

LFM 신호에 대한 효과적인 시간지연 및 도플러 추정

A Computationally Efficient Time Delay and Doppler Estimation for the LFM Signal

윤 경 식*, 박 도 현**, 이 철 목***, 이 균 경**
(Kyung-Sik Yoon*, Do-Hyun Park**, Chul-Mok Lee***, Kyun-Kyung Lee**)

*김천대학 전자통신과, **경북대학교 대학원 전자공학과, ***위덕대학교 정보통신공학과
(접수일자: 2001년 6월 5일; 수정일자: 2001년 10월 9일; 채택일자: 2001년 10월 18일)

본 논문에서는 LFM (Linear Frequency Modulated) 신호를 사용하는 능동소나에서 적은 연산량으로 표적반사신호의 시간지연과 도플러를 추정하는 기법을 제안하였다. 제안한 기법에서는 일반적인 추정기법들이 가지는 연산량의 문제를 해결하기 위해 LFM 신호의 상호모호함수 (cross ambiguity function)에서 시간지연과 도플러의 관계를 나타내는 대수적인 관계식을 이용하였다. FML (Fast Maximum Likelihood) 기법을 기반으로 하여 시간지연과 도플러의 대수적 관계식을 유도하였으며, 이를 이용하여 일반적인 2차원 탐색 대신 2번의 1차원 탐색으로 시간지연과 도플러를 추정하였다. 다양한 신호대 잡음비 (SNR)에서 제안한 알고리즘의 추정오차를 분석하였으며, 제안한 알고리즘이 우수한 추정 성능을 보임을 확인하였다.

핵심용어: 능동소나, LFM 신호, 시간지연 및 도플러 추정, FML 추정기법, 모호함수

투고분야: 수중음향 분야 (5,6)

In this paper, a computationally efficient time delay and doppler estimation algorithm is proposed for active sonar with Linear Frequency Modulated (LFM) signal. To reduce the computational burden of the conventional estimation algorithm, an algebraic equation is used which represents the relationship between the time delay and doppler in cross-ambiguity function of the LFM signal. The algebraic equation is derived based on the Fast Maximum Likelihood (FML) method. Using this algebraic relation, the time delay and doppler are estimated with two 1-D search instead of the conventional 2-D search. The estimation errors of the proposed algorithm are analyzed for various SNR's. The simulation result demonstrates the good performance of the proposed algorithm.

Keywords: Active sonar, LFM signal, Time delay and doppler estimation, Fast maximum likelihood estimation, Ambiguity function

ASK subject classification: Underwater acoustics (5,6)

I. 서론

표적의 위치를 추정하기 위하여 표적으로부터 반사된 신호의 시간지연과 도플러를 추정하는 것은 소나, 레이더, 무선통신 등에서 잘 알려진 문제이다. 수중환경에

서는 최근 능동소나를 이용하여 표적에서 반사된 신호의 시간지연과 도플러를 찾고자 하는 연구가 활발히 진행되고 있다[1-3]. 능동소나에서는 표적의 탐지성능을 향상시키기 위해 높은 시간-대역폭 곱을 가지는 파형들을 사용하며 대표적인 것으로 HFM (Hyperbolic Frequency Modulated) 신호, LFM (Linear Frequency Modulated) 신호 등을 들 수 있다. HFM 신호는 주로 속도가 느린 표적의 탐지에 사용하며 표적의 도플러를 추정하는 처

책임저자: 이균경 (kklee@ee.knu.ac.kr)
702-701 대구광역시 북구 산격동 1370
경북대학교 전자전기공학부
(전화: 053-950-5546; 팩스: 053-950-5505)

리과정에서 적은 연산량을 가지는 장점을 갖지만 표적반사신호의 도플러에 의한 영향이 적기 때문에 정확한 추정치를 얻지 못하는 단점을 가지고 있다. 일반적으로 표적반사신호의 도플러는 표적의 위치추정이나 추적의 문제에서 중요한 정보이므로, 신뢰성 있는 도플러 추정 능력을 가진 송신신호가 요구된다. 이런 목적을 충족시키기 위해 능동소나에서는 도플러 분해능이 시간-대역폭의 곱에 반비례하는 LFM 신호를 많이 이용하고 있다[4-7].

수중환경에서 표적으로부터 반사된 표적반사신호의 시간지연과 도플러를 추정하는 대표적인 기법으로는 ML (Maximum Likelihood) 기법, 디콘볼루션 (deconvolution) 기법, FFT-기반 (FFT-based) 기법, FML (Fast Maximum Likelihood) 기법 등이 있다. ML 기법은 표적반사신호의 시간지연과 도플러를 수신신호와 기준신호 (replica)의 곱을 비용함수로 하는 2차원 탐색을 통해 추정치를 구하는 기법으로서, 추정치의 신뢰도가 높기 때문에 다른 추정기법들의 성능을 분석하는 기준으로 많이 이용하는 기법이다[8,9]. 그러나 ML 기법은 2차원 탐색으로 인해 과도한 연산량을 가지는 단점을 가지고 있다. FFT-기반 기법은 수신신호와 표적반사신호의 곱을 FFT 연산을 취하여 그 값이 최대가 되는 주파수 빈 (frequency bin)을 표적의 도플러로 추정하는 기법이다[1]. FFT-기반 기법은 시간지연을 구하기 위한 1차원 탐색과 매 시간마다 도플러를 구하기 위한 FFT 연산이 필요하므로 ML 기법과 마찬가지로 많은 연산량이 요구된다. 디콘볼루션 기법은 주로 다중경로환경에서 경로간 시간차이나 도플러를 구하는데 이용되는 기법으로서 시간지연과 도플러의 분해능은 우수하나 낮은 신호대 잡음비에서 현저한 성능의 저하를 보인다[10,11].

