

## 전자전 지원을 위한 향상된 펄스 세기 추정 기법

이 유리\*, 김 동규\*, 광 현규\*\*, 김 형남<sup>o</sup>

## Enhanced Pulse Amplitude Estimation Method for Electronic Warfare Support

Yu-Ri Lee\*, Dong-Gyu Kim\*, Hyungyu Kwak\*\*, Hyoung-Nam Kim<sup>o</sup>

## 요 약

전자전에서 적군이 방사한 펄스 신호에 관한 정보 중에서 펄스 세기는 방사되는 신호원의 거리를 추정하고 혼재되어 들어오는 신호원들을 분리할 때 사용된다. 기존의 펄스 세기 추정 방식에서는 이전 단계에서 추정된 펄스 폭에 해당하는 신호를 푸리에 변환한 후에 주파수 영역으로 변환된 신호 세기의 최댓값을 수신된 펄스 신호의 세기로 추정을 하였다. 하지만 이러한 방식은 주파수 변조 신호가 수신될 경우 주파수 영역에서 에너지가 분산되어 펄스 세기를 정확하게 추정하기 어렵다. 본 논문에서는 이러한 단점을 개선하기 위하여 시간 영역에서 수신된 펄스의 평균 전력을 구하고 수신기에서의 잡음의 평균 전력을 제거하여 펄스 세기를 추정하는 기법을 제안한다. 모의실험을 통해 주파수 변조 신호가 수신될 경우에 제안된 기법이 무변조 신호와 동일한 성능을 가지는 것을 보인다. 추가로 펄스 세기 추정은 이전 단계에서 발생한 펄스 폭 오차에 영향을 받게 되는데, 동일한 펄스 폭의 오차가 발생했을 때 기존 기법보다 제안하는 기법이 강건함을 보인다.

**Key Words** : Electronic warfare, Passive detection, Electronic warfare support, Pulse descriptive word, Pulse amplitude

## ABSTRACT

In electronic warfare, the pulse amplitude, one of information of a pulse signal emitted by an enemy, is used for estimating distance from the source and for deinterleaving mixed source signals. An estimate of pulse amplitude is conventionally determined as the maximum magnitude of a Fourier transformed signal within its pulse width which is estimated pre-step in an electronic warfare receiver. However, when frequency modulated signals are received, it is difficult to estimate their pulse amplitudes with this conventional method because the energy of signals is dispersed in frequency domain. In order to overcome this limitation, this paper proposes an enhanced pulse amplitude estimation method which calculates the average power of the received pulse signal in time domain and removes the noise power of the receiver. Simulation results show that even in case the frequency modulated signal is received, the proposed method has the same performance as estimating the pulse amplitude when unmodulated signal is received. In addition, the proposed method is shown to be more robust to an estimation error of pulse width, which affects the estimation performance of pulse amplitude, than the conventional method.

※ 본 논문은 국방과학연구소의 연구비 지원으로 수행되었습니다. (과제명: 미약신호 탐지 기술 연구, 계약번호 UD150003ED)

※ 본 논문은 BK21 플러스, IT기반 융합산업 창의인력양성사업단에 의하여 지원되었음.

♦ First Author : Pusan National University Department of Electrical and Computer Engineering, leeyuri@pusan.ac.kr, 학생회원

° Corresponding Author : Pusan National University Department of Electronics Engineering, hnkim@pusan.ac.kr, 종신회원

\* Pusan National University Department of Electrical and Computer Engineering, dkcspl@pusan.ac.kr, 학생회원

\*\* Agency for Defense Development, The 2<sup>nd</sup> R&D Institute - 2<sup>nd</sup> Directorate - 1 Team, kwak1015@add.re.kr

논문번호 : KICS2016-08-194, Received August 11, 2016; Revised September 28, 2016; Accepted November 14, 2016

## I. 서 론

과학과 기술의 발전에 따라 현대전에서는 공격과 방어의 우위를 확보하기 위해 전자적 수단의 군사 활동인 전자전 (electronic warfare)이 전쟁의 승패를 좌우하는 매우 중요한 요인이 되고 있다<sup>[1]</sup>. 전자전은 군사적으로 적이 방사하는 전자파를 수집 및 분석하고 적이 전자파를 효과적으로 사용하지 못하도록 방해하면서 분석된 정보를 효과적으로 사용할 수 있도록 하는 일체의 활동을 의미한다. 전자전은 사용 목적에 따라 전자 공격 (Electronic attack), 전자 보호 (Electronic protection), 전자전 지원 (Electronic warfare support) 기술로 구분된다<sup>[2,3]</sup>. 이 중 전자전 지원은 아군의 군사작전을 지원하기 위해 적군의 통신 및 비통신 장비로부터 의도적 또는 비의도적으로 방사되는 전파를 수신, 분석, 식별하는 제반 활동을 의미한다. 이를 통해 획득된 정보는 위협을 판단하여 자체방어를 위한 전자 보호 기술이나 전술적 용도의 탐색과 전략 무기체계를 위한 전자 공격 기술 개발에 중요한 자료가 되므로, 현대전에서 성공적인 전자전 수행을 위해서는 전자전 지원이 매우 중요한 역할을 한다<sup>[4]</sup>.

전자전 지원은 적군의 장비로부터 방사되는 전파를 탐지하는 수동 탐지 방식으로, 위협을 감지하고 위협 원을 식별해내기 위하여 해당 신호원의 제원 (pulse descriptive word)을 정확하게 파악하는 것이 중요하다<sup>[5]</sup>. 신호 제원은 펄스 신호의 특성을 나타내는 파라미터로 전자전에서는 이를 통해 신호원의 정보를 추정할 수 있다. 신호 제원의 종류로는 주파수, 펄스 폭 (pulse width, PW), 펄스 반복 주기 (pulse repetition interval), 펄스 세기 (pulse amplitude, PA) 등이 있다<sup>[6,7]</sup>. 이 중 펄스 세기는 신호원과의 거리에 따라 달라지기 때문에 신호원의 정보를 확인하는 데 사용될 수는 없지만, 사전에 정의되어 있는 방사원의 실효 복사 전력 (effective radiated power)에 관한 정보를 이용해 적군에 대한 거리 추정을 하거나 혼재되어 들어오는 신호원들을 분리 (deinterleaving) 할 때 사용될 수 있다<sup>[8]</sup>.

전자전에서 사용되고 있는 펄스 세기 추정 방식은 사전에 추정된 펄스 폭을 이용해 수신된 이산 시간 신호에서 펄스 폭에 해당하는 펄스 신호만을 추출하여 이를 푸리에 변환 (Fourier transform)한 후에 주파수 영역에서 얻어지는 세기의 최댓값을 펄스 세기로 추정한다<sup>[9,10]</sup>. 이러한 방법은 수신 시 단일 주파수를 가지는 무변조 (unmodulate, UM) 신호일 경우에 에너

지가 한 주파수에 집중되기 때문에 단순히 최댓값을 구하는 방법으로 펄스 세기를 추정할 수 있지만 현대의 전자전에서는 선형 및 비선형 주파수 변조 등과 같이 다양한 주파수 변조된 신호들이 사용되고 있고<sup>[11,12]</sup>, 이러한 변조 신호들은 주파수 영역에서 신호의 에너지가 분산되기 때문에 기존의 펄스 세기 추정 방식으로는 정확한 펄스 세기 추정이 어렵다.

