max})$ 를 추정 값으로 선택하는 것이다. 하지만 이 방법은 다소 큰 측정에러를 갖는다. 에러 변위(variance)는 식 (13)과 같다.

$$\sigma_Z^2 = \frac{S_Z^2}{12} \quad (13)$$

여기서  $S_Z$ 는 Z(거리 혹은 속도) 채널 간격이다.

무게 중심 추정 방법은 정합필터 빔폭 전체에 대해 중심을 계산하는 방법으로, 식 (14)은 거리 추정 값을 구하는 수식이다.

$$\hat{I} = \frac{\sum_{i=i(A_{max})-\Delta 1}^{i(A_{max})+\Delta 2} i \cdot A[i, j(A_{max})]}{\sum_{i=i(A_{max})-\Delta 1}^{i(A_{max})+\Delta 2} A[i, j(A_{max})]} \quad (14)$$

$$\Delta 1 = \begin{cases} I(\Delta/2), & \text{if } A[i(A_{max})-1] > A[i(A_{max})+1] \\ I(\Delta) - \Delta 2 - 1, & \text{if } A[i(A_{max})-1] \leq A[i(A_{max})+1] \end{cases}$$

$$\Delta 2 = \begin{cases} I(\Delta/2), & \text{if } A[i(A_{max})-1] \leq A[i(A_{max})+1] \\ I(\Delta) - \Delta 1 - 1, & \text{if } A[i(A_{max})-1] > A[i(A_{max})+1] \end{cases}$$

여기서  $\Delta$ 은 정합필터 3dB 폭이고,  $I(x)$ 은 x의 정수 값이고,  $i(A_{max})$ 는 연결 구간 내 최대 값을 갖는 셀의 i 좌표이다.

## III. 변별기 추정방식에 의한 거리 및 속도 측정 알고리즘

변별기 추정방식을 적용한 거리 및 속도 측정 알고리즘은 식 (4)의 연결구간 내 최대 값을 갖는 셀에서 일정 간격 떨어진 거리 및 방위 채널 출력값으로부터 기준 모노펄스 레이다 각도 추정에 사용되는 추정기법을 적용하여 최종 거리 및 속도 측정값을 구한다. 변별기 추정방식에 의한 측정 후(a posteriori) 추정 값을 얻는 관계식<sup>[6]</sup>은 다음과 같다. 최적적인 측정 파라미터를 얻기 위

한 조건은 식 (15)와 같이 측정 후 추정 파라미터  $z_{PS}$ 에서의 정합필터 출력 미분이 영(zero)가 된다.

$$\frac{\partial r(z_{PS})}{\partial z} = 0 \quad (15)$$

여기서  $z$ 는 거리지연 및 도플러 주파수 측정 파라미터이고,  $r(\cdot)$ 는 정합필터 출력함수이고,  $z_{PS}$ 은 추정 파라미터  $z$ 의 측정 후 값이다.

식 (15)을 Taylor 급수전개 하면 식 (16)와 같다.

$$\frac{\partial r(z_{PS})}{\partial z} = \frac{\partial r(z_{PR})}{\partial z} + (z_{PS} - z_{PR}) \frac{\partial^2 r(z_{PR})}{\partial z^2} + \dots = 0 \quad (16)$$

여기서  $z_{PR}$ 은 추정 파라미터의 측정 전(a priori) 값이다.

식 (16)의 우변에서 3차 미분 이상을 성분을 무시하면 식 (17)의 관계식을 얻는다.

$$z_{PS} = z_{PR} - \left. \frac{\frac{\partial r(z)}{\partial z}}{\frac{\partial^2 r(z)}{\partial z^2}} \right|_{z=z_{PR}} \quad (17)$$

식 (17)을 전개하면, 식(18)와 같이 유한 차등(finite difference) 형태로 간략화 할 수 있다.

$$z_{PS} = z_{PR} - 2s_z \frac{r(z_{PR} + s_z) - r(z_{PR} - s_z)}{r(z_{PR} + 2s_z) - 2r(z_{PR}) + r(z_{PR} - 2s_z)} \quad (18)$$

여기서  $s_z$ 는 수신 채널간격이다.

