

FM 신호 기반 PCL 시스템에서 간섭 신호 제거 알고리즘의 성능 분석

박근호*, 김동규*, 김호재*, 박진오**, 이원진**, 고재현**, 김형남^o

Performance Analysis of Interference Cancellation Algorithms for an FM Based PCL System

Geun-Ho Park*, Dong-Gyu Kim*, Ho Jae Kim*, Jin-Oh Park**, Won-Jin Lee**,
Jae Heon Ko**, Hyoung-Nam Kim^o

요 약

FM 신호 기반 PCL 시스템은 FM 송신탑에서 송신되는 신호를 이용하여 이동하는 표적의 위치를 추적하는 수동형 레이더 기술로서, 송신탑에서 수신기에 LOS (line-of-sight)로 입사되는 직접경로 신호와 표적으로부터 반사된 표적반사 신호의 상호 상관 함수를 유도하여 표적의 위치를 추적한다. 하지만, 직접경로 신호와 지형 및 지표면 등에서 반사되는 간섭 신호가 표적반사 신호 획득을 위한 감시 채널에 동시에 측정되며, 이에 따라 표적의 위치를 정확하게 탐지하지 못하는 문제가 발생한다. 간섭 신호 제거에는 적응 필터가 효과적인 것으로 알려져 있지만, 기존 연구에서는 상호 상관 함수나 적응 필터 입출력 신호의 전력 비율로부터 간섭 신호의 제거 성능을 유도하기 때문에, 정확한 성능 분석이 어려운 문제가 존재하였다. 본 논문에서는 필터 계수의 각 성분이 특정한 간섭 신호를 제거하기 위해 유도된다는 특징을 활용하여, 각 간섭 신호 제거 성능을 적응 필터 계수에 대한 함수로 정리한다. 제안한 성능 분석 방법을 기반으로 적응 필터 기법의 성능을 비교 및 분석하여, 제안한 방법이 간섭 신호 제거 성능 분석에 효과적으로 활용될 수 있음을 보인다.

Key Words : PCL, interference signal, adaptive filter algorithm, FM signal, target localization

ABSTRACT

An FM radio based PCL system is a passive radar technique for detecting the multiple moving targets from FM radio signals and tracking the trajectories of the targets by calculating the cross-correlation function of direct-path signal and target echo signals. However, the interference signals are received from a surveillance channel, which is designed to receive the target echo signals. Because of this problem, the target echo signals are masked by the strong interference signals and this makes it difficult to detect the true targets from the cross-correlation function. Adaptive filters are known as effective methods for suppressing the interference signals but there is a problem to present their accurate performances in the PCL system because many literatures used the cross-correlation function and the ratio of input and output power as a measure of the performance analysis.

* 본 연구는 LIG Nex1의 “PCL 위치탐지기술 연구 (계약번호 Y16-009)”에 대한 연구용역으로 수행하였음.

• First Author : Department of Electrical and Computer Engineering, Pusan National University, fot97311@pusan.ac.kr, 학생회원

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

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

** LIG 빅스원 (LIG Nex1)

논문번호 : KICS2016-10-311, Received October 14, 2016; Revised April 5, 2017; Accepted April 6, 2017

In this paper, a performance analysis method is proposed to evaluate the performance of interference cancellation algorithms. By using the property that each component of the filter weight vector is adjusted to suppress the specific interference signal, a performance measure of the interference signal suppression is defined by a function of adaptive filter weights. Based on the proposed method, we compare the performance of the adaptive filters used in the PCL system. Simulation results show that the proposed method can be very effective for evaluating the performance of interference cancellation algorithms.

I. 서 론

현대전은 병력 중심의 재래식 소모 양상에서 탈피하여 디지털 전술 정보 및 지식의 통합을 기반으로 하는 양상으로 변화하고 있다. 정밀 감시정찰 체계는 적군의 배치, 또는 행동 상태를 경계하여 전술 정보를 확인할 수 있도록 하는 시스템을 통칭하는 것으로서, 감시정찰 체계를 통해 수집된 전술 정보들은 개별 플랫폼의 생존과 전투 지속력을 극대화하고, 지휘부에게 전장의 전투 및 전술상황을 정확하게 전달하여 효율적인 전략전술 및 대응책을 수립하는 데 활용되고 있다^[1].

대공 감시정찰 체계는 전투기 및 중·장거리 요격체계와 같은 위협적인 군사 전력으로 판단되는 적의 공중 전력에 대한 조기 경보와 공중 전력을 무력화하고 제공권을 장악하는 중요한 요소로 인식되고 있다. 모노스태틱 레이더 (monostatic radar)는 대표적인 대공 감시정찰 장비로서, 전자기파를 방출하고 표적으로부터 반사된 신호를 분석하여 정밀 표적 위치탐지를 수행한다. 하지만, 공중 전력의 스텔스 기술, 소형화, 무인화, 전자방해책 (ECM, electronic countermeasure)의 활용과 발전에 따라 모노스태틱 레이더는 감시정찰 분야에서의 임무수행 능력이 저하되고 있다^[1].

PCL (passive coherent location)은 모노스태틱 레이더의 기술적 한계를 극복하기 위한 수동형 바이스태틱 레이더 기술로서, FM (frequency modulation), DVB-T (digital video broadcasting - terrestrial), DAB (digital audio broadcasting), GSM (global system for mobile communications) 등의 상용 방송 및 통신신호를 이용하여 표적의 위치를 탐지한다^[2,10,11]. PCL 위치탐지 시스템은 바이스태틱 기하구조 (bistatic geometry)와 방송 및 통신신호를 기반으로 표적을 탐지하기 때문에, 레이더 대역 신호에 대한 역산란을 최소화하는 스텔스 전투기의 탐지가 가능하며, 별도의 신호 송신이 불필요하기 때문에 피탐 확률이 낮아 수신 플랫폼의 노출 위험이 적은 특징을 가진다^[1].

고속으로 이동하는 표적은 송신기로부터 LOS

(line-of-sight)로 입사하는 직접경로 신호 (direct-path signal)와 표적으로부터 반사된 표적반사 신호 (target echo signal)의 거리-도플러 주파수 상호 상관 함수 (range-Doppler frequency cross-correlation function)를 유도하여 탐지할 수 있다. 거리-도플러 주파수 상호 상관 함수로부터 바이스태틱 거리 및 도플러 주파수를 추정하면, 바이스태틱 측정치를 기반으로 표적의 위치 및 속도를 추정할 수 있다. 표적에 대한 바이스태틱 거리와 도플러 주파수를 추정하기 위해, PCL 수신기는 직접경로 신호와 표적반사 신호를 각각 획득을 목적으로 하는 감시 채널 (surveillance channel)과 레퍼런스 채널 (reference channel)을 운용하며, 각 채널은 물리적으로 분리된 단일/다중 안테나를 사용하거나 안테나 어레이를 이용하여 디지털 빔을 형성하여 신호를 수신한다. 하지만, 표적반사 신호 수신을 위한 감시 채널에는 표적반사 신호 이상의 SNR (signal-to-noise ratio)을 가지는 직접경로 신호와 클러터 등의 간섭 신호가 동시에 측정되며, 이에 따라 상호 상관 함수에서 표적에 대한 바이스태틱 거리 및 도플러 주파수 추정 값이 정확히 추정되지 않기 때문에, 표적에 대한 위치 추정 성능이 저하되거나 위치 추정에 대한 오류가 발생하는 문제가 발생한다^[5].

