

Spatial DLC를 기반으로 한 적응적 SLB 채널 합성에 대한 연구

Synthesis Method for the Adaptive SLB Channel Based on the Spatial DLC

장 윤 희 · 김 환 우*

Youn Hui Jang · Whan-Woo Kim*

요 약

본 논문은 1차원 배열안테나를 이용한 레이더 시스템에서 간섭 환경에 강인한 적응적 SLB 채널을 합성하는 연구에 대해 기술한 내용이다. 기존에 연구된 spatial DLC를 이용한 SLB 채널 합성은 매우 간단히 구현 가능하면서도 효과적으로 각도 방향의 부엽 신호를 blanking시킨다. 이 방식을 기반으로 correlation 행렬을 이용하여 간섭 신호를 제거하는 적응적 빔형성 기법을 추가로 적용하였다. 적응적 SLB 채널은 강한 간섭 신호를 잡음 레벨 이하로 억제시키므로, 간섭 환경에서도 좋은 SLB 성능을 보장할 수 있다. 해당 연구는 추후 평면배열안테나의 레이더 시스템으로 확장할 계획이다.

Abstract

This paper describes the synthesis method for an adaptive SLB channel, which is robust to interference in the ULA radar system. The SLB channel based on the spatial DLC can be synthesized simply and is effective in blanking the signal coming from the sidelobe. We combined it with adaptive beamforming, which removes the strong interference using its correlation matrix. The adaptive SLB channel would suppress the interference below the noise, so it has good performance in an interference environment. This research will be applicable to planar array systems.

Key words: ULA, SLB, Adaptive Beamforming, Spatial DLC

I. 서 론

레이더 시스템에서 표적을 탐지하기 위해 바라보는 각도 이외의 부엽(sidelobe)으로부터 들어오는 신호를 제거하는 SLB(SideLobe Blanking) 시스템은 필수적이다^{[1],[2]}. 탐지표적 대비 상대적으로 신호가 큰 비표적 신호들이 부엽으로부터 유입되어 true target을 masking시키거나, 해당 신호가 바라보는 각도의 표적신호로 탐지되어 false target으로 발생되기 때문이다.

배열안테나(phased array antenna)를 이용한 레이더 시

스템에서는 SLB용 별도의 안테나를 사용하지 않고 표적 탐지용 주빔 채널(mainbeam channel)을 형성하기 위해 사용되는 배열의 출력들을 동시에 이용하여 SLB 채널을 구현할 수 있다. 기존 연구는 배열안테나 시스템에서의 spatial DLC(Delay Line Canceler)를 이용한 SLB 채널 합성에 대해 수행해 왔으며^{[3]~[5]}, 본 논문에서는 SLB 채널 합성에 강한 간섭(interference) 신호를 제거하는 적응적 빔형성(adaptive beamforming) 방식을 결합하였다.

레이더의 부엽 방향에서 spot jammer 혹은 barrage jammer와 같은 강한 간섭 신호를 발생시켜 레이더의 탐지를 무

국방과학연구소(Agency for Defense Development)

*충남대학교 전자전과정보통신공학과(College of Engineering, Chungnam National University)

· Manuscript received April 18, 2018 ; Revised June 12, 2018 ; Accepted July 15, 2018. (ID No. 20180418-051)

· Corresponding Author: Youn Hui Jang (e-mail: yhjjang@add.re.kr)

력화시킬 수 있다. 이 때 주빔 채널의 빔 형성에 간섭 신호가 포함된 correlation matrix를 이용하여 적응적 빔형성을 적용하면, 간섭 신호를 잡음레벨 이하로 억제시켜 표적 탐지 성능은 영향을 받지 않는다^{[6]~[8]}. 하지만 부엽신호를 제거하기 위해 사용되는 SLB 채널에도 주빔 채널처럼 간섭 신호가 제거되지 않으면, SLB 판단 단계에서 SLB 채널의 강한 간섭 신호가 표적을 포함한 주빔 채널의 신호들을 blanking시키는 결과를 초래한다. 따라서 간섭 환경에서는 SLB 시스템을 사용하지 않거나, SLB 채널에도 주빔 채널과 동일하게 적응적 빔형성을 적용하여야만 좋은 SLB 성능을 보장할 수 있다.

