

논문 2014-51-8-13

협대역 소나시스템에서 도플러 천이에 강인한 고속 LFM 표적 검출기법

(Fast LFM Target Detection Method with Robustness for Doppler Shift in Narrow-Band Sonar Systems)

최 상 문*, 도 대 원*, 김 우 식*, 이 동 훈*, 김 형 문*

(Sang-Moon Choi, Dae-Won Do[Ⓞ], Woo-Sik Kim, Dong-Hun Lee, and Hyung-Moon Kim)

요 약

LFM 신호를 이용하여 속도가 변화하는 표적의 존재 유무를 검출하는 기존의 소나시스템에서는 다수의 LFM 도플러 상관기를 통해 얻은 결과들을 시간상에서 정렬시킨 후 최대값을 테스트 셀로 선택하여 사용한다. 이때 정밀한 표적 검출을 하기 위해서는 많은 수의 LFM 도플러 상관기들이 필요하며, 이로 인해 요구되는 연산량과 메모리도 역시 증가하게 되어 정밀한 LFM 표적 검출기를 실제 구현하는 것을 어렵게 한다. 본 논문에서는 LFM 신호를 사용하는 소나시스템에서 표적 속도 변화에 강인하면서도 고속으로 표적 존재 유무를 검출하기 위한 새로운 기법을 제안하였다. 제안하는 기법에서는 많은 수의 LFM 도플러 상관기들의 정렬된 결과를 합하여 테스트 셀을 만들었으며, 이를 통해 SNR을 향상시킬 뿐만 아니라 표적 속도 변화에 강인한 SNR 값을 제공하여 검출기의 성능을 향상시킨다. 또한 제안하는 기법은 많은 수의 LFM 도플러 상관기들의 정렬된 결과를 합하는 과정을 하나의 합필터로 구현하여 연산량을 획기적으로 줄임으로써 표적을 고속으로 검출할 수 있게 하였다.

Abstract

In a conventional sonar system, which uses LFM signal for detecting targets with varying speed, the results of multiple LFM Doppler correlators are aligned and the maximum aligned result is selected as a test cell for detecting targets. As the number of the LFM Doppler correlators are increased for accurate target detection, the required computational complexity and the memory are also increased. This fact makes it difficult to implement the accurate LFM target detector. In this paper, we propose a new fast target detection which is robust for the variation of target speed. Because the proposed method uses the summation of aligned results of large numbers of LFM Doppler correlators, the proposed method increases SNR and provides robust SNR for the variation of target speed. And the proposed method can provide very fast target detection by implementing the process, the summation of aligned results of large numbers of LFM Doppler correlators, as one summation filter.

Keywords : LFM, 도플러 천이, 상관기, 검출기, 협대역 소나

I. 서 론

수중에서 음향신호를 이용하여 표적을 탐지하는 소

나시스템에서는, 다수의 음향센서들로 구성된 센서 배열 (sensor array)을 이용하여 일정 간격마다 음향신호를 송신하고 각 음향센서로부터 수신되는 신호들로부터 수신빔을 형성하여 표적을 탐지하는 능동 탐지기법을 널리 사용한다^[1]. 능동 탐지기법은 수신된 신호 중 송신 신호가 표적에 반사된 신호와 주변 환경으로부터 반향된 잔향음 (reverberation)을 구분함으로써 표적을 탐지

* 정회원, 국방과학연구소

(Agency for Defense Development)

Ⓞ Corresponding Author(E-mail: crinix@add.re.kr)

접수일자: 2014년03월12일, 수정일자: 2014년07월23일

수정완료: 2014년07월31일

한다. 송신하는 음향신호는 수중 환경, 탐지 표적 특성 및 소나시스템을 사용하는 플랫폼 (platform)에 의해 결정되며, 송신신호 유형으로는 CW (continuous wave) 신호나 LFM (linear frequency modulation) 신호가 일반적으로 사용된다^[2~3].

CW 송신신호를 이용하는 능동 탐지기법에서는 표적이 움직이는 속도에 따라 수신되는 신호의 주파수가 이동하는 도플러 천이 (Doppler shift) 현상을 이용하여 표적을 탐지한다. 하지만 CW 신호를 이용하여 정지 또는 저속 표적을 탐지할 경우 잔향음과 도플러 천이된 표적 반사신호를 주파수 영역에서 구분하기가 어렵다. 따라서 CW 신호를 사용하여 표적을 탐지하기 위해서는 잔향음에 의한 영향을 줄여 탐지성능을 향상시켜야 한다^[2]. 이를 위해서는 수신빔의 빔폭을 줄여 수신되는 잔향음의 양을 줄이거나, 송신신호 길이를 짧게 하여 거리 분해능을 줄이면서 잔향음이 발생하는 잔향음 체적 (reverberation volume)을 작게 하여야 한다. 수신빔의 빔폭은 실제 센서 배열의 물리적인 길이에 의해 결정되며, 저주파수 신호를 이용할 경우 작은 빔폭의 수신빔을 형성하려면 센서 배열의 길이가 커지는 문제가 발생한다. 또는 고주파수 신호를 송신하여 사용함으로써 수신빔의 빔폭을 줄일 수 있으나, 수중에서 고주파수 신호의 감쇄가 상대적으로 크기 때문에 원거리 표적을 탐지하는 성능이 떨어진다. 수중 음향신호의 전달에 따른 감쇄를 보상하기 위해서 길이가 짧은 음향신호의 음압을 높여 송신하여 사용할 수 있다. 하지만 이 또한, 매질인 물에 의해 캐비테이션 (cavitation) 현상이 발생되어 음압을 높이는 것에는 한계가 있다^[3]. 또 다른 방법으로 수중 음향신호 전파에 따른 손실을 고려하여, 송신신호의 길이를 늘일 경우 표적 반사신호의 에너지를 크게 할 수 있다. 하지만 이는 거리분해능의 성능을 저하시킬 뿐만 아니라 잔향음 체적을 증가시켜 잔향음의 에너지 또한 커지는 모순되는 결과를 발생시킨다^[2].

소나시스템에서는 위와 같이 CW 신호가 가지는 제약점을 극복하고자 LFM 신호를 송신신호로 사용한다. LFM 신호는 중심 주파수를 기준으로 시간에 따라 주파수가 변화하는 신호이다. LFM 신호를 이용할 경우 거리분해능은 LFM 신호의 주파수 대역폭에 반비례하여 나타난다. 이는 LFM 송신신호의 길이를 늘임으로써 반사되는 신호의 에너지를 크게 할 수 있을 뿐만 아니라, 송신하는 LFM 신호의 대역폭을 조절함으로써 거리

분해능을 향상시킬 수 있음을 나타낸다. 이때 수신신호에 대하여 송신한 LFM 신호와 정합 (matching)을 시킴으로써 잔향음에 대한 표적 반사신호의 SNR (signal to noise ratio)을 최대화시켜 정지 또는 저속 표적을 탐지할 수 있다. 그러나 LFM 신호의 향상된 거리분해능과 SNR 결과를 얻기 위해서는 표적 속도 변화에 따른 도플러 효과를 정확히 알아야만 한다^[1~2]. 이는 표적의 움직임에 따른 도플러 천이를 고려하여 신호처리를 하지 않으면 SNR의 저하와 함께 거리 추정 오차가 발생한다. 하지만 LFM 신호는 CW 신호와 다르게 넓은 주파수 영역 신호를 가지기 때문에 주파수 영역 상에서 표적 속도에 따른 도플러 천이를 알아내기가 어렵다.