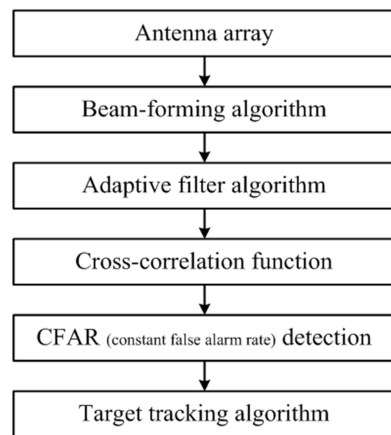


그림 1. PCL 수신기 구조
Fig. 1. PCL receiver structure.

그림 1은 PCL 위치탐지 시스템에서 신호처리부의 구조를 간략하게 나타낸 것으로서, 적응 필터 기법은 감시 채널 빔 형성기의 출력 신호에 포함된 간섭 신호를 제거하기 위해 사용된다. 적응 필터는 레퍼런스 채널로부터 수신한 직접경로 신호를 이용하여 표적반사 신호를 제외한 감시 채널의 간섭 신호를 제거할 수 있으며, 대표적으로 LMS (least mean squares), NLMS (normalized LMS), RLS (recursive least squares) 등이 활용되고 있다^{3,4)}.

본 논문에서는 적응 필터를 이용한 간섭 신호 제거 방법을 정리하고, 각 적응 필터 알고리즘에 따른 간섭 신호 제거 성능의 분석 방법을 제시한다. 기존의 연구에서 간섭 신호의 제거 성능은 상호 상관 함수의 결과로부터 간접적으로 확인하거나 단순히 간섭 신호가 포함된 감시 채널 신호와 간섭 신호가 제거된 감시 채널 신호의 파워 비율로부터 간섭 신호 제거 성능을 분석하였다^{3,5)}. 하지만, 이와 같은 방법은 다수의 간섭 신호에 대한 개별적인 INR (interference-to-noise ratio)과 CNR (clutter-to-noise ratio)을 계산하지 않기 때문에, 각각의 간섭 신호에 대한 제거 성능을 도출할 수 없다. 본 논문에서는 각각의 필터 계수 성분이 특정 간섭 신호를 제거하기 위해 설계된다는 적응 필터의 특징을 활용하여, 간섭 신호의 제거 성능을 적응 필터 계수에 대한 함수로 정리한다. 이와 같은 방법은 적응 필터 계수를 기반으로 제거 성능을 계산하기 때문에, 각 간섭 신호의 제거 성능을 정확하게 분석할 수 있다는 장점이 존재한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II 장에서는 PCL 수신 환경에 적합한 수신 신호 모델을 제시하고, III 장에서는 간섭 신호 제거를 위한 적응 필터 알고리즘과 본 논문에서 제안하는 적응 필터의 간섭 신호 제거에 대한 성능 분석 방법을 제시한다. IV 장에서는 본 논문에서 제안한 성능 분석 방법을 기반으로 PCL 수신 환경에서의 적응 필터 알고리즘에 따른 성능 평가를 수행한다. 마지막으로 V 장에서는 결론을 통해 본 논문을 마무리한다.

II. 수신 신호 모델

수신 신호는 바이스태틱 기하구조 (bistatic geometry), 배열 안테나 배치 방법, 송·수신 환경에 따른 다중경로 및 클러터에 의해 결정된다. 본 장에서는 수신 신호에 영향을 미치는 각 요소에 대해 정리하고, PCL 수신기에서의 수신 신호 모델을 정의한다.

2.1 바이스태틱 기하구조

PCL 위치탐지 시스템은 송신기와 수신기의 직선 경로를 통해 전달되는 직접경로 신호와 표적에 반사되어 수신기에서 측정되는 표적반사 신호를 이용하여 표적의 위치 및 속도를 추적한다. 직접경로 신호와 표적반사 신호는 각각 그림 2와 같은 바이스태틱 기하구조를 따라 전파되며, 각 신호의 전파 경로와 표적의 속도에 따라 직접경로 신호와 표적반사 신호의 도달 시간 및 도플러 주파수의 차이가 발생한다. PCL 위치탐지 시스템은 직접경로 신호와 표적반사 신호의 도달 시간 차이와 도플러 주파수 차이를 통해 표적의 위치를 추적할 수 있다.

그림 1과 그림 2에 표시한 것과 같이, 송신기-수신기 거리를 L , 송신기-표적 거리를 r_1 , 표적-수신기 거리를 r_2 , 직접경로 신호와 표적반사 신호의 도달 시간 차이를 τ_b 라 할 때, 직접경로 신호와 표적반사 신호의 전파 경로 차이를 나타내는 바이스태틱 거리 (bistatic range) r_b 는 다음 식을 만족한다.

$$r_b = \tau_b c = r_1 + r_2 - L. \quad (1)$$

여기서, $c = 3 \times 10^8$ m/s 는 빛의 속도를 나타낸다. 식 (1)에 의해 τ_b 로부터 r_b 를 유도할 수 있으며, 일정한 바이스태틱 거리의 값을 가지는 바이스태틱 거리 타원 (bistatic range ellipse) 을 그림 3과 같이 나타낼 수 있다. 바이스태틱 거리 타원은 표적이 존재할 수 있는 위치를 나타낸 것으로서, 3 차원 공간상에서 표적의 위치를 정확히 추정하기 위해서는 최소 3 쌍의 바이스태틱 거리 값이 필요하다. 3 개의 FM 송신기와 하나의 수신기를 이용하는 멀티스태틱 (multistatic) 구조를 통해, 표적의 위치를 추정 및 추적할 수 있다.

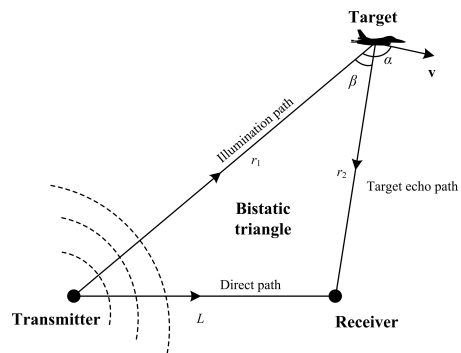


그림 2. 바이스태틱 기하구조
Fig. 2. Bistatic geometry.