FML 기법은 ML 기법이 가지는 과도한 연산량의 문제를 해결하기 위해 Tufts 등에 의해서 제안되었으며, 송신신호의 자기모호함수 (auto-ambiguity function)가 좁은 주 능선 (main ridge)을 가지는 특징을 이용한다[12]. 송신신호의 자기모호함수는 능동소나에서 일반적으로 사용되는 대역폭이 넓은 HFM 신호나 LFM 신호에서 좁은 주 능선을 가지므로, FML 기법은 능동소나에 적용 가능한 기법이다. FML 기법은 자기모호함수의 주 능선을 아는 경우에, 주 능선 상에서의 1차원 탐색을 통하여 표적반사신호의 시간지연과 도플러를 추정하므로 현저한 연산량의 감소를 가져올 수 있다. 그러나 이 기법에서는 송신신호의 종류에 따라 다르게 나타나는 자기모호함수의 주 능선을 알아야 정확한 추정치를 구할 수 있다. FML 기법을 이용한 추정기법에 대한 연구는 대부분 HFM 신호에 대한

것이며[13,14], HFM 신호에서는 기준신호와 표적반사신호의 주파수가 같다는 순시 주파수 정합 (instantaneous frequency matching)조건으로부터 시간지연과 도플러의 관계를 쉽게 유도할 수 있다[12]. 그러나, LFM 신호의 경우에는 HFM 신호와는 달리 기준신호와 표적반사신호의 순시 주파수가 두 신호가 중첩되는 구간내의 한 점에서만 정합이 일어나므로 순시주파수의 정합조건만으로 주 능선을 나타내는 관계식을 구할 수 없다.

본 논문에서는 LFM 신호를 송신신호로 사용하는 능동소나에서 적은 연산량으로 표적반사신호의 시간지연과 도플러를 추정하는 기법을 제안하였다. 제안한 기법에서는 LFM 신호의 상호모호함수 (cross-ambiguity function)를 최대화하는 최적 주파수 정합시간 (optimum frequency matching time)을 구하고, 이 시간에서 기준신호와 표적반사신호의 주파수가 동일하다는 조건으로부터 LFM 신호의 시간지연과 도플러 사이의 대수적인 관계식을 유도하였다. 이를 이용하여 일반적인 추정기법들에서 요구되는 2차원 탐색을 2번의 1차원 탐색만으로 가능하게 하여 적은 연산량으로 표적반사신호의 시간지연과 도플러를 추정하였다.

2장에서 표적반사신호의 시간지연과 도플러 계수의 추정에 사용되는 기존의 추정기법들과 신호모델을 설명하였으며, 제안한 LFM 신호의 상호모호함수의 주 능선을 이용한 추정기법을 3장에서 설명하였다. 4장에서는 다양한 모의실험을 통하여 제안한 알고리즘의 성능을 분석하였다.

II. 시간지연 및 도플러 추정기법

수중환경에서 표적의 위치를 추정하기 위해 능동소나를 운용하는 경우에 사용하는 신호처리기법들은 대부분 합성한 기준신호와 수신신호와의 상관관계 (correlation)로부터 표적반사신호의 시간지연과 도플러를 추정하는 기본적인 구조를 가진다.

2.1. Maximum Likelihood 기법

음원으로부터 방사된 신호는 표적에 반사되어 표적의 거리에 해당하는 시간지연을 가지고 수신센서로 들어오게 된다. 이때 표적반사신호는 표적의 이동에 의한 영향으로 도플러변이와 펄스신장효과 (pulse elongation effect)가 발생하게 된다. 예를 들면, 표적의 속도가 v 이고 음속 (sound

speed)이 v_s 인 경우 표적반사신호의 도플러 계수 (doppler factor)는 $c_0 = 1 - 2v/v_s$ 이고, 송신신호의 신호길이가 T_P 인 경우 표적반사신호의 신호길이는 $T_0 = T_P/c_0$ 가 된다. 능동소나의 음원과 수신단은 고정되어 있고 표적만 이동하는 경우 수신신호 $y(t)$ 는 표적반사신호와 잡음신호의 합으로 나타낼 수 있으며 다음과 같다[12,15].

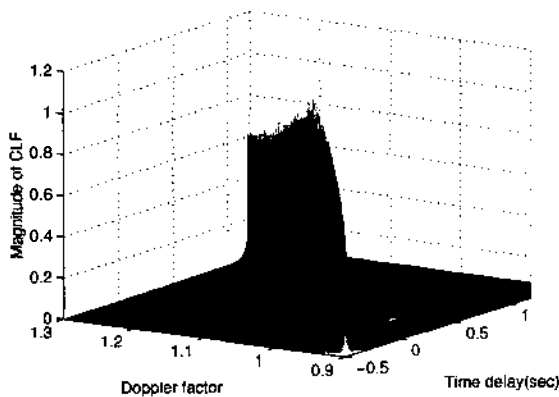
$$y(t) = \alpha s(c_0(t - \tau_0)) + w(t) \quad (1)$$

여기서 $s(t)$ 는 송신 신호이고 α , τ_0 , c_0 는 각각 표적반사신호의 손실계수 (loss coefficient), 시간지연, 도플러 계수이며, $w(t)$ 는 복소 가우시안 (complex gaussian) 확률분포를 가지는 잡음신호이다. 이때 시간지연 τ_0 는 표적반사신호가 수신되는 시점에서 표적까지의 거리를 음속으로 나눈 값으로 표적의 거리정보를 포함하고 있으며, 도플러 계수 c_0 는 표적의 속도정보를 포함하고 있다. 식 (1)의 신호를 이산신호 (discrete signal) 모델로 나타내어 벡터 형식으로 표현하면 다음과 같다.

$$Y = \alpha S(\tau_0, c_0) + W \quad (2)$$

여기서, Y , $S(\tau_0, c_0)$, W 는 각각 수신벡터와 표적반사신호벡터, 잡음벡터를 나타내며 식 (3)과 같다.

$$Y = \begin{bmatrix} y_0 \\ y_1 \\ \vdots \\ y_{N-1} \end{bmatrix}, S(\tau_0, c_0) = \begin{bmatrix} s_0(\tau_0, c_0) \\ s_1(\tau_0, c_0) \\ \vdots \\ s_{N-1}(\tau_0, c_0) \end{bmatrix}, W = \begin{bmatrix} w_0 \\ w_1 \\ \vdots \\ w_{N-1} \end{bmatrix} \quad (3)$$



(a) 3차원 CLF
(a) 3-D CLF

여기서 각 벡터를 구성하는 인자의 아래첨자는 샘플링시간을 나타내며, 벡터의 크기를 나타내는 N 은 전체관측시간을 샘플링주파수로 나눈 값이다.

