

멀티캐리어 레이더에서 고유치 해석에 의한 재머 억제

Jammer Suppression by Eigen Analysis in Multi-Carrier Radar

전현무 · 신성관* · 정용식 · 정원주** · 김종만*** · 양훈기

Hyeon-mu Jeon · Seong-kwan Shin* · Yong-Seek Chung · Won-zoo Chung** ·

Jong-mann Kim*** · Hoon-Gee Yang

요 약

멀티 캐리어 레이더는 수신 신호로부터 표적의 탐지 및 파라메타 추출을 수행하게 되므로, 신호처리에 앞서 재머 신호가 영향을 주는 채널을 배제시키거나, 재머가 억압된 신호를 이용해서 신호처리를 수행해야 한다. 본 연구에서는 멀티캐리어 레이더에서 재머 채널을 구분하고, 재머가 억압된 신호를 생성하는 방법을 제시한다. 재머 채널 구분을 위해서는 각 채널로부터 얻어진 공분산 행렬의 표적신호 및 재머 성분을 포함하는 고유벡터(eigenvector)의 각 스펙트럼(angular spectrum) 특성을 이용한다. 수학적 분석에 의해 재머 채널의 구분 기준 근거를 제시하며, 고유벡터 분석에 의해 재머가 억압된 신호를 생성할 수 있음을 보인다. DOA(Direction Of Arrival) 추정 시뮬레이션을 통해서 제시된 방법이 재머 채널 구분 및 재머가 억압된 신호를 효과적으로 생성할 수 있음을 보인다.

Abstract

For detection and parameter estimation, a multicarrier radar should discriminate a channel containing jamming signal and either leave it out or regenerate jammer suppressed target signal. To discriminate jamming channels, we use the angular spectrum of an eigenvector that embeds target echoes and jamming signals. We propose a criteria to discriminate the jammer channels and its basis through mathematical analysis. Moreover, we show some procedures to regenerate the jammer suppressed target echoes. Finally, the validity of the proposed method is demonstrated through simulation results showing improved performance in terms of direction of arrival(DOA) estimation.

Key words: Jammer, Multicarrier, Radar, Suppression, Eigenvector

I. 서 론

표적 RCS는 레이더 펄스의 입사각, 반사각뿐 아니라, 사용하는 레이더 신호 주파수에 따라서도 값이 달라지는 것으로 알려져 있다^[1]. 그러므로 레이더가 사용하는 송신

펄스의 주파수에 따라 표적 탐지 및 파라메타 추정 성능이 크게 변한다. 수신 신호의 입사 방향에 따라 변하는 RCS 변동을 줄이기 위해 statistical MIMO 레이더가 제안되었다. Statistical MIMO 레이더는 수신 안테나들을 공간적으로 충분히 이격시키고, 공간 다이버시티 컴바이닝을

「이 연구는 방위사업청과 국방과학연구소가 지원하는 국방 피탐지 감소기술 특화연구센터 사업의 일환으로 수행되었습니다.」

광운대학교 전자공학과(Department of Electronics Convergence Engineering, Kwangwoon University)

*방위사업청(Defense Acquisition Program Administration)

**고려대학교 전자통신공학과(Department of Radio Communications Engineering, Korea University)

***국방과학연구소(Agency of Defence Development)

· Manuscript received August 29, 2014 ; Revised October 23, 2014 ; Accepted November 5, 2014. (ID No. 20140829-064)

· Corresponding Author: Hoon-Gee Yang (e-mail: hgyang@daisy.kw.ac.kr)

적용시킴으로써 기존 위상배열 레이더보다 탐지 및 파라메타 추정 성능을 개선시킬 수 있었다^{[2],[3]}. 표적 RCS가 주파수에 따라 변하는 성질은 실험 및 수치해석에 의해서 연구되었다^{[4],[5]}. Frequency-agile 레이더는 표적 RCS의 주파수 의존 성질을 이용한 레이더로 매 펄스마다 중심 주파수가 다른 펄스열을 전송한 후 주파수 다이버시티를 적용하여 탐지 성능을 개선하였다^[6]. Colocated MIMO 레이더에서 주파수 다이버시티 방식을 적용해서 표적 RCS fluctuation을 감소시키면서 빔 포밍 및 DOA 성능을 개선한 결과도 발표되었다^{[7],[8]}.

멀티캐리어 레이더의 사용 주파수 대역은 일반적으로 광대역 신호이므로, 재머 신호는 일부 채널에만 영향을 주게 된다. 그러므로 재머 간섭 채널을 구분해 내거나, 재머 신호가 억압된 표적 신호를 추출하는 과정이 필요하다. 일반적으로 표적 신호 성분이 없이 재머 신호만으로 구성된 구간 데이터를 얻을 수 있다면 SMI(Sample Matrix Inversion) 빔 포머로 재머 억제가 가능하고, 재머 신호가 표적 신호 구간과 겹쳐 있다면 Generalized Likelihood Ratio Test(GLRT)를 이용해서 표적신호가 존재할 확률이 높은 각도에 대해서 DOA 알고리즘을 적용시켜 표적의 DOA를 추정한다^{[10]-[13]}. 본 논문에서는 재머신호 구간과 표적 신호 구간이 일부 캐리어 주파수 대역에 겹쳐 있는 멀티캐리어 레이더 환경에서 고유벡터 해석 방법을 적용시켜 재머 간섭 채널을 구분해 내는 방법을 제시하고, 간섭채널로부터 재머 신호 성분이 억압된 표적신호를 추출하는 기법을 제시한다.

