

전자전 미약신호 환경에 강인한 도착 시간 및 펄스 폭 추정 기법

방 종 현*, 박 도 현*, 이 원 진**, 김 두 환**, 김 형 남^o

Time-of-Arrival and Pulse-Width Estimation Method Robust to Weak Signal Environment in Electronic Warfare

Jong-Hyeon Bang*, Do-Hyun Park*, Wonjin Lee**, Doohwan Kim**, Hyoung-Nam Kim^o

요 약

전자전 지원 시스템은 적의 위협 신호원을 검출 및 추정하여 획득한 정보를 아군에게 제공하는 역할을 수행하는 전자전의 핵심 요소이다. 그러나 전자전에서 위협 신호원은 미약신호인 경우가 대부분이기 때문에 정보를 획득하기 위해선 잡음제거가 선행되어야 한다. 일반적인 상황에선 잡음제거를 위한 다양한 기법들이 존재하고, 이 중에서도 웨이블릿을 이용한 기법이 전자전 지원에선 많은 관심을 받고 있다. 하지만 이러한 웨이블릿 잡음제거 기반 추정 기법은 신호와 잡음을 구분하는 과정에서 침도를 임계값으로 사용하기 때문에 미약신호 환경에서 사용하기 어렵다. 또한 웨이블릿 잡음제거 기반 검출 기법은 신호 검출이라는 주제로 국한되어 있어 검출된 신호의 재원을 추정할 때 발생하는 문제점에 대하여 다루지 않는다. 따라서, 본 논문에서는 이러한 문제점에 대하여 분석하고, 이를 해결하기 위한 변화 지점 탐지 기반 펄스 도착 시간 및 펄스 폭 추정 기법을 제안한다. 이 기법은 신호의 변조 방식과 관계없이 미약신호 환경에서도 정밀한 추정이 가능하다는 특징을 가진다. 모의실험을 통해 제안하는 기법과 기존 기법 간의 성능을 비교 및 분석하고, 제안하는 기법이 더 우수한 성능을 가짐을 보인다.

키워드 : 전자전 지원, 도착 시간, 펄스 폭, 웨이블릿 잡음제거, 변화 지점 탐지, 미약 신호

Key Words : Electronic warfare support, Time of arrival, Pulse width, Wavelet denoising, Change points detection, Weak signal

ABSTRACT

The electronic warfare support system is a crucial element of electronic warfare that detects and estimates the enemy's threat signal source and provides obtained information to friendly forces. However, since most of the threat signal sources in electronic warfare are weak signals, noise removal must be preceded to obtain information. In general, various methods for noise removal exist; among them, the method using wavelets has drawn much attention in electronic warfare support. However, this wavelet-denoising based method is

※ 이 논문은 2021년 정부(방위사업청)의 재원으로 국방기술진흥연구소의 지원을 받아 수행된 연구임(KRIT-CT-21-033)

• First Author : Department of Electrical and Electronics Engineering, Pusan National University, bjh4138@pusan.ac.kr, 학생회원

o Corresponding Author : Department of Electronics Engineering, Pusan National University, hkim@pusan.ac.kr, 정교수, 중신회원

* Department of Electrical and Electronics Engineering, Pusan National University, dohpark@pusan.ac.kr, 학생회원

** LIG Nex1, leewonjin@lignex1.com; doohwan.kim2@lignex1.com

논문번호 : 202208-176-C-RN, Received August 14, 2022; Revised September 8, 2022; Accepted September 8, 2022

challenging to use in a weak signal environment because it uses kurtosis as a threshold value in the process of distinguishing signals from noise. In addition, it is limited to the subject of signal detection and does not deal with problems that occur when estimating the detected signal parameters. Therefore, in this paper, we analyze these problems and propose time-of-arrival and pulse-width estimation methods based on change point detection to solve the problems. This method can accurately estimate even in weak signal environments regardless of the modulation scheme of the signal. Through computer simulation, we compare the performance of the proposed and conventional methods, and simulation results show that the proposed method has superior performance.

1. 서론

전자전 (electronic warfare)은 전자기 스펙트럼을 제어하고 적을 공격하기 위해 전자파를 사용하는 모든 군사적 활동을 통칭하는 개념으로서, 전자 공격 (electronic attack), 전자 방어 (electronic protection), 전자전 지원 (electronic warfare support)의 하위 분야 세 가지로 구성된다^{1,2}. 이 중 전자전 지원은 적군의 위협 신호원을 검출 및 분석하여 아군에게 처리된 정보를 제공해주는 역할을 수행한다. 제공받은 정보는 아군이 효율적으로 전력을 수립하고 신속하게 대응책을 결정하는데 활용되며, 이러한 전략과 대응책을 바탕으로 전자 공격, 전자 방어에서 효과적인 임무를 수행할 수 있도록 한다. 따라서 전자전 지원은 성공적인 전자전 활동을 위해 핵심적인 역할을 수행한다.

전자전 지원 시스템에서 적의 위협 신호원을 분석하기 위해서는 신호의 제원을 정확하게 추정하는 것이 요구된다. 일반적으로 추정되는 레이더 신호의 주요 파라미터는 도착 시간 (time of arrival, TOA), 펄스 폭 (pulse width, PW), 펄스 반복 주기 (pulse repetition interval), 중심 주파수 (center frequency), 그리고 펄스 크기 (pulse amplitude) 등이 있다³. 도착 시간과 펄스 폭은 우선적으로 추정되며, 추정된 도착 시간과 펄스 폭을 이용하여 펄스 반복 주기, 중심 주파수, 그리고 펄스 크기를 추정할 수 있다^{4,5}. 이 때문에 도착 시간과 펄스 폭의 추정 성능이 좋지 못하면, 이를 통해 추정되는 제원의 추정 정확도 또한 저하된다. 따라서 도착 시간과 펄스 폭의 추정은 신호 제원 추정에 있어서 전반적인 성능을 결정짓기 때문에, 그 중요도가 매우 높다.

전자전 지원에서 기존의 도착 시간 및 펄스 폭 추정 기법은 수신된 신호에 포락선 검출기를 통과시킨 후 이중 결정 임계값을 사용하여 도착 시간과 펄스 폭을 추정한다^{6,7}. 하지만 현대의 전자전에서 수신된 신호원은 자유 공간 경로 손실에 기인한 전력 손실에 의

해 잡음의 영향을 크게 받기 때문에, 신호 대 잡음비가 0 dB 이하인 미약신호 환경이 대부분이다. 따라서 이러한 기법은 미약신호가 수신될 경우 정확한 추정이 불가능하다. 이를 해결하기 위해, 잡음 제거를 적용하는 연구들이 진행되었으며, 그 중에서도 웨이블릿 잡음제거를 적용하는 연구들이 많은 관심을 받고 있다⁸⁻¹⁰. 웨이블릿 잡음제거 중 웨이블릿 패킷 분해 (wavelet packet decomposition)와 첨도 (kurtosis)를 이용한 추정 기법은 펄스 폭 추정 정확도를 향상시키고, 이를 통해 펄스 크기의 추정 정확도를 개선했다⁸. 그러나 분해된 각 패킷의 신호 유무를 판별할 때 첨도를 활용한 임계값을 사용하기 때문에, 여전히 SNR이 0 dB 이하인 미약신호에 대해서는 추정이 어렵다는 문제점이 존재한다. 가우시안 웨이블릿 (Gaussian wavelet)을 이용한 검출 기법은 웨이블릿 변환 (wavelet transform)을 통해 웨이블릿 계수를 획득한 후 최대 파워비를 가지는 웨이블릿 계수를 선택함으로써 신호와 잡음을 구분하고, 이를 통해 수신된 신호의 SNR을 증가시켰다⁹. 하지만 이는 저대역 신호에만 적용 가능하며, 필터 이득이 평탄하지 않다는 단점이 있다. 변형된 싱크 웨이블릿 (modified sinc wavelet)은 기존 웨이블릿의 단점을 극복하고, 다양한 대역에서 수신되는 신호 환경에서 웨이블릿 변환을 통해 입력 신호의 SNR을 크게 향상시켰다¹⁰. 그러나 이러한 웨이블릿 변환을 사용한 연구들은 신호 검출이라는 주제에만 초점이 맞춰져 있다. 전자전 지원 시스템의 핵심적인 역할은 위협 신호원의 검출 및 분석이라는 측면에서, 검출된 신호의 제원을 추정하는 과정에서 발생하는 문제점에 대한 분석 또한 요구된다.