ML 기법은 잡음의 확률분포를 정확히 아는 경우 정확한 추정치를 가지는 추정기법으로 알려져 있다. 센서에 수신된 신호가 식 (2)와 같은 경우, ML 기법의 시간지연과 도플러 추정치 $\hat{\tau}_0$ 와 \hat{c}_0 는 다음의 비선형 최소자승 (non-linear least square) 문제의 해를 구하는 것이 된다.

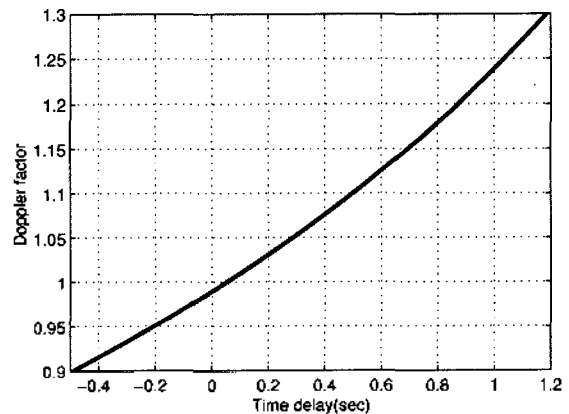
$$\begin{aligned} \hat{\tau}_0, \hat{c}_0 &= \arg \min_{\tau, c} \|Y - S(S^H S)^{-1} S^H Y\|^2 \\ &= \arg \max_{\tau, c} [Y^H S(S^H S)^{-1} S^H Y] \end{aligned} \quad (4)$$

여기서 $\|\cdot\|$ 는 벡터의 유클리디안 길이 (euclidean length)를 나타낸다. 따라서 ML 기법은 다음의 식으로 주어지는 CLF (Compressed Likelihood Function)의 전역 최대점 (global maximum point)을 시간지연과 도플러에 대한 2차원탐색을 통해 찾는 문제로 볼 수 있으며 2차원탐색으로 인한 많은 연산량을 가진다.

$$J_{ML}(\tau, c) = Y^H S(S^H S)^{-1} S^H Y \quad (5)$$

2.2. FML 기법

FML 기법은 Tufts 등에 의해 제안되었으며[12], CLF의 형태를 이용하여 표적반사신호의 시간지연과 도플러를 2번의 1차원 탐색으로 추정할 수 있는 기법이다. 표적반사신호의 시간지연과 도플러가 각각 $\tau_0=0.5$, $c_0=1.1$ 인 광대역 HFM 신호의 CLF를 그림 1에 나타내었다. 그림에서 전역 최대점은 주 능선상에 존재하는 것을 확인할 수



(b) 2차원 컨투어
(b) 2-D contour

그림 1. HFM 신호의 CLF ($\tau_0 = 0.5\text{sec}$, $c_0 = 1.1$)
Fig. 1. CLF of HFM signal ($\tau_0 = 0.5\text{sec}$, $c_0 = 1.1$).

있다. 따라서 CLF의 주 능선을 나타내는 관계식을 안다면 주 능선 상에서의 일차원 탐색으로 전역 최대점을 탐색하여 (τ_0, c_0) 를 구할 수 있다.

CLF의 주 능선을 나타내는 대수적 관계식은 다음과 같이 구한다.

송신신호로 HFM 신호를 사용하는 경우, 식 (1)에 사용하는 송신신호 $s(t)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$s(t) = \begin{cases} \exp[ja \ln(1-kt)], & 0 \leq t \leq T_p \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (6)$$

여기서 T_p 는 송신신호의 신호길이를 나타낸다. $k = (f_2 - f_1)/f_2 T_p$ 이고 $a = -2\pi f_1/k$ 이며, f_1, f_2 는 각각 주파수의 시작과 끝을 나타낸다.

식 (5)의 비용함수 $J_{ML}(\tau, c)$, 즉, CLF는 이산신호 모델의 수신신호 $y(t)$ 와 기준신호 $s(c(t-\tau))$ 의 광대역 상호 모호함수 (WBCAF)가 가지는 크기 (envelope)와 비례하므로 식 (5)의 CLF는 WBCAF로 대체할 수 있다. 연속시간 모델 (continuous time model)에서의 WBCAF는 다음과 같이 정의된다[12].

$$\begin{aligned} A(\tau, c) &= \sqrt{c} \int_t y(t) s^*(c(t-\tau)) dt \\ &= \int_t K(t, \tau, c) e^{j\beta(t, \tau, c)} dt \end{aligned} \quad (7)$$

여기서 *는 복소공액 (complex conjugate)을 나타내고 τ, c 는 각각 기준신호의 시간지연과 도플러를 나타낸다. 위 식에서 적분구간은 기준신호와 표적반사신호가 중첩되는 구간에 해당한다. $K(t, \tau, c), \beta(t, \tau, c)$ 는 각각 적분인자 $y(t)s^*(c(t-\tau))$ 의 순시크기 (instantaneous amplitude)와 순시위상 (instantaneous phase)이다.

$A(\tau, c)$ 의 주 능선을 나타내는 대수적 방정식은 기준신호와 표적반사신호의 순시주파수가 정합된다는 다음의 조건으로부터 구할 수 있다.

$$\frac{\partial \beta(t, \tau, c)}{\partial t} = \frac{ak[c(1-kc_0(\tau-\tau_0)) - c_0]}{(1-kc_0(t-\tau_0))(1-kc(t-\tau))} = 0 \quad (8)$$

식 (8)에서 분자항은 시간의 함수가 아님을 알 수 있다. 따라서 기준신호와 표적반사신호가 중첩되는 구간 내의 한 부분에서라도 정합이 이루어지면, 중첩되는 구간내의 모든 시간에서 기준신호와 표적반사신호의 순시주파수는 정합이 이루어진다.