본 논문의 구성은 섹션 II에서 멀티 캐리어 레이더 환경의 신호 모델링 과정을 거친 후 섹션 III에서 재머 신호 억제 알고리즘을 제시하였으며, 섹션 IV에서 시뮬레이션을 통해 입사각 차이에 따른 재머 신호 억제 기법의 영향을 알아보고 SINR 측면에서 효율적으로 재머 신호가 억제됨을 보였다.

II. 신호 모델링

그림 1은 재머 환경에서 멀티캐리어 신호를 사용해서 저파탐 표적을 탐지하는 레이더 환경을 나타낸다. 레이더는 모노스테틱 모드 외에도 바이스테틱 모드로 동작할 수 있으며, 멀티캐리어 신호를 송신하는 송신부와 배열

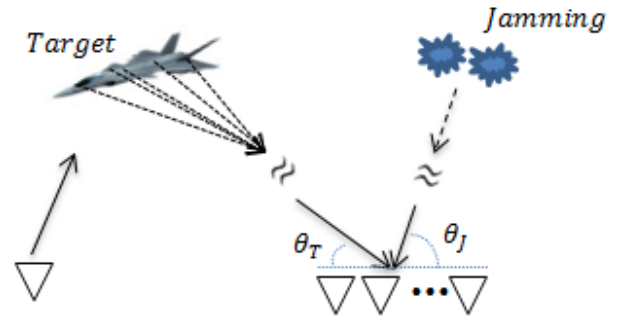


그림 1. 재머가 있는 레이더 환경
Fig. 1. Radar environment under jamming.

안테나를 갖는 수신부로 구성된다. 멀티 캐리어 신호는 중심 주파수가 $f_c + f_1, f_c + f_2, \dots, f_c + f_M$ 인 M 개의 협대역 신호들의 파형으로 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$s(t) = \sum_{m=1}^M s_m(t) = Re \left[\sum_{m=1}^M \tilde{s}_m(t) e^{j2\pi f_c t} \right] \quad (1)$$

여기서 f_c 는 캐리어 주파수이며, \tilde{s}_m 는 중심 주파수가 $f_m, m = 1, 2, \dots, M$ 인 복소수 진폭(complex amplitude)으로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\tilde{s}_m(t) = g(t) e^{j2\pi f_m t} \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (2)$$

$g(t)$ 는 기저대역의 송신 파형이다.

참고문헌 [1]에 의하면 표적 산란 신호 성분의 RCS 응답이 서로 독립적이기 위해서 요구되는 캐리어 주파수간 간격은 레이더 boresight에서 바라본 표적의 크기가 L 인 경우, 최소한 $c/2L$ (c : 전파속도) 이상 간격을 유지해야 한다. 따라서 서로 독립적인 표적 응답을 얻기 위해 멀티 캐리어 신호의 캐리어 주파수 간격이 충분히 떨어져 있고 각, 배열 소자에 수신된 표적 신호는 주파수 필터 बैं크에 의해 주파수 성분 별로 분리 가능하다고 가정하였다.

재머 신호는 레이더 수신기에서 표적에 대한 오작동을 유발시키기 위해 대역폭이 넓고, 높은 송신 파워를 갖고 방사된다. 하지만 전술한 바와 같이 멀티캐리어 신호의 주파수간 간격이 충분히 크므로 재머 신호가 레이더 수신기에 입력되는 경우, 주파수 필터 बैं크를 통과한 M 개의 채널 중 일부 채널에만 간섭을 주는 것으로 가정하였다.

제안하는 알고리즘의 유도 과정 편의를 위해서 재머

신호가 존재하는 간섭채널 그룹을 H_0 , 표적신호 성분만 존재하는 채널 그룹을 H_1 이라고 하자. i 번째 채널 즉 중심 주파수가 $f_c + f_i$ 인 채널은 H_0 에 속하는 간섭채널이고, k 번째 채널 즉 중심주파수가 $f_c + f_k$ 채널은 H_1 에 속한다고 가정하자. i 번째 채널에서 표적 신호의 입사방향이 θ_T 이고, 재머 신호의 입사 방향이 θ_J 라고 할 때 N 개의 배열 소자를 갖는 안테나에 수신되는 수신 신호는 다음 식으로 표현할 수 있다.

$$\mathbf{X}_i = \mathbf{a}(\theta_T)\mathbf{S}_i + \mathbf{a}(\theta_J)\mathbf{J}_i + \mathbf{w}_i \quad i \in H_0 \quad (3)$$