따라서, 본 논문에서는 웨이블릿 변환을 통해 검출된 신호를 이용하여 제원을 추정할 때 발생하는 문제점에 대하여 분석하고, 이를 기반으로 변화 지점 탐지 알고리즘을 이용한 도착 시간 및 펄스 폭 추정 기법을 제안한다. 제안하는 기법은 크게 잡음 제거 단계와 추정 단계로 구성되어 있으며, 미약신호 환경에서도 정

밀한 추정이 가능하다는 장점을 지닌다. 또한 수신된 신호가 다양한 변조 방식과 대역폭을 가지더라도 왜곡 없이 신호의 잡음을 제거할 수 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서 저피탐 레이더 신호와 웨이블릿 변환에 대해 설명하고, 웨이블릿 변환을 통해 검출된 신호의 제원을 추정할 때 발생하는 문제점에 대해 분석한다. III장에서는 분석한 결과를 기반으로 변화 지점 탐지를 이용한 도착 시간 및 펄스 폭 추정 기법을 제안하고, IV장에서 모의실험을 통해 제안하는 추정 기법의 성능을 분석한다. 마지막으로 V장에서 본 논문의 결론을 내린다.

II. 관련 연구 및 배경

2.1 저피탐 레이더 신호

수신된 저피탐 (low probability intercept, LPI) 레이더 신호 $y(t)$ 는 레이더 변조 신호와 잡음을 포함하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$y(t) = s(t) + n(t) = A \exp(j2\pi f_k t + \phi_k) + n(t) \quad (1)$$

여기서 $s(t)$, $n(t)$ 는 각각 복소 레이더 신호와 AWGN (additive white Gaussian noise)을 의미하며, A 는 신호의 크기, f_k , ϕ_k 는 각각 k 번째 순시 주파수와 위상을 나타낸다.

일반적으로 저피탐 레이더 신호는 주파수 변조, 위상 변조, 복합 변조 세 가지의 변조 방식을 가진다^[11]. 주파수 변조는 f_k 가 변수, ϕ_k 가 상수이며, 위상 변조는 f_k 가 상수, ϕ_k 가 변수이다. 복합 변조는 주파수 변조와 위상 변조가 결합된 형태이며, 본 논문에서는 주파수 변조와 위상 변조 신호에 대해서 고려한다.

2.2 연속 웨이블릿 변환을 이용한 신호 검출

본 절에서는 기존의 모 웨이블릿 (mother wavelet) 보다 신호 검출 성능의 우수함이 증명된 변형된 싱크 웨이블릿에 대하여 기술하고, 연속 웨이블릿 변환 (continuous wavelet transform, CWT)을 통한 신호 검출 방법에 대하여 설명한다. 또한 이를 통해 검출된 신호의 제원을 추정할 때 발생하는 문제점과 그 원인에 대하여 분석한다.

변형된 싱크 웨이블릿 $\psi_{s,0}(-\tau)$ 는 기존의 웨이블릿과 달리 주파수 이득이 평탄한 싱크 함수를 모 웨이블릿으로 사용하며, 아래와 같이 정의된다^[10].

$$\psi_{s,0}(-\tau) = \sqrt{s} \frac{\sin(B\pi\tau/s)}{\pi\tau} e^{-j2\pi(f_0/s)\tau} \quad (2)$$

여기서 B 는 필터의 초기 대역폭이며, τ 는 시간 천이, s 는 스케일 인자, f_0 는 필터의 초기 중심 주파수, 그리고 f/s 는 s 값에 따른 가변 중심 주파수를 의미한다. 변형된 싱크 웨이블릿을 이용한 연속 웨이블릿 변환은 입력 신호 $x(t)$ 와 웨이블릿 필터 $\psi_{s,0}(-\tau)$ 의 컨볼루션을 통해 수행할 수 있으며, 이를 통해 웨이블릿 계수 $W(s, \tau)$ 를 다음과 같이 구할 수 있다^[12].

$$W(s, \tau) = x(\tau) * \psi_{s,0}(-\tau). \quad (3)$$

식 (3)으로부터 획득한 웨이블릿 계수를 이용하여 스케일 축에서의 파워비 $P_W(s)$ 를 아래와 같이 계산할 수 있다^[13].

$$P_W(s) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |W_x(s, \tau)|^2 d\tau}{E[\int_{-\infty}^{\infty} |W_n(s, \tau)|^2 d\tau]} \quad (4)$$

여기서 $W_x(s, \tau)$ 는 입력 신호의 웨이블릿 계수를, $W_n(s, \tau)$ 는 잡음의 웨이블릿 계수를 의미한다. 그림 1. (a)는 필터의 초기 대역폭이 2MHz이고 LFM(linear frequency modulation) 신호의 대역폭이 1MHz일 때, 식 (4)로부터 계산된 신호의 파워비를 나타낸다. 이때 가장 큰 파워비를 가지는 스케일 인자 S_{opt} 를 선택함으로써 최적의 웨이블릿 계수를 획득할 수 있으며, 최적의 웨이블릿 계수는 곧 검출된 신호를 의미한다.

하지만 이러한 방법은 신호의 대역폭이 필터의 대역폭보다 크다면 신호 왜곡을 유발할 가능성이 존재한다. 그림 1. (b)는 그림 1. (a)에서 신호 대역폭만 5MHz로 바뀐 LFM 신호의 파워비를 나타내며, 그림 2는 동일한 LFM 신호와 그림 1. (b)에서의 s_1 과 s_2 에 따른 필터를 나타낸다. 그림 2에서 볼 수 있듯이, 열 잡음에 의해 신호의 파워 스펙트럼이 균등하게 분포돼있지 않기 때문에 s_1 에서의 파워비가 s_2 에서의 파워비보다 크다. 따라서, 이러한 상황에서 최대 파워비를 가지는 스케일 인자를 선택한다면 신호의 대역폭보다 좁은 대역폭을 가진 필터에 의해 신호가 왜곡되어 출력된다. 만약 초기 대역폭을 충분히 크게 설정한다면 이러한 신호 왜곡을 쉽게 해결할 수 있겠지만, 협대역 신호가 수신될 경우 불필요한 열 잡음이 많이 포함된다는 문제점이 발생한다. 결과적으로 이와 같은 문제점들은 신호 제원을 추정함에 있어서 성능 열화를 야

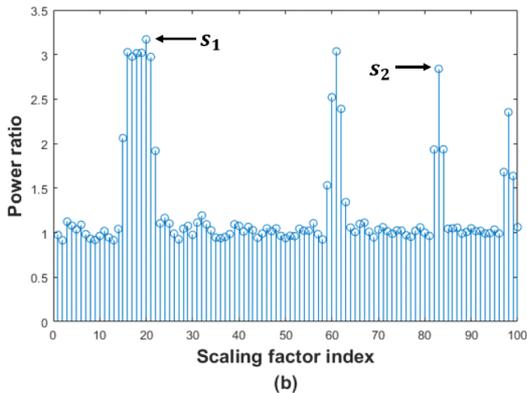
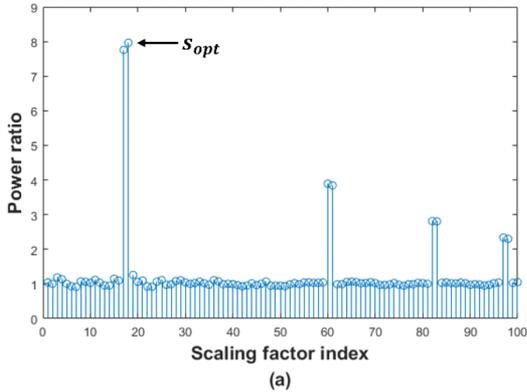


그림 1. 스케일 인자에 따른 파워비; (a) LFM 신호 (1MHz), (b) LFM 신호 (5MHz)
 Fig. 1. The power ratio according to the scaling factor; (a) LFM signal (1MHz), (b) LFM signal (5MHz).