만약 채널 간격이 충분히 커서  $r(z_{PR} + 2s_z)$ 와  $r(z_{PR} - 2s_z)$ 가 영(zero)에 가까우면, 식 (19)과 같이 세 개의 채널을 가진 형태가 된다.

$$z_{PS} = z_{PR} + s_z \frac{r(z_{PR} + s_z) - r(z_{PR} - s_z)}{r(z_{PR})} \quad (19)$$

인접 채널과 중앙 채널간의 관계가 식 (20)과 같으면 식 (21)와 같이 두개 채널에 의한 파라미터 추정이 가능하다.

$$r(z_{PR}) \approx \gamma [r(z_{PR} + s_z) + r(z_{PR} - s_z)] \quad (20)$$

여기서  $\gamma$ 는 주 빔(main beam) 형태에 의해 결정되는 값이다.

$$z_{PS} = z_{PR} + \gamma^{-1} s_z \frac{r(z_{PR} + s_z) - r(z_{PR} - s_z)}{r(z_{PR} + s_z) + r(z_{PR} - s_z)} \quad (21)$$

식 (19)과 식 (21)의 우변 값은 파라미터 참값  $z_0$ 와  $z_{PR}$ 과의 차인 측정 후 에러  $\Delta z = z_0 - z_{PR}$ 에 좌우되며,  $\Delta z$  함수로 표현하면 식 (22), 식 (23)과 같다.

$$d_1(\Delta z) = \frac{r(z_{PR} + s_z) - r(z_{PR} - s_z)}{r(z_{PR})} \quad (22)$$

$$d_2(\Delta z) = \frac{r(z_{PR} + s_z) - r(z_{PR} - s_z)}{r(z_{PR} + s_z) + r(z_{PR} - s_z)} \quad (23)$$

식 (22)와 식 (23)의 에러신호는 일반적으로 비선형 함수이므로 식 (24)와 같이 역 변환 과정을 거쳐 최종 추정 값을 얻는다.

$$z_{PS} = z_{PR} - d^{-1}(e) \quad (24)$$

여기서  $e$ 는 계산된 에러신호이다

이 방법은 역 변환 함수 계산 및 저장 과정이 필요하므로 구현하기 복잡하다. 식 (22)와 식 (23)의 변별기 응답을 식 (25)와 같은 선형함수로 간략화 하면, 식 (26)와 같은 추정 방법이 가능하다.

$$d(\Delta z) = k_z \cdot \Delta z \quad (25)$$

여기서  $d(\Delta z)$ 는  $d_1(\Delta z)$  혹은  $d_2(\Delta z)$ 이고,  $k_z$ 는 변별기 기울기이다.

$$z_{PS} = z_{PR} - \frac{e}{k_z} \quad (26)$$

여기서  $e$ 는 계산된 에러 신호이다.

식 (26)은 역 변환에 비해 계산이 간단한 장점을 있는 반면 변별기 응답에서 선형 근사화 에러가 발생하는 문제점을 갖고 있다. 따라서 식 (26)을 사용하기 위해서는 정합필터 출력, 채널 간격 등에 따른 변별기 응답 특성 확인이 선행 되어야 한다.

#### IV. 컴퓨터 시뮬레이션

알고리즘 성능 평가는 다기능 레이다 추적 파형에 대해 아날로그 필터 모델을 포함한 시뮬레이션 통해 수행한다.