표적 속도 변화에 따른 도플러 천이를 알 수 없는 환경에서 LFM 신호를 이용하여 표적을 탐지할 때는, 수신신호를 다수의 기준신호들과 상관 (correlation)시킨다. 여기서 기준신호란 송신한 LFM 신호에 표적 속도 변화에 따라 주파수가 천이된 신호를 의미한다. 이렇게 기준신호들과 상관시킨 결과들 중 크기가 최대인 값을 선택하여 CFAR 검출기 (constant false alarm rate detector) 등과 같은 검출기를 통해 표적을 존재 유무를 판별한다^[4]. LFM 상관 결과들 중 단순히 크기가 최대인 값을 이용하여 검출할 경우, 거리분해능이 CW 신호의 경우와 비슷하게 나타난다. 이러한 거리분해능 저하는 도플러 천이에 의한 시간지연의 문제로, 각 LFM 상관 결과들에 도플러 천이에 따른 시간지연을 보상시킨 후 최댓값을 선택하여 검출함으로써 해결할 수 있다. 시간지연을 보상하는 일반적인 방법으로 각 LFM 상관기 결과들을 이용하여 보간 (interpolation)하여 시간상 정렬을 시킨다^[5]. 요약하면 기존 소나시스템에서 LFM 신호를 이용하여 표적을 검출할 경우, 정밀한 시간정렬과 함께 도플러 천이가 반영된 LFM 상관기의 개수가 많아질수록 검출 성능이 향상된다. 그러나 이는 소나시스템의 LFM 표적 신호 검출을 위한 연산량과 메모리 양을 크게 증가시켜 소나시스템의 실제 구현을 어렵게 한다.

본 논문에서는 LFM 신호를 사용하는 소나시스템에서 표적 속도 변화에 강인하면서도 표적의 존재 유무를 고속으로 검출하기 위한 새로운 기법을 제안하였다. 참고로, 탐지는 시간 경과에 따라 표적의 존재 유무를 판별하는 검출과 표적의 거리, 속도 및 방위각 등의 정보를 추정하는 표적정보추정을 포함한다. 본 논문에서는

일반적인 탐지가 아닌, 시간에 따른 표적의 존재 유무만을 판별하는 표적 검출에 관한 내용을 기술한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 기존 소나시스템에서의 능동 탐지기법과 LFM 신호 검출기법에 대하여 소개하고 III장에서는 고속의 LFM 표적 신호 검출 기법을 제안한다. IV장에서는 제안하는 기법에서 요구되는 연산량, 메모리 및 SNR에 대한 분석을 수행하고 V장의 시뮬레이션을 통하여 제안하는 검출기법의 성능을 입증한다. 마지막으로 VI장에서 본 논문의 결론을 맺는다.

II. 기존 소나시스템에서의 LFM 표적 검출기법

이 장에서는 기존 소나시스템에서 사용하고 있는 능동 탐지기법에 대해 설명한다. 또한 능동 탐지기법 중 LFM 신호를 이용하여 표적을 탐지하는 방법에 대하여 살펴보고, 움직이는 표적의 속도를 알지 못하는 환경에서 LFM 신호를 이용하여 표적을 검출하는 기존 방법의 특성에 대해 자세히 기술한다.

1. 소나시스템의 능동 탐지기법

기존 소나시스템에서 사용하는 능동 탐지기법은 음향신호를 송신한 후 수신신호에 정합필터링을 적용하여 표적에서 반사된 신호의 SNR을 최대화시켜 표적을 탐지한다^[3-4]. 이때 정합필터링의 방법으로 송신신호를 기준신호로 하여 수신되는 신호에 연속적으로 상관시킨다. 일반적으로 소나시스템에서는 레이더와 같이 펄스 송신 간격인 PRI (pulse repetition interval) 내의 모든 수신신호를 저장하여 FFT (fast Fourier transform)를 이용하여 정합필터링을 수행을 하지 않는다. 이는 수중에서 음파의 전달 속도인 c 가 1500m/s로, 원거리의 표적을 탐지하고자 할 경우 PRI가 수초 이상으로 커져 저장하여야 할 수신신호의 샘플 수가 커질 뿐만 아니라 이에 대한 실시간 처리가 어렵기 때문이다. 또한 긴 시간동안 저장한 수신신호에 대해 FFT와 같은 주파수 영역 처리기법을 이용할 경우, 잔향음 체적 또한 증가되어 표적 반사신호 외에 수중 환경에서 기인한 잔향음이 많이 포함된다. 이는 SNR의 감소로 나타나 표적 검출 성능이 떨어진다^[3-4]. 요약하면 소나시스템의 능동 탐지기법은 송신한 음향신호를 표적 속도에 의한 주파수 천이를 적용한 신호를 기준신호로 하여 수신신호와 상관

시킨다. 그리고 상관시킨 결과를 이용하여 CFAR와 같은 검출기에서 표적 존재 유무를 판단한다.

능동 탐지기법을 이용한 표적의 검출 과정을 수식을 이용하여 살펴보도록 한다^[4]. N 개의 샘플 길이를 가지는 송신신호 $s(n)$ 에 대하여 움직이는 표적에 의해 반사되어 오는 수신신호 $x(n)$ 는 식 (1)과 같이 나타난다.

$$x(n) = As[n(1-\delta) - n_0] + g(n) \quad (1)$$

여기서 A 는 송신신호가 표적에 의해 반사된 신호의 크기를 의미하며, δ 는 표적 속도인 v 에 의해 발생하는 도플러 천이 정도를 의미한다. n_0 는 표적과의 거리에 따른 시간상의 차이를 나타내며, $g(n)$ 은 잡음을 의미한다. 샘플링 주파수 f_s 인 수신기에서 수신신호에 대한 시각 n_m/f_s 에서 상관된 결과는 송신신호 $s(n)$ 을 기준신호로 하여 수신신호 $x(n)$ 과 상호 상관한 결과로 다음과 같다.

$$\lambda(n_m) = \sum_{n=n_1}^{n_2} x(n)s^*(n-n_m) \quad (2)$$

식 (2)에서 *는 켈레 복소 변환 (complex conjugate)을 의미하며, n_1 과 n_2 는 시간상의 상관 영역을 나타낸다. 송신신호 $s(n)$ 의 n 이 $[-N/2, N/2-1]$ 사이에서만 존재한다고 할 때 n_1 과 n_2 는 다음과 같이 나타난다.

$$n_1 = \max[-N/2 + n_m, (-N/2 + n_m)/(1-\delta)] \quad (3)$$

$$n_2 = \max[N/2 - 1 + n_m, (N/2 - 1 + n_m)/(1-\delta)] \quad (4)$$

식 (3), (4)에서 표적속도 v 가 0이면 $\delta=0$ 가 되어 $n_1 = -N/2$, $n_2 = -N/2+1$ 가 된다. 이때 신호가 $1/f_s$ 마다 수신되면 N 개의 샘플을 가지는 수신신호를 기준신호와 상관시킨 결과를 이용하여 표적을 검출한다.

식 (1)의 계수 A 를 '1', 잡음 $g(n)$ 을 '0'이라 하였을 때, 식 (2)에서 시간 오차 n_m 과 도플러 천이 정도 δ 에 따라 생성된 수신신호와 송신신호를 상관시킨 결과에 대한 절댓값의 제곱을 모호함수 (ambiguity function)라 하며, 모호함수 $|\Psi(n_m, \delta)|^2$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$|\Psi(n_m, \delta)|^2 = \left| \sum_{n=n_1}^{n_2} s[n(1-\delta) - n_0]s^*(n-n_m) \right|^2 \quad (5)$$

모호함수의 결과에서 최댓값과의 차이가 3dB 이내인 영역을 모호다이어그램 (ambiguity diagram)이라 한다. 모호함수는 시간상으로 잘 정합된 시간 위치 $n_m = n_o$ 에서, 그리고 수신신호의 도플러 천이 정도가 $\delta = 0$ 로 송신신호와 차이가 나지 않을 때 최댓값 $|\Psi(n_o, 0)|^2$ 을 가짐을 알 수 있다. 다시 말해 정지 표적인 경우 도플러 천이가 발생하지 않기 때문에 송신신호와 수신신호를 상관시키면 시간상으로 정합이 이루어지는 위치에서 최대 상관결과를 얻는다. 하지만 표적이 움직이면 표적 속도에 따른 도플러 천이만큼 송신신호를 주파수 이동시킨 기준신호를 생성하여 수신신호와 상관시켜야 시간 및 주파수상에서 정합된 최대 상관결과를 얻게 된다.