본 논문에서는 이러한 단점을 개선하고자 시간 영역에서의 펄스 세기 추정 방식을 제안한다. 전자전에서 방사되는 펄스 신호는 시간 영역에서 고정된 세기를 가지므로 평균 전력을 통해 펄스 세기를 구할 수 있다. 따라서 제안하는 펄스 세기 추정 방식은 수신된 신호의 전력에서 수신기의 잡음에 의한 전력을 제거하여 잡음이 제거된 수신 신호에 의한 전력을 추정한 후, 이를 이용해 펄스 세기를 추정한다. 이러한 방식은 UM 신호 이외의 변조 신호를 이용하더라도 펄스 세기를 추정할 수 있다는 장점이 있다. 또한, 펄스 세기는 추정되는 펄스 폭의 오차에 따른 영향을 받게 되는데, 제안한 펄스 세기 추정 방식은 기존의 방식보다 펄스 폭 오차에 따른 영향에 훨씬 둔감한 특징을 가진다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서 전자전에서 사용되는 기존의 펄스 세기 추정 방식을 살펴보고, III장에서는 기존 방식의 단점을 보완하기 위해 시간 영역에서 신호 전력을 이용한 펄스 세기 추정 방식을 제안한다. IV장의 모의실험을 통해 제안된 펄스 세기 추정 방식의 성능을 분석하고 V장에서 본 논문의 결론을 맺는다.

## II. 기존의 펄스 세기 추정 방법

그림 1은 전자전 지원 시스템에서 기존의 펄스 세기 추정 방법을 나타낸다. 안테나에서 신호를 받아들이고 RF 신호를 주파수 하향 변환기 (down converter)를 통해 IF 주파수로 변환시킨 후 이 신호를 아날로그 디지털 변환기 (analog-to-digital converter, ADC)를 이용해 이산 시간 신호  $y(n)$ 으로 바꾼다. 고주파 신호를 가지는 이산 시간 신호는 힐버트 변환 (Hilbert transform)을 통해 포락선(envelope)을 검출하여 IF의 주파수 성분이 제거되고 펄스만 남은 신호로 변환된다.

영상 신호 (video output)는 이러한 포락선으로 표현되고, 이 포락선 값과 신호의 유무를 판단하기 위해 미리 지정된 결정 임계값 (decision threshold)을 비교한다. 신호가 결정 임계값 이상이면 비교기 (comparator) 출력이 1 (high)이 되고, 작으면 0 (low)

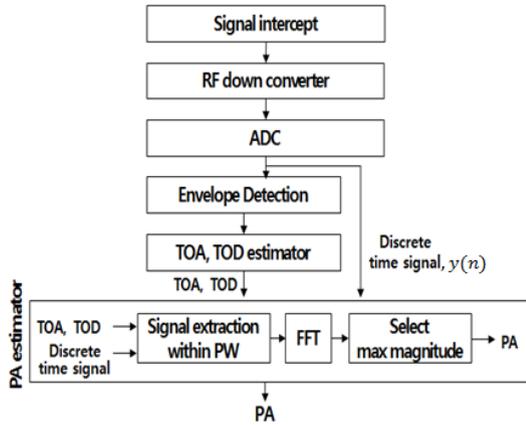


그림 1. 전자전 수신기의 기존 펄스 세기 추정  
Fig. 1. Conventional pulse amplitude estimation of electronic warfare receiver.

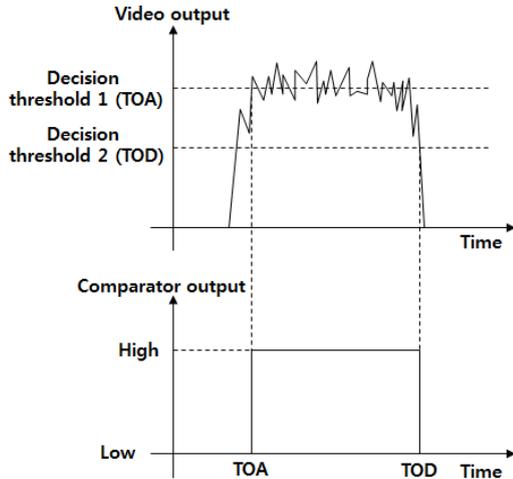


그림 2. 이중 결정 임계값을 이용한 펄스 신호 추출  
Fig. 2. Pulse extraction using dual decision thresholds.

이 저장된다<sup>13)</sup>. 이때 SNR (signal-to-noise ratio)이 낮으면 펄스의 포락선이 크게 왜곡되어 하나의 결정 임계값을 이용해 비교기를 동작시키면 신호의 유무를 잘못 판단하여 단일 펄스를 다중 펄스로 판단할 수 있으므로, 그림 2와 같이 두 개의 결정 임계값을 이용할 수 있다<sup>14)</sup>. 각각은 펄스 도착 시간 (time of arrival, TOA)을 판단하는 결정 임계값과 이 임계값보다 작은 값을 가지면서 펄스 출발 시간 (time of departure, TOD)을 판단하는 결정 임계값이다. 두 임계값 사이의 간격은 임의로 선택될 수 있고, TOA를 결정하기 위한 판별 임계값은 수신기의 펄스 판별 감도를 결정하고, TOD를 결정하기 위한 판별 임계값은 다중 펄스로 판단하는 오류 정도를 조절할 수 있다.

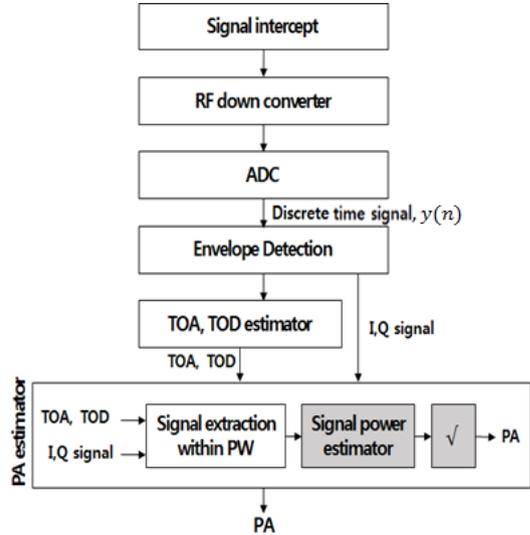


그림 3. 제안하는 펄스 세기 추정 방법  
Fig. 3. The proposed pulse amplitude estimation method.