##### 1. 시뮬레이션 모델

· 시뮬레이션에 사용된 입력파형은 <표 1> 특성을 갖는 위상코드변조(Phase Code Modulation : PCM) 파형<sup>[7]</sup>을 사용한다. 생성 코드는 maximum-length sequence

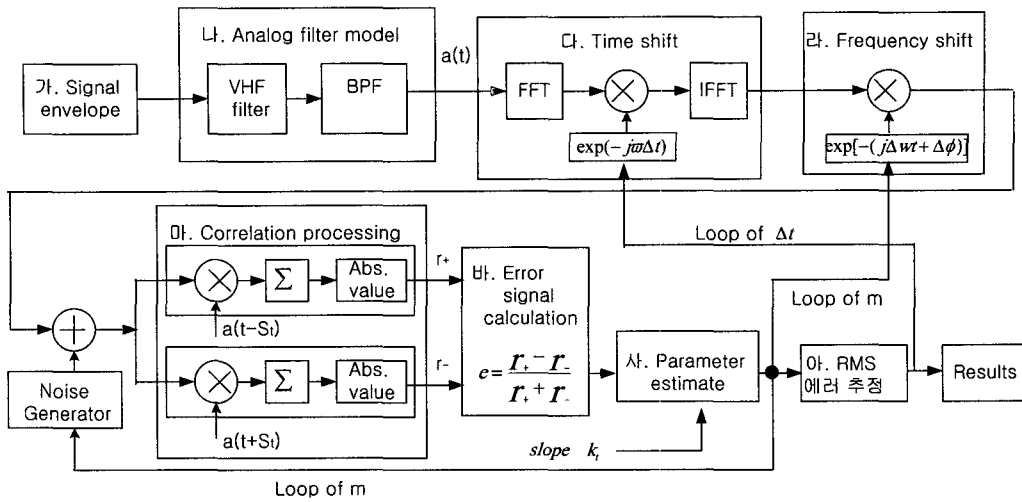


그림 1. 변별기 추정방법에 의한 거리 측정 시뮬레이션 구성도  
 Fig. 1. Block diagram of simulation of range measurement by discriminator method.

표 1. 시뮬레이션에 사용된 파형 파라미터  
 Table 1. Parameters of pulses used in simulation.

Parameters	PCM 1	PCM 2	PCM 3
Pulse width, $\tau$ ( $\mu s$ )	45	90	22.5
Code length	108	216	54
Segment duration, $\tau_{bit}$ ( $\mu s$ )	0.417	0.417	0.417
Modulation codes	Generator polynomial Initial condition		
	235 1110111	435 01100101	103 001000

표 2. 시뮬레이션에 사용된 다른 파라미터  
 Table 2. Other parameters used in simulation.

Parameters	PCM 1	PCM 2	PCM 3
Sampling frequency(MHz)	6	6	6
Time channel step, $s_t$ ( $\mu s$ )	0.167	0.167	0.167
Frequency channel step, $s_f$ (KHz)	11.7	5.85	23.4

의 절단(truncation)을 통해 생성되는 의사 랜덤 이진코드(pseudo-random binary code)를 사용하였으며, 시뮬레이션에 사용된 프로세싱 파라미터는 <표 2>와 같다. <그림 1>은 거리 RMS 에러 계산을 위한 시뮬레이션 구성도 이다.

가. 신호 포락선

PCM 펄스의 복소 포락선은 다음과 같다.

$$a(t) = 2s_i \left( \left\lfloor \frac{t}{\tau_{bit}} \right\rfloor \right) - 1 \quad (27)$$

여기서,  $s_i(t)$ 는 코드의  $i$ 번째 비트(bit)이고,  $\tau_{bit}$ 는 세그먼트 지속시간이고,  $x$ 는  $x$ 를 넘지 않는 최대정수다.

포락선 신호 형성 부분에서는 아날로그 부분을 시뮬

레이션하기 위해, 신호처리기 실제 샘플링 주파수 6 MHz의 4배인 24 MHz의 샘플링 주파수를 사용하여 기저대역의 복소 샘플을 생성한다.