여기서 $\mathbf{S}_i = \alpha_i \widetilde{\mathbf{s}}_m$ 는 수신된 표적 신호벡터이고 α_i 는 i 번째 주파수에 의한 표적 RCS 응답을 나타낸다. P_i 와 P_J 는 각각 표적 신호전력과 재머 신호전력으로 $E[\mathbf{S}_i\mathbf{S}_i^H] = P_i$ 과 $E[\mathbf{J}_i\mathbf{J}_i^H] = P_J$ 로 정의되며, 일반적인 재머 환경으로 $P_i < P_J$ 라고 가정하자. $\mathbf{a}(\theta)$ 는 조향 벡터(steering vector)로서 수신단에 입사되는 방향이 θ 이고, 파장이 λ 인 경우, 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{a}^H(\theta) = \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta} & e^{j\frac{2\pi}{\lambda}2d\sin\theta} & \dots & e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(N-1)d\sin\theta} \end{bmatrix} \quad (4)$$

d 는 배열 안테나간 간격으로 grating lobe을 피하기 위해 가장 높은 캐리어 주파수의 반파장 이하의 값을 가지며, \mathbf{w}_i 는 수신단의 노이즈를 나타내고, 확률밀도함수는 $CN(0, \sigma_n^2)$ 을 따른다고 가정하자.

수신 신호에 대해 공분산행렬을 취하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{R}_i = E[\mathbf{X}_i\mathbf{X}_i^H] \quad (5)$$

식 (5)의 공분산 행렬을 고유치 분해(eigen decomposition)하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_i &= \mathbf{V}_i\mathbf{\Lambda}_i\mathbf{V}_i^H \\ &= [\mathbf{v}_{i,1} \ \mathbf{v}_{i,2} \ \dots \ \mathbf{v}_{i,N}] \begin{bmatrix} \lambda_{i,1} & & & \\ & \lambda_{i,2} & & \\ & & \ddots & \\ & & & \lambda_{i,N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{i,1}^H \\ \mathbf{v}_{i,2}^H \\ \vdots \\ \mathbf{v}_{i,N}^H \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 $\mathbf{v}_{i,l}$, $l = 1, 2, \dots, N$ 은 고유벡터(eigen-vectors)로써

$\|\mathbf{v}_{i,l}\| = 1$ 이고, $\lambda_{i,l}$, $l = 1, 2, \dots, N$ 은 고유치(eigen values)이고, $\lambda_{i,1} > \lambda_{i,2} > \dots > \lambda_{i,N}$ 라고 가정하였다.

표적신호와 재머신호는 파형 코히어런스(waveform coherence) 때문에 가장 큰 고유치에 대응되는 고유벡터에 표적신호와 재머신호 정보가 존재한다. 그러므로 이 벡터의 n 번째 성분은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} v_{i,1}(n) &= \beta_i a(\theta_T) + \gamma_i a(\theta_J) + \psi_i \quad n = 1, 2, \dots, N \\ &= \beta_i \exp\left[\frac{j2\pi f_i n d \sin\theta_T}{c}\right] \\ &\quad + \gamma_i \exp\left[\frac{j2\pi f_i n d \sin\theta_J}{c}\right] + \psi_i \end{aligned} \quad (7)$$

β_i , γ_i , 그리고 ψ_i 는 각각 표적 신호 성분과 재머 신호 성분 그리고 노이즈 성분의 진폭을 나타낸다.

재머 신호가 없고 표적 신호 및 잡음만 포함되어 있는 비간섭 채널의 경우, k 번째 채널의 수신 신호와 공분산 행렬은 각각 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{X}_k = \mathbf{a}(\theta_T)\mathbf{S}_k + \mathbf{w}_k \quad (8)$$

$$\mathbf{R}_k = E[\mathbf{X}_k\mathbf{X}_k^H] \quad (9)$$

공분산 행렬 \mathbf{R}_k 에 대해 고유치 분해를 하면 식 (6)에 서와 같이 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_k &= \mathbf{V}_k\mathbf{\Lambda}_k\mathbf{V}_k^H \\ &= [\mathbf{v}_{k,1} \ \mathbf{v}_{k,2} \ \dots \ \mathbf{v}_{k,N}] \begin{bmatrix} \lambda_{k,1} & & & \\ & \lambda_{k,2} & & \\ & & \ddots & \\ & & & \lambda_{k,N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{k,1}^H \\ \mathbf{v}_{k,2}^H \\ \vdots \\ \mathbf{v}_{k,N}^H \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (10)$$

여기서 $\mathbf{v}_{k,l}$, $l = 1, 2, \dots, N$ 은 고유벡터로서 $\|\mathbf{v}_{k,l}\| = 1$ 이고, $\lambda_{k,l}$, $l = 1, 2, \dots, N$ 은 고유치이며, $\lambda_{k,1} > \lambda_{k,2} > \dots > \lambda_{k,N}$ 라고 가정하였다.