2. 협대역 소나시스템의 기존 LFM 표적 검출기법

소나의 능동 탐지분야에서 널리 사용하는 LFM 신호는 다음과 같이 시간에 따라 주파수가 선형적으로 변화하는 형태로 표현된다^[4].

$$s(n) = \begin{cases} \exp\{j2\pi[f_o n/f_s + mn^2/(2f_s^2)]\}, & \text{if } -N/2 \leq n \leq N/2 - 1 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (6)$$

여기서 f_o 는 송신 중심주파수이며, f_s 는 샘플링 주파수, m 은 LFM 신호의 주파수 변화율 (sweep rate)로 시간에 따른 주파수 변화 비율을 의미한다. 이때 m 에 의해 송신신호의 길이 N/f_s 시간동안 변화하는 주파수 대역인 W 는 mN/f_s 로 나타난다.

협대역 LFM 신호의 상관결과 크기를 나타내는 모호함수는 다음과 같다.

$$|\Psi(n_m, \delta)|^2 = \left| \frac{\sin\{\pi[\delta f_o - m(n_m - n_o)/f_s](N - |n_m - n_o|)/f_s\}}{\sin\{\pi[\delta f_o - m(n_m - n_o)/f_s]\}} \right|^2 \quad (7)$$

협대역 LFM 신호란 주파수 변화 대역이 비교적 작으며, 송신하고 수신하는 LFM 신호의 sweep rate 차이가 작아 상관결과의 오차가 일정 수준 안(일반적으로 3dB)에 있는 조건을 만족하는 신호를 의미한다. 본 논문에서는 sweep rate의 차이가 무시할 정도로 작다고 가정하고 설명한다. 또한 설명의 편의를 위해 sweep rate m 은 양수 값으로, LFM 신호의 주파수가 시간에 따라 증가하는 신호로 가정한다.

그림 1은 LFM 신호의 식 (7)에 의한 모호함수의 예

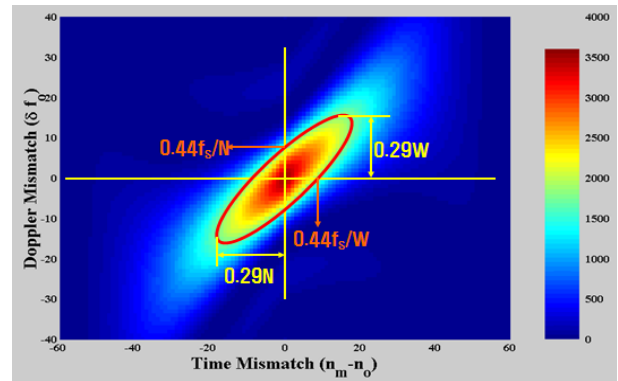


그림 1. LFM 펄스의 모호함수
Fig. 1. The ambiguity function of the LFM pulse.

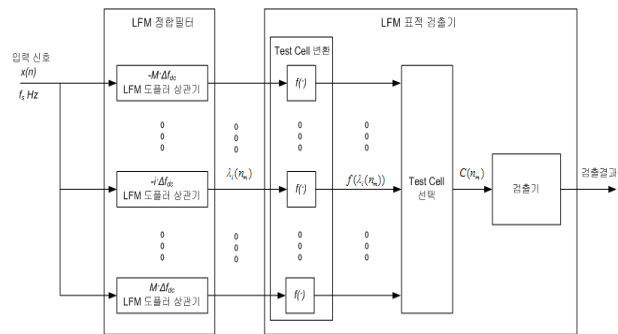


그림 2. 기존 다수의 LFM 도플러 상관기를 이용한 표적을 검출구조
Fig. 2. The structure of a conventional LFM detector with multiple LFM correlators.

로, 시간 오차인 $n_m - n_o$ 을 가로축으로 하고 도플러 천이에 따른 주파수 오차 δf_o 을 세로축으로 하여 나타내었다. 그림 1의 색상들은 모호함수의 크기를 상대적으로 나타내며, 빨간 타원 안의 영역만을 나타낸 것이 모호다이어그램이다^[3]. 그림 1에서 보는 바와 같이 수신신호가 표적 속도에 의해 도플러 천이가 발생할 경우, 송신한 LFM 신호를 기준신호로 하여 수신신호와 상관시키면 도플러에 따른 주파수 천이가 커짐에 따라 모호함수의 크기가 작아진다. 이를 보상하기 위해서는 송신한 LFM 신호에 도플러에 따른 주파수 천이를 반영시킨 신호를 기준신호로 하여 수신신호와 상관시켜야 한다. 본 논문에서는 송신한 LFM 신호에 도플러 천이를 반영시켜 생성한 기준신호를 수신신호와 상관시키는 상관기를 LFM 도플러 상관기라 한다. 표적 속도를 알 수 있을 경우 오직 1개의 LFM 도플러 상관기를 이용하여 최대 상관결과를 얻을 수 있다. 하지만 표적 속도를 알 수 없을 경우 다수의 LFM 도플러 상관기를 이용하여

최대 상관결과에 가까운 값을 얻어야 한다.

그림 2는 기존 협대역 LFM 표적 검출기의 기본 구조를 나타낸다. 그림 2는 $2M+1$ 개의 LFM 도플러 상관기를 이용하여 정합필터링을 수행하고, 각 상관기의 정합 결과를 LFM 표적 검출기의 입력으로 하여 표적 존재 유무를 검출하는 구조이다. $2M+1$ 개의 LFM 도플러 상관기를 이용한 LFM 정합필터는 탐지하고자하는 표적의 최대 속도에 따라 도플러 천이 주파수가 일정한 간격 Δf_{dc} 로 $-M \times \Delta f_{dc}$ 에서 $M \times \Delta f_{dc}$ 까지 변화하는 표적을 검출할 수 있다. 이때 도플러 주파수 천이 간격 Δf_{dc} 이 작을수록 정밀한 표적 검출이 가능해지나 상관기 개수가 늘어나게 된다. 또한 탐지하고자하는 표적 속도의 범위가 커질수록 도플러 주파수 영역이 커지며, 따라서 역시 상관기 개수가 늘어난다. 일반적으로 도플러 상관기의 개수는 소나시스템을 운용하는 환경과 대상 표적의 특성 및 소나시스템의 구현 복잡도 등을 고려하여 결정한다. 그림 2에서 i 번째 LFM 도플러 상관기의 기준신호는 해당 도플러 천이 주파수인 $i \times \Delta f_{dc}$ 를 송신신호인 $s(n)$ 에 반영한 것으로 식 (8)의 $s_i(n)$ 로 나타낸다.

$$s_i(n) = s(n) \exp[-j2\pi n i \times \Delta f_{dc} / f_s]$$

$$\text{if } -N/2 \leq n \leq N/2 - 1, -M \leq i \leq M$$

(8)

또한 i 번째 LFM 도플러 상관기의 상관결과 $\lambda_i(n_m)$ 는 식 (9)와 같으며, n_1 과 n_2 는 식 (3), (4)에서 정의된 값들이다.

$$\lambda_i(n_m) = \sum_{n=n_1}^{n_2} x(n) s_i^*(n - n_m)$$

(9)

LFM 표적 검출기에서는 각 상관기 결과인 $\lambda_i(n_m)$ 의 크기를 구하는 변환 $f(\cdot)$ 을 하고, 크기 값들 중 검출기의 입력인 테스트 셀 (test cell)을 선택하여 표적을 검출한다.