최종적으로 펄스 세기를 추정하기 위해서는 먼저 측정된 TOA, TOD 값으로 해당 펄스 폭 내의 이산 시간 신호  $y_{PW}(n)$ 을 추출한다. 추출된 신호는 푸리에 변환하여 세기  $|Y_{PW}(f)|$ 를 구한 뒤, 식 (1)과 같이 최댓값을 펄스 세기로 추정한다.

$$PA = \max(|Y_{PW}(f)|) \quad (1)$$

### III. 제안하는 펄스 세기 추정 방법

#### 3.1 평균 전력을 이용한 펄스 세기 추정 방법

기존의 펄스 세기 추정 방식은 측정된 펄스 폭 내의 신호를 푸리에 변환된 크기의 최댓치를 펄스 세기로 추정한다. 만약 단일 주파수의 반송파로 표현되는 UM 신호를 수신할 경우, 주파수 영역에서 신호의 에너지가 집중되어 펄스 세기를 추정하는 데 유용하게 쓰일 수 있다. 하지만 현대의 전자전에서는 선형 및 비선형 주파수 변조 등과 같이 다양한 주파수 변조된 신호들이 사용되고 있고, 이러한 변조 신호들은 주파수 영역에서 신호의 에너지가 분산되어 기존의 펄스 세기 추정 방식으로는 정확한 펄스 세기 추정이 어렵다. 하지만 전자전에서 방사되는 신호는 시간 영역에서 펄스 내의 세기 변화가 없으므로 본 논문에서는 그림 3과 같이 시간 영역에서 수신 신호의 전력을 구해 펄스 세기를 추정하는 방법을 제안한다.

먼저 수신된 신호는 필연적인 왜곡 요소인 AWGN (additive white Gaussian noise)  $w(n)$ 을 포함하여 식

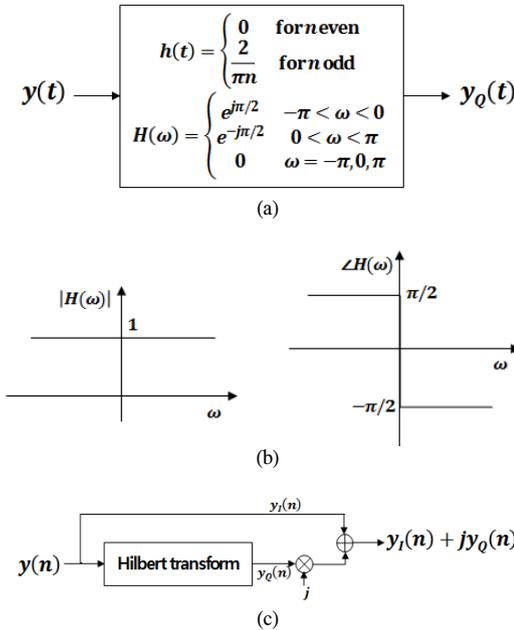


그림 4. 해석 신호 생성; (a)이산 신호의 힐버트 변환 함수 (b)힐버트 변환의 주파수 영역 그래프 (c)힐버트 변환을 이용한 해석 신호 생성 다이어그램  
Fig. 4. Analytic signal generation; (a)Hilbert transform function of discrete signal, (b)frequency domain graph of Hilbert transform. (c)a diagram of analytic signal generation using Hilbert transform.

(2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$y(n) = x(n) + w(n) \quad (2)$$

여기서  $x(n)$ 은 송신 신호를 나타낸다. 기존의 펄스 세기 추정 방법은 포락선 검출 단계에서 해석 신호(analytic signal)를 얻기 위해 수신된 신호인  $y(n)$ 을 그림 4와 같이 힐버트 변환한다. 힐버트 변환된 신호  $y_Q(n)$ 은 양의 주파수에 해당하는 수신 신호의 위상을 90도 지연시키고 음의 주파수에 해당하는 수신 신호의 위상을 90도 앞서도록 한다. 이를 통해 얻을 수 있는 수신 신호의 해석 신호는 그림 4(c)와 같이  $y_I(n) + jy_Q(n)$ 과 같다. 기존의 펄스 세기 추정 방법은 수신 신호를 이용해 주파수 영역에서 추정하였지만, 제안하는 방식은 위와 같은 해석 신호를 이용하여 시간 영역에서 펄스 세기를 추정한다.

전자전에서 적군이 방사하는 펄스 신호는 시간 영역에서 그 길이가 매우 짧고, 단일 펄스 내에서 전력 변화가 발생하지 않는다. 수신된 신호의 해석 신호 전력  $P_y$ 는 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} P_y &= E[(y_I(n))^2 + (y_Q(n))^2] \\ &= E[(x_I(n) + w_I(n))^2 + (x_Q(n) + w_Q(n))^2] \\ &= E[(x_I(n))^2] + E[(w_I(n))^2] \\ &\quad + 2E[x_I(n)w_I(n)] + E[(x_Q(n))^2] \\ &\quad + 2E[x_Q(n)w_Q(n)] + E[(w_Q(n))^2] \\ &\quad + 2E[x_Q(n)w_Q(n)] \\ &\approx E[(x_I(n))^2] + E[(x_Q(n))^2] + 2\text{var}(w(n)) \end{aligned} \quad (3)$$

여기서  $y_I(n)$ 은 수신 신호로 식 (2)에 의해  $x_I(n) + w_I(n)$ 과 같고,  $y_Q(n)$ 은 힐버트 변환된 수신 신호이고 힐버트 변환은 선형 변환이기 때문에  $x_Q(n) + w_Q(n)$ 과 같다.  $x_I(n)$ ,  $x_Q(n)$ 은 송신 신호 세기를  $A$ 라 가정했을 때  $[-A, A]$ 의 범위를 가지는 균일 분포라 할 수 있다. 그러므로  $x_I(n)$ ,  $x_Q(n)$  각각은 AWGN인  $w_I(n)$ ,  $x_Q(n)$ 과 독립이고,  $E[w_I(n)]$ ,  $E[w_Q(n)]$ 은 0의 값을 가지므로  $E[x_I(n)w_I(n)]$ 과  $E[x_Q(n)w_Q(n)]$ 이 제거된다. 또한, 힐버트 변환은 위상 변조 필터이므로 힐버트 변환의 출력인  $w_Q(n)$ 과  $w(n)$ 의 분포는 동일하다. 따라서 최종적으로 수신된 신호의 전력은 식 (3)의 마지막 식과 같이 정리할 수 있다.

그림 3의 음영이 들어간 블록은 제안하는 펄스 세기 추정 방식으로, 제안하는 송신 신호의 해석 신호 전력 추정은 식 (3)을 바탕으로 식 (4)와 같이 구한다.

$$\hat{P}_x \approx P_y - 2\text{var}(w(n)) \quad (4)$$

송신 신호는 주파수가 변하는 정현파의 형태이고, 이때의 평균 전력은 약  $A^2/2$ 이다. 송신된 신호로부터 수신 측에서 해석 신호로 변환하고 이로 인해 송신 신호의 해석 신호 전력은 평균 전력의 2배인  $A^2$ 이 된다. 따라서 펄스 세기  $PA_x$ 는 식 (4)에서 추정된 송신 신호의 해석 신호 전력 값을 식 (5)와 같이 제공근하여 구할 수 있다.

$$PA_x \approx \sqrt{\hat{P}_x} \quad (5)$$

### 3.2 주파수 변조 신호 수신 시 펄스 세기 추정 성능 분석

본 절에서는 수신 신호의 주파수 변조가 펄스 세기 추정에 어떠한 영향을 발생시키는지 확인하고, 제안하는 평균 전력을 이용한 펄스 세기 추정 방식이 기존의 푸리에 변환을 이용한 펄스 세기 추정 방식과 비교하여 더 적은 추정 오차를 가지는 것을 확인한다. 이를

표 1. UM 신호를 생성하기 위한 파라미터  
Table 1. Parameters for UM signal generation.