나. 아날로그 필터 모델

아날로그 필터는 유한 임펄스 응답(FIR: Finite Impulse Response)을 갖는 저역 통과 체비셰프(Chebyshev)필터로 모델링 하였다. IF(Intermediate Frequency)에서의 첫 번째 대역통과 필터인 VHF 필터는 통과대역이 5 MHz이고, shape factor가 2.4이고, 저지대역에서의 억제 레벨은 -55 dB인 저역통과필터로 모델링한다. 두 번째 대역통과 필터인 BPF는 통과대역을 2.7 MHz로 하고 shape factor와 억제 레벨은 VHF 필터와 동일하게 한다.

다. 시간 지연

시간지연 모듈에서 주파수 영역으로 변환시킨 이유는 샘플링 주기 보다 작은 시간 지연을 주기 위해서이다. 시간 지연  $\Delta t$ 은 거리방향 a priori error를 생성시키기

위함이다. 시간 지연 값이 커지게 되면 비선형 에러가 급격히 증가하므로 실질적으로 RMS 에러 값으로 계산되는 구간은 채널 간격 구간, 즉  $\pm 0.2\tau_{bit}$ 로 한정한다.

라. 주파수 천이

주파수 천이는 수신신호의 주파수 및 위상변화에 대한 영향을 포함하기 위한 것으로,  $\Delta w$ 와  $\Delta\phi$ 는 각각 주파수 채널 간격과  $2\pi$  구간에서 랜덤 한 값을 갖는다.

마. 상관 프로세싱

아날로그 필터를 통과한 신호  $a(t)$ 로부터  $\pm s_t$  만큼 시간지연 된 두개의 기준신호  $a(t-s_t)$ ,  $a(t+s_t)$ 를 생성하고, 이를 수신신호와 상관필터를 통과하여 에러신호 계산에 사용되는  $r_+$ 와  $r_-$  값을 생성한다.

바. 에러신호 계산

상관 프로세싱 결과 얻어진  $r_+$ 와  $r_-$  값을 식 (23)에 대입하여 에러신호  $e$ 를 얻는다.

사. 파라미터 추정

파라미터 추정에 필요한 거리 변별기 응답 기울기  $k_t$ 는 잡음 및 주파수 지연이 없는 상태에서 시간지연에 대한 에러신호를 식 (28)에 대입하여 구한 결과이다. 시간지연 간격은  $0.002 * s_t$ 으로  $\pm 0.2\tau_{bit}$  구간 내에서 계산된 기울기 값이다.

$$k_t = \frac{\sum_{i=0}^{N-1} e(t_i)t_i}{\sum_{i=0}^{N-1} t_i^2}, \tag{28}$$

여기서  $t_i$ 는 근사화 구간 내에  $\Delta t$  간격을 갖는 시간이고,  $N$ 은 근사화 구간 내 샘플 수이다.

잡음 및 주파수 지연이 포함된 수신신호 에러에 대하여 식 (26)과 같이 거리 변별기 기울기를 적용시켜 현재의 거리 추정 값을 얻는다.

아. RMS 에러 계산

에러는 미리 알고 있는 시간지연 값 참값과 파라미터 추정 결과와의 RMS 에러를 구한다. 수행시간을 고려하여 반복 횟수  $m$ 을 100회로 하고, 잡음 생성 및 주파수 천이 반복을 동시에 수행하도록 한다.

속도 측정 시뮬레이션은 거리 측정 시뮬레이션과 거

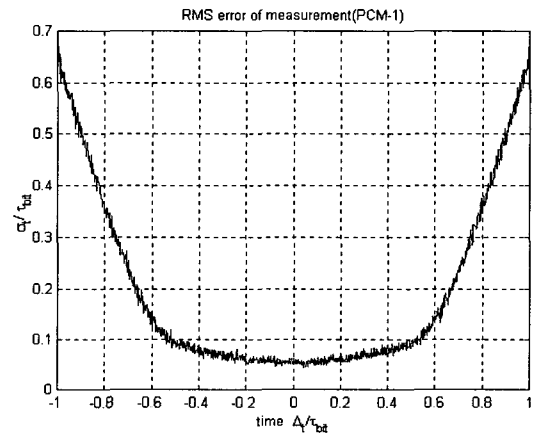
의 동일한 구성도를 가지며, 다른 점은 시간지연과 주파수 천이부의 순서가 바뀌고, 상관 프로세싱에 3 채널을 사용하는 점이다. 3 채널을 사용하는 이유는 속도 측정의 경우 3 채널이 2 채널에 비해 넓은 영역에서 RMS 에러가 낮기 때문이다.