일반적으로 변환 $f(\cdot)$ 으로는 식 (10)과 같이 절대값에 대한 제곱을 사용하며, 검출기로는 오탐지 확률을 일정하게 유지하기 위한 CFAR (constant false alarm rate) 검출기를 사용한다.

$$f[\lambda_i(n_m)] = |\lambda_i(n_m)|^2$$

(10)

이때 상관결과의 크기인 $f[\lambda_i(n_m)]$ 는 잡음이 없을 경우, 도플러 천이 주파수 오차와 시간 오차에 의해 나타나는 식 (7)의 모호함수의 크기와 같다.

다수의 상관결과들의 크기인 $f[\lambda_i(n_m)]$ 으로부터 검출기의 테스트 셀을 선택하는 방법에 따라 검출 성능이 달라진다. 그림 3은 각 상관결과 크기인 $f[\lambda_i(n_m)]$ 에 도플러 천이 주파수에 의해 발생하는 시간지연을 보상하지 않고 최대값을 선택하여 테스트 셀인 $C(n_m)$ 로 한 경우와 보상한 후 최대값을 선택하는 LFM 표적 검출기 구조를 나타낸다. 이때 그림 3(a)는 시간지연을 보상하지 않은 경우이며 (b)는 보상한 경우의 구조이다.

그림 4는 정지 표적에 대해 그림 3의 (a)와 (b) 방식에 따라 테스트 셀을 선택하는 과정 및 결과를 나타낸 것이다. 여기서 세로축인 ν 는 도플러 천이 주파수를 의미하고, 가로축 τ 는 시간 오차를 의미하며 샘플링 간격 $1/f_s$ 의 정수배로 표현된다. 이때 정지 표적의 도플러 천이 주파수 ν 는 0 Hz 이기 때문에, $i=0$ 번째의 LFM 도플러 상관기의 결과 크기가 최대가 된다. 하지만 표적의 속도를 알지 못할 경우, 각 상관기들의 결과

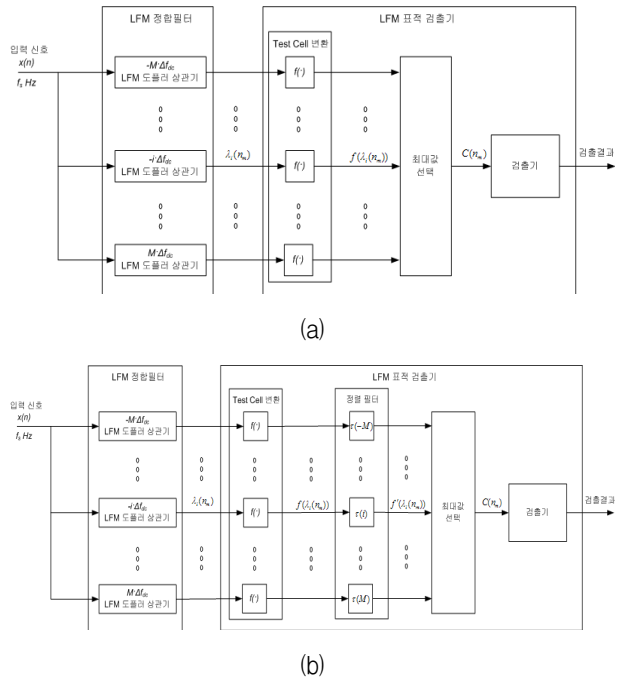


그림 3. 다수 상관기의 결과들로부터 테스트 셀을 선택하는 방법 (a) 정렬 필터를 사용하지 않는 경우 (b) 정렬 필터를 사용하는 경우

Fig. 3. The method of selecting a test cell from the outputs of LFM Doppler correlators (a) without align filters (b) with align filters.

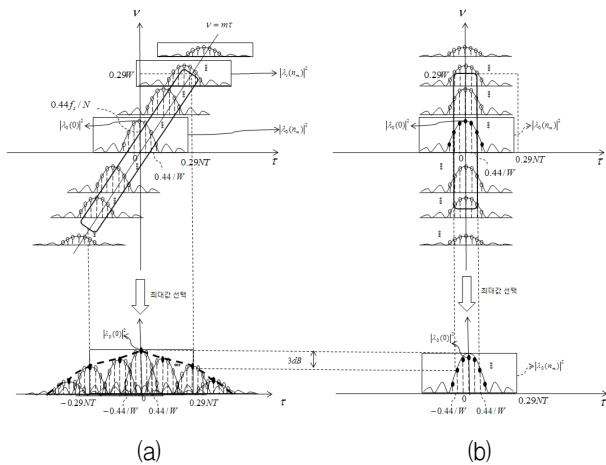


그림 4. 그림 3의 LFM 표적 검출기에서 테스트 셀을 선택한 결과 (a) 정렬 필터를 사용하지 않은 경우 (b) 정렬 필터를 사용하는 경우
Fig. 4. The results of selecting test cells in Fig. 3 (a) without align filters (b) with align filters.

들에 대한 크기를 이용하여 테스트 셀을 선택해야 한다. 그림 3(a)와 같이 각 상관기들의 결과에 대한 크기 중에서 최댓값을 선택할 경우, 각 상관기의 결과들은 도플러 천이 주파수 $f_{dc}(i)$ 따라 시간상에서 식 (11)의 $\tau(i)$ 만큼 시간이 지연된다. 따라서 선택된 테스트 셀의 결과는 그림 4(a)와 같으며, 시간상에서 3dB 분해능은 $2 \times 0.29N/f_s$ 로 CW 신호의 경우와 같다.

$$\begin{aligned} \tau(i) &= f_{dc}(i)/m \\ &= i \times \Delta f_{dc}/m, \text{ if } -M \leq i \leq M \end{aligned} \quad (11)$$

시간지연에 따른 문제를 해결하기 위해서는 그림 3(b)와 같이 정렬필터를 이용하여 시간지연을 보정한 후 최댓값을 선택하여야 한다. 이때 선택된 테스트 셀은 그림 4(b)와 같이 나타나며, 시간상의 3dB 분해능은 LFM의 시간 분해능인 $2 \times 0.44/W$ 로 나타난다. 이로부터 LFM 표적 검출기에서는 정렬필터를 이용하여 도플러 천이 주파수에 따른 시간지연을 보정한 후 테스트 셀을 선택하여 검출하여야 LFM이 제공하는 시간 분해능을 구현할 수 있음을 알 수 있다. 실제 정렬필터를 구현하는 방법으로는, 시간지연 $\tau(i)$ 가 샘플링 간격 $1/f_s$ 의 정수배로 나타날 경우 상관기들의 결과들을 저장하면서 해당 지연시간의 값으로 대체하여 사용한다. 하지만 정수배로 나타나지 않을 경우 저장된 상관기들의 결과들로부터 보간을 하여 사용한다.

정리하면 기존의 LFM 표적 검출기법은 도플러 천이

주파수에 의한 영향을 정밀하게 반영시키기 위해서는 도플러 천이 주파수 간격이 좁아져야 하며, 따라서 LFM 도플러 상관기들의 개수가 늘어난다. 또한 정밀한 시간지연 보상을 위해 정밀한 보간을 할수록 검출 성능이 향상된다. 하지만 실제 소나시스템에서는 가용한 연산량과 메모리량이 제한되어 상관기들의 개수를 늘이거나 정밀한 시간지연 보상을 수행하기에는 한계가 있다.