식 (8)의 분자항이 0이 되는 조건으로부터 CLF의 주 능선을 나타내는 다음과 같은 대수적인 방정식을 얻을 수 있다.

$$L: c = \frac{c_t}{1 - kc_t(\tau - \tau_t)} \quad (9)$$

여기서 (τ_t, c_t) 는 임의의 c_t 를 가정하고 (예를 들어 $c_t = 1$) τ 에 대한 1차원 탐색을 통하여 구한 주 능선상에 존재하는 임의의 점을 나타낸다. 이를 식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\tau_t = \arg \max_{\tau} J_{ML}(\tau, c_t) \quad (10)$$

마지막으로 표적반사신호의 시간지연과 도플러는 식 (9)로 주어지는 곡선상의 전역최대점을 탐색함으로써 추정할 수 있다.

III. LFM 신호의 상호모호함수가 가지는 주 능선을 이용한 제안한 추정기법

본 장에서는 기준신호와 표적반사신호가 중첩되는 구간에서 두 신호의 순시 주파수차이의 크기를 누적시킨 비용함수 (cost function)를 정의한다. 그리고 정의한 비용함수를 최소화하는 최적주파수 정합시간을 유도하고, 이를 이용하여 LFM 신호에 대한 CLF의 주 능선을 나타내는 대수적 관계식을 유도한다.

3.1. LFM 신호의 광대역 상호모호함수 (WBCAF)

능동소나에서 음원으로 사용하는 LFM 신호는 시간에 따라 주파수가 선형적으로 증가하며 식 (11)과 같다.

$$s(t) = \begin{cases} \exp[j2\pi(f_0 t + \frac{m}{2} t^2)], & -T_p/2 \leq t \leq T_p/2 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (11)$$

여기서 $m = B/T_p$ 이고 T_p, B 는 각각 송신신호의 신호길이와 대역폭이며 f_0 는 중심주파수이다.

LFM 신호를 음원으로 사용하는 능동소나의 신호처리에서는 연산량을 줄이기 위해서 수신된 신호를 기저대역 (base band)으로 옮긴 후 데시메이션 (decimation)하여 사용한다. 데시메이션된 기저대역 수신신호는 식 (12)와 같다.

$$y_b(t) = s_b(c_0(t - \tau_0)) + w(t) \quad (12)$$

이때 $s_b(c_0(t - \tau_0))$ 는 시간지연과 도플러가 (τ_0, c_0) 인 표적반사신호를 기저대역으로 옮긴 신호로 식 (13)과 같

고 $w(t)$ 는 복소 가우시안 분포를 가지는 잡음신호이다.

$$s_b(c_0(t - \tau_0)) = \exp[j2\pi((c_0 - 1)f_0(t - \tau_0) + \frac{m}{2}c_0^2(t - \tau_0)^2)] \quad (13)$$

수신신호가 식 (12)와 같은 경우 LFM 신호의 상호모호함수는 다음과 같다.

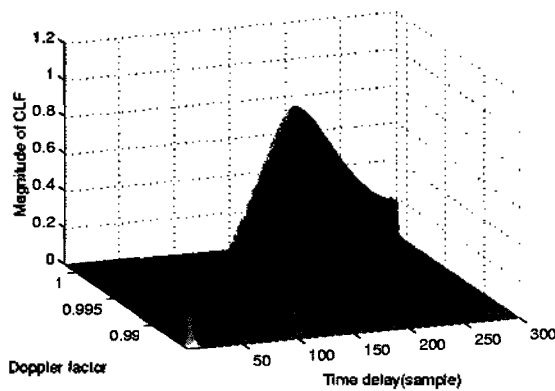
$$A(\tau, c) = \sqrt{c} \int_{t_L}^{t_H} y_b(t) s_b^*(c(t - \tau)) dt \quad (14)$$

$$= \int_{t_L}^{t_H} K(t; \tau, c) e^{j\beta(t; \tau, c)} dt$$

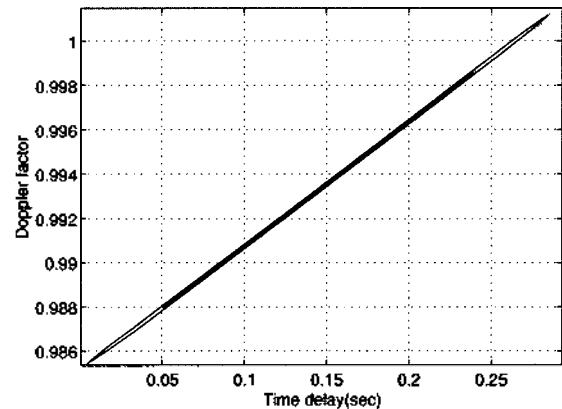
여기서 t_L 과 t_H 는 각각 기준신호와 표적반사신호가 중첩되는 구간의 시작 시간과 끝 시간을 나타낸다. 신호길이가 1초이고 대역폭이 400 Hz인 송신신호를 사용하는 경우에서, 표적반사신호의 시간지연과 도플러가 각각 $\tau_0=0.15$,

$c_0=0.9933$ 인 광대역 LFM 신호의 CLF를 그림 2에 나타내었다. 그림 2에서 LFM 신호의 상호모호함수는 HFM 신호와 마찬가지로 좁은 주 능선을 가지는 것을 알 수 있다. 식 (14)의 적분인자로 사용되는 기준신호와 표적반사신호를 시간-주파수 영역에서 나타내면 그림 3과 같다. 식 (14)의 적분에서 표적반사신호는 $-T_0/2 + \tau_0 < t < T_0/2 + \tau_0$ 인 범위에서 존재하고 기준신호는 $-T/2 + \tau < t < T/2 + \tau$ 인 범위에서 존재하므로 기준신호와 표적반사신호가 중첩되는 구간의 시작과 끝은 각각 $t_L = \max(\tau - T/2, \tau_0 - T_0/2)$, $t_H = \min(\tau + T/2, \tau_0 + T_0/2)$ 가 된다. 이때 신호길이를 나타내는 $T = T_P/c$, $T_0 = T_P/c_0$ 는 각각 기준신호와 표적반사신호의 신호길이이다.