2. 시뮬레이션 결과

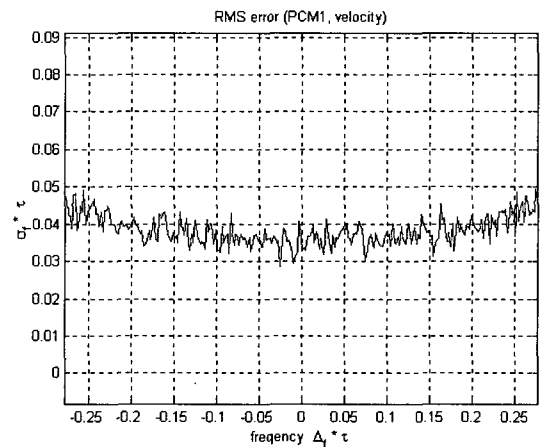
시뮬레이션 결과는 변별기 방법에 의한 거리 및 속도 에러 수준 확인, 추정 방식에 따른 에러 비교 및 채널 간격 변화에 의한 에러 비교를 통해 알고리즘의 성능을 판단한다.

가. 거리 및 속도 RMS 에러

<그림 2 (a)>은 정합필터 출력에서의 신호 대 잡음비(SNR: Signal to Noise Ratio) 20 dB인 경우, PCM 1



(a)



(b)

그림 2. PCM 1펄스의 거리 및 속도 RMS 에러 (a) 거리 측정(SNR=20dB) (b) 속도 측정(SNR=24 dB)

Fig. 2. RMS error of range and velocity measurement for PCM 1 (a) range measurement(SNR=20dB) (b) velocity measurement(SNR=24 dB).

펄스에 대한 거리 측정 RMS 에러를 보여준다.  $\Delta t$  가  $0.5\tau_{ba}$  이상에서 오차가 증가하는 이유는 실제적인 비선형 채널 응답 기울기를 계산시간 단축을 위해 선형 근사화한 결과로 근사화 에러에 의해 발생한다. 측정 알고리즘이 최대값을 갖는 채널 탐색과정을 포함하고 있으므로 성능평가에서 고려되는 거리 불확실 구간 (uncertainty region)은 채널간격에 해당하는  $\pm 0.2\tau_{ba}$  구간이다. 따라서  $\Delta t$  가  $0.5\tau_{ba}$  이상인 경우에 발생하는 큰 에러 값은 측정성능에 영향을 주지 않는다. 시뮬레이션 결과, 변별기 추정방식을 적용한 거리 측정 알고리즘은 불확실 거리 구간 내에서 비교적 균일한 에러 수준을 보이며, 불확실 구간 내 평균 거리 RMS 에러는  $0.0583\tau_{ba}$  (3.64m)로 식 (9)에서 구한 이론적 최적 측정 에러  $0.054\tau_{ba}$  (3.4m)보다 0.24 m 높은 측정 에러를 갖는다. <그림 2(b)>은 SNR=24 dB인 경우, PCM 1 펄스에 대한 속도 측정 RMS 에러를 보여준다.

속도 불확실 구간인 주파수 채널 간격 11.7 KHz은  $\Delta \cdot \tau < \pm (0.527/2)$ 에 해당한다. 거리측정과 마찬가지로 불확실 속도 구간 내에서 비교적 균일한 에러를 가지며, 불확실 구간 내 평균 속도 RMS 에러는  $0.0448/\tau$  (14.933m/sec)로 이론적 최적측정 RMS 에러  $0.036/\tau$  (12m/sec)보다 2.933 m/sec 높다.