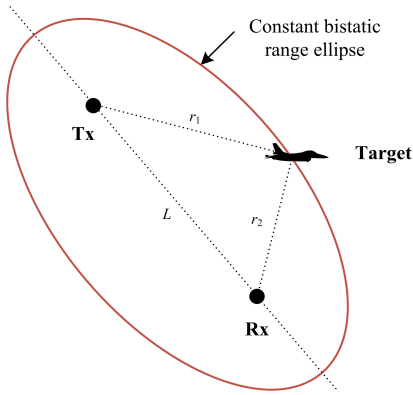


그림 3. 바이스테틱 거리 타원
Fig. 3. Bistatic range ellipse.

i 번째 송신기에 대한 τ_b 와 r_b , r_1 , r_2 를 각각 $\tau_b^{(i)}$, $r_b^{(i)}$, $r_1^{(i)}$, $r_2^{(i)}$ 라 하면, 그림 4와 같이 나타낼 수 있으며, 동일한 송신기에 대해서 식 (1)이 성립한다.

바이스테틱 도플러 (bistatic Doppler) 주파수 f_d 는 표적과 송수신단의 상대적인 속도 차이에 따라 발생하며, 표적반사 신호에서는 FM 송신 신호의 주파수와 비교하여 f_d 만큼의 주파수 변화가 나타난다. f_c 를 반송파 주파수, v 를 표적의 속력, α 와 β 를 그림 2에 나타낸 각도와 같다고 할 때, 바이스테틱 도플러 f_d 는 다음 식 (2)와 같이 계산된다^[8,9].

$$f_d = 2 \frac{f_c}{c} v \cos(\alpha) \cos(\beta/2). \quad (2)$$

따라서, FM 송신기로부터 방사된 신호를 $s(n)$ 이라 할 때, 바이스테틱 구조에 의한 단일 안테나에서의 수신 신호 $x(n)$ 은 다음 식 (3)으로 모델링할 수 있다.

$$x(n) = A_d s(n - \tau_d) + A_e s(n - \tau_e) e^{j2\pi f_d n} + \sum_{i=1}^{N_c} A_c^{(i)} s(n - \tau_c^{(i)}) + \nu(n), \quad (3)$$

$$n = 0, \dots, N-1.$$

식 (3)에서 τ_d 와 τ_e 는 각각 직접경로 신호와 표적반사 신호의 도달 시간을 나타내며 A_d 와 A_e 는 복소 진폭 (complex amplitude)을 의미하며, N_c 는 클러스터의 수, $\tau_c^{(i)}$ 는 i 번째 클러스터의 도달 시간, $A_c^{(i)}$ 는 i 번째 클러스터의 복소 진폭, $\nu(n)$ 는 가우시안 잡음, N 은 수집 시간 내에서의 수집 샘플 수를 나타낸다. 본 논문에서 전개하는 수식에서 τ_d , τ_e , $\tau_c^{(i)}$ 는 모두 이산 시간 영역 (discrete-time domain) 에 대한 값으로 정의한다.

2.2 배열 안테나 배치 방법에 따른 수신 신호 모델

PCL 수신기는 다수의 안테나를 이용하는 배열 안테나를 통해, 표적반사 신호 및 직접경로 신호를 수신한다. 일반적으로 PCL 수신기는 그림 5와 같이, 반지름이 d 인 원 위에 일정한 각도 $\phi_m = 2\pi/M$ ($m = 1, \dots, M$) 으로 M 개의 안테나를 배치하는 균일 원형 배열안테나 (uniform circular array)를 사용한다^[5-7]. 균일 원형 배열안테나는 특정한 방위각에 대해 빔을 조향할 때, 일정한 빔 패턴을 나타내는 장점을 가지고 있다.

균일 원형 배열안테나를 사용함에 따라, 각 안테나에서의 수신 신호는 안테나 위치에 따른 위상 차이가 발생한다. 이 때 나타나는 위상 차이는 조향 벡터 (steering vector)를 이용하여 모델링할 수 있으며, 고도각 θ 와 방위각 ϕ 에 대한 균일 원형 배열안테나에서의 조향 벡터 $\mathbf{a}(\theta, \phi)$ 는 식 (4)와 같이 나타난다.

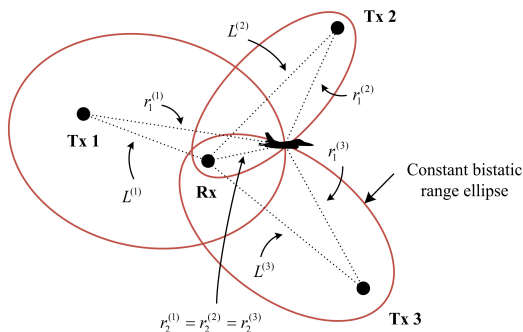


그림 4. 멀티스테틱 구조
Fig. 4. Multistatic structure.

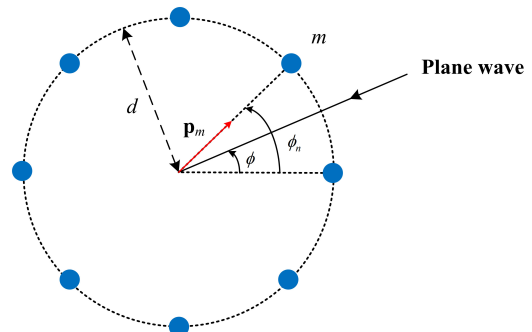


그림 5. 균일 원형 배열 안테나 배치 방법
Fig. 5. Antenna placement of uniform circular array.

$$\mathbf{a}(\theta, \phi) = [e^{-j\mathbf{k}^T \mathbf{p}_1}, e^{-j\mathbf{k}^T \mathbf{p}_2}, \dots, e^{-j\mathbf{k}^T \mathbf{p}_M}]^T \quad (4)$$

여기서, \mathbf{k} 와 \mathbf{p}_m ($m = 1, \dots, M$)은 각각 파수 (wavenumber) 벡터와 각 안테나의 위치 벡터를 의미 하며, 신호의 입사 방향 벡터를 $\mathbf{e} = [-\sin\theta \cos\phi, -\sin\theta \sin\phi, -\cos\theta]^T$ 라 할 때, \mathbf{k} 와 \mathbf{p}_m 은 식 (5)와 식 (6)으로 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{k} = \frac{\omega}{c} \mathbf{e} = \frac{2\pi}{\lambda} \mathbf{e}, \quad (5)$$

$$\mathbf{p}_m = [d \cos\phi_m, d \sin\phi_m, 0]^T. \quad (6)$$

직접경로 신호와 표적반사 신호, i 번째 클러터가 각각 $\{\theta_d, \phi_d\}$, $\{\theta_e, \phi_e\}$, $\{\theta_c^{(i)}, \phi_c^{(i)}\}$ 의 각도로 균일 원형배열 안테나에 입사한다고 가정할 때, M 개의 안테나로 구성된 균일 원형 배열안테나에서의 수신 신호 $\mathbf{x}(n) = [x_1(n), \dots, x_M(n)]^T$ 은 식 (4)를 이용하여 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(n) = & A_d \mathbf{a}(\theta_d, \phi_d) s(n - \tau_d) \\ & + A_e \mathbf{a}(\theta_e, \phi_e) s(n - \tau_e) e^{j2\pi f_d n} \\ & + \sum_{i=1}^{N_c} A_c^{(i)} \mathbf{a}(\theta_c^{(i)}, \phi_c^{(i)}) s(n - \tau_c^{(i)}) \\ & + \mathbf{v}(n), \quad n = 0, \dots, N-1. \end{aligned} \quad (7)$$

여기서, $\mathbf{v}(n) = [\nu_1(n), \dots, \nu_M(n)]^T$ 은 M 개의 안테나에서 측정되는 가우시안 잡음 벡터이다.