고유치가 가장 큰 성분은 표적 신호 및 잡음에 의한 것으로, 이에 대한 고유벡터의 n 번째 성분은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} v_{k,1}(n) &= \beta_k a(\theta_T) + \psi_k \quad n = 1, 2, \dots, N \\ &= \beta_k \exp\left[\frac{j2\pi f_k n d \sin\theta_T}{c}\right] + \psi_k \end{aligned} \quad (11)$$

III. 재머 억제 알고리즘

3-1 채널 구분 알고리즘

식 (6)과 식 (10)의 고유벡터 $\mathbf{v}_{i,1}$ 과 $\mathbf{v}_{k,1}$ 에 대해 빔 패턴은 아래 수식을 이용해서 얻을 수 있다.

$$V_{i,1}(\theta) = \left| \sum_{n=1}^N v_{i,1}(n) \exp \left[\frac{-j2\pi f_c n d \sin \theta}{c} \right] \right| \quad (12)$$

$$V_{k,1}(\theta) = \left| \sum_{n=1}^N v_{k,1}(n) \exp \left[\frac{-j2\pi f_c n d \sin \theta}{c} \right] \right| \quad (13)$$

$V_{i,1}(\theta)$ 와 $V_{k,1}(\theta)$ 은 $\mathbf{v}_{i,1}$ 과 $\mathbf{v}_{k,1}$ 의 푸리에 변환 (Fourier Transform)의 절대값에 해당하며, 고유벡터의 크기가 1로 정규화되어 있으므로 Parseval 정리에 의해 식 (12)와 식 (13)은 다음 식이 성립한다고 말할 수 있다.

$$\int_{-\infty}^{\infty} V_{i,1}(\theta)^2 d\theta = 1 \quad (14)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} V_{k,1}(\theta)^2 d\theta = 1 \quad (15)$$

식 (7)과 식 (11)로 표현된 고유치 벡터에 대해 $V_{i,1}(\theta)$, $V_{k,1}(\theta)$ 을 계산하면 식 (14)와 식 (15)는 다음과 같이 각각 나타낼 수 있다.

$$\int_{-\infty}^{\infty} V_{i,1}(\theta)^2 d\theta = N^2 \beta_i^2 + N^2 \gamma_i^2 + N^2 \psi_i^2 = 1 \quad (16)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} V_{k,1}(\theta)^2 d\theta = N^2 \beta_k^2 + N^2 \psi_k^2 = 1 \quad (17)$$

식 (16)에서 $N^2 \beta_i^2$ 은 간섭 채널에서 스냅샷을 얻는 시간 동안 적분한 표적신호 에너지이며, $N^2 \gamma_i^2$ 과 $N^2 \psi_i^2$ 은 각각 재머 신호 에너지와 잡음신호 에너지이다. 식 (16)과 식 (17)에서 $\beta_i^2 + \gamma_i^2 \leq \beta_k^2$ 인 경우는 입사되는 재머 신호의 파워가 표적 신호의 파워보다 작거나 비슷한 환경이므로, 재밍 신호는 표적 신호를 마스킹할 수 없고, 재밍 신호가 이 처럼 작은 경우는 수신 신호로부터 표적 신호 검출이 가능하다. 또한, 앞서 가정한 특정 캐리어 주파수 (1 th)에 해당하는 수신 신호의 파워 $P_l < P_j$ 에 위배된다. 따라서 충분히 강한 파워를 갖는 재머 신호가 입사되

는 경우는 항상 식 (18)과 같이 표현할 수 있다.

$$N^2 \beta_i^2 + N^2 \gamma_i^2 > N^2 \beta_k^2 \quad (18)$$

식 (16), 식 (17), 그리고 식 (18)에 의해서 간섭채널에서 고유벡터의 평균잡음 전력은 비간섭 채널에서 고유벡터의 평균 잡음전력에 비해 작아진다. 즉, 다음식이 성립한다.

$$E[\psi_{i \in H_0}^2] = \xi_{i \in H_0} < \xi_{k \in H_1} = E[\psi_{k \in H_1}^2] \quad (19)$$

여기서 ξ_i 는 i 번째 채널의 평균 잡음전력이다. 식 (19)에서 유도된 평균잡음 전력이 간섭채널과 비간섭 채널에서 크기가 상이하게 나온 것은 표적 및 재머 정보를 갖는 고유벡터가 1로 정규화된 특성이 반영된 것이다. 하지만 본 논문에서 제시한 일련의 과정을 거치지 않은 평균 잡음 전력은 재머 신호의 간섭 유무와 관계없이 같은 크기를 가질 것이다. 따라서 식 (19)에 의해 표적 채널과 재밍이 포함된 채널을 구분할 수 있다.