Center frequency, $f_c$	20 MHz
Pulse width, $T_p$	5 $\mu$ S
Initial phase, $\phi$	0 rad

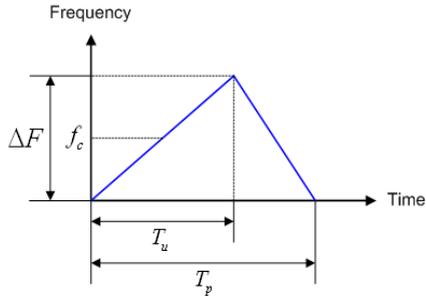


그림 5. LFM 신호의 주파수 변화 특성  
Fig. 5. Frequency change characteristic of LFM signal.

표 2. LFM 및 NLFM 신호를 생성하기 위한 파라미터  
Table 2. Parameters for LFM and NLFM signal generation.

Center frequency, $f_c$	20 MHz
Frequency transition width, $\Delta F$	5 MHz
Pulse width, $T_p$	5 $\mu$ S
Frequency increasing interval, $T_u$	2.5 $\mu$ S
Initial phase, $\phi$	0 rad

확인하기 위하여 수신기의 샘플링 주파수  $F_s$ 를 300MHz로 고정하였고, 수신되는 신호의 변조 방식으로는 UM, 선형 주파수 변조(linear frequency modulation, LFM), 비선형 주파수 변조(non-linear frequency modulation, NLFM)를 고려하였다. UM 신호는 표 1의 파라미터를 가지도록 하였고, LFM 신호는 그림 5와 같은 주파수 특성을 가지는 다양한 값 중

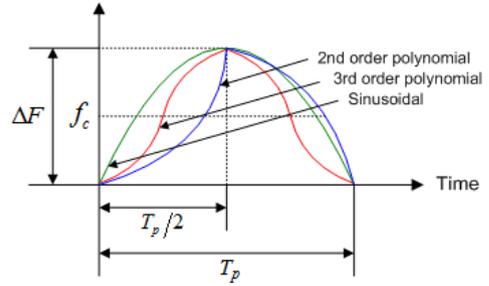


그림 6. NLFM 신호의 주파수 변화 특성  
Fig. 6. Frequency change characteristic of NLFM.

에서 표 2의 파라미터를 가지도록 하고, NLFM는 그림 6과 같이 2차, 3차 다항식 혹은 정현파와 같이 다양한 주파수 특성을 가질 수 있는데 식 (6)과 같은 2차 다항식을 가지며 표 2와 동일한 파라미터를 가지도록 하였다.

$$f(t) = \begin{cases} \left( f_c - \frac{\Delta F}{2} \right) + \frac{4\Delta F}{T_p^2} t^2, & 0 \leq t < \frac{T_p}{2} \\ \left( f_c + \frac{\Delta F}{2} \right) - \frac{4\Delta F}{T_p^2} \left( t - \frac{T_p}{2} \right)^2, & \frac{T_p}{2} \leq t < T_p \end{cases} \quad (6)$$

그림 7은 펄스 세기가 1일 때 위에서 설명한 각 주파수 변조에 따른 펄스 신호를 주파수 영역에서 나타낸 것이다. 그림 7(a)는 UM 신호를 나타낸 것으로 중심 주파수에서 신호의 펄스 세기가 1임을 확인할 수 있다. 하지만 그림 7(b)의 LFM 신호와 그림 7(c)의 NLFM 신호와 같이 주파수 변조된 신호일 경우에는 주파수 영역에서 신호의 에너지가 분산되어 기존의 펄스 세기 추정 방식으로는 추정이 어렵게 된다. 하지만 전자전에서 송신되는 신호는 단일 펄스 내에서 전

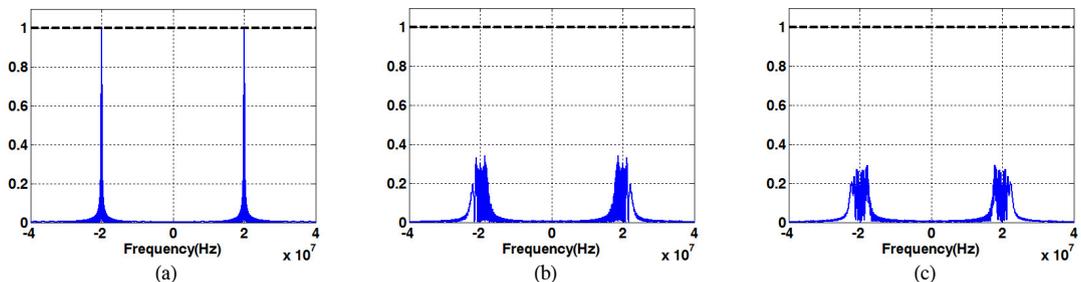


그림 7. 주파수 영역에서의 주파수 변조에 따른 펄스 신호; (a)UM, (b)LFM, (c)NLFM 신호  
Fig. 7. Pulse signals according to the frequency modulation in the frequency domain; (a)UM, (b)LFM, (c)NLFM signal.

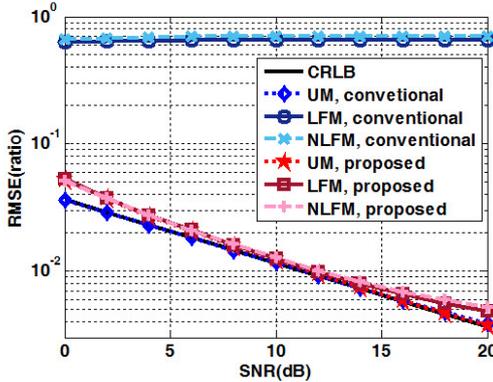


그림 8. UM 수신 신호 시 TOA, TOD 오차가 0일 경우에 수신 신호의 변조 방식에 따른 기존의 펄스 세기 추정기와 제안하는 펄스 세기 추정기의 성능 및 CRLB  
 Fig. 8. CRLB and comparison of pulse amplitude estimation performances between the conventional estimator and the proposed one according to modulation of received signal when the estimated pulse width is accurate.

력 변화가 발생하지 않으므로, 시간 영역에서 평균 전력을 이용하는 방식은 주파수 변조된 신호가 수신되더라도 펄스 세기를 추정할 수 있다.

이러한 차이를 확인하기 위하여 신호 대 잡음비 (signal-to-noise ratio, SNR)에 따른 펄스 세기 오차를 RMSE (root mean square error) 값으로 나타내었다. 본 논문에서 사용되는 SNR은 펄스 폭 내에서의 신호 대 잡음비를 의미한다. 또한 RMSE는 각 SNR에 따른 펄스 세기로 정규화시켜 RMSE가 1이면 펄스 세기만큼의 오차가 있는 것이고, 0.1이면 펄스 세기의 1/10 만큼 오차가 있다는 것을 의미한다. 정확한 성능 확인을 위해 같은 조건의 모의실험을 10,000번 반복하여 성능을 분석하였다. 그리고 추정 이론에서 추정기 분산의 하한을 의미하는 CRLB (Cramér-Rao lower bound)를 추정 정확도를 확인할 수 있는 지표로 사용하였다. 신호 세기 추정에 관한 CRLB는 식 (7)과 같다<sup>15)</sup>.

$$var(\hat{A}) \geq \frac{\sigma^2}{N} \quad (7)$$

여기서  $\sigma^2$ 은 AWGN의 분산을 의미하므로 해석 신호를 사용하기 때문에  $2var(w(n))$ 이 되고,  $N$ 은 펄스 폭의 샘플 개수를 의미하므로 샘플링 주파수와 펄스 폭의 곱인  $F_s \cdot T_p$ 와 같다.