2.3 빔 형성기의 출력 신호

PCL 수신기는 표적반사 신호와 직접경로 신호를 각각 획득하기 위한 감시 채널과 레퍼런스 채널을 운용하며, 각 채널은 표적반사 신호와 직접경로 신호의 입사각도에 대하여 빔을 조향하여 신호를 수신한다. 빔 패턴의 조향 각도를 $\{\theta_l, \phi_l\}$ 이라 할 때, 감시 채널과 레퍼런스 채널에 대한 빔 가중치 (beam weight) 벡터는 M 개의 빔 가중치 성분으로 나타낼 수 있으며, 이는 식 (8)과 식 (9)와 같다.

$$\mathbf{w}_{bs}(\theta_l, \phi_l) = [w_{bs}^{(1)}, \dots, w_{bs}^{(M)}]^T, \quad (8)$$

$$\mathbf{w}_{br}(\theta_l, \phi_l) = [w_{br}^{(1)}, \dots, w_{br}^{(M)}]^T. \quad (9)$$

감시 채널 출력 신호 $u_s(n)$ 과 레퍼런스 채널의 출력 신호 $u_r(n)$ 은 식 (8)과 식 (9)를 이용하여 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$u_s(n) = \mathbf{w}_{bs}^H(\theta_l, \phi_l) \mathbf{x}(n), \quad (10)$$

$$u_r(n) = \mathbf{w}_{br}^H(\theta_l, \phi_l) \mathbf{x}(n). \quad (11)$$

III. 간섭 신호 제거를 위한 적응 필터 알고리즘의 성능 분석 방법

본 장에서는 거리-도플러 상호상관 함수로부터 간섭 신호 제거를 위한 적응 필터 알고리즘의 필요성에 대해 기술하고, 본 논문에서 분석하는 적응 필터 알고리즘에 대해 설명한다. 또한, 감시 채널에서의 간섭 신호 제거 성능을 수학적으로 분석하는 방법을 유도하고 정리한다.

3.1 거리-도플러 상호상관 함수

이동하는 표적의 위치 추적은 바이스태틱 거리와 바이스태틱 도플러 주파수에 대한 탐지 및 추정을 기반으로 이루어진다. 바이스태틱 거리와 도플러는 표적 반사신호와 직접경로 신호의 상호상관 함수에서의 탐지 결과를 통해 추정할 수 있으며, 표적 반사신호와 직접경로 신호는 각각 감시 채널 출력 신호와 레퍼런스 채널의 출력 신호를 이용하여 획득할 수 있다. 시간 지연 τ 와 주파수 이동 f 에 대한 각 채널 출력의 상호상관 함수는 다음 식 (12)와 같이 정의된다.

$$Z(\tau, f) = \sum_{n=0}^{N-1} u_s(n) u_r^*(n - \tau) e^{-j2\pi f n}. \quad (12)$$

감시 채널과 레퍼런스 채널의 출력 신호의 상호상관 함수에서 표적에 대한 바이스태틱 거리 및 도플러를 추정 및 탐지하기 위해서는 감시 채널에서 표적반사 신호의 SNR (signal-to-noise ratio)이 최대값을 나타내야 한다. 하지만, 감시 채널에는 직접경로 신호와 클러터 등의 간섭 신호 등이 같이 수신되기 때문에, 일반적인 신호 수신 환경에서는 간섭 신호의 SNR이 더 높게 나타난다. 이로 인해, 표적반사 신호에 대한 바이스태틱 거리 및 도플러에서 상호상관 함수의 최대값이 형성되지 않는 문제가 발생한다. 그림 6은 감시 채널과 레퍼런스 채널 신호에 대한 상호상관 함수의 크기 $|Z(\tau, f)|$ 에 대한 예시를 나타낸 것으로서,

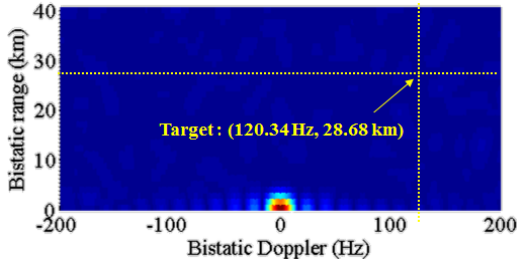


그림 6. 감시 채널과 레퍼런스 채널 신호의 상호상관 함수
Fig. 6. Cross-correlation function of the surveillance channel and reference channel.

일반적인 PCL 수신 환경에서는 직접경로 신호의 SNR이 가장 높기 때문에 이에 대한 바이스태틱 거리 및 도플러에서 상호상관 함수의 최대값이 나타나게 된다. 즉, 레퍼런스 채널의 직접경로 신호와 감시 채널의 직접 경로 신호의 자기 상관 (auto-correlation) 결과로 나타나게 되어, 표적에 대한 바이스태틱 거리 및 도플러가 탐지되지 않는다. 이러한 문제를 해결하기 위해, 적응 필터 알고리즘을 이용한 간섭 신호 제거 과정은 상호상관 함수를 유도하기 전에 필수적으로 선행되어야 한다.

3.2 적응 필터 알고리즘

간섭 신호 제거 알고리즘은 그림 7과 같이 감시 채널 신호를 desired 신호, 레퍼런스 채널 신호를 입력 신호로 하는 적응 필터를 이용하여 구성할 수 있다. 간섭 신호 제거를 위한 적응 필터는 레퍼런스 채널 신호에 대한 K 의 탭 크기를 가지는 벡터 $\mathbf{q}(n) = \mathbf{u}_r(n)$ 을 입력으로 하며, 이를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{q}(n) = \mathbf{u}_r(n) = [u_r(n), \dots, u_r(n-K+1)]^T. \quad (13)$$

K 의 탭 크기를 가지는 탭 계수 벡터 (tap weight vector) $\mathbf{w}(n)$ 을 식 (14)와 같이 정의할 때, 적응 필터

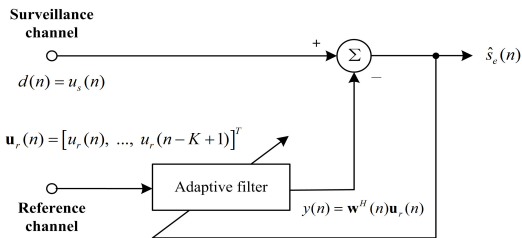


그림 7. 간섭 신호 제거를 위한 적응 필터 알고리즘 구조
Fig. 7. The adaptive filter algorithm structure for interference signal cancellation.