3-2 재머 억제 신호 생성 알고리즘

식 (7)에 의해 $\mathbf{v}_{i,1}$ 는 표적신호 벡터 $\mathbf{v}_{i|T}$ 와 재머 신호 벡터 $\mathbf{v}_{i|J}$ 및 잡음 벡터로 구성된다. $\mathbf{v}_{i|T}$ 와 $\mathbf{v}_{i|J}$ 는 표적신호와 재머 신호의 입사각, 배열안테나 개수 및 캐리어 주파수 등에 따라 서로 직교성 정도가 결정된다.

H_1 에 속한 임의의 벡터 $\mathbf{v}_{k,1}$ 은 표적신호 벡터 $\mathbf{v}_{k|T}$ 와 잡음성분 벡터의 합으로 분해할 수 있다. 식 (7)과 식 (11)에 의해 $\mathbf{v}_{i|T}$ 와 $\mathbf{v}_{k|T}$ 의 진폭 성분은 표적 RCS에 따라 달라지나 위상성분은 동일하다. 그러므로 $\mathbf{v}_{i|T}$ 와 $\mathbf{v}_{i|J}$ 가 직교한다면 $\mathbf{v}_{k|T}$ 와 $\mathbf{v}_{i|J}$ 도 직교한다.

H_1 에 속한 채널로부터 얻어진 표적신호 벡터들로부터 위상정보를 보존하면서 SNR이 최대로 된 표적신호 벡터는 MRC(Maximum Ratio Combining)를 적용해서 다음 식을 이용해서 계산할 수 있다.

$$\mathbf{v}_T = \sum_{k \in H_1} \mu_k \mathbf{v}_{k,1} \quad (20)$$

여기서 가중치 μ_i 는 다음과 같이 정해진다.

$$\mu_k = \frac{\|\mathbf{v}_{k,1}\|^2}{\psi_k^2} \quad k \in H_1 \quad (21)$$

표적신호 벡터와 재머신호 벡터가 서로 직교하다고 가정하자. 이 경우 $\mathbf{v}_{i,1}$ 를 \mathbf{v}_T 에 정사영(projection)시켜서 얻어진 벡터 $\widehat{\mathbf{v}}_{i,1}$ 는 재밍 신호 성분이 완전히 억압되고, 표적 신호 성분만으로 구성된 벡터가 된다.

$$\widehat{\mathbf{v}}_{i,1} = \|\widehat{\mathbf{v}}_{i,1}\|^{-1} (\mathbf{v}_{i,1}^H \mathbf{v}_T) \mathbf{v}_T \quad (22)$$

여기서 $\|\widehat{\mathbf{v}}_{i,1}\|^{-1}$ 는 정규화 요소이다.

식 (22)의 $\widehat{\mathbf{v}}_{i,1}$ 은 표적신호 벡터와 재머 벡터 사이에 직교성이 클수록 재머가 더 억제된 신호벡터이다. 두 벡터 간의 직교성 조건을 찾기 위해 두 벡터의 내적 $\langle \mathbf{v}_{k,T} \circ \mathbf{v}_{i,J} \rangle$ 를 계산하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \langle \mathbf{v}_{k,T} \circ \mathbf{v}_{i,J} \rangle &= \alpha \sum_{n=1}^N \exp \left[j \frac{2\pi}{\lambda} d (\sin \theta_T - \sin \theta_J) n \right] \end{aligned} \quad (23)$$

두 방향이 서로 직교하기 위해서 식 (23)이 0이 되기 위한 조건을 유도해 보면 다음과 같다.

$$N \simeq \frac{2m}{\sin \theta_s - \sin \theta_j} \quad (m : \text{정수}) \quad (24)$$

즉, N 은 두 입사각에 따라 직교성 정도가 정해지므로 직교성이 큰 N 을 찾아야 하며, 그 과정은 다음과 같다.

수신 신호의 공분산 행렬로부터 얻어진 $\mathbf{v}_{i,1}$ 과 $\mathbf{v}_{k,1}$ 을 이용해서 다음 정규화된 내적 $\rho(N)$ 을 계산해 보자.

$$\begin{aligned} \rho(N) &= \frac{1}{N} \langle \mathbf{v}_{i,1} \circ \mathbf{v}_{k,1} \rangle \\ &= \frac{1}{N} \langle \mathbf{v}_{i,T} \circ \mathbf{v}_{k,1} \rangle + \frac{1}{N} \langle \mathbf{v}_{i,J} \circ \mathbf{v}_{k,1} \rangle \end{aligned} \quad (25)$$

식 (25)에서 짝수벡터는 표적 신호 벡터 및 재머 벡터와 직교하므로 생략하였다. 식 (25)에서 $\frac{1}{N} \langle \mathbf{v}_{i,T} \circ \mathbf{v}_{k,1} \rangle$ 은 표적 신호 성분 간의 내적으로 N 에 무관하게 거의 동일한 값을 가지며, $\frac{1}{N} \langle \mathbf{v}_{i,J} \circ \mathbf{v}_{k,1} \rangle$ 은 표적 신호와 재밍 신호 간의 내적으로 N 값에 따라 크기가 주기적으로 변한다. 이때 $\rho(N)$ 을 최소화하는 N 값이 식 (24)에서 N 과 일치한다. 그러므로 재머 신호가 억압된 표적 신호를 얻기 위해서는 $\rho(N)$ 을 최소로 하는 N 을 먼저 찾은 후 전체 배열소자 데이터를 사용하지 않고, 부배열 데이터를 이용해

서 제안한 알고리즘을 실행할 수 있다.