기한다.

신호 왜곡이 발생하는 근본적인 원인은 신호의 대역폭에 따른 유연한 필터 대역폭을 설정할 수 없다는 점에 기인한다. 비록 초기 대역폭과 가변 중심 주파수를 통해 웨이블릿 필터의 대역폭을 변화시킬 수 있더라도, 수신된 신호원이 다양한 대역폭을 가질 수 있다는 측면에서 명백한 한계점이 존재한다.

III. 향상된 도착 시간/펄스 폭 추정 기법

II장에서 분석한 결과를 기반으로 본 장에서는 변화 지점 탐지 기법을 이용하여 다양한 변조 방식과 대역폭을 가지는 신호원에도 강건한 펄스 도착 시간 및 펄스 폭 추정 기법을 제안한다. 제안하는 기법은 그림 3과 같이 크게 잡음제거 단계와 추정 단계로 구분된다. 잡음제거 단계에선 주파수 축 파워비의 신호가 존재하는 대역을 변화 지점으로 탐지하여 잡음제거를 수행하며, 추정 단계에선 잡음이 제거된 신호 내의 펄스

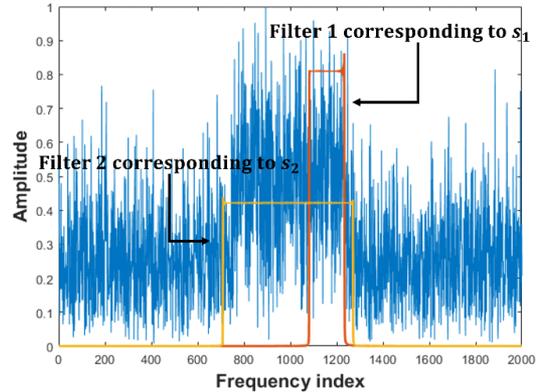


그림 2. LFM 신호 (5MHz)와 각 스케일 인자에 해당하는 필터
 Fig. 2. LFM signal (5MHz) and filters corresponding to each scaling factor.

스가 존재하는 구간을 변화 지점으로 탐지하여 대략적인 펄스 폭 추정을 수행한다. 획득한 대략적인 펄스 폭은 차등 이동 평균 필터의 윈도우 길이를 설정하는 데 사용되며, 필터의 출력을 통해 추정된 결과를 얻을 수 있다. 제안하는 기법을 설명하기에 앞서 변화 지점 탐지 알고리즘과 차등 이동 평균 필터에 대하여 먼저 설명하고, 본 장의 3절에서 제안하는 기법을 잡음제거 단계와 추정 단계로 나누어 구체적으로 서술한다.

3.1 변화 지점 탐지 알고리즘

변화 지점 탐지 기법은 실수 시계열 데이터에서 급격한 통계량의 변화가 발생하는 지점들을 탐지하는 알고리즘으로, 뇌 신호처리, 기후 변화 탐지 등 다양한 분야에서 널리 활용되고 있다^{14,15}. 변화 지점 탐지 기법은 그 기법을 적용함에 있어서 크게 변화 지점 개수를 알고 있는 경우와 모르는 경우로 구분할 수 있다.

3.1.1 변화 지점 개수를 아는 상황

변화 지점 개수가 k 개, 입력 데이터를 $\mathbf{y} = (y_1, y_2, \dots, y_n)$, s 부터 t 까지의 입력 데이터를 $\mathbf{y}_{s:t} = (y_s, y_{s+1}, \dots, y_t)$ 라고 할 때, 아래의 총 비용 함수 C_t 가 최소가 되도록 하는 τ_1, \dots, τ_k 를 계산함으로써 변화 지점 탐지를 수행할 수 있다¹⁶.

$$C_t = \sum_{j=0}^k C(\mathbf{y}_{\tau_j+1:\tau_{j+1}}) \quad (5)$$

여기서 τ 는 변화 지점들의 집합으로 $\tau = (\tau_0, \tau_1, \dots, \tau_k, \tau_{k+1})$, $\tau_0 = 0$, $\tau_{k+1} = n$ 이며, C 는 비용 함수이다.

3.1.2 변화 지점 개수를 모르는 상황

입력 데이터의 변화 지점 개수를 모르는 상황에서는 변화 지점 개수와 변화 지점을 동시에 추정해야 한다. 이에 대한 많은 연구가 진행되었으며, 그 중에서도 변화 지점 탐지 정확도는 높으면서 연산량은 적은 PELT (pruned exact linear time) 기법이 제안되었다^[17]. PELT 기법의 수행과정을 간략히 나타내면 다음과 같다.

Input: $\mathbf{y} = (y_1, y_2, \dots, y_n)$ where $y_i \in \mathbb{R}$
Initialize: $n = \text{length of data}$, $F(0) = -\beta$,
 $cp(0) = \text{NULL}$, $R_1 = \{0\}$
Iterate for $\tau^* = 1, \dots, n$
 1. $F(\tau^*) = \min_{\tau \in R_{\tau^*}} [F(\tau) + C(y_{(\tau+1):\tau^*}) + \beta]$
 2. $\tau^1 = \arg \left\{ \min_{\tau \in R_{\tau^*}} [F(\tau) + C(y_{(\tau+1):\tau^*}) + \beta] \right\}$
 3. $cp(\tau^*) = [cp(\tau^1), \tau^1]$
 4. $R_{\tau^*+1} = \{ \tau \in R_{\tau^*} \cup \{ \tau^* \} : F(\tau) + C(y_{(\tau+1):\tau^*}) \leq F(\tau^*) \}$
Output: the change points recorded in $cp(n)$

여기서 β 는 벌점 상수, R 은 변화 지점이 될 가능성이 있는 τ^* 의 집합, cp 는 최적의 변화 지점, 그리고 F 는 이전 변화 지점들까지의 비용 함수를 의미한다.

변화 지점 개수를 모르는 상태에서는 최적의 벌점 상수를 선택하는 것이 중요하다. 벌점 상수가 너무 작으면 데이터 내의 불필요한 변화를 변화 지점으로 인식하는 과적합 (overfitting)이 발생한다. 반면에, 벌점 상수가 너무 크면 데이터 내의 필수적인 변화를 변화 지점으로 인식하지 못하는 과소적합 (underfitting)이 발생한다. 따라서 최적의 벌점 상수 값을 선택하는 방법이 요구된다.

3.1.3 엘보우 기법

엘보우 기법 (elbow method)은 클러스터 분석 (cluster analysis)에서 널리 사용되는 대표적인 기법 중 하나로 주어진 데이터 셋에서 최적의 클러스터 개수를 결정할 때 사용한다^[18]. 엘보우 기법은 변화 지점 탐지에서도 사용되며, 벌점 상수 값 (또는 변화 지점 개수)과 이에 따른 비용 값을 계산하여 최적의 벌점 상수 값을 선택한다^[9]. 이러한 엘보우 기법을 사용함으로써 최적의 벌점 상수 값을 선택하여 변화 지점 탐지에서의 과적합 또는 과소적합을 방지할 수 있다.