III. 제안하는 도플러 주파수 천이에 강인한 고속의 LFM 표적 검출 기법

II장에서 살펴본 바와 같이 표적 속도를 알 수 없는 경우, 도플러 주파수 천이간격 Δf_{dc} 이 작은 LFM 도플러 상관기들을 이용하여 정합 손실을 줄임으로써 정밀한 LFM 표적 검출이 가능하다. 하지만 이로 인해 상관기의 개수가 증가하게 되어 전체 상관기를 구현하는데 요구되는 연산량이 크게 증가한다. 또한 각 LFM 도플러 상관기의 시간지연 $\tau(i)$ 가 샘플링 간격 $1/f_s$ 의 정수배가 아니면, 정렬필터를 상관기들의 결과를 저장하고 선택하는 단순한 방법으로 구현할 수 없게 되며 정밀한 정렬을 위한 보간을 수행한다. 한편 정합필터링을 상관기가 아닌 FFT를 이용하여 구현하는 방법도 있다^[6]. 매 $1/f_s$ 마다 수신되는 수신신호 $x(n)$ 에 송신신호 $s(n)$ 을 곱한 후 FFT를 수행하며, FFT 결과의 주파수 성분은 도플러 주파수를 해상 주파수만큼 천이시켜 상관시킨 결과와 동일하다. 하지만 FFT의 각 주파수에 해당하는 시간지연 $\tau(i)$ 는 일반적으로 정수배가 되지 않으며, 이로 인해 FFT의 주파수 성분을 정렬시키기 위한 보간이 필요하다. 다시 말해 정밀한 도플러 주파수 천이를 보상하기 위해 FFT를 이용할 경우, FFT 자체의 연산량도 크지만 FFT를 통해 구해지는 많은 수의 주파수 성분에 대한 정렬도 많은 연산량이 요구되기 때문에 실제 구현하기에는 어려움이 있다.

이 장에서는 본 논문에서 제안하고자 하는 LFM 표적 검출기법에 대한 원리를 설명한다. 우선 LFM 도플러 상관기의 도플러 천이 주파수를 주파수 영역이 아닌 시간영역 측면에서 살펴보도록 한다. i 번째 LFM 도플러 상관기의 시간지연 $\tau(i)$ 가 샘플링 간격 $1/f_s$ 의 정수배 τ_i 로 나타나도록 다음과 같이 표현한다.

$$\tau(i) = \tau_i/f_s \quad (12)$$

$$\tau_i = i \times \alpha, \text{ if } -M \leq i \leq M \quad (13)$$

여기서 α 는 임의의 정수를 의미한다. 이때 i 번째 LFM 도플러 상관계의 도플러 천이 주파수 $f_{dc}(i)$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} f_{dc}(i) &= m \times \tau(i) \\ &= m \times \tau_i / f_s. \end{aligned} \quad (14)$$

식 (14)를 식 (11)과 비교하면, 도플러 천이 주파수 간격 Δf_{dc} 는 $\tau_{i+1} - \tau_i = \alpha$ 에 의해 $\alpha m / f_s$ 가 되며, 가장 작은 Δf_{dc} 의 값은 α 가 1일 때로 $\Delta f_{dc} = m / f_s$ 가 된다. 이때 샘플링 주파수 f_s 가 도플러 주파수 간격을 세밀하게 조절할 수 있다. 이와 같이 각 LFM 도플러 상관계의 시간지연이 샘플링 간격의 정수배로 나타날 경우 정렬필터 구현이 간단해 질뿐만 아니라 정렬필터의 수행 위치를 변화시켜도 같은 테스트 셀을 얻을 수 있다. 예로 정렬 필터를 그림 5와 같이 각 LFM 도플러 상관계 다음에 수행하고 크기 변환을 한 후 선택한 테스트 셀과 기존 LFM 검출기법인 그림 3(b)의 검출기 테스트 셀인 $C(n_m)$ 이 서로 동일함을 알 수 있다. 이는 상관결과들의 크기를 구해 정렬한 후 최대값을 테스트 셀로 선택하는 것이나, 상관결과를 정렬한 후 크기를 구해 최대값을 테스트 셀로 선택하는 것은 단순한 시간지연을 시키는 위치의 문제일 뿐 차이가 없음을 나타낸다. 이후 본 논문에서의 도플러 천이 주파수에 의한 시간지연은 모두 샘플링 간격의 정수배라고 가정한다.

그림 5의 각 상관계의 상관결과 $\lambda_i(n_m)$ 에 시간지연을 보상하여 정렬한 결과를 $\lambda'_i(n_m)$ 라 하면, 이는 식 (9)을 이용하여 다음과 같이 나타낸다.

$$\begin{aligned} \lambda'_i(n_m) &= \lambda_i(n_m + \tau_i) \\ &= \sum_{n=n_1+\tau_i}^{n_2+\tau_i} x(n) s_i^*(n - \tau_i - n_m) \\ &= \sum_{n=n_1}^{n_2} x(n + \tau_i) s_i^*(n - n_m). \end{aligned} \quad (15)$$

여기서 n_1 과 n_2 는 식 (3), (4)에서 구해진 값들이다. 식 (15)에서 상관결과에 시간지연을 시켜 정렬하는 것과 시간지연을 시킨 입력신호 $x(n + \tau_i)$ 의 값을 이용하여 정합하는 것은 같은 결과를 나타낸다.

기존 LFM 표적 검출기법에서는 테스트 셀을 각 도플러 상관계의 결과 중에서 크기가 최대인 것을 선택하

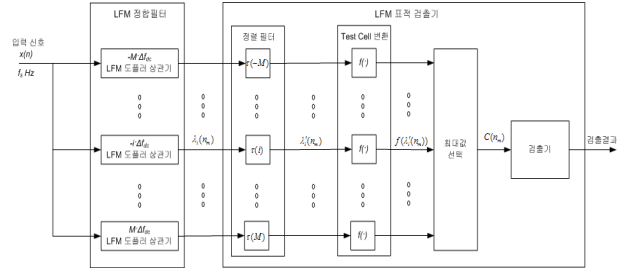


그림 5. 정렬 필터의 위치를 변경한 예
Fig. 5. The example of changing the position of the align filter.

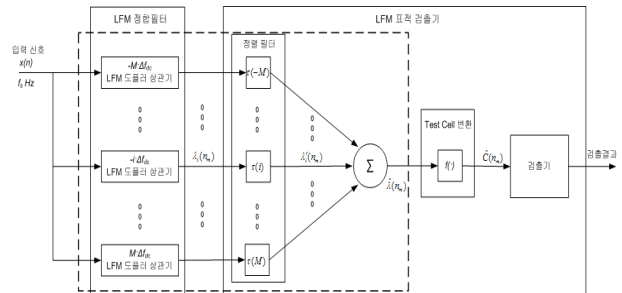


그림 6. 본 논문에서 제안하는 테스트 셀 선정 방법
Fig. 6. The proposed method of selecting a test cell

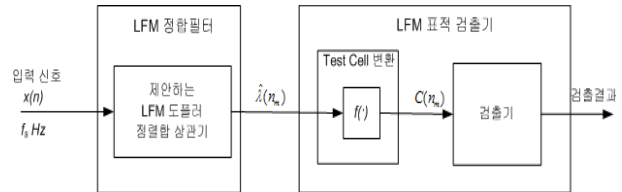


그림 7. 본 논문에서 제안하는 LFM 표적 검출기의 구조
Fig. 7. The structure of the proposed LFM target detection method in this paper.