나. 거리 및 속도 정밀도

<그림 3>은 SNR 변화에 따른 거리 불확실 구간에서 평균 RMS 에러를 보여준다. 거리 측정의 경우 SNR 증가에 의해 에러는 감소하며, 에러 수준은 최적방법과 거의 같은 수준의 에러 값을 갖는다.

<그림 4>은 PCM 1, PCM 2, PCM 3에 대한 속도 평균 RMS 에러를 보여준다. 속도 에러는 펄스폭과 SNR에 역 비례한다. <표 3>은 SNR=20 dB인 경우 최적추정방법과 변별기 방법에 의한 거리 및 속도 정밀도를 보여준다. 거리 정밀도는 펄스폭에 무관한 측정에러를 가지며, 에러 수준은 최적추정방식에 비해 0.24 m 높은 RMS 에러를 갖는다. 속도 정밀도 수준은 PCM 1, PCM 2, PCM 3 파형에 대해 각각 최적추정방식에 비해 1.2 m/sec, 0.7 m/sec, 3.3 m/sec 높은 RMS 에러를 가진다..

다. 추정방식에 따른 속도 RMS 에러 비교

<그림 5>은 PCM 1을 사용하고 SNR=24 dB 경우, 무게중심 방식과 변별기 추정 방식의 속도 RMS 에러를 비교한 것이다. 무게중심방식은 참값에 근접한 경우에 에

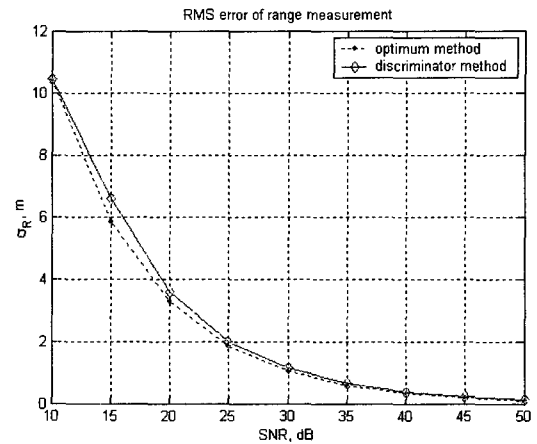


그림 3. 최적방법 및 변별기 방법에 의한 거리 RMS 에러 비교(PCM 1)

Fig. 3. Comparison of RMS error of range measurement by optimum method and discriminator method for PCM 1.

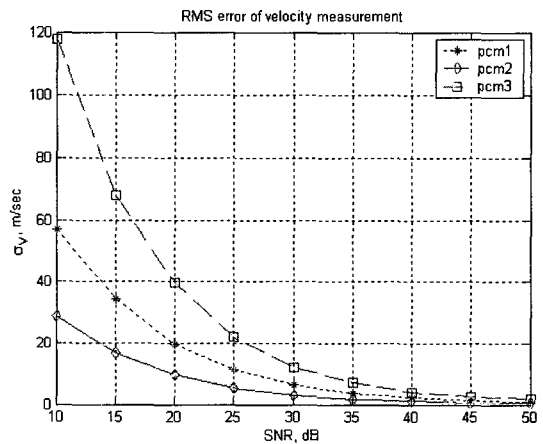


그림 4. 변별기 방법에 의한 속도 RMS 에러

Fig. 4. RMS error of velocity measurement by discriminator method for PCM pulses.

표 3. 최적 방법 및 변별기 방법에 의한 거리 및 속도 정밀도 비교(SNR = 20 dB)

Table 3. Comparison of accuracy of range and velocity by optimum method and discriminator method for PCM pulses(SNR= 20 dB).