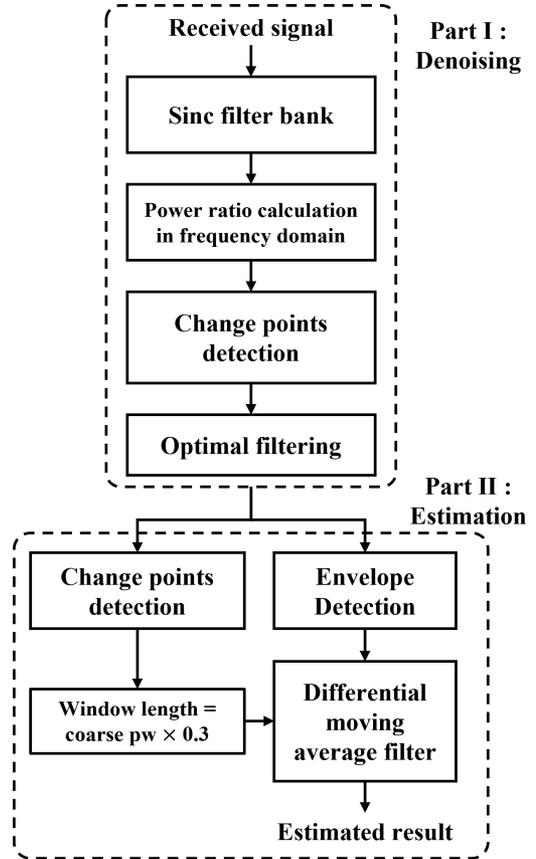


그림 3. 제안하는 도착 시간/펄스 폭 추정 기법 블록도
 Fig. 3. Block diagram of the proposed TOA/PW estimation method.

3.2 차등 이동 평균 필터

차등 이동 평균 필터는 도착 시간과 펄스 폭을 추정하는 측면에서 이동 평균 필터의 단점을 보완하기 위해 개발되었으며, 동일한 길이의 서로 다른 부호를 가지는 윈도우를 사용한다는 특징을 가진다^[9]. 그림 4. (a), (b), (c), (d)는 각각 노이즈가 없는 환경에서 윈도우 길이 (window length, WL)가 인가되는 신호의 펄스 폭보다 매우 짧을 때, 짧을 때, 같을 때, 길 때의 차등 이동 평균 필터의 출력을 나타낸다. 그림 4. (b)와 (c)에서, 도착 시간과 펄스 폭은 아래와 같이 추정할 수 있다.

$$TOA = \operatorname{argmax}_t f(t) - WL \quad (6)$$

$$PW = \operatorname{argmin}_t f(t) - \operatorname{argmax}_t f(t) \quad (7)$$

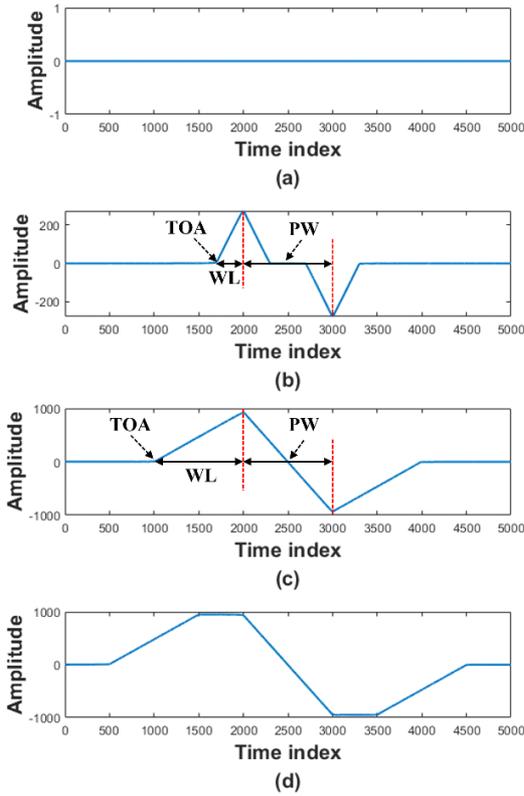


그림 4. 다양한 윈도우 길이에 따른 차등 이동 평균 필터의 출력; (a) $WL \ll PW$, (b) $WL < PW$, (c) $WL = PW$, (d) $WL > PW$

Fig. 4. Differential moving average filter output corresponding to the various window length; (a) $WL \ll PW$, (b) $WL < PW$, (c) $WL = PW$, (d) $WL > PW$.

여기서 $f(t)$ 는 시간에 따른 필터의 출력을 의미한다. 하지만 그림 4. (a)와 (d)의 경우, 최대 지점 값이 나타나지 않아 도착 시간과 펄스 폭을 추정할 수 없다는 문제점이 발생한다.

전자전에서는 위협 신호원에 대한 사전 정보가 주어지지 않기 때문에, 윈도우 길이를 설정함에 있어 모호성이 존재한다. 이를 해결하기 위해, 기존에는 다중 윈도우를 사용하여 도착 시간과 펄스 폭을 추정하였다^[20]. 다중 윈도우는 인가된 신호원에 윈도우 길이가 서로 다른 여러 개의 차등 이동 평균 필터를 동시에 통과시킨 후, 특정 임계값을 적용하여 도착 시간과 펄스 폭을 추정한다. 하지만 이는 인가된 신호의 펄스 폭이 고려하는 윈도우 길이의 최대 범위를 벗어나면 추정이 불가능하며, 다중 필터를 사용하기 때문에 고려하는 윈도우 길이의 범위가 클수록 연산량이 증가한다는 문제점이 있다.

3.3 제안하는 도착 시간/펄스 폭 추정 기법

3.3.1 잡음제거 단계

필터 내의 입력 신호가 안정 (stationary)하다고 가정할 때, 싱크 필터 뱅크 (sinc filter bank) 기반 시간-주파수 표현 (time-frequency representation, TFR)은 입력 신호 $x(t)$ 와 싱크 필터 $w(t)$ 의 내적을 통해 다음과 같이 수행할 수 있다.

$$TFR(\tau, f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)w^*(t - \tau)dt \quad (8)$$

여기서 $w(t)$ 는 다음과 같다.

$$w(t) = \frac{\sin(B\pi t)}{\pi t} e^{j2\pi ft} \quad (9)$$

이를 통해 시간 주파수 표현 $TFR(\tau, f)$ 을 얻은 후, 신호가 존재하는 주파수 대역을 찾기 위해 아래와 같이 주파수 축으로의 신호 대 잡음 파워비 $P_{TFR}(f)$ 를 계산한다^[13].

$$P_{TFR}(f) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |TFR_x(\tau, f)|^2 d\tau}{E[\int_{-\infty}^{\infty} |TFR_n(\tau, f)|^2 d\tau]} \quad (10)$$

여기서 $TFR_x(\tau, f)$ 는 입력 신호의 시간-주파수 분석 결과이며, $TFR_n(\tau, f)$ 은 잡음의 시간-주파수 분석 결과이다. 그림 5는 SNR이 0 dB일 때 LFM 신호를 사용하여 식 (10)으로부터 구한 파워비를 나타낸 것이다. 그림 5를 통해, 잡음이 존재하는 구간은 대략 1의 값을 가지며, 신호가 존재하는 구간은 1보다 큰 값을 가지는 것을 확인할 수 있다. 파워비에서 신호가 존재하는 구간은 곧 변화 지점이 발생하는 구간이며, 이를 이용해 변화 지점 탐지 기법을 적용한다면 신호가 차지하는 주파수 대역을 찾을 수 있다.

본 논문에서는 주파수 축에서의 파워비에 변화 지점 탐지 기법을 적용할 때, 변화 지점 개수를 2로 설정하여 식 (5)를 사용한다. 변화 지점 개수를 2로 설정한 것에 대한 근거는 다음과 같이 정리할 수 있다.