그림 8은 UM, LFM, NLFM 신호가 수신되었을 경우에 제안된 기법의 성능을 알아보기 위하여 TOA, TOD 추정이 정확하다고 가정했을 때, 기존의 펄스

세기 추정과 제안하는 펄스 세기 추정 기법의 성능을 비교하였다. 그림 8과 같이 기존의 기법은 UM 신호를 수신했을 때와 비교하여 주파수 변조된 신호를 수신할 경우에 현저한 성능 저하를 가지지만, 제안한 기법은 UM 신호와 동일한 성능을 가지는 것을 알 수 있다.

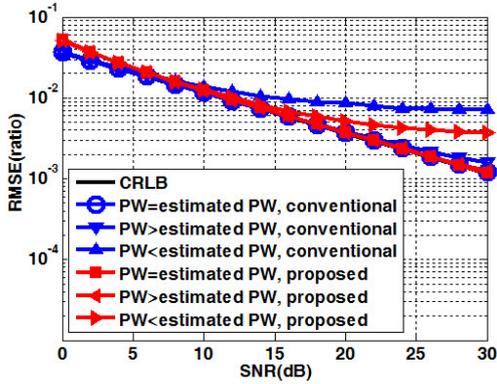
### 3.3 UM 신호 수신 시 펄스 폭 오차에 따른 펄스 세기 추정 성능 분석

전자전 수신기에서의 펄스 세기를 추정하는 과정은 TOA, TOD 추정을 통하여 펄스 폭을 추정된 후에 이러한 펄스 폭에 해당하는 구간의 신호를 바탕으로 펄스 세기를 추정한다. 그러므로 펄스 세기 추정은 펄스 폭의 오차에 대한 영향을 필연적으로 받게 된다. TOA, TOD 오차가 발생했을 경우에 이러한 오차 영향을 얼마나 받는지 확인하기 위하여, TOA, TOD가 실제 펄스 폭보다 짧게 추정 되었을 때와 실제 펄스 폭보다 길게 추정되었을 때 펄스 세기 추정 결과를 그림 9와 같이 나타내었다. 여기서 실제 펄스 폭은 5  $\mu$ s로 300 MHz로 샘플링 되므로 펄스의 샘플 개수  $N_{pulse}$ 는 1500이고, 펄스 폭 추정 오차의 샘플 개수  $N_{error}$ 는 10, 50으로 고정하였다. 그림 9와 같이 실제 펄스 폭보다  $N_{error}$ 만큼 짧게 추정 되었을 때에는 펄스 세기 추정에 큰 영향을 미치지 않는다. 하지만 실제 펄스 폭보다  $N_{error}$ 만큼 길게 추정 되었을 때에는 신호가 없는 구간까지 포함하여 펄스 세기를 추정하기 때문에 추정되는 펄스 세기가 줄어들게 되어 오차가 발생하게 된다.

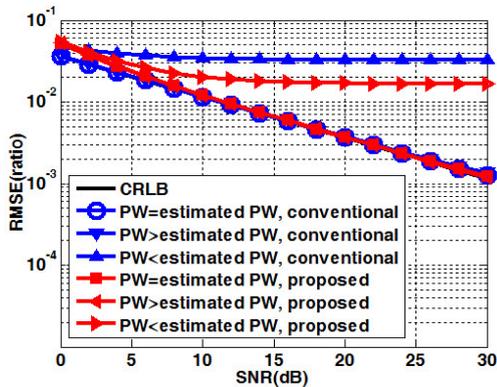
기존의 푸리에 변환을 이용한 펄스 세기 추정 방법은 실제 펄스 폭보다 길게 추정되면 실제 펄스 폭보다 길어진 샘플 개수에 따라 성능이 줄어들게 된다. 실제 펄스 폭보다  $N_{error}$ 만큼 길게 추정되는 상황에서 푸리에 변환을 이용하여 추정하는 펄스 세기  $A_{F,est}$ 는 식 (8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} A_{F,est} &= \frac{N_{pulse} \cdot A_F + N_{error} \cdot 0}{N_{pulse} + N_{error}} \\ &= \frac{N_{pulse}}{N_{pulse} + N_{error}} A_F \end{aligned} \quad (8)$$

여기서  $A_F$ 는 실제 펄스 폭을 정확히 추정하였을 때 푸리에 변환을 이용한 펄스 세기 추정치이고,  $N_{pulse}$ 는 실제 펄스 폭의 샘플 개수를 의미한다. 이때의 펄스 세기 오차  $A_{F,error}$ 와 펄스 세기에 따른 오차의 비율은  $A_{F,ratio}$ 는 식 (9)와 식 (10)과 같이 나타낼 수 있다.



(a)



(b)

그림 9. 펄스 폭 추정 오차에 따른 기존 펄스 세기 추정 방식과 제안하는 방식의 펄스 세기 추정 성능 비교; (a)Nerror=10, (b)Nerror=50

Fig. 9. Pulse amplitude estimation performance compared to the conventional pulse estimator and the proposed one according to pulse width estimation error; (a)Nerror=10, (b)Nerror=50.

$$A_{F,error} = A_F - A_{F,est} = \left(1 - \frac{N_{pulse}}{N_{pulse} + N_{error}}\right) A_F \quad (9)$$

$$A_{F,ratio} = \frac{A_{F,error}}{A_F} = 1 - \frac{N_{pulse}}{N_{pulse} + N_{error}} \quad (10)$$

그림 9(a)에서의  $N_{pulse}$ 가 1500이고  $N_{error}$ 가 10인 상황을 대입해보면  $A_{F,ratio}$ 는 약 0.0066의 값을 가지고 SNR이 증가하더라도 근처 값으로 수렴하는 것을 확인할 수 있다. 그리고  $N_{pulse}$ 가 1500이고  $N_{error}$ 가 50인 상황에서는  $A_{F,ratio}$ 는 약 0.0323의 값을 가지고 그림 9(b)에서 이때도 역시 SNR이 증가하더라도 근처 값

으로 수렴하는 것을 확인할 수 있다.