파형	최적 방법		변별기 방법	
	거리(m)	속도 (m/sec)	거리(m)	속도 (m/sec)
PCM 1	3.4	18	3.64	19.2
PCM 2	3.4	9	3.64	9.7
PCM 3	3.4	36	3.64	39.3

러 수준이 낮으나 참값에서 벗어나면서 에러 값이 급격히 증가하는 특징을 가지고 있고, 변별기 방식은 채널 구간에서 비교적 일정한 에러 수준을 갖고 있다. 변별기 추

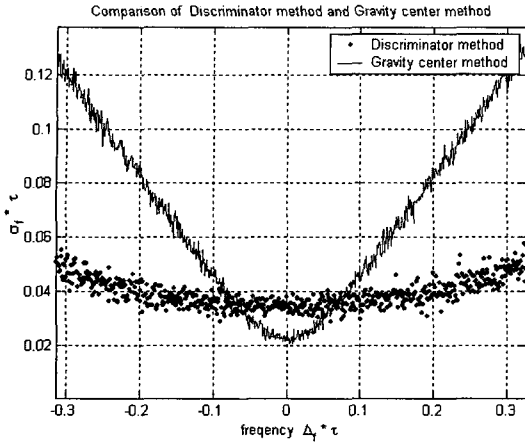


그림 5. 무게중심방법 및 변별기 방법에 의한 속도 RMS 에러 비교(SNR = 24 dB)

Fig. 5. Comparison of velocity RMS error by gravity center method and discriminator method for PCM 1(SNR=24 dB).

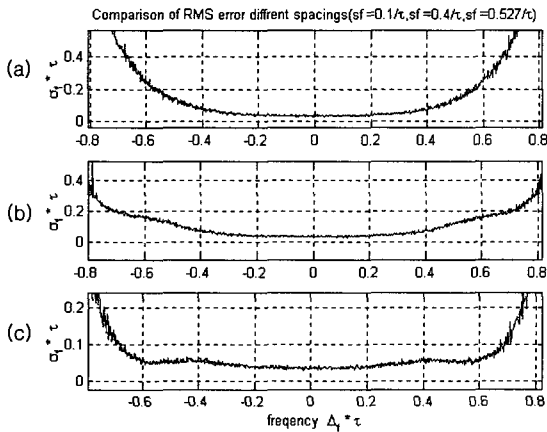


그림 6. 채널 간격 변화에 의한 속도 RMS 에러(PCM 1, SNR = 24 dB) (a)  $s_f = 0.1/\tau$  (b)  $s_f = 0.4/\tau$  (c)  $s_f = 0.527/\tau$

Fig. 6. Velocity RMS error for different channel spacings (a)  $s_f = 0.1/\tau$  (b)  $s_f = 0.4/\tau$  (c)  $s_f = 0.527/\tau$  (PCM 1, SNR=24 dB).

정방식이 채널 구간 내에서 균일한 에러를 갖는 이유는 추정 값 계산 시 입력 채널출력 뿐 아니라 이미 알고 있는 채널 응답 기울기를 이용함으로 인해 급격한 에러 증가는 나타나지 않는다. 이에 반해 무게중심방식은 추정 시 채널 응답 특성을 이용되지 않으므로 주파수 변화에 큰 영향을 받는다. 변별기 추정방식이 참값에 근접한 특정영역에서 무게중심방식에 비해 에러 수준이 높은 이유는 선형 근사화(linear approximation)과정에서 발생된 근사화 에러에 기인한다. 채널 구간 내 평균 RMS 에러는 무게 중심 방식의 경우  $0.0503/\tau$  이고 변별기 추정의 경우는  $0.0364/\tau$  이다.

라. 채널 간격 변화에 따른 속도 RMS 에러 비교

<그림 6>은 변별기 추정방법 적용의 경우 채널 간격 변화 의한 속도 RMS 에러를 보여준다. 속도 측정의 경우 에러 수준은 채널 간격에 크게 영향을 미치지 않음을 알 수 있다. 따라서 속도 측정의 경우 필요에 의해 채널 간격 조정이 가능하다.