그림 3(a)에서 서로 다른 도플러를 가지는 기준신호와 표적반사신호는 시간지연 부정합과 기울기 부정합 (slope mismatch)을 가지는 것을 볼 수 있다. 그림 3(b)에서는

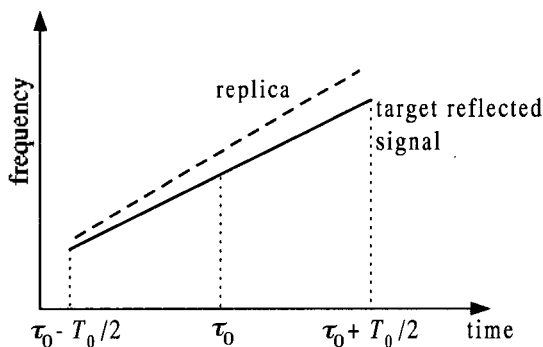


(a) 3차원 CLF
(a) 3-D CLF

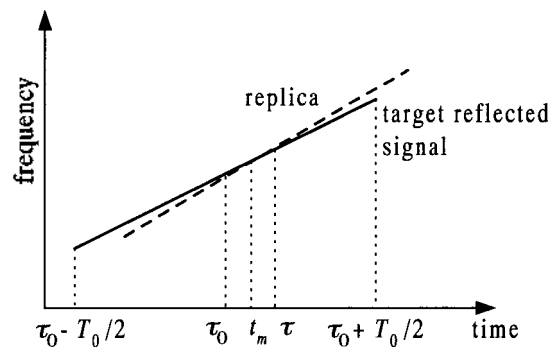


(b) 2차원 컨투어
(b) 2-D contour

그림 2. LFM 신호의 CLF ($\tau_0=0.15$ sec, $c_0=0.9933$)
Fig. 2. CLF of LFM signal ($\tau_0=0.15$ sec, $c_0=0.9933$).



(a) 주파수 정합이 이루어지지 않은 경우
(a) Without frequency matching



(b) t_m 에서 주파수 정합이 이루어진 경우
(b) Frequency matched at t_m

그림 3. 서로 다른 도플러를 가지는 기준신호와 표적반사신호의 시간-주파수 표현
Fig. 3. Time-frequency representation for replica and target signal with different doppler.

그림 3(a)의 경우에서 기준신호를 시간축상에서 이동시키면 기준신호와 표적반사신호의 순시 주파수가 일치하는 시간 t_m 이 존재한다는 것을 보여준다.

LFM 신호에서 기준신호와 표적반사신호의 순시 주파수차이는 다음과 같이 나타낸다.

$$F(t) = \frac{\partial \beta(t; \tau, c)}{\partial t} = 2\pi[mc_0^2(t - \tau_0) + f_0c_0 - mc^2(t - \tau) - f_0c] \quad (15)$$

주파수 정합시간 t_m 에서는 두 신호의 순시주파수가 일치하게 된다. 즉, $F(t_m) = 0$ 이 되며 다른 영역에서는 $F(t_m) \neq 0$ 이 된다.

3.2. 시간지연과 도플러 추정

최적 주파수 정합시간 t_{op} 는 다음의 비용함수를 최소로 하는 주파수 정합시간으로 정의한다.

$$J_{FTM} = \int_{t_L}^{t_H} |F(t)| dt = \int_{t_L}^{t_H} |F(t) - F(t_m)| dt \quad (16)$$

식 (16)의 비용함수는 기준신호와 표적반사신호가 중첩되는 구간 내에서, 두 신호의 순시 주파수차이의 크기를 누적시켜 더한 값을 의미한다.

식 (16)에서 $F(t) - F(t_m) = 2\pi m(c_0^2 - c^2)(t - t_m)$ 는 시간 t 의 선형함수 (linear function)이므로 J_{FTM} 은 적분구간의 중간값에 해당하는 $(t_H - t_L)/2$ 에서 최소가 된다. 즉 최적주파수 정합시간 t_{op} 는 다음과 같다.

$$t_{op} = \frac{\max(\tau - T/2, \tau_0 - T_0/2) + \min(\tau + T/2, \tau_0 + T_0/2)}{2} \quad (17)$$

기준신호와 표적반사신호의 시간지연과 도플러를 고려하면 식 (17)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$t_{op} = \begin{cases} \frac{\text{sgn}(\tau_0 - \tau)(T - T_0)/2 + \tau + \tau_0}{2}, & |\tau - \tau_0| \geq |T - T_0|/2 \\ \frac{\text{sgn}((T - T_0)/2)(\tau_0 - \tau) + \tau + \tau_0}{2}, & |\tau - \tau_0| < |T - T_0|/2 \end{cases} \quad (18)$$

여기서 $\text{sgn}(\cdot)$ 은 부호함수 (sign function)이다. 식 (15)에서 $F(t_m) = 0$ 이므로 다음의 관계식을 얻는다.

$$\tau - \tau_0 = \frac{f_0 + m(c + c_0)(t_m - \tau_0)}{mc^2} (c - c_0) \quad (19)$$

식 (19)와 $|T - T_0| = T_P |c - c_0| / (cc_0)$ 로 부터 식 (18)의 첫 번째 조건식 $|\tau - \tau_0| \geq |T - T_0|/2$ 은 다음과 등가적인 관계를 가짐을 알 수 있다.

$$|f_0 + m(c + c_0)(t_m - \tau_0)| \geq \frac{mc^2 T_P}{2cc_0} \quad (20)$$

마지막으로 시간지연과 도플러의 관계식은 구하기 위하여, 식 (15)의 t 에 식 (18)의 첫 번째에 경우 (즉, 식 (20)을 만족하는 경우)의 t_{op} 를 대입하면 다음과 같은 τ 와 c 의 관계식을 얻는다.