- 다중 주파수 성분을 가진 신호는 제원 추정 이전에 펄스 열 분리 (deinterleaving) 문제로 고려된다^[21]. 따라서 펄스 열 분리 이후 단일 주파수 성분을 가진 신호에 대하여 제원 추정을 수행한다.

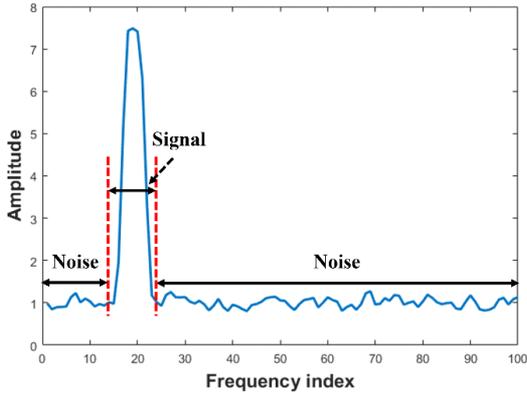


그림 5. 주파수 영역에서의 신호 대 잡음 파워비
Fig. 5. Signal to noise power ratio in frequency domain.

- 단일 주파수 성분을 가진 신호는 주파수 축에서 파워비가 상승하는 부분과 하강하는 부분으로 변화 지점이 2개가 존재한다.

식 (5)를 통해 획득한 2개의 변화지점을 f_{min} , f_{max} ($f_{max} > f_{min}$)라고 한다면, 식 (9)로부터 아래와 같은 최적의 싱크 필터를 설계할 수 있다.

$$w_{opt}(t) = \frac{\sin((f_{max} - f_{min})\pi t)}{\pi t} e^{j2\pi(\frac{f_{max} + f_{min}}{2})t} \quad (11)$$

최종적으로 설계한 싱크 필터에 신호원을 통과시킴으로써 잡음이 제거된 신호를 얻는다.

3.3.2 추정 단계

잡음이 제거된 신호는 포락선 검출기와 차등 이동 평균 필터에 순차적으로 인가된다. 그와 동시에 잡음이 제거된 신호에 변화 지점 탐지 기법을 시간 축에서 적용하여 신호의 대략적인 펄스 폭을 획득한다. 이 과정에서 수신된 신호원은 단일 펄스일 수도 있지만, 다중 펄스일 상황도 존재한다. 따라서 이러한 상황에서는 변화 지점 개수를 알 수 없으므로 PELT 기법을 적용하여 대략적인 펄스 폭을 획득할 수 있다.

PELT 기법을 적용할 때는 최적의 벌점 상수를 선택하는 것이 요구되며, 이는 엘보우 기법을 사용함으로써 최적의 벌점 상수를 선택할 수 있다. 본 논문에서는 엘보우 기법을 전자전 상황에 맞게 변형하여 사용한다. 기존의 변화 지점 탐지에서의 엘보우 기법은 벌점 상수 값과 이에 따른 비용 값을 계산하였다면, 본 논문에서 사용하는 변형된 엘보우 기법은 벌점 상수 값과 이에 따른 펄스 폭의 절대 오차를 계산한다.

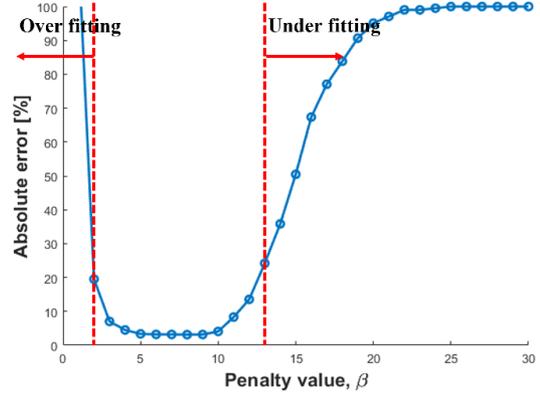


그림 6. 제안하는 엘보우 기법의 예시
Fig. 6. The example of the proposed elbow method.

그림 6은 도착 시간이 20 μ s, 펄스 폭이 10 μ s일 때, SNR이 -5 dB인 LFM 신호에 대하여 변형된 엘보우 기법의 예시를 나타낸 것이다. 그림 6을 보면, 벌점 상수가 2보다 작을 때 과적합이 발생하며, 13보다 클 때 과소적합이 발생하는 것을 확인할 수 있다. 만약 사용자가 절대 오차 10%를 기준으로 벌점 상수를 선택한다면, 최적의 벌점 상수는 3에서 11사이의 값이 된다. 하지만 전자전에서는 다양한 변조 방식을 가지는 신호원이 인가되기 때문에, 변조 방식에 따라서 엘보우 기법의 출력이 비슷한 경향성은 가지더라도 최적의 벌점 상수는 다를 수 있다. 따라서 이를 고려하여 벌점 상수를 선택해야한다.

획득한 대략적인 펄스 폭은 차등 이동 평균 필터의 윈도우 길이로 사용된다. 이를 통해 본 장의 2절에서 언급한 차등 이동 평균 필터의 윈도우 설정에 대한 문제를 해결할 수 있다. 필터의 윈도우 길이는 펄스 폭보다 작거나 같으면 도착 시간과 펄스 폭을 추정할 수 있으므로, 본 논문에서는 획득한 대략적인 펄스 폭에 0.3을 곱하여 윈도우 길이로 사용한다. 최종적으로 잡음이 제거된 신호를 포락선 검출기와 설정된 윈도우 길이를 가지는 차등 이동 평균 필터에 통과시킴으로써 도착 시간과 펄스 폭을 추정할 수 있다.

IV. 모의실험

제안하는 기법의 도착 시간/펄스 폭 추정 성능을 확인하기 위해, 표 1과 2에 나타낸 실험 환경을 기반으로 모의실험을 진행하였다. 여기서 표 1의 f_c , B , N_p , L_c , cpp , M , N_c , f_s , $U(\cdot)$ 는 중심 주파수, 신호 대역폭, 신호 내 펄스 샘플 개수, 바커 (Barker) 코드 길이, 서브 코드당 사이클 개수, 주파수 스텝 개수, 서브 코드

표 1. 신호 생성에 사용된 파라미터
Table 1. The parameters used for signal generation

Signal generation		
Radar waveform	Parameters	Value
LFM	B [Hz]	$U(f_s/20, f_s/10)$
	N_p	$U(2^{10}, 2^{11})$
Barker	L_c	{11, 13}
	cpp	$U(20, 24)$
Frank, P1	M	{6, 7, 8}
	cpp	{5, 6}
P2	M	{6, 8}
	cpp	{5, 6}
P3, P4	N_c	{36, 49, 64}
	cpp	{5, 6}
All schemes	f_c [Hz]	$U(f_s/6, f_s/5)$
	SNR [dB]	$U(-5, 5)$

표 2. 각 추정 기법에 사용된 파라미터
Table 2. The parameters used for each estimation method

Parameter of estimator		
Denoising	Parameters	Value
CWT (sinc)	f_0 [Hz]	$f_s/2 - B_0$
	B_0 [Hz]	$f_s/50$
	Filter bank type	Overlap a half of the adjacent filter banks
CWT (Gaussian)	α	0.1
	Filter bank type	Equally spaced scaling factor
Proposed	B_f [Hz]	$f_s/50$
	Filter bank type	Overlap a half of the adjacent filter banks
All methods	# of filter banks	100

개수, 샘플링 주파수, 그리고 균등 분포를 의미하며, 표 2의 f_0, B_0, α, B_f 는 싱크 웨이블릿 필터의 초기 중심 주파수와 초기 대역폭, 가우시안 웨이블릿 필터의 초기 대역폭과 크기를 결정하는 상수, 그리고 필터 बैं크의 대역폭을 의미한다. 잡음제거 및 추정 단계에서 사용된 변화 지점 탐지 기법은 평균의 급격한 변화를 탐지하도록 하였으며, 이에 따라 사용된 비용함수는 다음과 같다.