였다. 이에 반해, 본 논문에서는 최대값 대신 그림 6과 같이 각 LFM 도플러 상관계 결과를 정렬한 $\lambda'_i(n_m)$ 들의 합인 $\hat{\lambda}(n_m)$ 을 구하고, 이에 대한 크기를 구해 새로운 테스트 셀인 $\hat{C}(n_m)$ 을 사용할 것을 제안한다. 이때 $\hat{\lambda}(n_m)$ 와 $\hat{C}(n_m)$ 는 각각 식 (16), (17)과 같다.

$$\hat{\lambda}(n_m) = \sum_{i=-M}^M \lambda'_i(n_m) \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \hat{C}(n_m) &= f(\hat{\lambda}(n_m)) \\ &= |\hat{\lambda}(n_m)|^2 \end{aligned} \quad (17)$$

새로운 테스트 셀로 $\hat{C}(n_m)$ 을 사용할 경우 다음과 같은 장점들을 가질 수 있다. 그림 6의 점선 박스 영역을

그림 7과 같이 하나의 필터로 구현할 수 있으며, 이로 인해 테스트 셀 생성에 필요한 연산량을 줄일 수 있다. 이를 살펴보면, 정렬된 상관기 결과의 합인 $\hat{\lambda}(n_m)$ 을 식 (15), (16)을 이용하여 정리하면 다음과 같이 나타낸다.

$$\hat{\lambda}(n_m) = \sum_{i=-M}^M \sum_{n=n_1}^{n_2} x(n+\tau_i) s_i^*(n-n_m) \quad (18)$$

식 (16)을 자세히 살펴보면 각 상관기의 입력인 수신 신호 $x(n+\tau_i)$ 가 τ_i 에 의해 이동하면서 수신신호가 전체적으로 시간영역 $[n_1, n_2]$ 에서 $[n_1+\tau_{-M}, n_2+\tau_M]$ 로 확장되며, 확장된 수신신호에 대해 도플러 천이 주파수가 반영된 기준신호인 $s_i(n)$ 을 곱하면서 합하는 구조가 됨을 알 수 있다. 식 (18)에서 시간영역에서 이동한 수신 신호 $x(n+\tau_i)$ 에 대하여 $s_i(n)$ 을 곱하면서 합하는 필터를 $f_{sum}(n)$ 이라고 표현하면, $\hat{\lambda}(n_m)$ 을 수신신호 $x(n)$ 에 대하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{\lambda}(n_m) = \sum_{n=n_1+\tau_{-M}}^{n_2+\tau_M} x(n) f_{sum}^*(n-n_m) \quad (19)$$

여기서 *는 켈레 복소 연산을 의미하며, $f_{sum}(n)$ 은

$$f_{sum}(n) = \sum_{i=-M}^M \hat{s}_i(n+\tau_i) \quad (20)$$

로 표현되며, $\hat{s}_i(n)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\hat{s}_i(n) = \begin{cases} s_i(n), & \text{if } -N/2 \leq n \leq N/2 - 1 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (21)$$

본 논문에서 제안하고자 하는 LFM 표적 검출기법의 특징을 정리하면 다음과 같다. 우선 각 LFM 도플러 상관기의 도플러 천이 주파수를 천이 주파수에 따른 시간 지연이 샘플링 간격의 정수배가 되도록 도플러 천이 주파수가 조절하여 선택한다. 이로부터 같은 수신신호에 대해 각 LFM 도플러 상관기로 상관시킨 결과를 정렬한 결과를 이용하여 검출하는 것과 각 LFM 도플러 상관기의 도플러 천이 주파수에 따라 이동된 입력신호를 상관시킨 결과를 사용하는 것이 동일하게 된다. 이와 함께 테스트 셀로 각 LFM 도플러 상관기의 결과들의 합의 크기를 이용하면, 시간지연에 의해 확장된 수신신호에 대해 하나의 합필터로 구현된 기준신호와의 상관 결과로 LFM 표적을 검출할 수 있게 된다.

IV. 제안하는 기법의 구현상의 특징

이 장에서는 LFM 표적 검출기를 본 논문에서 제안하는 하나의 필터로 구현하여 표적을 검출할 때의 특징을 연산량, 메모리 및 검출 성능 관점에서 자세히 살펴본다.

비교에 앞서 제안하는 기법과 기존의 기법들 모두 $2M+1$ 개의 LFM 도플러 상관기의 결과를 이용하며, 협대역 신호로 표적에 의한 송수신 신호의 sweep rate 차이와 펄스의 길이 변화가 없다고 가정한다. 다시 말해 식 (3), (4)에서 δ 는 0으로 시간 영역을 나타내는 변수 값인 n_1, n_2 가 $n_1 = -N/2 + n_m, n_2 = N/2 - 1 + n_m$ 로 표현된다. 또한 상관을 위한 신호의 샘플 수는 $n_2 - n_1 = N$ 으로 송신신호의 샘플 수와 동일하다.

1. 요구되는 연산량 비교

샘플링 간격 $1/f_s$ 마다 새로운 수신신호가 입력으로 들어올 때 수행해야할 연산량을 계산하도록 한다. 기존 LFM 검출기법의 연산량을 그림 3(b)과 식 (9)을 통해 살펴보면, 각 LFM 도플러 상관기에 대해 N 번의 MACs (multiplication and accumulations)를 수행하여야 한다. 참고로 상관 결과의 정렬 및 크기를 구하기 위한 연산은 비교 편의를 위해 제외한다. 이로부터 기존 LFM 검출기법의 전체 연산량은 LFM 도플러 상관기의 총 개수를 곱한 $N(2M+1)$ MACs가 된다. 반면 제안하는 기법에서 식 (20)의 합필터를 구현하면, 확장되는 신호 구간은 식 (19)에 식 (12), (13)을 대입시켜 다음과 같이 표현된다.

$$n_2 + \tau_M - (n_2 + \tau_{-M}) = N + (\tau_M - \tau_{-M}) = N + 2\alpha M \quad (22)$$

따라서 제안하는 기법의 연산량은 $(N+2\alpha M)$ MACs 만큼 필요하다. 식 (22)에서 α 는 이전에 설명한 바와 같이 도플러 천이 주파수 간격을 조절하는 변수이다. 일정한 도플러 천이 주파수 영역 $[-f_{dc_max}, f_{dc_max}]$ 을 일정한 주파수 간격으로 동일하게 나눈다고 하면 α 와 M 은 다음과 같은 관계를 가진다.

$$\frac{f_{dc_max}}{M} = \frac{\alpha m}{f_s} \quad (23)$$

이때 α 가 작을수록 주파수 간격이 좁아지는 대신 상

관기의 개수 M 은 증가함을 나타낸다. 이는 기존 기법으로 정밀한 LFM 표적 검출을 할 경우, 도플러 상관기의 개수가 증가하며 이로 인해 연산량은 송신펄스의 샘플 개수에 상관기 개수를 곱하는 형태로 증가한다. 반면 제안하는 방법의 연산량은 확장되는 신호구간의 샘플 개수만큼 증가하며, 기존의 기법과 비교하면 연산량이 매우 적음을 알 수 있다. 제안하는 기법에서 증가하는 연산량 $2\alpha M$ 은 식 (22), (23)로부터 다음과 같다.

$$\begin{aligned} 2\alpha M &= 2\alpha \times \frac{f_{dc_max} f_s}{\alpha m} \\ &= 2f_{dc_max} f_s / m \end{aligned} \quad (24)$$

식 (24)에서 보는 바와 같이, 제안하는 방법의 연산량은 검출하고자하는 표적의 최대 도플러 천이 주파수 f_{dc_max} 에 따라 확장되는 신호의 샘플 수에만 영향을 받을 뿐, 도플러 천이 주파수 간격을 조절하는 α 에는 영향을 받지 않음을 알 수 있다.