II장에서는 spatial DLC를 이용한 SLB 채널의 합성 방식에 대해 정리하고, III장은 간섭 신호를 제거하는 적응적 빔형성에 대해 알아본다. IV장에서 적응적 빔형성을 적용한 spatial DLC의 SLB 채널 합성 연구 및 결과를 도출한다. 본 연구는 1차원 배열안테나인 ULA(Uniform Linear Array) 시스템에 국한하여 구현 및 수식을 정리하였으며, 추후 평면배열 레이더 시스템으로 확장할 계획이다.

II. Spatial Delay Line Canceler를 적용한 SLB 채널 합성

SLB 시스템은 각도 영역에서 부엽으로부터 들어오는 신호인지를 판단하기 위해서, 탐지용 주빔 채널의 출력과 SLB 채널 출력간의 ratio 값을 구하여 시스템의 임계값과 비교한다. 따라서 해당 ratio 값이 부엽 영역과 주빔 영역에서 충분히 구별 가능할 정도로 현저히 차이가 나면, 효과적이고 정확한 SLB 판단 성능을 가질 수 있다. 이 목표를 만족시키기 위해 spatial DLC을 도입한 SLB 채널 합성 연구는 다음의 2가지 목적을 가진다. SLB 채널은 주빔 영역에서는 탐지각도에 '0' 값을 가져 널(null)이 형성되도록 하고, 부엽 영역에서는 주빔 채널보다 높은 이득을 가지도록 합성한다^[3]. 이렇게 얻어진 ratio 값은 SLB 판단을 보다 명확하게 할 수 있게 해준다.

2-1 Spatial DLC

탐지각도에 널을 형성하기 위해 MTI(Moving Target Indication) 방식 중 가장 간단하게 구현 가능한 DLC의 개념을 공간 영역으로 확장 적용하였다.

MTI는 클러터와 움직이는 표적을 속도 영역에서 분리하여 표적을 식별하기 위한 목적으로 사용된다. 속도 성분이 '0'인 클러터는 일정한 PRI(Pulse Repetition Interval) 간격으로 입력되는 수신 펄스들 내에서 매 펄스마다 신호가 변하지 않고 동일하게 유지된다. 이러한 클러터만 제거하기 위해서, DLC는 연속적인 수신 펄스들의 뺄셈(차)으로 구현되어 움직이는 표적신호만 내보낸다. DLC 전달 함수(transfer function)의 주파수 응답 스펙트럼(frequency response spectrum) 수식에서도 클러터의 속도에 해당하는 주파수 0, $\pm 1/PRI$, ... 지점에서 '0' 값을 가짐을 확인할 수 있다. 이 개념을 spatial DLC로 확장 적용한 구현 방법 및 수식에 대해 살펴보자.

먼저, 배열 소자들이 동일 간격 d 로 배치된 ULA 시스템에서의 배열 응답 벡터(array response vector)는 식 (1)로 표현한다.

$$\mathbf{s}(\phi) = \left[1 e^{j2\pi \frac{d \sin \phi}{\lambda}} \dots e^{j2\pi \frac{d \sin \phi}{\lambda} (N-1)} \right]^T \quad (1)$$

여기서, d 는 배열간의 거리, λ 는 레이더의 수신 파장, ϕ 는 ULA의 직각 방향으로 입사되는 각도, N 은 배열 개수이다. 식 (1)을 이용하여 신호 크기, σ_t 를 가지고 ULA의 직각 기준으로 ϕ_t 만큼 떨어진 방향에 존재하는 표적에 대한 배열 소자의 출력 신호 벡터 \mathbf{x} 를 식 (2)로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{x} &= \sigma_t \mathbf{s}(\phi_t) = \sigma_t \left[1 e^{j2\pi \frac{d \sin \phi_t}{\lambda}} \dots e^{j2\pi \frac{d \sin \phi_t}{\lambda} (N-1)} \right]^T \\ &= [x[0] \ x[1] \ \dots \ x[N-1]]^T \end{aligned} \quad (2)$$