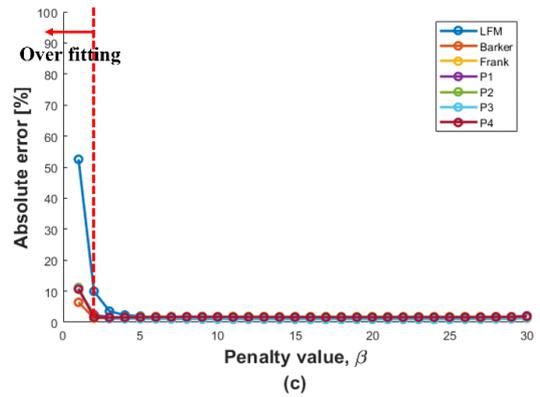
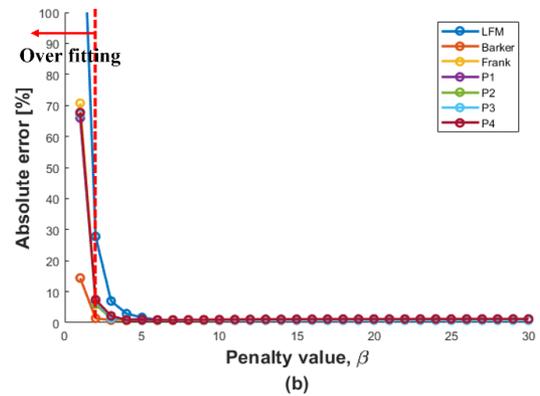
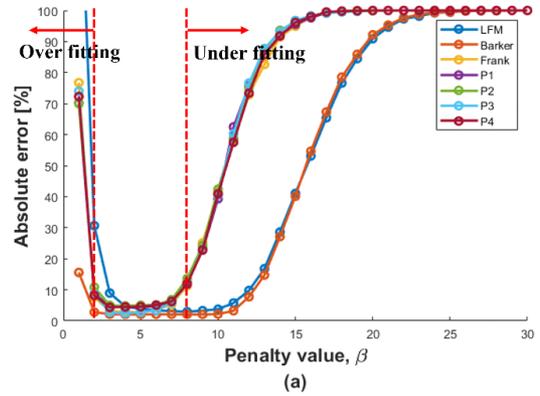


그림 7. 고려하는 신호 환경에서 제안하는 엘보우 기법 결과, (a) TOA=20 μ s, SNR=-5 dB, 최소 펄스 폭, (b) TOA=20 μ s, SNR=0 dB, 최소 펄스 폭, (c) TOA=20 μ s, SNR=-5 dB, 최대 펄스 폭

Fig. 7. Proposed elbow method results in the considered signal environment; (a) TOA=20 μ s, SNR=-5 dB, minimum PW, (b) TOA=20 μ s, SNR=0 dB, minimum PW, (c) TOA=20 μ s, SNR=-5 dB, maximum PW.

$$C(\mathbf{y}_{s:t}) = \sum_{i=s+1}^t \left(y_i - \frac{1}{t-s} \sum_{j=s+1}^t y_j \right)^2 \quad (12)$$

생성된 신호는 디지털 채널라이저 (digital channelizer)를 통과한 후 획득한 신호로 가정한다²²⁾. 또한 모의실험은 AWGN 환경에서 진행하였으며, AWGN의 평균과 분산에 대한 정보는 신호가 수신되지 않을 때 사전에 알 수 있다고 가정하였다. 제안하는 기법과 기존 기법 간의 추정 성능 비교를 위해 변형된 싱크 웨이블릿과 변형된 가우시안 웨이블릿을 사용하였다^{9,10)}. 또한 잡음제거를 사용하지 않았을 때의 추정 성능도 비교하였으며, 모두 포락선 검출기와 차등 이동 평균 필터를 적용하여 제안하는 기법과 동일한 환경에서 성능을 비교하였다. 표 1에서 고려하는 7개의 변조 방식을 가지는 신호원은 균등하게 생성하였으며, 각 기법에 대한 추정 성능은 RMSE (root mean square error)를 통해 분석하였다.

그림 7은 표 1에서 고려하는 7개의 변조 방식을 가지는 신호원에 대하여 제안하는 엘보우 기법을 나타낸 것이다. 그림 7. (a)는 도착 시간이 20 μ s, SNR이 -5 dB일 때 표 1에서 고려하는 펄스 폭 중 가장 작은 값을 사용한 결과이고, 그림 7. (b)는 (a)에서 SNR만을 0 dB로 설정했을 때의 결과이며, 그림 7. (c)는 (a)에서 펄스 폭만을 고려하는 범위 내에서 가장 큰 값을 사용했을 때의 결과이다. 그림 7. (a)를 보면 절대 오차 10%를 기준으로 했을 때, 최적의 벌점 상수는 3에서 7사이의 값이 된다. 그림 7. (b)의 경우, (a)와 달리 신호의 SNR이 높아졌기 때문에 변화 지점 탐지에 있어 과소적합이 발생하지 않는 것을 확인할 수 있다. 그림 7. (c)의 경우 또한 (a)와 달리 펄스 폭이 더 길어 시간 축에서 펄스가 차지하는 구간이 더 많기 때문에 과소적합이 발생하지 않는 것을 확인할 수 있다. 따라서 고려하는 펄스 폭과 SNR의 범위 내에서 값이 가장 작을 때 제안하는 엘보우 기법을 수행하여 최적의 벌점 상수 값을 획득할 수 있으며, 본 논문에서는 그림 7의 결과로부터 벌점 상수를 5로 설정하였다.

그림 8, 9는 도착 시간이 20 μ s, 펄스 폭이 10.24 μ s에서 20.48 μ s사이의 값을 가지는 무변조 신호가 수신됐을 때, SNR당 1,000번 반복하여 도착 시간과 펄스 폭을 추정한 결과이다. 추정 결과를 보면, 모든 기법에서 SNR이 증가함에 따라 추정 정확도가 증가한다. 그 중에서 제안하는 기법과 싱크 웨이블릿의 경우 추정 성능이 비슷한 것을 볼 수 있는데, 이러한 결과는 무변조 신호의 경우 주파수 대역에서 신호가 존재하는 중심 주파수만 존재하고 신호의 대역폭은 존재하지 않는다는 점에 기인한다. 반면 가우시안 웨이블릿의 경우 0 dB 미만에서는 잡음제거를 적용하기 전보다 추정 성능이 떨어지지만 0 dB 이상에서는 추정 성

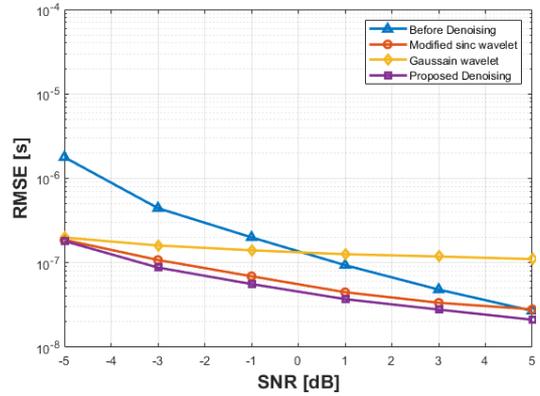


그림 8. UM 신호에 대한 도착 시간 추정 결과
Fig. 8. TOA estimation result for UM signal

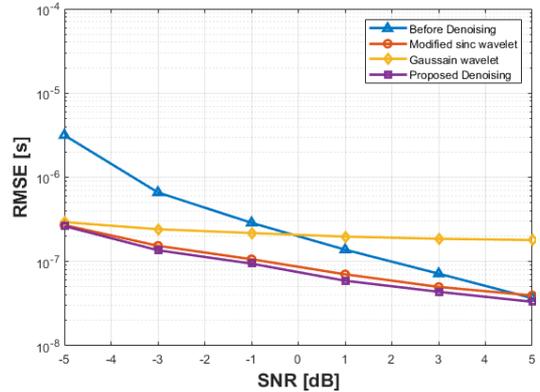


그림 9. UM 신호에 대한 펄스 폭 추정 결과
Fig. 9. PW estimation result for UM signal

능이 떨어지며, 이는 가우시안 웨이블릿의 필터 이득이 평탄하지 않기 때문이다. 또한 잡음제거를 적용하지 않은 경우, SNR이 높은 신호는 추정이 잘 되지만, 미약신호의 경우 신호와 잡음의 구분이 어렵기 때문에 추정 정확도가 떨어지는 것을 확인할 수 있다.