$$L_1: \tau = \tau_0 + \frac{4(c - c_0)f_0 + \text{sgn}(\tau_0 - \tau)m(c^2 - c_0^2)\left(\frac{T_P}{c} - \frac{T_P}{c_0}\right)}{2m(c^2 + c_0^2)} \quad (21)$$

식 (21)에서 미지수 (τ_0, c_0) 는 식 (10)에서와 같은 방법을 이용하여 구한 주 능선상에 존재하는 임의의 점 (τ_i, c_i) 으로 대치시킬 수 있다. 식 (10)으로부터 구한 초기치 (τ_i, c_i) 를 이용하면 시간지연과 도플러의 관계는 다음과 같다.

$$L_1: \tau = \tau_i + \frac{4(c - c_i)f_0 + \text{sgn}(\tau_i - \tau)m(c^2 - c_i^2)\left(\frac{T_P}{c} - \frac{T_P}{c_i}\right)}{2m(c^2 + c_i^2)} \quad (22)$$

같은방법으로, $|f_0 + m(c + c_0)(t_m - \tau_0)| < mc^2 T_P / (2cc_0)$ 인 경우 (식 (18)의 두 번째 경우)에서는 다음과 같은 시간지연과 도플러의 관계식을 얻을 수 있다.

$$L_2: \tau = \tau_i + \frac{2(c - c_i)f_0}{m(c^2 + c_i^2) + \text{sgn}(c_i - c)m(c^2 - c_i^2)} \quad (23)$$

최종적으로, 시간지연과 도플러의 추정치 $(\hat{\tau}_0, \hat{c}_0)$ 는 식 (22)와 (23)으로 주어지는 주 능선 L_i 상에서의 1차원 탐색을 통하여 전역 최대점을 구함으로써 얻는다. 이를 식으로 나타내면 다음과 같다.

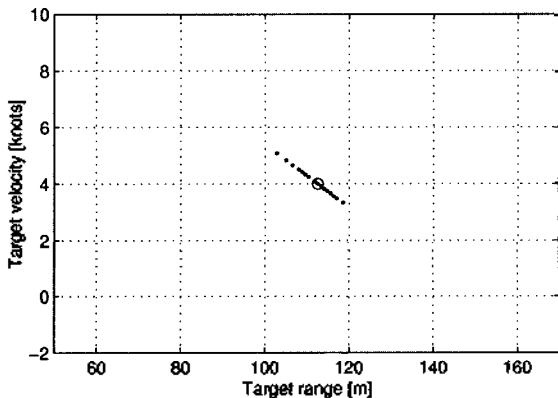
$$(\hat{\tau}_0, \hat{c}_0) = \arg \max_{\tau, c} J_{ML}(\tau, c) \text{ subject to } L_i, \quad i = 1, 2 \quad (24)$$

IV. 모의실험

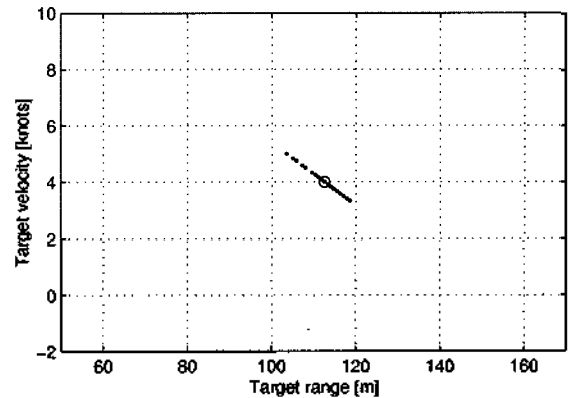
제한한 기법의 성능을 검증하기 위해 모의실험을 수행하였다. 송신신호로는 중심주파수가 7 kHz, 대역폭이 400 Hz, 신호길이가 1초인 LFM 신호를 사용하였다. 수중표적의 도플러와 시간지연은 각각 $c_0 = 0.9973$ (표적속도: 4 knots), $\tau_0 = 0.15$ 초 (표적거리: 112.5 m)로 가정하였다. 이와 같은 조건들과 $|t_m - \tau_0| \leq T_p/2$, $c + c_0 \approx 2$ 를 식 (20)에 대입하면 $f_0 + m(c + c_0)(t_m - \tau_0) \geq 6600$ 과 $mc^2 T_p / (2cc_0) \approx 200$ 임을 알 수 있다. 따라서 이 모의실험의 조건은 식 (20)을 만족하므로 광대역 모호함수의 주 능선을 나타내는 수식으로는 L_1 을 이용하였다.

신호대 잡음비에 대한 제한한 기법의 추정오차를 분석하였다. 이때 신호대 잡음비는 $\|Y - W\|^2 / \sigma_w^2$ 으로 정의하였다. 그림 4,5는 각각 신호대 잡음비가 -5 dB인 경우

와 -20 dB인 경우에 대한 ML 기법과 제안한 기법의 200 번의 몬테카를로 시뮬레이션 추정치를 나타낸 것이다. 각 그림에서 시간지연과 도플러 추정치를 각각 표적의 거리와 속도로 환산하여 나타내었으며, 실제 표적의 거리와 도플러에 해당하는 점을 원(circle)으로 나타내었다. 이때 수중에서의 음파의 속도 v_s 는 1500 m/s라 가정하였다. 추정치를 분석한 결과, 신호대 잡음비가 -5 dB인 경우 ML 기법과 제안한 기법의 추정치가 가지는 표준편차는 각각 1.95 m, 1.97 m로 나타났으며, 신호대 잡음비가 -20 dB인 경우 ML 기법과 제안한 기법의 추정치가 가지는 표준편차는 각각 33.1 m, 36.9 m로 나타났다. 신호대 잡음비가 낮은 경우에서 제안한 기법의 추정오차가 약간 더 크게 나타나는 이유는 잡음신호에 의해 초기치 (τ_i, c_i) 의 추정이 부정확하여 전역 최대점이 L_1 상에 존재하지 않기 때문이다. 또한 신호대 잡음비가 -5 dB경우,