\mathbf{x} 는 동일한 표적신호가 공간 영역에서 d 간격으로 이산적으로(discrete) 출력되는 $x[0], \dots, x[N-1]$ 의 신호 형태이다. 이 공간 영역의 이산 신호는 DTFT(Discrete Time Fourier Transform)을 이용하여 공간 주파수 영역의 신호로 해석이 가능하다. 이 때 배열 출력신호의 공간 주파수(spatial frequency)는 $u = \sin \phi / \lambda$ 이며, 공간 샘플링 주파수(spatial sampling frequency)는 $1/d$ 로 고려할 수 있다^{[4],[6]}.

$$x[n], n = 0, \dots, N-1 \xrightarrow{DTFT} X(u), u = \frac{\sin \phi}{\lambda} \\ u_s = 1/d$$

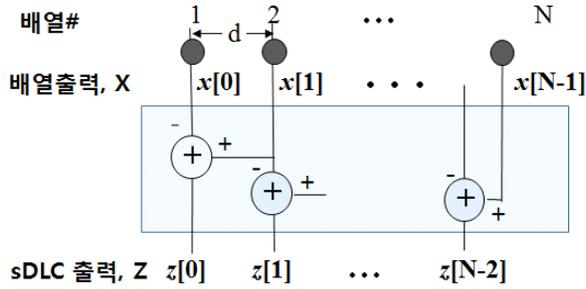


그림 1. ULA의 spatial DLC ($\phi_{look}=0^\circ$)
 Fig. 1. Spatial DLC of ULA system ($\phi_{look}=0^\circ$).

지금까지 정의된 \mathbf{x} 는 탐지각도에 널을 형성하는 spatial DLC의 입력 신호로 사용된다. 시간 영역에서 PRI 간격의 신호들의 차로 구현하는 DLC를 공간 영역으로 확장하려면, d 간격으로 연속적으로 인접한 배열 신호들의 차로 구성한다. 그림 1은 ULA 시스템에 적용된 spatial DLC의 구성도를 보여준다.

Spatial DLC의 출력 신호 $z(m)$, $m = 0, 1, \dots, N-2$ 는 식 (3)으로 표현되며, DTFT의 ‘differencing in time’ 특징을 이용하여 spatial DLC의 전달 함수, $H_{SDLC}(u)$ 을 구할 수 있다.

$$\mathbf{z} = [z[0], \dots, z[N-2]]^T, \quad m = 0, \dots, N-2$$

$$z[m] = x[m+1] - x[m] \quad \leftrightarrow$$

$$Z(u) = X(u)e^{j2\pi \frac{u}{u_s}} - X(u) = X(u) \cdot \underbrace{\left(e^{j2\pi \frac{u}{u_s}} - 1 \right)}_{H_{SDLC}} \quad (3)$$

공간 주파수 영역에서 spatial DLC의 출력 신호 $Z(u)$ 는 입력 신호 $X(u)$ 와 $H_{SDLC}(u)$ 의 곱으로 얻을 수 있으며, $u_s = 1/d$ 를 대입하여 $H_{SDLC}(u)$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} |H_{SDLC}(u)|^2 &= \left| e^{j\pi u/u_s} \cdot (e^{j\pi u/u_s} - e^{-j\pi u/u_s}) \right|^2 \\ &= |2j \sin(\pi u d)|^2 = 4 |\sin(\pi u d)|^2 \end{aligned} \quad (4)$$

수식의 간략화를 위해서 위의 spatial DLC 시스템에서 탐지각도, $\phi_{look} = 0^\circ$ 로 가정하였다. 따라서 식 (4)와 그림 2에서 전달 함수의 주파수 응답 스펙트럼은 공간주파수 ‘0’ 지점과 공간 샘플링 주파수의 배수인 ‘ $\pm 1/d, \dots$ ’ 지점