그림 10, 11은 20 μ s의 도착 시간 값과 함께 표 1에서 고려하는 신호원을 SNR당 3,500번 반복하여 도착 시간과 펄스 폭을 추정한 결과이다. 그림 10과 11을 보면, 잡음제거를 적용하지 않은 경우, 수신된 신호 자체를 사용하여 추정하기 때문에 변조 방식과 상관없이 그림 8, 9에서와 동일한 추정 성능을 가지는 것을 확인할 수 있다. 하지만 무변조 신호가 수신됐을 때의 결과와는 다르게 웨이블릿 잡음제거를 적용한 경우, 적용하지 않았을 때보다 추정 성능이 저하된 것을 볼 수 있다. 반면 제안하는 기법은 다양한 신호원이 수신되는 미약신호 환경에서도 추정 정확도가 높은 것을 확인할 수 있다. 이러한 결과는 제안하는 기

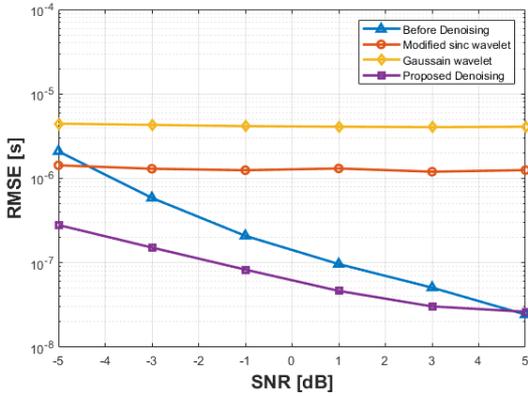


그림 10. 표 1의 신호 환경에 대한 도착 시간 추정 결과 (TOA=20µs)
Fig. 10. TOA estimation result for the signal environment in table 1 (TOA=20µs).

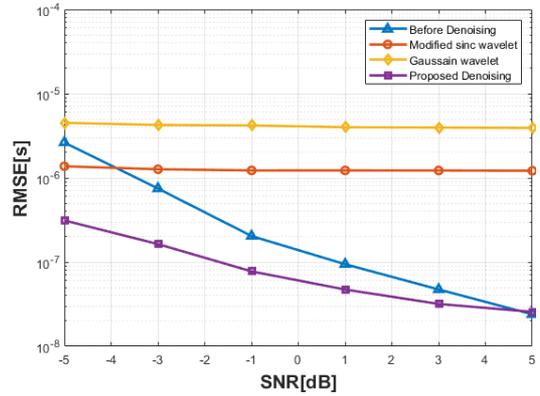


그림 12. 표 1의 신호 환경에 대한 도착 시간 추정 결과 (TOA=10µs)
Fig. 12. TOA estimation result for the signal environment in table 1 (TOA=10µs).

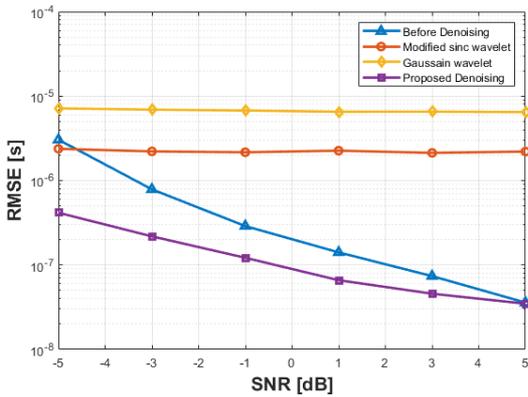


그림 11. 표 1의 신호 환경에 대한 펄스 폭 추정 결과 (TOA=20µs)
Fig. 11. PW estimation result for the signal environment in table 1 (TOA=20µs).

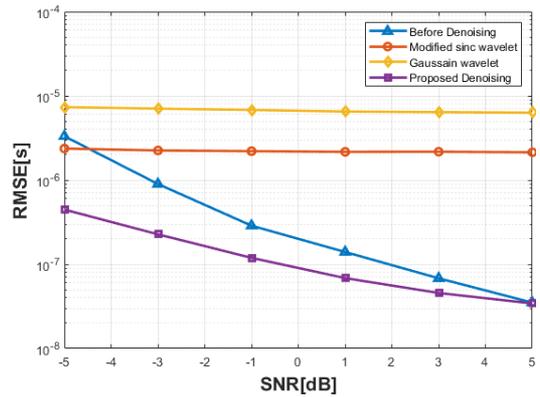


그림 13. 표 1의 신호 환경에 대한 펄스 폭 추정 결과 (TOA=10µs)
Fig. 13. PW estimation result for the signal environment in table 1 (TOA=10µs).

법의 경우, 변화 지점 탐지를 기반으로 유연한 필터 대역폭 설정을 통해 신호가 존재하는 대역만을 필터링하기 때문이다. 하지만 웨이블릿 잡음제거의 경우, 신호의 변조 방식에 따른 대역폭이 필터의 대역폭보다 크면 신호가 왜곡되고, 왜곡된 신호를 통해 추정하기 때문에 추정 성능 열화가 발생한다. 또한 왜곡된 신호를 통해 도착 시간과 펄스 폭을 추정하기 때문에, SNR이 증가하더라도 추정 성능이 개선되지 않는다.

그림 12, 13은 그림 11, 12에서 도착 시간 값만 10 µs로 다를 때의 도착 시간과 펄스 폭을 추정한 결과를 나타낸다. 그림 10, 11과 비교했을 때, 도착 시간이 달라지더라도 각 기법 간의 잡음 제거 성능은 유사하기 때문에 도착 시간과 펄스 폭 추정 성능 또한 비슷한 것을 볼 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 전자전에서 웨이블릿 잡음제거를 이용하여 신호 제원을 추정할 때 발생하는 문제점에 대하여 분석하고, 이를 기반으로 변화 지점 탐지 기법을 이용한 도착 시간 및 펄스 폭 추정 기법을 제안하였다. 제안하는 기법은 미약신호 환경에서도 신호 제원 추정이 가능하며, 변화 지점 탐지를 통해 필터의 대역폭을 유연하게 설정함으로써 다양한 변조 방식과 대역폭을 가지는 신호가 수신되더라도 신호 왜곡을 방지할 수 있다. 또한 수신된 신호의 펄스 폭을 PELT 기법과 제안하는 변형된 엘로우 기법을 통해 대략적으로 획득하고 이를 차등 이동 평균 필터의 윈도우 길이로 활용함으로써, 차등 이동 평균 필터의 윈도우 길

이 설정 문제점을 해결하였다. 모의실험을 통해 제안하는 기법이 기존 기법들 보다 도착 시간과 펄스 폭 추정 성능이 우수함을 확인하였다. 이를 통해, 펄스 반복 주기, 중심 주파수, 그리고 펄스 세기의 추정 성능 또한 증가할 것으로 예상되며, 따라서 제안하는 기법은 전자전 지원 시스템에서 효과적으로 활용될 것으로 기대된다.