식 (22)에서 구한 $\widehat{\mathbf{v}}_{i,1}$ 과 비간섭 채널 신호 벡터를 다음과 같이 컴바이닝하여 최종적인 신호 벡터 \mathbf{v} 를 구할 수 있다.

$$\mathbf{v} = \|\mathbf{v}\|^{-1} \left(\sum_{k \in H_1} \mu_k \mathbf{v}_{k,1} + \sum_{i \in H_0} \mu_i \widehat{\mathbf{v}}_{i,1} \right) \quad (26)$$

IV. 시뮬레이션

그림 2는 수신단의 배열 안테나 개수에 따른 표적 신호 벡터와 재머 신호 벡터에 대한 상관도를 나타낸 것이다.

그림 2에서 수신단의 안테나가 증가하고, 입사 방향의 차이 $\sin \theta_T - \sin \theta_J$ 가 증가할수록 서로 다른 두 방향에 대한 상관도가 대폭 줄어드는 것을 확인할 수 있다. 특히 안테나 개수가 40개 이상 사용되면 상관도가 90% 이상 감소하는 것을 확인할 수 있다. 이것은 서로 다른 두 방향에서 입사되는 신호가 미약한 상관도를 갖고 있지만, N 이 충분히 클 경우, 서로 근사적으로 직교하다고 볼 수 있음을 의미한다. 또한, 전체 배열소자 데이터를 사용하지 않고 부배열 데이터를 이용함으로써 상관도를 더욱 억제시킬 수 있음을 보여주고 있다.

그림 3은 표적 신호와 재밍 신호가 수신단에 입사될

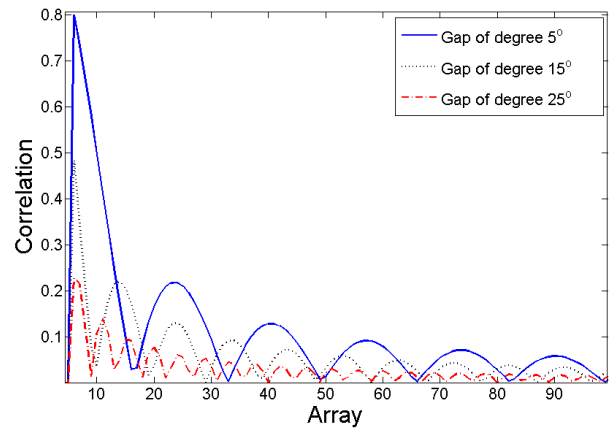


그림 2. 수신단 안테나 개수에 따른 두 방향에서 입사되는 신호의 상관도

Fig. 2. Correlation between two signals impinging from different angles with respect to the number of array elements.

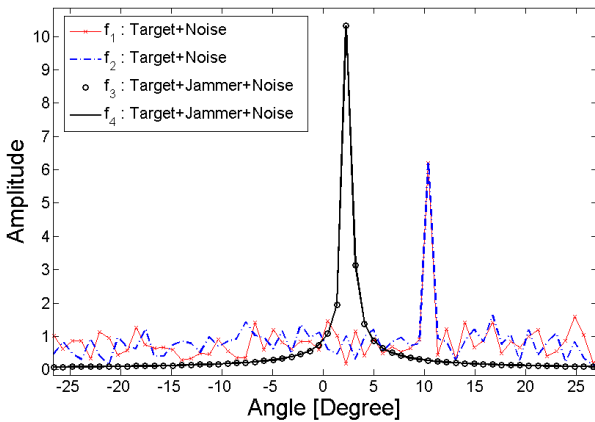


그림 3. 캐리어 주파수별 수신 신호의 DOA
Fig. 3. DOA results for each carrier signal.

때 conventional 빔포밍 기법을 적용해서 얻어진 결과를 나타낸다. JNR(Jamming to Noise Ratio)은 70 dB이며, 4개의 캐리어 주파수 중에 재밍 신호는 2개의 캐리어 주파수 대역에 걸쳐 영향을 미치는 상황을 고려하였다. 각각 캐리어 주파수의 간격은 충분히 커서 서로 다른 RCS 응답을 갖고, 표적 모델은 Swerling 1이고, 평균 RCS는 0.1을 사용하였다. 표적과 재머 신호의 입사 방향은 각각 10°, 2°이라 가정하였고, 수신단의 안테나는 개수는 10°, 2°에서 각각 신호가 입사될 때 거의 직교한 경우로 64개로 고정하여 사용하였다. 간섭채널에서 평균잡음 전력은 비 간섭채널에서 평균잡음 전력보다 충분히 작은 값을 가지므로 재머 신호가 존재하는 채널 구분이 가능함을 확인할 수 있었다.