V. 결 론

본 논문에서는 알고리즘 수행시간과 측정 정밀도를 동시에 만족해야 하는 다기능 레이다 요구조건에 적합한 거리 및 속도 측정 알고리즘으로 변별기 추정방식을 적용한 기법을 제시하고, 시뮬레이션을 통해 성능을 검증 하였다. 다기능 레이다 추적펄스인 위상코드변조 파형에 대한 시뮬레이션 결과, 변별기 추정방식을 적용한 거리 및 속도 측정알고리즘은 거리 및 속도 RMS 오차 측면에서 무게중심추정방식을 적용한 알고리즘에 비해 우수한 성능을 보였다. 정밀도 수준은 SNR=20dB에서 PCM 1, PCM 2, PCM 3 파형의 경우, 최적측정방식에 비해 1.2 m/sec, 0.7 m/sec, 3.3 m/sec 높은 속도 RMS 에러를 가지며, 거리 정밀도는 모든 파형에서 최적측정방식에 비해 0.24 m 높은 RMS 에러를 갖는다. 또한 속도 채널 간격 변화에 의한 성능평가 결과, 적용한 추정 알고리즘은 채널 간격 변화에 둔감한 특징을 보임을 확인하였다.

참 고 문 헌

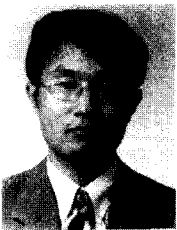
- [1] M.I. Skolnik, *Radar Handbook*, 2nd ed., McGraw-Hill, pp. 8.1-8.23, 1990.
- [2] P.J.Kahrilas, *Electronic Scanning Radar Systems (ESRS) Design Handbook*, Artech House, 1976.
- [3] S. Sabatini and M. Tarantino, *Multifunction Array Radar : System Design and Analysis Discrete-Time Signal Processing*, Artech House, 1994.
- [4] M. I. Skolnik, "Theoretical Accuracy of Radar Measurements," *IRE Transactions on Aeronautical and Navigational Electronics*, vol. ANE-7, no. 4, Dec. 1960.
- [5] H. L. Van Trees, *Detection, Estimation, and Modulation Theory*, John Wiley & Sons, 1968.
- [6] W. Burdick, *Radar Signal Analysis*, Prentice-Hall, pp. 158-223, 1968.
- [7] F. E. Nathanson, J. P. Reilly and M. N. Cohen,



*Radar Design Principles : Signal Processing and the environment*, 2nd ed., McGraw-Hall, pp. 533-582, 1991.

- [8] T.E. Connolly, "Statistical prediction of monopulse errors for fluctuating targets," *IEEE Int. Radar Conf. Record*, pp. 458-463, 1980.
- [9] H. Sakamoto and P. G. Peebles, "Conopulse radar," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, AES-14, No.1, pp. 199-208, Jun. 1977.

— 저 자 소 개 —



**최 병 관**(정회원)  
 1991년 경북대학교 전자공학과 학사.  
 1993년 경북대학교 대학원 전자공학과 석사.  
 2001년~현재 충남대학교 대학원 전자공학과 박사과정.

1993년~현재 국방과학연구소  
 <주관심분야: 레이더 신호처리>



**김 환 우**(정회원, 교신저자)  
 1977년 서울대학교 전자공학과 학사.  
 1979년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사.  
 1988년 6월 University of Utah 전자공학과 공학박사.

1980년 6월~현재 충남대학교 정보통신공학부 교수.  
 1998년~현재 한국통신학회 대전충남지부 이사.  
 2000년~현재 대한전자공학회 충남지부 이사.  
 2002년~현재 IEEE 대전섹션 부의장.



**이 범 석**(정회원)  
 1983년 경북대학교 전자공학과 학사.  
 1985년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사.  
 1989년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학박사.

1989년~현재 국방과학연구소 레이더 체계팀장  
 <주관심분야: 레이더체계, 신호처리>