제안하는 평균 전력을 이용한 펄스 세기 추정 방법은 실제 펄스 폭보다  $N_{error}$ 만큼 길게 추정되는 상황에서 추정하는 펄스 전력  $P_{P,est}$ 는 식 (11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{P,est} = \frac{N_{pulse} \cdot P_P + N_{error} \cdot 0}{N_{pulse} + N_{error}} = \frac{N_{pulse}}{N_{pulse} + N_{error}} P_P \quad (11)$$

여기서  $P_P$ 는 실제 펄스 폭을 정확히 추정하였을 때 평균 전력을 이용한 펄스 전력 추정치이다. 식 (11)로부터 추정하는 펄스 세기  $A_{P,est}$ 는 식 (12)와 같이 나타낼 수 있다.

$$A_{P,est} = \sqrt{\frac{N_{pulse}}{N_{pulse} + N_{error}}} A_P \quad (12)$$

여기서  $A_P$ 는 실제 펄스 폭을 정확히 추정하였을 때 평균 전력을 이용한 펄스 세기 추정치이다. 이때의 펄스 세기 오차  $A_{P,error}$ 와 펄스 세기에 따른 오차의 비율은  $A_{P,ratio}$ 는 식 (13)과 식 (14)와 같이 나타낼 수 있다.

$$A_{P,error} = A_P - A_{P,est} = \left(1 - \sqrt{\frac{N_{pulse}}{N_{pulse} + N_{error}}}\right) A_P \quad (13)$$

$$A_{P,ratio} = \frac{A_{P,error}}{A_P} = 1 - \sqrt{\frac{N_{pulse}}{N_{pulse} + N_{error}}} \quad (14)$$

그림 9(a)에서의  $N_{pulse}$ 가 1500이고  $N_{error}$ 가 10인 상황을 대입해보면  $A_{P,ratio}$ 는 약 0.0033의 값을 가지고 SNR이 증가하더라도 근처 값으로 수렴하는 것을 확인할 수 있다. 그리고  $N_{pulse}$ 가 1500이고  $N_{error}$ 가 50인 상황에서는  $A_{P,ratio}$ 는 약 0.0163의 값을 가지고 그림 9(b)에서 이때도 역시 SNR이 증가하더라도 근처 값으로 수렴하는 것을 확인할 수 있다.

식 (10)의 기존 방법의 오차 비율과 식 (14)의 제안하는 방법의 오차 비율을 비교하기 위하여 두 수식에서 공통적으로 들어있는  $N_{pulse}/(N_{pulse}+N_{error})$ 를 임의의 변수  $B$ 라고 정의하면 식 (10)과 식 (14)는 각각  $1-B$ 와  $1-\sqrt{B}$ 로 표현된다. 이때  $N_{pulse}$ 와  $N_{error}$ 는

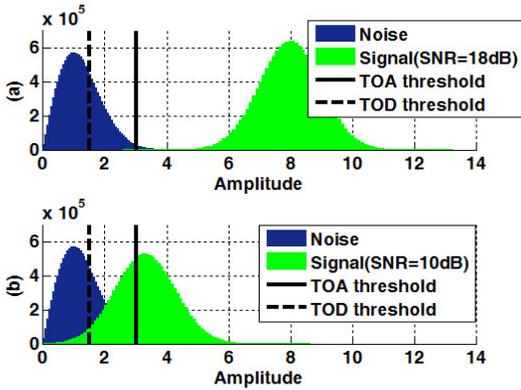


그림 10. 포락선 검출 후 잡음과 수신 신호의 히스토그램, (a)SNR=18 dB, (b)SNR=10 dB  
 Fig. 10. Histograms of noise and received signal after envelope detection; (a)SNR=18 dB, (b)SNR=10 dB.

샘플의 개수를 의미하여 양의 정수 값을 가지므로  $B$ 는 0에서 1사이 값을 가지게 된다.  $B$ 가 0에서 1사이 값을 가질 때는  $\sqrt{B} > B$ 이므로 기존 방법의 오차 비율  $1-B$ 가 제안하는 방법의 오차 비율  $1-\sqrt{B}$ 보다 큰 값을 가지게 된다. 따라서 실제 펄스 폭보다 짧게 추정되는 경우보다 길게 추정되는 상황이 펄스 세기 추정 오차에 큰 영향을 주고 실제 펄스 폭보다 길게 추정되는 상황에서 제안하는 방법의 오차가 더 적은 값을 가지는 제안하는 기법의 추정 성능이 더 좋으므로, 제안하는 평균 전력을 이용한 펄스 세기 추정 방식이 TOA, TOD 오차에 대하여 기존의 펄스 추정 방식보다 강건한 특징이 있는 것을 확인할 수 있다.

#### IV. 모의실험 결과

제안된 펄스 세기 추정 방식의 성능을 검증하기 위한 모의실험 환경은 앞선 III장 2절에서 설정한 것과 동일하게 샘플링 주파수  $F_s$ 를 300 MHz로 하였고, 수신 신호 역시 앞의 표 1, 2 와 그림 5, 6으로 정의된 UM, LFM, NLFM으로 가정하여 모의실험을 진행하였다. 수신기의 AWGN의 분산을 1로 고정하여 SNR에 따라 송신 신호의 크기가 변화도록 설정하여 SNR에 따른 기존 펄스 세기 추정기와 제안한 추정기의 성능을 10,000번 반복한 결과로 RMSE를 통해 분석하였다. II장에서 설명한 전자전 수신기 방식으로 TOA, TOD 추정을 위한 TOA, TOD 결정 임계값은 수신기의 AWGN 분포에 관한 정보를 사전에 알 수 있기 때문에 이를 이용해 다음과 같이 고정시켰다. TOA 추정을 위한 결정 임계값은 오 경보율 (false alarm rate)

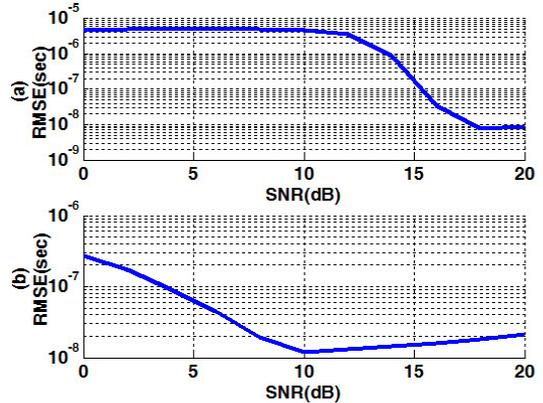


그림 11. 전자전 수신기에서 UM 신호 수신 시 (a)TOA 추정 오차, (b)TOD 추정 오차  
 Fig. 11. (a)TOA estimation performance (b)TOD estimation performances, when received signal is UM in electronic warfare receiver.

이 0.01일 때의 값이고, 수신되는 신호의 크기는 알 수 없으므로 TOD 추정을 위한 결정 임계값은 TOA 결정 임계값의 -3 dB로 정하였다.

그림 10은 AWGN이 포함된 수신 신호와 신호가 없는 AWGN의 포락선 검출 후의 크기를 각각 히스토그램으로 나타낸 것으로, AWGN의 분포에 의해 정해진 TOA 결정 임계값과 이 값을 바탕으로 정해진 TOD 결정 임계값을 함께 나타냈다. 수신 신호의 SNR이 커질수록 신호의 크기가 커지므로 신호 분포의 평균은 증가하게 되고, AWGN의 분포와 수신 신호의 분포가 점점 멀어져 TOA, TOD 추정 오차가 줄어들게 될 것이다. 그림 11(a)는 UM 신호를 수신했을 때 포락선 검출을 이용한 TOA 추정 성능을 나타내고, 그림 11(b)는 TOD 추정 성능을 나타낸 것이다. 그림 11(a)의 TOA 추정 성능은 그림 10(a)에서 SNR이 18 dB일 때 신호의 분포가 TOA 검출 임계값보다 크기 때문에 SNR이 18 dB일 때 추정 오차가 적은 반면, 그림 10(b)와 같이 SNR이 10 dB일 때는 신호의 분포가 TOA 검출 임계값보다 크기 않으므로 이때는 그림 11(a)와 같이 비교적 높은 TOA 추정 오차를 가진다. 또한 그림 11(b)의 TOD 추정 성능은 그림 10(b)와 같이 SNR이 10 dB일 때 신호의 분포가 TOD 검출 임계값보다 충분히 크기 때문에 낮은 TOD 추정 오차를 가진다. 그리고 그림 11에서 최저 오차를 가진 후 SNR이 증가할 때 오차가 증가하는 이유는 TOA, TOD에서 급격한 신호의 크기 변화로 인하여 발생하게 된다. TOA, TOD에서의 급격한 신호 변화는 힐버트 변환을 하게 되면 신호의 크기 변화가 점차적으로