의 출력 $y(n)$ 은 식 (15)와 같이 주어진다.

$$\mathbf{w}(n) = [w_0(n), \dots, w_{K-1}(n)]^T, \quad (14)$$

$$y(n) = \sum_{k=0}^{K-1} w_k^*(n)u_r(n-k) = \mathbf{w}^H(n)\mathbf{u}_r(n). \quad (15)$$

감시 채널 신호 $u_s(n)$ 에서 간섭 신호가 제거된 표적반사 신호의 추정치 $\hat{s}_e(n)$ 은 다음 식 (16)으로 나타낼 수 있다.

$$\hat{s}_e(n) = u_s(n) - y(n). \quad (16)$$

적용 필터 알고리즘은 탭 계수 벡터 $\mathbf{w}(n)$ 을 갱신하는 방법에 따라 LMS, NLMS, RLS 알고리즘 등으로 나뉘며, RLS 알고리즘은 LMS, NLMS 알고리즘에 비해 수렴 속도와 안정성에서 우수한 성능을 나타낸다. 하지만, LMS와 NLMS 알고리즘의 탭 계수 갱신에 $2K+1$ 과 $3K+1$ 의 곱셈 연산이 요구되는 것에 비해, RLS 알고리즘은 $4K^2$ 의 곱셈 연산을 필요로 하기 때문에 RLS 알고리즘 구현에는 많은 연산량이 요구된다^[2].

3.2.1 LMS (least mean square) 알고리즘^[4]

LMS 알고리즘은 stochastic gradient algorithm 계열의 알고리즘으로서, the steepest descent method^[4]의 탭 가중치 벡터 식에서 입력 벡터에 대한 auto-correlation matrix와 입력 벡터와 desired 신호의 cross-correlation vector를 순시 추정값으로 사용하여 탭 계수 벡터를 계산한다. $\hat{\mathbf{w}}(n)$ 을 LMS 알고리즘의 탭 계수 벡터, μ 를 LMS 알고리즘의 step-size, $e(n) (= d(n) - y(n))$ 을 에러 신호, $\mathbf{q}(n)$ 을 필터의 입력 벡터라고 할 때, 탭 계수 갱신은 다음 식 (17)과 같이 이루어진다.

$$\hat{\mathbf{w}}(n+1) = \hat{\mathbf{w}}(n) + \mu e^*(n)\mathbf{q}(n). \quad (17)$$

3.2.2 NLMS (normalized LMS) 알고리즘^[4]

LMS 알고리즘은 입력 벡터의 신호 전력이 클 경우, gradient noise의 순간적인 증폭으로 인하여 MSE (mean square error)가 발산하는 현상이 발생할 수 있다. NLMS 알고리즘은 입력 벡터를 L_2 -norm의 제곱으로 정규화하여 LMS 알고리즘의 gradient noise

amplification 문제를 해결할 수 있으며, NLMS 알고리즘의 step-size를 $\tilde{\mu}$ 라 할 때, 탭 계수 갱신은 다음 식 (18)과 같이 수행된다.

$$\hat{\mathbf{w}}(n+1) = \hat{\mathbf{w}}(n) + \frac{\tilde{\mu}}{|\mathbf{q}(n)|^2} e^*(n) \mathbf{q}(n). \quad (18)$$

3.2.3 RLS (recursive least squares) 알고리즘⁴⁾
 RLS 알고리즘은 linear least squares filter를 recursive algorithm으로 구현한 것으로서, λ 를 forgetting factor라 할 때, 식 (19)의 비용 함수 (cost function)를 최소화하는 기준으로부터 탭 계수 갱신 식을 유도한다.

$$\begin{aligned} \varepsilon(n) &= \sum_{i=1}^K \lambda^{n-i} |e(i)|^2 \\ &= \sum_{i=1}^K \lambda^{n-i} |d(i) - \mathbf{w}^H(n) \mathbf{q}(i)|^2. \end{aligned} \quad (19)$$

식 (19)를 비용 함수로 하는 RLS 알고리즘의 탭 계수 갱신 식은 다음 식 (20)과 같이 주어진다.

$$\hat{\mathbf{w}}(n+1) = \hat{\mathbf{w}}(n) + \mathbf{k}(n) \xi^*(n). \quad (20)$$

여기서, $\mathbf{k}(n)$ 은 gain factor, $\xi(n)$ 은 사전 추정 에러 (a priori estimation error)이고, 이와 관련된 수식은 각각 다음 식 (21), (22), (23) 과 같다.

$$\xi(n) = d(n) - \hat{\mathbf{w}}^H(n-1) \mathbf{q}(n), \quad (21)$$

$$\mathbf{k}(n) = \frac{\Phi^{-1}(n-1) \mathbf{q}(n)}{1 + \lambda^{-1} \mathbf{q}^H(n) \Phi^{-1}(n-1) \mathbf{q}(n)}, \quad (22)$$

$$\Phi(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{q}(i) \mathbf{q}^H(i). \quad (23)$$

3.3 적응 필터 알고리즘의 간섭 신호 제거 성능 분석

적응 필터 알고리즘의 간섭 신호 제거 성능은 적응 필터의 탭 계수를 통해 제거되는 간섭 신호의 전력을 계산하여 분석할 수 있다. 레퍼런스 채널에서의 수신 신호를 직접경로 신호라고 가정할 때, 레퍼런스 채널에서의 수신 신호는 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$u_r(n) = A_d s(n - \tau_d). \quad (24)$$

적응 필터의 탭 계수 벡터를 $\mathbf{w} = [w_0, \dots, w_{K-1}]^T$ 라 하고, 식 (24)를 만족한다고 가정할 때, 표적반사 신호의 추정값 $\hat{s}_e(n)$ 은 다음 식 (25)와 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{s}_e(n) &= u_s(n) - \mathbf{w}^H \mathbf{u}_r(n) \\ &= u_s(n) - \sum_{k=0}^{K-1} w_k^* u_r(n-k) \\ &= \mathbf{w}_{bs}^H \mathbf{x}(n) - \sum_{k=0}^{K-1} w_k^* [A_d s(n - \tau_d - k)]. \end{aligned} \quad (25)$$

식 (25)에서 $k=0$ 와 $k=\tau_c^{(i)} - \tau_d$ 에서의 탭 계수는 각각 직접경로 신호와 i 번째 클러터를 제거하기 위한 계수 값을 나타낸다. 적응 필터의 탭 계수는 $k=0$ 와 $k=\tau_c^{(i)} - \tau_d$ 에서만 값을 가지므로, 이를 이용하여 식 (25)에 식 (11)을 다시 대입하여 정리하면 다음 식 (26)과 같이 된다.