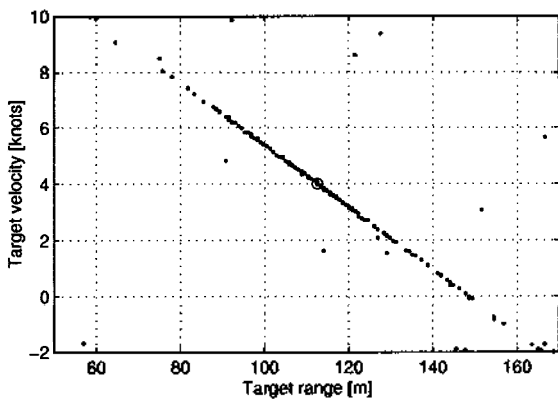
(a) ML 기법
(a) ML algorithm



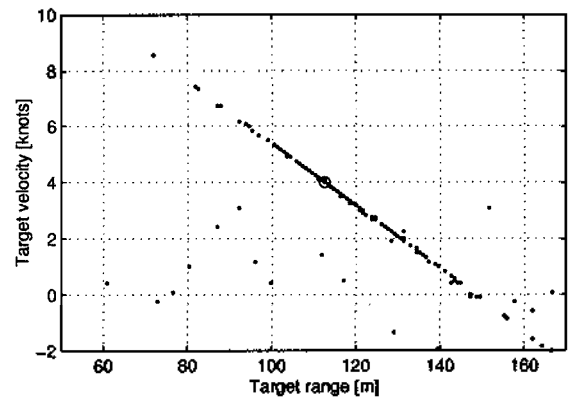
(b) 제안한 기법
(b) Proposed algorithm

그림 4. 표적거리와 표적속도 추정결과 (SNR: -5dB)

Fig. 4. Results of target range and target velocity estimate (SNR: -5dB).



(a) ML 기법
(a) ML algorithm



(b) 제안한 기법
(b) Proposed algorithm

그림 5. 표적거리와 표적속도 추정결과 (SNR: -20dB)

Fig. 5. Results of target range and target velocity estimate (SNR: -20dB).

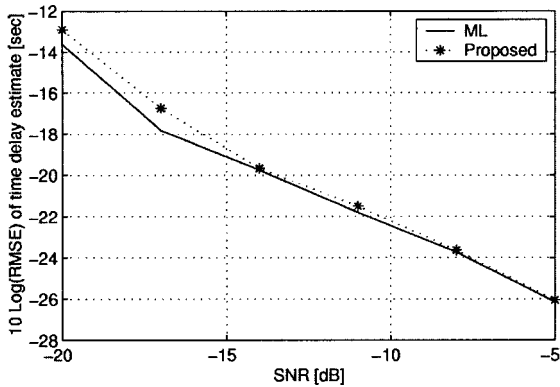


그림 6. 신호대 잡음비에 따른 시간지연 추정치의 제곱근 평균 제곱 오차
Fig. 6. RMSE in time delay estimate with respect to SNR.

ML 기법과 제안한 기법의 추정치의 99% 신뢰구간은 각각 5.85m, 5.93m이며, 이는 표적거리의 5%정도에 해당하는 거리이다. 이로부터 -5 dB 정도의 신호대 잡음비를 가지는 경우 제안한 기법이 신뢰할만한 추정치를 가진다고 할 수 있다.

시간지연과 도플러에 대한 추정치의 제곱근 평균제곱오차 (root mean square error; RMSE)를 그림 6,7에 나타내었다. 그림에서 가로축은 신호대 잡음비를, 세로축은 추정치의 제곱근 평균 제곱 오차를 나타낸다. 실선은 ML 기법, 점선은 제안한 기법의 제곱근 평균 제곱 오차이다. 실험결과로부터 제안한 기법은 ML 기법과 비슷한 추정 오차를 가지는 것을 알 수 있다.

동일한 모의실험 환경에서 신호대 잡음비에 따른 제안한 기법과 ML 기법의 정위치 추정 확률 (probability of correct localization)을 분석하였다. 정위치 추정 여부를 판단하기 위한 기준은 신호대 잡음비가 -5 dB 인 경우의 ML 기법의 99%신뢰구간에 해당하는 ± 5.85 m 이내로 설정하였다. 추정치가 실제 표적의 위치로부터 ± 5.85 m 이내에 존재하는 경우에 표적의 위치를 정확히 추정하였다고 판단하였다. 다양한 신호대 잡음비에 대한 제안한 기법과 ML 기법의 정위치 추정 확률을 표 1에 나타내었다. 표 1로부터 제안한 기법은 ML 기법과 비슷한 거리 추정 성능을 가지는 것을 확인할 수 있다.

제안한 기법과 ML 기법의 연산량을 MATLAB의 flops 함수를 이용하여 비교하였다. ML 기법은 시간지연과 도

표 1. 신호대 잡음비에 따른 정위치 추정 확률 (%)
Table 1. Probability of correct localization for various SNR (%).

	-20	-15	-10	-5
ML 기법	98	93	84	67
제안한 기법	98	92.5	84	67.5

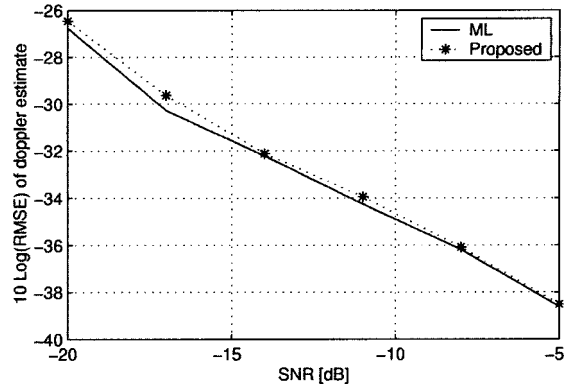


그림 7. 신호대 잡음비에 따른 도플러 추정치의 제곱근 평균 제곱 오차
Fig. 7. RMSE in doppler estimate with respect to SNR.