그림 4는 본 논문에서 제시한 방식으로 재머 간섭이 억제된 신호를 포함하여 컴바이닝된 경우와 비간섭 채널들의 신호 성분만을 사용하여 컴바이닝된 경우의 DOA 결과이다. 제안된 기법에 의해 2°에서 입사되는 재머 신호가 억제된 것을 확인할 수 있다. 또한, 비 간섭 채널들만을 이용한 경우보다 비간섭 채널과 재머를 억제한 신호 성분들을 모두 사용한 경우, 노이즈 레벨이 약 8 dB 감소되는 것을 확인할 수 있다.

그림 5는 입사되는 두 방향의 각도 차이에 따른 평균 SINR을 나타낸 것이다. 시뮬레이션 환경은 그림 4와 같지만 캐리어 주파수를 8개 사용하였고, 재머 신호가 영향

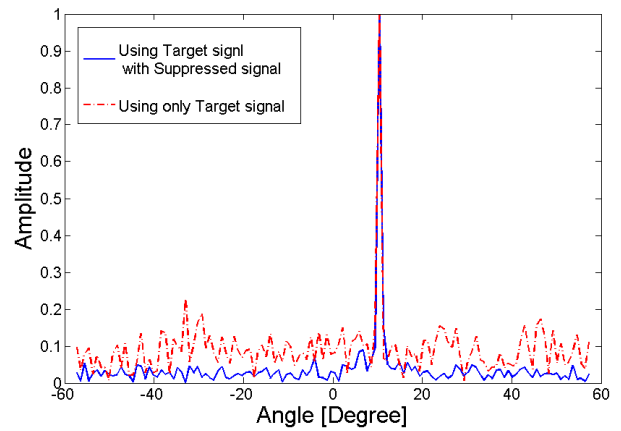


그림 4. 재밍 신호를 억제한 수신 신호의 DOA
Fig. 4. DOA with jammer suppressed combined signal.

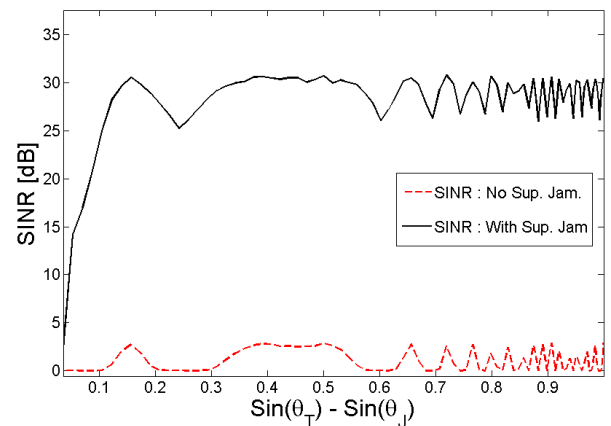


그림 5. 입사각 차이에 따른 SINR
Fig. 5. SINR depending on incident angle difference.

을 미치는 캐리어 주파수 개수가 Uniform 분포 ~ [0, 7]를 따른다고 가정하였다. 먼저 재머 신호가 억제되지 않은 경우와 비교해 보면 제안하는 알고리즘에 의해 재머 신호가 적절히 억제되어 약 26 dB SINR이 향상되었음을 확인할 수 있다. 두 신호의 입사 방향의 차이가 클수록 평균 SINR이 향상되는 것을 확인할 수 있다. 이것은 그림 2의 결과처럼 입사 방향의 차이가 클수록 상관도가 줄어들게 됨으로써 효율적으로 재머 신호 억제가 가능함을 보여주고, $\sin\theta - \sin\theta' > 0.2$ 지점들에서는 약 5 dB 이내의 SINR 변동현상이 있지만, 재머 신호가 충분히 잘 억제되는 것을 확인할 수 있다.

V. 결 론

본 논문은 멀티캐리어를 사용하는 레이더에 입력되는 표적 신호에 재밍 신호가 포함되는 경우, 간섭 채널을 구분하는 방법 및 간섭 채널에서 재머가 억압된 표적신호를 추출하는 방법을 제시하였다. 채널 구분을 위한 기준을 제시하였고, 수학적 분석에 의해 구분 기준의 근거를 유도하였다. 구체적으로는 수신 채널별로 크기가 정규화된 고유벡터 및 고유값의 빔 패턴을 구한 후, 각 스펙트럼 도메인에서 평균잡음 레벨을 기준으로 간섭채널과 비간섭 채널을 구분하였다. 또한, 고유치 분석 기법에 의해 간섭채널로부터 재밍 신호가 억압된 신호를 생성하는 방법을 유도하였다. 제시된 방법에서는 표적 신호와 재밍 신호간의 직교성 정도가 재머 억압 정도에 영향을 미치므로 두 신호의 직교성 조건을 분석하였다. 제시된 방법의 성능 검증을 위해서 간섭 채널이 포함된 멀티 채널 환경을 시뮬레이션한 후 채널 간섭 구분 성능을 보였고, 또한 간섭이 억압된 신호를 컴바이닝 과정에 포함시킨 경우가 간섭채널 신호를 제외시킨 경우보다 DOA 성능이 개선되어 제시된 방법이 효과적으로 재밍 신호를 억압시킬 수 있음을 보였다.