$$\begin{aligned} \hat{s}_e(n) &= s(n - \tau_d) [A_d (\mathbf{w}_{bs}^H \mathbf{a}(\theta_d, \phi_d)) - w_0^* A_d] \\ &\quad + s(n - \tau_e) \\ &\quad \times [A_c (\mathbf{w}_{bs}^H \mathbf{a}(\theta_e, \phi_e)) e^{j2\pi f_d n} - w_{(\tau_e - \tau_d)}^* A_d] \\ &\quad + \sum_{i=1}^N s(n - \tau_c^{(i)}) \\ &\quad \times [A_c^{(i)} (\mathbf{w}_{bs}^H \mathbf{a}(\theta_c^{(i)}, \phi_c^{(i)})) - w_{(\tau_c^{(i)} - \tau_d)}^* A_d]. \end{aligned} \quad (26)$$

$\hat{s}_e(n; k=k_0)$ 를 FM 송신 신호 $s(n-k_0)$ 가 $k=k_0$ 의 시간만큼 지연된 신호를 나타낸다고 할 때, $\hat{s}_e(n; k=\tau_d)$ 는 표적반사 신호의 추정값에 포함된 직접경로 신호, $\hat{s}_e(n; k=\tau_c^{(i)})$ 는 표적반사 신호의 추정값에 포함된 클러터라고 할 수 있다. 각각을 식으로 표현하면 다음 식 (27), (28)과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{s}_e(n; k=\tau_d) &= s(n - \tau_d) [A_d (\mathbf{w}_{bs}^H \mathbf{a}(\theta_d, \phi_d)) - w_0^* A_d], \end{aligned} \quad (27)$$

$$\begin{aligned} \hat{s}_e(n; k=\tau_c^{(i)}) &= s(n - \tau_c^{(i)}) \\ &\quad \times [A_c^{(i)} (\mathbf{w}_{bs}^H \mathbf{a}(\theta_c^{(i)}, \phi_c^{(i)})) - w_{(\tau_c^{(i)} - \tau_d)}^* A_d]. \end{aligned} \quad (28)$$

입의 k 에 대해 $|s(n-k)|^2 = 1$ 이 만족한다고 할 때, 식 (27)과 식 (28)에서 직접경로 신호와 클러터의 복소 진폭은 각각 식 (29)와 식 (30)으로 정리할 수 있다.

$$A_d(\mathbf{w}_{bs}^H \mathbf{a}(\theta_d, \phi_d)) - w_0^* A_d, \quad (29)$$

$$A_c^{(i)}(\mathbf{w}_{bs}^H \mathbf{a}(\theta_c^{(i)}, \phi_c^{(i)})) - w_{(\tau_c^{(i)} - \tau_d)}^* A_d. \quad (30)$$

감시 채널에서 직접경로 신호의 SNR (signal-to-noise ratio)과 i 번째 클러터의 CNR (clutter-to-noise ratio)을 SNR'_d 와 $\text{CNR}^{(i)}$ 라 하면, 이를 각각 다음 식 (31), (32)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\text{SNR}'_d = 20 \log_{10} |A_d(\mathbf{w}_{bs}^H \mathbf{a}(\theta_d, \phi_d))|, \quad (31)$$

$$\text{CNR}^{(i)} = 20 \log_{10} |A_c^{(i)}(\mathbf{w}_{bs}^H \mathbf{a}(\theta_c^{(i)}, \phi_c^{(i)}))|. \quad (32)$$

표적반사 신호의 추정값 $\hat{s}_c(n)$ 에 포함된 직접경로 신호의 SNR과 클러터의 CNR을 각각 SNR'_d 와 $\text{CNR}'^{(i)}$ 라 할 때, 식 (29)와 식 (30)을 이용하여 다음 식 (33), (34)로 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned} \text{SNR}'_d &= 20 \log_{10} |A_d(\mathbf{w}_{bs}^H \mathbf{a}(\theta_d, \phi_d)) - w_0^* A_d|, \end{aligned} \quad (33)$$

$$\begin{aligned} \text{CNR}'^{(i)} &= 20 \log_{10} \left| A_c^{(i)}(\mathbf{w}_{bs}^H \mathbf{a}(\theta_c^{(i)}, \phi_c^{(i)})) \right. \\ &\quad \left. - w_{(\tau_c^{(i)} - \tau_d)}^* A_d \right|. \end{aligned} \quad (34)$$

여기서, $w_{(\tau_c^{(i)} - \tau_d)}$ 는 i 번째 클러터 제거를 위한 적응 필터 계수 값을 나타내며, $(\tau_c^{(i)} - \tau_d)$ 는 클러터의 바이스택 거리를 의미한다.

적응 필터 알고리즘의 간섭 신호 제거 성능은 감시 채널에서의 SNR과 표적반사 신호 추정값에 포함된 간섭 신호의 SNR 차이로 나타낼 수 있으며, 식 (31)부터 식 (34)를 이용하여 간섭 신호의 제거 성능을 다음 식과 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned} \text{SNR}'_d - \text{SNR}'_d &= 20 \log_{10} \frac{|A_d(\mathbf{w}_{bs}^H \mathbf{a}(\theta_d, \phi_d))|}{|A_d(\mathbf{w}_{bs}^H \mathbf{a}(\theta_d, \phi_d)) - w_0^* A_d|} \\ &= 20 \log_{10} \frac{|\mathbf{w}_{bs}^H \mathbf{a}(\theta_d, \phi_d)|}{|\mathbf{w}_{bs}^H \mathbf{a}(\theta_d, \phi_d) - w_0^*|}, \end{aligned} \quad (35)$$

$$\begin{aligned} \text{CNR}^{(i)} - \text{CNR}'^{(i)} &= 20 \log_{10} \frac{|A_c^{(i)}(\mathbf{w}_{bs}^H \mathbf{a}(\theta_c^{(i)}, \phi_c^{(i)}))|}{|A_c^{(i)}(\mathbf{w}_{bs}^H \mathbf{a}(\theta_c^{(i)}, \phi_c^{(i)})) - w_{(\tau_c^{(i)} - \tau_d)}^* A_d|}. \end{aligned} \quad (36)$$

IV. 모의실험

본 장에서는 식 (33)부터 식 (36)을 이용하여 적응 필터 알고리즘에 따른 감시 채널에서의 간섭 신호의 SNR과 간섭 신호 제거 성능을 분석한다. 적응 필터의 간섭 신호 제거 성능은 LMS, NLMS, RLS 알고리즘을 사용하여 확인하였다.