플러에 대하여 2차원 탐색을 하여야 하므로 시간지연과 도플러에 대한 2차원 탐색격자가 필요하나, 제안한 기법에서는 시간지연과 도플러에 대한 관계식을 이용하므로 시간지연에 대한 1차원 탐색 격자만을 필요로 한다. 모의 실험에서 ML 기법은 시간지연을 추정하기 위한 탐색격자를 0.001초 간격으로 300개를 가지도록 하였고, 도플러를 추정하기 위한 탐색격자를 0.03 knots 간격으로 300개를 가지도록 하였다. 제안한 기법에서는 시간지연을 추정하기 위한 300개의 탐색격자를 사용하였다. 이와 같은 조건에서 추정치를 얻기 위해 필요한 ML 기법과 제안한 기법의 연산량을 구한 결과, ML 기법의 연산량은 7.41×10^8 flops이었으며 제안한 기법의 연산량은 5.05×10^6 flops 이었다. 따라서 제안한 기법이 연산량의 측면에서 매우 효과적임을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 표적반사신호의 시간지연과 도플러 추정의 2차원 탐색문제를 2번의 1차원 탐색만으로 가능하도록 하기 위해 LFM 신호의 시간지연과 도플러의 대수적인 관계식을 유도하였다. 임의의 도플러에 대한 시간상의 일차원 탐색으로 시간지연과 도플러의 초기치를 구하였으며, 이 초기치를 이용하여 전역 최대점이 존재하는 주 능선을 구하였다. 이를 이용한 주 능선상의 일차원 탐색으로 표적반사신호의 시간지연과 도플러를 추정하였다. 제안한 기법의 추정성능을 분석하기 위해 시뮬레이션을 수행하였으며, 제안한 기법의 추정오차와 연산량을 ML 기법과 비교하였다. 그 결과, 제안한 기법은 ML 기법과 비슷한 추정오차와 정위치 추정 확률을 가지는 것으로

나타났으며, ML 기법에 비해 현저히 적은 연산량으로 시간지연과 도플러를 추정할 수 있었다. 이로부터 제안한 기법은 LFM 신호를 이용한 표적반사신호의 시간지연과 도플러 추정에서 적은 연산량으로 신뢰할만한 추정성능을 가짐을 확인하였다.

감사의 글

본 연구는 수중음향특화센터와 두뇌한국21 사업의 지원에 의하여 수행되었습니다.

참고 문헌

1. R. O. Nielson, *Sonar Signal Processing*, Artech House, 1991.
2. Q. Jin, K. M. Wong and Z. Q. Luo, "The estimation of time delay and doppler stretch of wideband signals," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 43, no. 4, pp. 904-916, April 1995.
3. 이구성, 김기만, 박상택, 이충용, 윤대회, "능동소나 환경에서 일정 오경보 확률 탐지기 성능의 실험적 고찰," 한국음향학회지, 제18권 제7호, pp. 3-9, 1999.
4. R. A. Altes, "Radar/Sonar acceleration estimation with Linear-Period Modulated waveforms," *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic System*, vol. 26, no. 6, pp. 914-924, November 1990.
5. P. M. Beggenstoss, "On detecting Linear Frequency-Modulated waveforms in frequency- and time- dispersive channels: alternatives to segmented replica correlation," *IEEE J. of Oceanic Eng.*, vol. 19, no. 4, pp. 591-598, Oct. 1994.
6. T. G. Manickam, R. J. Vaccaro, and D. W. Tufts, "A least-squares algorithm for multipath time-delay estimation," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 42, no. 11, pp. 3229-3233, November 1994.
7. 진해동, 윤경식, 박도현, 이균경, "능동 소나에서 다중경로를 고려한 표적 도플러 검출," 한국음향학회 학술발표대회 논문집, 제19권 제2(s)호, pp. 277-280, 2000.
8. I. P. Kirsteins and A. C. Kot, "Performance analysis of a high resolution time delay estimation algorithms," *Proc. ICASSP*, pp. 2767-2770, Apr. 1990.

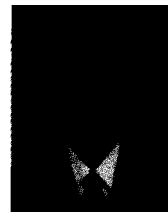
9. H. L. Van Trees, *Detection, Estimation, and Modulation Theory-Part III*, New York: Wiley, 1993.
10. A. W. Habboosh, "A deconvolution method for estimating multipath delay and doppler," *Proc. CISS 96*, pp. 633-638, March 1996.
11. A. W. Habboosh, "An algorithm for detecting closely spaced delay/doppler components," *Proc. ICASSP 97*, vol. 1, pp. 535-538, 1997.
12. D. W. Tufts, H. Ge, and S. Umesh, "Fast maximum likelihood estimation of signal parameters using the shape of the compressed likelihood function," *IEEE, J. of Oceanic Eng.*, vol. 18, no. 4, pp. 388-400, Oct. 1993.
13. Z. Su, R. Wu, "Delay and doppler scale estimation of multiple moving targets via DS-WRELAX," *ELECTRONICS LETTERS*, vol. 36, no. 9, pp. 827-828, April 2000.
14. J. Li, and R. WU, "An efficient algorithm for time delay estimation," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 42, no. 8, pp. 2231-2235, Aug. 1998.
15. L. G. Wiess, "Wavelets and wideband correlation processing," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 11, no. 1, pp. 13-32, Jan. 1994.

저자 약력

● 윤 경 식 (Kyung-Sik Yoon)

현재: 김천대학 전자통신과 교수
한국음향학회지 제19권 제1호 참조

● 박 도 현 (Do-Hyun Park)



1996년 2월: 경북대학교 공과대학 전자공학과 (공학사)
1999년 2월: 경북대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)
2001년 2월: 경북대학교 대학원 전자공학과 (박사과정 수료)
※ 주관심분야: 수중음향신호처리, 표적위치추정, 표적탐지 및 추적

● 이 철 목 (Chul-Mok Lee)

현재: 위덕대학교 정보통신공학과 교수
한국음향학회지 제19권 제1호 참조

● 이 균 경 (Kyun-Kyung Lee)

현재: 경북대학교 전자전기공학부 교수
한국음향학회지 제17권 제4호 참조