References

- [1] D. Schleher, *Electronic warfare in the information age*, Artech House, 1999.
- [2] Y. S. Lee, J. S. Kim, E. G. Kim, and J. S. Lim, "Identification algorithm for up/down sliding PRIs of unidentified radar pulses with enhanced electronic protection," *J. KICS*, vol. 41, no. 6, pp. 611-619, 2016. (<https://doi.org/10.7840/kics.2016.41.6.611>)
- [3] Y. K. Ju and J.-N. Jeon, "Extraction of pulse repetition interval for radar signals using kernel function based DTOA histogram," *J. IEIE*, vol. 57, no. 2, pp. 81-87, 2020. (<https://doi.org/10.5573/jieie.2020.57.2.81>)
- [4] G. R. Deeba Lakshmi, R. Gopalakrishnan, and Manjunath R. Kounte, "Detection and extraction of radio frequency and pulse parameters in radar warning receivers," *Int. Conf. Emerging Res. in Comput., Inf., Commun. and Appl.*, pp. 632-638, Bangalore, India, Aug. 2013.
- [5] X. Li, Z. Liu, and Z. Huang, "Deinterleaving of pulse streams with denoising autoencoders," *IEEE Trans. Aerospace and Electr. Syst.*, vol. 56, no. 6, pp. 4767-4778, Dec. 2020. (<https://doi.org/10.1109/taes.2020.3004208>)
- [6] N. Udaya kumar, V. Dhananjayulu, and V. Anil Kumar, "Deinterleaving of radar signals and its parameter estimation in EW environment," *Int. J. Emerging Technol. and Advanced Eng.*, vol. 4, no. 9, pp. 490-494, Sep. 2014.
- [7] B. M. Albaker and N. A. Rahim, "Signal acquisition and parameter estimation of radio frequency pulse radar using novel method," *IETE J. Res.*, vol. 55, no. 3, pp. 128-134, 2009. (<https://doi.org/10.4103/0377-2063.54903>)
- [8] Y.-R. Lee, D.-G. Kim, and H.-N. Kim, "Enhanced pulse amplitude estimation for electronic warfare systems," *IET Radar, Sonar & Navig.*, vol. 13, no. 7, pp. 1123-1130, Jul. 2019. (<https://doi.org/10.1049/iet-rsn.2018.5415>)
- [9] J. Tang, Z. Yang, and Y. Cai, "Wideband passive radar target detection and parameters estimation using wavelets," *Record of the IEEE 2000 Int. Radar Conf.*, Alexandria, VA, USA, May 2000. (<https://doi.org/10.1109/radar.2000.851940>)
- [10] J.-W. Shin, K.-H. Song, K.-S. Yoon, and H.-N. Kim, "Weak radar signal detection based on variable band selection," *IEEE Trans. Aerospace and Electr. Syst.*, vol. 52, no. 4, pp. 1743-1755, Aug. 2016. (<https://doi.org/10.1109/taes.2016.150121>)
- [11] P. E. Pace, *Detecting and Classifying Low Probability of Intercept Radar*, Artech House, 2004.
- [12] R. M. Rao and A. S. Bopardikar, *Wavelet transform: Introduction to theory and application*, Reading, MA: Addison-Wesley, 1998.
- [13] N. Ehara, I. Sasase, and S. Mori, "Weak radar signal detection based on wavelet transform," in *Proc. IEEE ICASSP*, pp. 377-380, Adelaide, SA, 1994. (<https://doi.org/10.1109/icassp.1994.389642>)
- [14] G. Chen, G. Lu, W. Shang, and Z. Xie, "Automated change-point detection of EEG signals based on structural time-series analysis," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 180168-180180, 2019. (<https://doi.org/10.1109/access.2019.2956768>)
- [15] J. Reeves, J. Chen, X. L. Wang, R. Lund, and Q. Lu, "A review and comparison of changepoint detection techniques for climate data," *J. Appl. Meteorology and Climatology*, vol. 46, no. 6, pp. 900-915, 2007. (<https://doi.org/10.1175/jam2493.1>)
- [16] R. Maidstone, T. Hocking, G. Rigaiill, and P.

Fearnhead, "On optimal multiple changepoint algorithms for large data," *Statistics and Comput.*, vol. 27, pp. 519-533, 2017.

(<https://doi.org/10.1007/s11222-016-9636-3>)

- [17] R. Killick, P. Fearnhead, and I. A. Eckley, "Optimal detection of changepoints with a linear computational cost," *J. Am. Statistical Assoc.*, vol. 107, pp. 1590-1598, 2012.
(<https://doi.org/10.1080/01621459.2012.737745>)
- [18] T. Kodinariya and P. R. Makwana, "Review on determining number of cluster in k-means clustering," *Int. J. Advance Res. in Comput. Sci. and Manag. Stud.*, vol. 1, no. 6, Nov. 2013.
- [19] K. Haynes, I. A. Eckley, and P. Fearnhead, "Efficient penalty search for multiple changepoint problems," *arXiv preprint arXiv:1412.3617*, 2014.
(<https://doi.org/10.48550/arXiv.1412.3617>)
- [20] J. Tsui, *Special Design Topics in Digital Wideband Receivers*, Artech House, 2009.
- [21] D. Adamy, *EW 101: a first course in electronic warfare*, Artech House, 2001.
- [22] W. Namgoong, "A channelized digital ultrawideband receiver," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 2, no. 3, pp. 502-510, May 2003.
(<https://doi.org/10.1109/twc.2003.811177>)

방 종 현 (Jong-Hyeon Bang)



2021년 8월 : 부산대학교 전자공학과 학사 졸업
2021년 9월~현재 : 부산대학교 전기전자공학과 석사과정
<관심분야> 전자전·레이더 신호처리

[ORCID:0000-0002-6108-4071]

박 도 현 (Do-Hyun Park)



2019년 2월 : 부산대학교 전자공학과 학사 졸업
2019년 3월~현재 : 부산대학교 전기전자공학과 석박통합과정
<관심분야> 전자전·레이더 신호처리, 배열 신호처리, 딥러닝

[ORCID:0000-0001-9885-1564]

이 원 진 (Wonjin Lee)



1999년 2월 : 고려대학교 제어계측공학과 학사 졸업
2002년 7월 : LG 이노텍 연구원
2007년 4월~현재 : LIG 넥스원 수석연구원

<관심분야> 임베디드 시스템, 광대역 디지털 신호처리, 고속데이터 통신, 이격거리 시각동기화

[ORCID:0000-0003-2911-6835]

김 두 환 (Doohwan Kim)



2015년 2월 : 숭실대학교 정보통신전자공학과 학사 졸업
2017년 2월 : 숭실대학교 전자공학과 석사 졸업
2017년 1월~현재 : LIG 넥스원 선임연구원

<관심분야> RF 재밍 시스템, 전자전 시스템, 디지털 수신기

[ORCID:0000-0002-1066-2468]

김 형 남 (Hyoung-Nam Kim)



1993년 2월 : 포항공과대학교 전
자전기공학과 학사 졸업

1995년 2월 : 포항공과대학교 전
자전기공학과 석사 졸업

2000년 2월 : 포항공과대학교 전
자전기공학과 박사 졸업

2000년 5월 : 포항공과대학교 전
자컴퓨터공학부 박사 후 연구원

2000년 5월~2003년 2월 : 한국전자통신연구원 무선방
송연구소

2003년 3월~2007년 2월 : 부산대학교 전자전기통신공
학부 조교수

2007년 3월~2012년 2월 : Johns Hopkins Univ.
Visiting Scholar

2015년 9월~2016년 8월 : Univ. of Southampton
Visiting Professor

2012년~현재 : 부산대학교 전자공학과 교수

<관심분야> 적응신호처리, 레이더 및 소나 신호처리,
머신러닝, 생체 신호처리

[ORCID:0000-0003-3841-448X]