2차원 평면상에서의 FM 송신기, 수신기, 다중 클러터, 표적의 위치와 속도는 그림 8에 나타내었고, 모의실험에 사용된 구체적인 파라미터는 표 1에 정리하였다. 레퍼런스 채널에서는 직접경로 신호를 수신한 것으로 가정하였으며, 감시 채널에서의 빔 패턴은 delay-and-sum 빔 형성기를 표적의 방향으로 지향하였다. 감시 채널의 빔 가중치 (beam weight) 벡터를 조향 벡터를 이용하여 식으로 나타내면 다음 식 (37)과 같다.

$$\mathbf{w}_{bs} = \frac{1}{M} \mathbf{a}(\theta_s, \phi_s). \quad (37)$$

그림 9와 그림 10은 간섭 신호의 SNR과 적응 필터 알고리즘의 간섭 신호 제거 성능을 나타낸 것으로서, 200 번의 모의실험 결과를 앙상블 평균한 것이다. 그림 9는 감시 채널에서 측정되는 직접경로 신호의 SNR 변화와 적응 필터 알고리즘의 직접경로 신호 제거 성능을 나타낸 것으로서, 그림 9 (a)에서 직접경로 신호의 SNR이 RLS 알고리즘을 통해 -40 dB 이하로 감소하는 것을 확인할 수 있다. 또한, 그림 9 (b)는 RLS 알고리즘의 직접경로 제거 성능이 약 117.9 dB로 LMS와 NLMS 알고리즘에 비해 매우 높은 것을

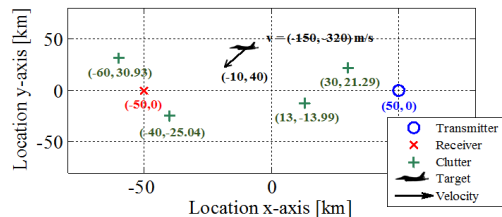


그림 8. 수신기, FM 송신기, 표적, 다중 클러터의 위치
Fig. 8. Geolocation of a receiver, an FM transmitter, a target and multiple clutters.

표 1. 시뮬레이션 파라미터
Table 1. Simulation parameters

The number of antennas	8
Antenna configuration	Uniform circular array
Transmitter location	(50, 0) km
Receiver location	(-50, 0) km
Clutter location	(13, -13.99), (30, 21.29), (-40, -25.04), (-60, 30.93) km
Target location	(-10, 40) km
Target velocity	(-150, -320) m/s
Bistatic range (clutter)	3.598, 11.992, 20.39, 46.77 km
Bistatic range	28.68 km
Bistatic Doppler frequency	120.3431 Hz
SNR (direct-path signal)	83.1134 dB
CNR (clutter -to-noise ratio)	35, 30, 28, 25 dB
SNR (target echo signal)	-10.09 dB
Sampling frequency	250 kHz
Observation time	60 ms (15000 samples)
Carrier frequency	93.6 MHz
Tap size of the adaptive filter	60
Parameters in the adaptive filters	$\mu(\text{LMS}) = 1.5\text{e-}10$, $\hat{\mu}(\text{NLMS}) = 1.75$, RLS : $\lambda = 1$, $\delta = 0.1$

보여준다. 그림 10은 바이스테틱 거리가 11.992 km인 클러터의 CNR과 이에 대한 적응 필터 알고리즘의 클러터 제거 성능을 나타낸 것으로서, RLS 알고리즘이 LMS와 NLMS 알고리즘에 비해 클러터 제거 성능이

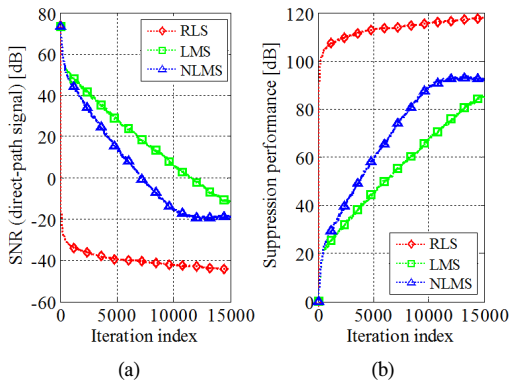


그림 9. (a) 직접경로 신호의 SNR, (b) 직접경로 신호 제거 성능
Fig. 9. (a) SNR of the direct-path signal, (b) suppression performance of the direct-path signal.

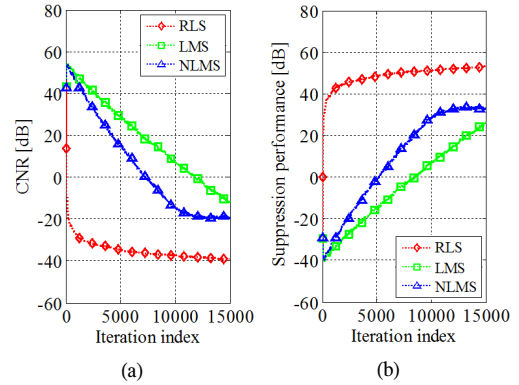


그림 10. (a) CNR (바이스테틱 거리 11.992 km), (b) 클러터 제거 성능
Fig. 10. (a) CNR (bistatic range 11.992 km), (b) suppression performance of clutter.

우수한 것을 확인할 수 있다. 그림 10 (a)는 RLS 알고리즘을 통해 이용하여 CNR을 -40 dB 이하로 감소시키는 것을 보여주며, 이에 따른 RLS 알고리즘의 클

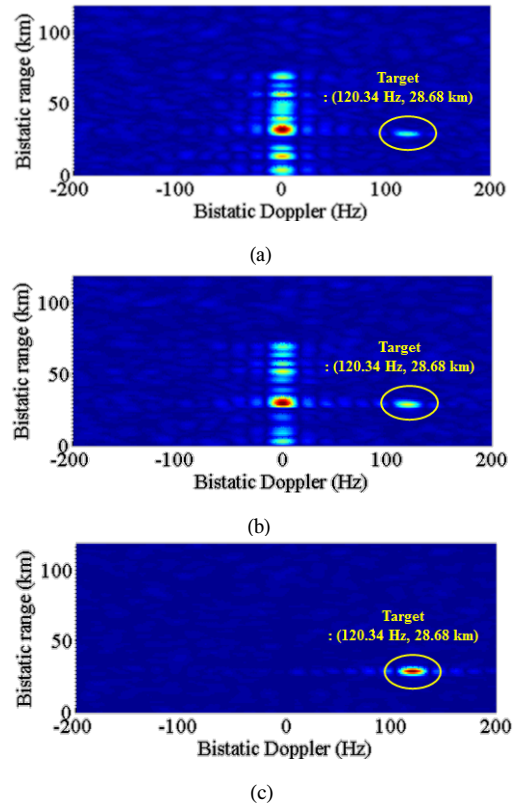


그림 11. 표적반사 신호의 추정값과 레퍼런스 채널 신호의 상호 상관 함수 (a) LMS, (b) NLMS, (c) RLS
Fig. 11. Cross-correlation function of the target echo signal estimates and the reference channel (a) LMS, (b) NLMS, (c) RLS.

러터 제거 성능은 그림 10 (b)에서 볼 수 있는 바와 같이, 약 53.03 dB 인 것을 확인할 수 있다.