2. 요구되는 메모리량 비교

요구되는 메모리량의 비교를 위해 연산량의 비교에서와 같이 정렬 및 크기를 구하기 위해 필요한 메모리는 제외하고 설명한다. 그림 3(b)의 기존 기법에서는 LFM 도플러 상관기 구현에 샘플 수가 N 인 수신신호에 대해 길이가 N 인 $2M+1$ 개의 LFM 도플러 상관필터가 필요하다. 따라서 기존 기법에서는 총 $2N(M+1)$ 샘플만큼의 메모리가 필요하다. 반면 제안하는 기법에서는 샘플 개수가 $N+2\alpha M$ 인 수신신호와 합필터만을 필요하며, 총 $2(N+2\alpha M)$ 만큼의 메모리가 필요하다. 이는 구현 시 요구되는 메모리 또한 기존 기법은 곱하기의 형태로 증가하는 반면에 제안하는 기법은 더하기로 증가함을 나타낸다. 또한 제안하는 기법에서 증가하는 메모리량은 역시 $2\alpha M$ 로 도플러 천이 주파수 간격에 영향을 받지 않는다.

3. SNR 비교

비교의 편의를 위해 하나의 정지 표적에 대해, 잡음이 백색 잡음 특성을 지니며 잡음 준위가 $N_0/2$ 라고 가정한다. 그리고 각 LFM 도플러 상관기의 결과 $\lambda_i(n_m)$ 또는 이를 정렬시킨 $\lambda'_i(n_m)$ 로부터 구한 표적 신호의 에너지를 E_i 라 하고 식 (25)와 같이 정의한다.

$$E_i = |\lambda_i(n)|^2 = |\lambda'_i(n)|^2, \text{ if } -M \leq i \leq M \quad (25)$$

정지 표적에 대해 그림 3(b)의 기존방식 0번째 LFM 도플러 상관기의 결과인 $\lambda_0(n)$ 가 최대가 되며, 이로부터의 SNR은 $\sqrt{2E_0/N_0}$ 임을 알 수 있다^[7]. 송신신호에 대한 수신신호의 정합결과가 최대인 경우의 에너지를 E_{max} 라 하면, 정지 표적에 대해 E_0 는 E_{max} 와 같은 값을 가지지만 속도가 변해 도플러 천이 주파수가 변하면 E_0 는 E_{max} 보다 작은 값을 가진다. 이때 0번째가 아닌 다른 상관기의 결과가 최대가 된다. 이에 반해 제안하는 방법은 $2M+1$ 개의 LFM 도플러 상관기의 합으로부터 다음과 같은 에너지 E_p 를 가진다.

$$\begin{aligned} E_p &= \left| \sum_{i=-M}^M \lambda'_i(n_m) \right|^2 \\ &\leq \sum_{i=-M}^M |\lambda'_i(n_m)|^2 + 2 \sum_{i=-M}^{M-1} \sum_{j=i}^{M-i} |\lambda'_i(n_m) \lambda'_j(n_m)| \\ &= \sum_{i=-M}^M E_i + 2 \sum_{i=-M}^{M-1} \sum_{j=i}^{M-i} \sqrt{E_i E_j}. \end{aligned} \quad (26)$$

식 (26)에서 합하는 상관기의 개수 M 이 커질수록, 다시 말해 도플러 천이 주파수 분해능을 정하는 α 가 작을수록 E_p 의 크기가 커진다. 또한 $(2M+1)$ 개 LFM 도플러 상관기의 결과의 합에 대한 잡음의 준위는 다음과 같이 $(2M+1)N_0/2$ 가 된다^[7]. 이로부터 제안하는 기법의 SNR은 다음의 식으로 표현된다.

$$\sqrt{2E_p / (2M+1)N_0} \quad (27)$$

표 1. 기존 기법과 제안하는 기법의 연산량, 메모리 및 SNR 비교.

Table 1. The performance of the conventional and the proposed method in computational complexity, memory and SNR.

	기존 LFM 표적 검출기법	제안하는 LFM 표적 검출기법
대표 그림	그림 3(b)	그림 7
연산량	$N(2M+1)$	$N+2\alpha M$ $= N+2f_{dc_max} f_s / m$
메모리	$2N(M+1)$	$2(N+2\alpha M)$ $= 2(N+2f_{dc_max} f_s / m)$
최대 SNR	$\sqrt{2E_{max}/N_0}$	$\sqrt{2E_p / (2M+1)N_0}$, where $M=f_{dc_max} f_s / m$.

제안하는 기법에서 SNR을 향상시키기 위해서는 상관기 개수 M 의 값이 최대가 되어야 하며, 이는 식 (23)에서 $\alpha=1$ 로 한 경우로 $M=f_{dc_max} f_s/m$ 가 된다.

표 1은 기존 기법과 제안하는 기법에 대해 연산량과 메모리 및 SNR를 비교한 내용을 정리한 것이다.

제안하는 기법의 구현상의 특징을 요약하면, 일정 도플러 주파수 영역을 구분하는 LFM 도플러 상관기의 개수는 도플러 천이 주파수 간격을 세밀하게 할수록 증가한다. 많은 수의 LFM 도플러 상관기 결과를 합하여 테스트 셀을 만들수록 SNR 향상되며, 도플러 천이 주파수 변화에 크게 변하지 않는 일정한 SNR 값을 가져 안정된 검출 성능을 나타낸다. 또한 도플러 천이 주파수 간격을 세밀하게 하기위해 증가되는 상관기 개수는 연산량과 메모리량의 증가와는 관련이 없다. 다시 말해 제안하는 방법은 매우 적은 연산량과 메모리를 가지고 도플러 천이 주파수 변화에 강건한(robust)한 고속 검출기 구현을 가능하게 한다.

V. 모의실험 결과

이 장에서는 기존 기법과 제안하는 기법으로 LFM 표적 검출을 하기위해 테스트 셀을 생성하는 과정 및 결과를 모의실험을 통해 살펴보도록 한다.

1. 기존 기법과 제안하는 기법에서 테스트 셀의 생성 과정을 설명하기 위한 모의실험

그림 8은 기존 방법에서 테스트 셀을 만드는 과정으로, Region A는 수신신호가 입력으로 들어오는 과정을 나타내며, Region B는 정렬된 상관 결과 $\lambda'_i(n_m)$ 를 구하는 과정을, 그리고 Region C는 각 정렬된 상관결과들의 크기인 $f[\lambda'_i(n_m)]$ 을 나타낸 것이다. 기존의 기법에서는 $f[\lambda'_i(n_m)]$ 중에서 최대인 값을 선택하여 테스트 셀인 $C(n_m)$ 으로 하였으나, 제안하는 기법은 각 상관 결과의 합인 $\hat{\lambda}(n_m)$ 에 대한 크기를 테스트 셀인 $\hat{C}(n_m)$ 로 하여 표적을 검출한다.

그림 9는 기존 기법과 제안하는 기법으로 테스트 셀을 생성하였을 때의 $C(n_m)$ 와 $\hat{C}(n_m)$ 의 결과를 각각 정규화를 하여 나타낸 것이다. 그림 9에서 결과가 동일하나, 이는 잡음이 없는 모의실험 데이터인 경우로 실제 데이터에 대해서는 차이가 발생할 것으로 예상된다.

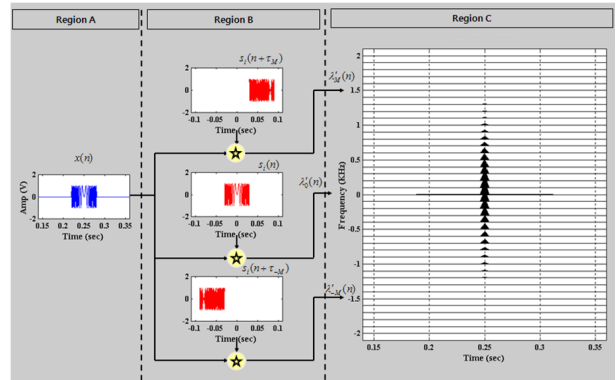


그림 8. 기존 LFM 표적 검출기법과 제안하는 LFM 표적 검출기법의 과정을 설명하기 위한 모의실험 과정

Fig. 8. The simulation procedures for the explanation of the conventional LFM target detection and the proposed method.