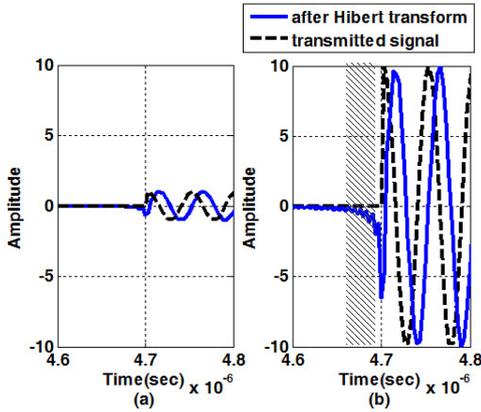


그림 12. AWGN이 없는 송신 신호의 힐버트 변환 결과, (a)SNR=0 dB, (b)SNR=20 dB  
Fig. 12. Hilbert transform results of transmitted signals without AWGN; (a)SNR=0 dB, (b)SNR=20 dB.

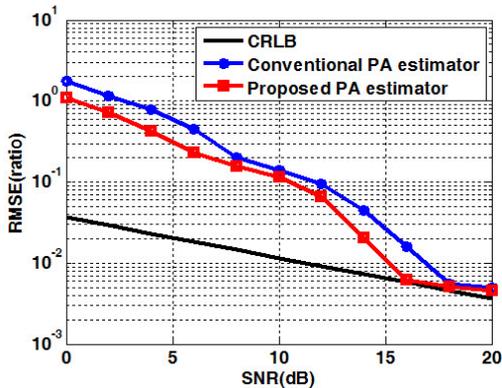


그림 13. 전자전 수신기에서 TOA, TOD 추정 오차가 발생할 경우에 UM 신호 수신 시 기존의 펄스 세기 추정기와 제안하는 펄스 세기 추정기의 성능 비교  
Fig. 13. Performance of conventional pulse amplitude estimator and the suggested estimator in electronic warfare receivers if the TOA, TOD estimation errors occur; the received signal is UM.

발생하는 현상이 일어난다. 그림 12(a)와 같이 SNR이 작을 때는 AWGN보다 세기가 작아 성능에 영향을 주지 않지만, 그림 12(b)의 빗금 친 부분과 같이 SNR이 클 때는 신호가 없는 구간에서의 세기가 AWGN보다 커지기 때문에 정확한 TOA, TOD 추정이 어려워진다.

그림 13은 TOA, TOD를 추정할 때 UM 신호 수신 시 기존의 펄스 세기 추정기와 제안하는 펄스 세기 추정기의 성능을 비교한 결과이다. 기존 방식과 제안하는 방식은 그림 11의 TOA, TOD 추정 성능의 영향을 받아 SNR이 10 dB와 18 dB일 때 오차가 줄어드는 것을 확인할 수 있고, TOA, TOD 추정은 동일하지만 제안하는 펄스 세기 추정 방식이 TOA, TOD 오차에

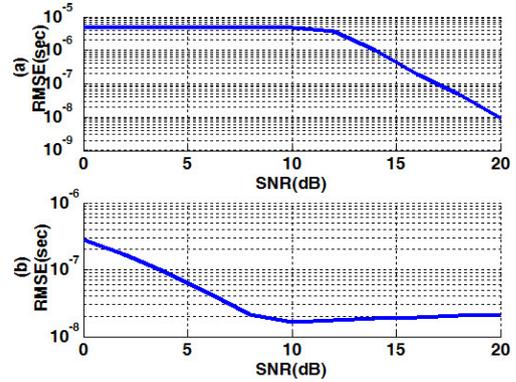


그림 14. 전자전 수신기에서 LFM 신호 수신 시 (a)TOA 추정 오차, (b)TOD 추정 오차  
Fig. 14. (a)TOA estimation performance (b)TOD estimation performances, when received signal is LFM in electronic warfare receiver.

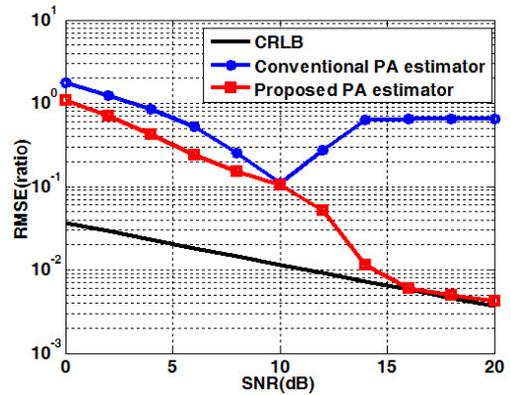


그림 15. 전자전 수신기에서 TOA, TOD 추정 오차가 발생할 경우에 LFM 신호 수신 시 기존의 펄스 세기 추정기와 제안하는 펄스 세기 추정기의 성능 비교  
Fig. 15. Performance of conventional pulse amplitude estimator and the suggested estimator in electronic warfare receivers if the TOA, TOD estimation errors occur; the received signal is LFM.

강건하기 때문에 CRLB에 더 근접한 성능을 가지는 것을 확인할 수 있다.

그림 14는 LFM 신호를 수신했을 때 포락선 검출을 이용하여 TOA, TOD를 추정한 결과이므로 주파수 변조된 신호를 수신하여도 UM 신호를 수신할 때와의 차이가 크게 없는 것을 확인할 수 있다. 그림 15는 LFM 신호 수신 시 그림 14와 같은 TOA, TOD 추정 성능일 때 기존의 펄스 세기 추정기와 제안하는 펄스 세기 추정기의 성능을 비교한 결과이다. UM 신호를 수신할 때와는 달리 SNR이 10 dB 이후에 성능이 크게 나빠지는 것을 확인할 수 있는데, 이는 III장 2절에서 설명한 바와 같이 기존의 펄스 세기 추정 기법은

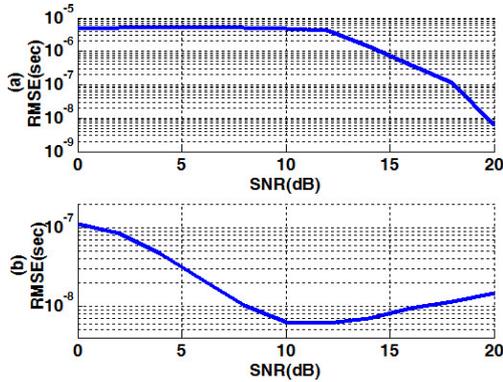


그림 16. 전자전 수신기에서 NLFM 신호 수신 시 (a)TOA 추정 오차, (b)TOD 추정 오차  
Fig. 16. (a)TOA estimation performance (b)TOD estimation performances, when received signal is NLFM in electronic warfare receiver.