그림 11은 각 적응필터 알고리즘에 대한 표적반사 신호의 추정값 $\hat{s}_e(n)$ 과 레퍼런스 채널 신호의 상호 상관 함수를 나타낸 것으로서, LMS와 NLMS 알고리즘을 사용했을 때 상호 상관 함수에서 바이스태틱 도플러가의 0 Hz 위치에서 많은 부엽 (sidelobe)이 형성되는 것을 확인할 수 있다. 반면에, RLS 알고리즘의 상호 상관 함수에서는 정확히 표적의 바이스태틱 거리 및 도플러의 위치에서 하나의 최대값이 형성되는 것을 볼 수 있다. 그림 11의 상호 상관 함수 결과에서도 그림 9와 그림 10에서 확인한 모의실험 결과와 같이, RLS 알고리즘이 간섭 신호 제거 성능이 높은 것을 확인할 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 FM 신호 기반 PCL 시스템에서 간섭 신호로 인한 표적탐지 성능 저하 문제를 해결하기 위한 간섭 신호 제거 알고리즘의 내용을 정리하고, 간섭 신호 제거 알고리즘의 성능 분석 방법을 빔 형성 기법의 빔 계수 벡터와 적응 필터 계수 값을 이용하여 유도하였다. 또한, 본 논문에서 제안한 간섭 신호 제거 성능 분석 방법을 기반으로, 감시 채널에서 측정되는 직접경로 신호 및 클러터의 제거 성능을 LMS, NLMS, RLS 알고리즘을 이용하여 분석하였다. 그 결과, RLS 알고리즘이 직접경로 신호는 약 117.9 dB, 클러터는 약 53.03 dB를 제거하여 성능이 가장 우수한 것을 확인하였고, 이에 대한 결과를 상호 상관 함수를 유도하여 나타내었다. 본 논문에서 제안한 간섭 신호 제거 성능 분석 방법은 향후 PCL 기반 위치탐지 시스템의 연구에서 간섭 신호 제거 알고리즘의 성능을 평가하는 지표로서 유용하게 활용될 것으로 기대된다.

References

[1] Nicholas J. Wills and Hugh D. Griffiths, *Advances in Bistatic Radar*, SciTech Inc, 2007.
 [2] H. D. Griffiths and C. J. Baker, "Passive coherent location radar systems part 1: performance prediction," *IEE Proc. RSN*, vol. 152, no. 3, pp. 153-159, Jun. 2005.

[3] R. Cardinali, F. Colone, C. Ferreti, and P. Lomboro, "Comparison of Clutter and Multipath Cancellation Techniques for Passive Radar," in *IEEE National Radar Conf.*, pp. 469-474, Apr. 2007.
 [4] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey, 4th Ed., 2002.
 [5] James E. Palmer and Stephen J. Searle, "Evaluation of adaptive filter algorithms for clutter cancellation in passive bistatic radar," *IEEE Radar Conf.*, pp. 493-498, Atlanta, USA, May 2012.
 [6] F. Belfiori, S. Monni, W. van Rossum, and P. Hoogeboom, "Antenna array characterisation and signal processing for an FM radio-based passive coherent location radar system," *IET Radar, Sonar and Navig.*, vol. 6, no. 8, pp. 687-696, 2012.
 [7] M. Malanowski and K. Kulpa, "Digital beamforming for passive coherent location radar," *IEEE Radar Conf.*, pp. 1-6, Rome, Italy, May 2008.
 [8] T. Tsao, M. Slamini, P. Varshney, D. Weiner, and H. Schwarzlander, "Ambiguity function for a bistatic radar," *IEEE Trans. Aero. Electron. Syst.*, vol. 33, no. 3, pp. 1041-1051, Jul. 1997.
 [9] P. Stinco, M. S. Greco, F. Gini, and M. Rangaswamy, "Ambiguity function and Cramer - Rao bounds for universal mobile telecommunications system-based passive coherent location systems," *IET Radar Sonar Navig.*, vol. 6, no. 7, pp. 668-678, Feb. 2012.
 [10] B. Demissie, "Clutter cancellation in passive radar using GSM broadcast channels," *IET Radar Sonar & Navig.*, vol. 8, no. 7, pp. 787-796, Jul. 2014.
 [11] G. Gassier, G. Chabriel, J. Barrere, F. Briolle, and C. Jauffret, "A unifying approach for disturbance cancellation and target detection in passive radar using OFDM," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 64, no. 22, pp. 5959-5971, Nov. 2016.
 [12] J. Dhiman, S. Ahmad, and K. Gulia,

“Comparison between adaptive filter algorithms (LMS, NLMS and RLS),” *IJSETR*, vol. 2, no. 5, pp. 1100-1103, May 2013.

박 근 호 (Geun-Ho Park)



2013년 2월 : 부산대학교 전자
전기공학부 학사 졸업
2015년 2월 : 부산대학교 전자
전기컴퓨터공학과 석사 졸업
2015년 3월~현재 : 부산대학교
전기전자컴퓨터공학과 박사
과정

<관심분야> 레이더 신호처리, 배열 신호처리

김 동 규 (Dong-Gyu Kim)



2011년 2월 : 부산대학교 전자
전기공학부 학사 졸업
2011년 3월~현재 : 부산대학교
전자전기컴퓨터공학과 석박
통합과정
<관심분야> 전자전 및 레이더
신호처리, 배열 신호처리

김 호 재 (Ho Jae Kim)



2015년 2월 : 부산대학교 전자
전기공학부 학사 졸업
2017년 2월 : 부산대학교 전기
전자컴퓨터공학과 석사 졸업
2017년 3월~현재 : 부산대학교
전기전자컴퓨터공학과 박사
과정

<관심분야> 디지털 방송신호처리

박 진 오 (Jin-Oh Park)



2004년 2월 : 명지대학교 전기
정보제어공학과 학사 졸업
2011년 2월 : 한양대학교 전자
컴퓨터통신공학과 석사 졸업
2004년 3월~현재 : LIG넥스원
전자전연구소 수석연구원
<관심분야> 전자전 신호처리,
방향 및 위치탐지

이 원 진 (Won-Jin Lee)



1999년 2월 : 고려대학교 제어
계측공학과 학사 졸업
2002년 7월~현재 : LIG넥스원
전자전연구소 수석연구원
<관심분야> 디지털수신기, 디
지털 신호처리, 시각동기

고 재 현 (Jae Heon Ko)



1997년 2월 : 인하대학교 전자
공학과 학사 졸업
1997년 1월~현재 : LIG넥스원
전자전연구소 수석연구원
<관심분야> 전자전 및 레이더
신호처리, 통신 신호처리

김형남 (Hyoung-Nam Kim)



1993년 2월 : 포항공과대학교
전자전기공학과 학사 졸업

1995년 2월 : 포항공과대학교
전자전기공학과 석사 졸업

2000년 2월 : 포항공과대학교 전
자전기공학과 박사 졸업

2000년 5월 : 포항공과대학교 전
자컴퓨터공학부 박사 후 연구원

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

2003년 3월~2007년 2월 : 부산대학교 전자전기통신
공학부 조교수

2007년 3월~2012년 2월 : 부산대학교 전자전기통신
공학부 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 신호처
리, 디지털 방송 신호처리, 생체 신호처리