References

- [1] M. A. Richards, *Fundamentals of Radar Signal Processing*, McGraw-Hill-Interscience, pp. 67-79, 2005.
- [2] E. Fishler, A. Haimovich, Rick S. Blum, Leonard J. Cimini, Dmitry Chizhik, and Reinaldo A. Valenzuela, "Spatial diversity in radars-models and detection performance", *IEEE Transaction on Signal Processing*, vol. 54, no. 3, pp. 823-838, 2006.
- [3] A. M. Haimovich, R. S. Blum, and L. J. Cimini, "MIMO radar with widely separated antennas", *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 25, no. 1, pp. 116-129, 2008.
- [4] D. L. Mensa, "Wideband radar cross section diagnostic measurements", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. IM-33, no. 3, pp. 206-214, 1984.
- [5] F. Weinmann, "Frequency dependent RCS of a generic airborne target", in *URSI EMTS, International Symposium on Electromagnetic Theory*, Berlin, Germany, pp. 977-980, Aug. 2010.
- [6] F. E. Nathanson, J. P. Reilly, and M. N. Cohen, *Radar Design Principles : Signal Processing and the Environment*, 2nd Ed., McGraw-Hill-Interscience, New York, 1990.
- [7] J. J. Zhang, A. Papandreou-Suppappola, "MIMO radar with frequency diversity", in *Proceedings of International Conference of Waveform Diversity and Design*, Kissimmee, USA, pp. 208-212, Feb. 2009.
- [8] Y. Qu, G. S. Liao, S. Q. Zhu, X. Y. Liu, and H. Jiang, "Performance analysis of beamforming for MIMO radar", *Progress in Electromagnetics Research, PIER 84*, pp. 123-134, 2008.
- [9] A. Goldsmith, *Wireless Communication*, Cambridge University Press, New York, pp. 206-217, 2005.
- [10] Wulf-Dieter Wirth, "Radar techniques using array antennas(FEE radar, sonar, navigation & avionics series)", *Institution of Engineering & Technology*, pp. 221-252, 2001.
- [11] Sergiy A. Vorobyov, "Principles of minimum variance robust adaptive beamforming design", *Signal Processing* 93, pp. 3264-3277, 2013.
- [12] Hai Deng, "Adaptive signal processing for jammer suppression using MIMO radar", *Antennas and Propagation(APSURSI) IEEE international Symposium*, pp. 289-292, 2011.
- [13] J. Li, P. Stoica, *MIMO Radar Signal Processing*, Wiley, 2008.

전 현 무



2012년 3월: 광운대학교 전자공학과 (공학사)
2012년 3월 ~ 현재: 광운대학교 전파공학과 석박통합과정
[주 관심분야] 무선 통신 시스템, 레이더 신호처리

정 원 주



1989년 2월: 고려대학교 수학과 (이학사)
1999년 2월: Cornell University Electrical Engineering (공학석사)
2002년 2월: Cornell University Electrical Engineering (공학박사)
2002년 ~ 2005년: (주)Dotcast, Senior System Architect로 근무

2005년 ~ 현재: 고려대학교 컴퓨터통신공학부 정교수
[주 관심분야] Digital Signal Processing for Digital Communications Systems, MIMO RADAR

신 성 관



1988년 3월: 공군사관학교 전자공학과 (공학사)
1999년 1월 : 육군사관학교 군사과학대학원 전자통신공학과 (공학석사)
2012년 8월 ~ 현재: 광운대학교 방위사업학과 박사과정
[주 관심분야] 통신 시스템, 레이더 신호처리

처리

김 종 만



2002년 2월: 경북대학교 전자전기공학부 (공학사)
2004년 2월: 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학석사)
2005년 2월 ~ 현재: 국방과학연구소 연구원

[주 관심분야] 레이더 시스템 및 탐지/추적

정 용 식



1989년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학사)
1991년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학석사)
2000년 8월: 서울대학교 전기공학부 (공학박사)
2003년 3월 ~ 2006년 2월: 명지대학교 통신공학과 조교수

공학과 조교수

2006년 3월 ~ 현재: 광운대학교 전파공학과 교수
[주 관심분야] 전자파수치해석 및 EMI/EMC, Radar 신호처리

양 훈 기



1985년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)
1987년 5월: 미국 SUNY at Buffalo University 전기컴퓨터공학과 (공학석사)
1992년 4월: 미국 SUNY at Buffalo University 전기컴퓨터공학과 (공학박사)
1993년 3월 ~ 현재: 광운대학교 전파공학과 교수

과 교수

[주 관심분야] 무선통신 시스템, UWB, RFID, 스펙트럼 공학, 레이더 신호처리