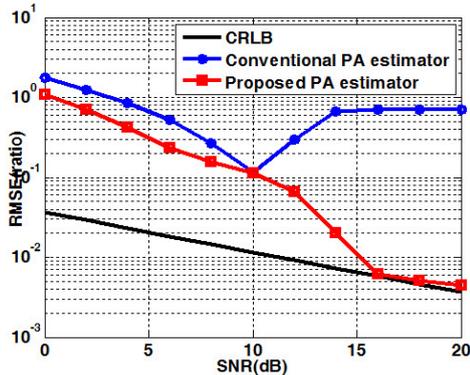


그림 17. 전자전 수신기에서 TOA, TOD 추정 오차가 발생할 경우에 NLFM 신호 수신 시 기존의 펄스 세기 추정기와 제안하는 펄스 세기 추정기의 성능 비교  
Fig. 17. Performance of conventional pulse amplitude estimator and the suggested estimator in electronic warfare receivers if the TOA, TOD estimation errors occur; the received signal is NLFM.

주파수 변조된 신호가 수신되었을 때는 추정 성능이 급격히 떨어지기 때문이다. 제안한 기법은 주파수 변조된 수신 신호도 펄스 세기 추정이 가능하기 때문에 UM신호가 수신되었을 때와 유사한 추정 성능을 가지는 것을 확인할 수 있다.

그림 16은 NLFM 신호를 수신했을 때 포락선 검출을 이용하여 TOA, TOD를 추정한 결과로 그림 14와 동일하게 주파수 변조된 신호를 수신하여도 포락선 검출 결과가 크게 달라지지 않으므로 UM 신호를 수신할 때와 큰 차이가 없는 것을 확인할 수 있다. 그림 17은 NLFM 신호 수신 시 그림 15와 같은 TOA, TOD 추정 성능일 때 기존의 펄스 세기 추정기와 제안하는 펄스 세기 추정기의 성능을 비교한 결과이다.

이러한 추정 성능 결과도 마찬가지로 기존의 기법은 주파수 변조된 신호가 수신되었기 때문에 펄스 세기 추정 성능이 급격히 떨어지게 되고, 제안한 기법은 수신된 신호의 변조 방식과 관계없이 동일한 성능을 가지는 것을 확인할 수 있다.

### V. 결 론

본 논문에서는 전자전 지원을 위한 기존의 주파수 영역에서의 펄스 세기 추정 방식으로 인해 한정적으로 UM 수신 신호에서만 추정할 수 있다는 단점을 개선하기 위해, 시간 영역에서 평균 전력을 구하고 잡음 성분을 제거하는 기법을 제안하였다. 모의실험을 통해 기존의 펄스 세기 추정 기법은 LFM 신호를 수신하였을 때 현저한 성능 저하가 발생하지만 제안된 기법은 LFM 신호를 수신하였을 때에도 UM 신호와 유사한 성능으로 추정할 수 있었다. 뿐만 아니라 펄스 폭 추정 오차의 영향에 따른 펄스 세기 추정의 강건함을 보였다. 따라서 본 논문에서 제안된 새로운 펄스 세기 추정 방식은 전자전 지원을 위한 수신기에 적용되어 효과적으로 활용될 수 있을 것으로 기대된다.

### References

- [1] Alvin and Heidi Toffler, *War and Anti-War*, Brown & Company, 1993.
- [2] Anthony E. Spezio, "Electronic warfare systems," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 3, pp. 633-644, Mar. 2002.
- [3] Y. Lee, J. Kim, E. Kim, and J. 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, Jun. 2016.
- [4] I.-B. Yoon and C.-M. Jeong, "A search band implementation considering the receivers of the electronic warfare support system," *J. Korea Inst. Military Sci. and Technol.*, vol. 14, no. 6, pp. 1091-1096, Dec. 2011.
- [5] Y. H. Kim, W. J. Kim, K. H. Song, D. W. Lee, and H.-N. Kim, "Modeling of received radar signals for scan pattern analysis," *J. Inst. Electron. and Inf. Eng.*, vol. 47, no. 4, pp. 73-85, Apr. 2010.

- [6] W. A. Mahmoud, A. K. Sharief, and F. D. Umara, "Radar parameter generation to identify the target," *J. Engineering*, vol. 17, no. 1, pp. 173-185, Feb. 2011.
- [7] A. Kawalec and R. Owczarek, "Specific emitter identification using intrapulse data," in *Proc. Eur. Radar Conf.*, pp. 249-252, Amsterdam, The Netherlands, Oct. 2004.
- [8] Naval air systems command and Naval air warfare center, *Electronic warfare and radar systems engineering handbook*, Naval air warfare center, 1997.
- [9] C.-H. Cheng, et al., "Electronic warfare receiver with multiple FFT frame sizes," *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*, vol. 48, no. 4, pp. 3318-3330, Oct. 2012.
- [10] W. G. Jeon and Y. S. Cho, "Detection and extraction of radio frequency and pulse parameters in radar warning receivers," in *Proc. Int. Conf. Emerging Res. Comput., Inf., Commun. and Appl.*, pp. 632-638, Bangalore, India, Aug. 2013.
- [11] C. Lesnik, "Nonlinear frequency modulated signal design," *Acta Physica Polonica A*, vol. 116, no. 3, pp. 351-354, 2009.
- [12] Merrill Skolnik, *Radar handbook*, 3 Ed., McGraw-Hill Education, 2008.
- [13] Udaya kumar. N, Dhananjayulu. V, and Anil kumar. V, "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, Sept. 2014.
- [14] 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.
- [15] B. M. Albaker and N. A. Rahim, "Single-tone parameter estimation from discrete-time observations," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. IT-20, no. 5, pp. 591-598, Sept. 1974.

**이 유 리 (Yu-Ri Lee)**



2010년 2월 : 부산대학교 전자  
전기통신공학부 학사 졸업  
2012년 2월 : 부산대학교 전자  
전기공학과 석사 졸업  
2012년 2월~현재 : 부산대학교  
전자전기컴퓨터공학과 박사  
과정

<관심분야> 부채널 공격, 디지털 방송신호처리, 전자전 신호처리, 생체신호처리

**김 동 규 (Dong-Gyu Kim)**



2011년 2월 : 부산대학교 전자  
전기통신공학부 학사 졸업  
2011년 2월~현재 : 부산대학교  
전자전기컴퓨터공학과 석박  
통합과정

<관심분야> 통신 및 신호처리,  
레이더 및 소나 시스템, 전자  
전 신호처리

**곽 현 규 (Hyungyu Kwak)**



2007년 2월 : 충남대학교 정보통신  
공학부 학사 졸업  
2009년 2월 : 충남대학교 정보통신  
공학부 석사

2009년 5월~현재 : 국방과학연구소(ADD) 선임 연구원  
<관심분야> 전자전, 통신, 신호  
처리, 위치탐지

김형남 (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 3월 : 포항공과대학교 전  
자컴퓨터공학부 박사 후 연구원

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

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

2007년 3월~2012년 2월 : 부산대학교 전자전기공학부  
부교수

2009년 2월~2010년 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,  
디지털 방송 신호처리, 생체 신호처리