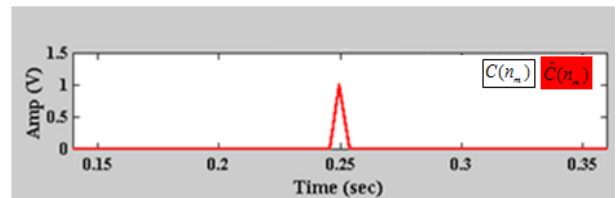


그림 9. 기존 LFM 표적 검출기법의 테스트 셀 $C(n_m)$ 와 제안하는 LFM 표적 검출기법의 테스트 셀 $\hat{C}(n_m)$ 에 대한 모의실험 결과

Fig. 9. The simulation results of test cells of the conventional LFM target detection and the proposed method.

2. 제안하는 방법을 하나의 합필터로 구현하여 적용한 모의실험

그림 10은 제안하는 방법을 그림 7과 같이 확장된 수신신호와 하나의 합필터인 $f_{sum}(n)$ 의 상관으로 간단히 구현한 경우의 모의실험 과정과 결과를 나타낸다. 그림

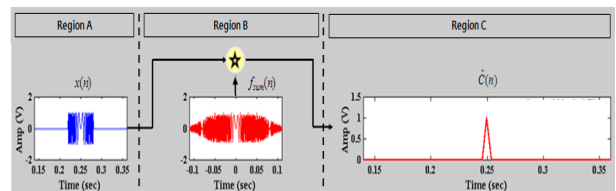


그림 10. 제안하는 LFM 표적 검출기법을 실제 하나의 합필터 $f_{sum}(n)$ 구현하였을 때의 모의실험 과정

Fig. 10. The simulation procedures for the explanation of the proposed LFM target detection method with the sum filter, $f_{sum}(n)$.

10의 Region A는 모의실험에 사용된 수신신호로 그림 8에서 사용된 신호와 동일하다. Region B는 확장된 수신신호에 대해 합필터 $f_{sum}(n)$ 와 상관시키는 부분으로, Region B의 그림은 가장 작은 도플러 천이 주파수 변화 간격으로 $f_{sum}(n)$ 을 구성한 예이다. Region C는 합필터에 의한 상관결과의 크기를 구한 것으로, 이 값들이 테스트 셀 $\hat{C}(n_m)$ 이 되며 그림 9의 $\hat{C}(n_m)$ 와 동일한 값을 가짐을 알 수 있다.

모의실험 결과를 통해 다수의 LFM 도플러 상관기를 구성하여 상관결과를 정렬시킨 후 최대값을 테스트 셀로 선택하는 기존 기법과 정렬된 상관결과의 합을 테스트 셀로 사용하는 제안 기법의 결과가 유사함을 알 수 있었다. 또한 제안 기법을 하나의 확장된 합필터와 수신신호를 상관시킨 결과를 구해 테스트 셀로 선택한 것을 보여주었다. 이는 다수의 LFM 도플러 상관기의 정렬된 결과들을 구해 합하여 테스트 셀을 선택하는 것과 결과가 동일하였으며, 이는 고속으로 제안하는 기법을 구현할 수 있음을 나타낸다.

VI. 결 론

본 논문에서는 수중 환경에서 LFM 신호를 사용하여 표적을 탐지하는 협대역 소나시스템에서 표적 속도 변화에 강인하면서 고속으로 표적 존재 유무를 검출하기 위한 새로운 기법을 제안하였다. 제안하는 기법은 세밀한 도플러 천이 주파수 변화를 반영한 LFM 도플러 상관기들의 결과를 합하여 테스트 셀을 생성하며, 이를 통해 SNR을 향상시켜 검출 성능을 향상시킬 뿐만 아니라 표적 속도 변화에 강인한 SNR 값을 제공하여 안정된 검출 성능을 제공한다.

기존 LFM 표적 검출기법에서는 도플러 천이 주파수 변화 간격을 세밀하게 할수록 LFM 도플러 상관기의 개수가 증가되어 요구되는 연산량과 메모리가 증가된다. 반면에 제안하는 LFM 표적 검출기법은 LFM 도플러 상관기들의 결과를 합하는 연산을 하나의 합필터로 구현한다. 이를 통해 도플러 천이 주파수 변화 간격에 따른 연산량과 메모리량의 증가가 없으며, 단지 탐지하고자 하는 도플러 천이 주파수 영역의 최대 및 최소값에 의한 시간 확장에만 영향을 받는다는 것을 증명하였다. 따라서 본 논문에서 제안하는 LFM 표적탐지 기법을 이용하면, 가용할 수 있는 연산기와 메모리가 제한

된 소나시스템에서 도플러 천이 주파수 변화에 강인한 고속 LFM 표적 검출기를 구현할 수 있다.

REFERENCES

- [1] 오원천, "소나 신호처리 기술," *대한전자공학회지*, 제20권 제10호, pp. 1116-1127, 1993년 10월.
- [2] W. S. Burdic, *Underwater acoustics system analysis*, Peninsula Publishing, 2002.
- [3] 조운현, 김강, 김우식, "수중 음향 환경 변수와 소나 체계 설계," *대한전자공학회지*, 제22권 제5호, pp. 552-560, 1995년 5월.
- [4] R. O. Nielson, *Sonar signal processing*, Artec House, 1991.
- [5] J. C. Curlander, *Synthetic aperture radar systems and signal processing*, John Wiley & Sons, 1991.
- [6] A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer, *Discrete-Time signal processing*, Prentice Hall, 1989.
- [7] A. Papoulis, *Probability, random variables, and stochastic process*, MacGraw-Hill, 1991.

저 자 소 개



최 상 문(정회원)
1983년 한양대학교 자원공학과
학사 졸업.
1985년 한양대학교 자원공학과
석사 졸업.
1995년 Texas A&M대학교
지구물리학과 박사 졸업.

1995년~현재 국방과학연구소 책임연구원.
<주관심분야 : 수중음향, 음향 신호처리, 소나시스템>



이 동 훈(정회원)
1994년 경북대학교 전자전기
공학과 학사 졸업.
1996년 경북대학교 전자전기
공학과 석사 졸업.
1996년~현재 국방과학연구소
선임연구원.

<주관심분야 : 통신 신호처리, 멀티미디어 시스템, 소나시스템>



도 대 원(정회원)
1996년 포항공과대학교 전자전기
공학과 학사 졸업.
1998년 포항공과대학교 전자전기
공학과 석사 졸업.
2003년 포항공과대학교 전자전기
공학과 박사 졸업.

2003년 LG전자기술원 모바일멀티미디어연구소
선임연구원.
2007년~현재 국방과학연구소 선임연구원.
<주관심분야 : 통신 신호처리, 멀티미디어 신호처리, 레이더 및 소나시스템>



김 형 문(정회원)
2000년 창원대학교 전기공학과
학사 졸업.
2002년 창원대학교 전기전자제어
공학과 석사 졸업.
2002년 한국항공우주산업(주)
UAV개발팀/T-50
비행제어팀 선임연구원

2006년~현재 국방과학연구소 선임연구원.
<주관심분야 : 시스템 설계, 소나시스템>



김 우 식(정회원)
1991년 한국외국어대학교
물리학과 학사 졸업.
1993년 한국외국어대학교
물리학과 석사 졸업.
2004년 한국해양대학교
해양공학과 박사 졸업

1993년~현재 국방과학연구소 책임연구원.
<주관심분야 : 수중음향, 음향 신호처리, 소나시스템>