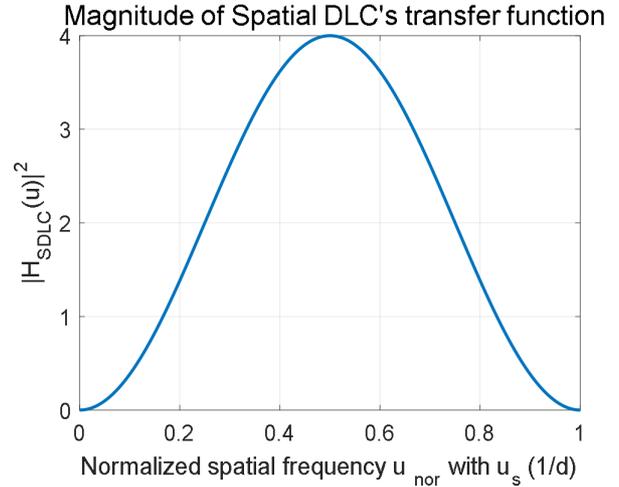


그림 2. Spatial DLC의 transfer function($\phi_{look} = 0^\circ$)
 Fig. 2. Transfer function of spatial DLC($\phi_{look} = 0^\circ$).

에서 0의 값을 가지며 널을 형성한다. 탐지각도 $\phi_{look} \neq 0^\circ$ 이면 DTFT의 ‘time modulation & frequency shift’ 특징을 이용하여 원하는 방향에 널을 형성할 수 있다. 식 (5)의 오른쪽 항처럼 u_{look} 지점에서 0의 값을 가져야 원하는 spatial DLC의 전달 함수를 형성하므로, 입력 신호 \mathbf{x} 의 위상을 u_{look} 만큼 변이시킨 후 배열 신호들의 차로 구현한다.

$$\mathbf{h} \cdot \exp(j2\pi u_{look}) \leftrightarrow H_{SDLC}(u - u_{look}) \quad (5)$$

2-2 Noncoherent Integration

Spatial DLC을 도입한 SLB 채널 합성의 두 번째 목적은 부엽 영역에서 주빔 채널보다 높은 이득을 가지도록 설계하는 것이다. 탐지를 위한 주빔 채널의 빔형성은 ϕ_{look} 방향으로 최대 지향성을 가지도록 설계하나, SLB 채널은 전체 ϕ 방향으로 균일하게 주빔 채널의 이득보다 큰 패턴을 가지는 것이 중요하다. 따라서 SLB 채널의 디지털 빔형성기는 공간 정합 필터가 아닌 noncoherent integration 방식으로 적용한다^{[4],[5]}. 식 (2)를 식 (3)에 대입하여 noncoherent integration을 적용한 SLB 채널의 디지털 빔형성기 출력, \tilde{z}^2 을 식 (6)으로 정리한다($\phi_{look} = 0^\circ$).

$$\tilde{z}^2 = \mathbf{z}^H \mathbf{z} = \sum_{m=0}^{N-2} |z[m]|^2 \quad (6)$$

$$\begin{aligned}
 &= \sum_{m=0}^{N-2} \sigma_t^2 \cdot \left| \exp\left(j2\pi d \frac{\sin\phi_t}{\lambda} m\right) \right|^2 \\
 &\quad \cdot \left| \exp\left(j2\pi d \frac{\sin\phi_t}{\lambda}\right) - 1 \right|^2 \\
 &= \sigma_t^2 \sum_{m=0}^{N-2} \left| \exp\left(j2\pi d \frac{\sin\phi_t}{\lambda}\right) - 1 \right|^2 \\
 &= \sigma_t^2 \cdot (N-1) \cdot 4 \sin^2\left(\pi \frac{d \sin\phi_t}{\lambda}\right)
 \end{aligned}$$

표적신호 \mathbf{x} 에 대한 최종 SLB 채널의 출력 신호 \tilde{z}^2 는 spatial DLC의 전달 함수에 의해 생성된 ϕ_{look} 의 널과 $4 \cdot \sin^2(\cdot)$ 의 이득을 그대로 유지하면서, **noncoherent integration**에 의해 모든 ϕ 에서 ‘ $N-1$ ’의 이득을 가진다. 즉, 앞서 언급한 spatial DLC을 도입한 SLB 채널 합성 연구의 2가지 목적을 모두 만족함을 알 수 있다.

그림 3은 #15개의 배열로 구성된 ULA을 모델링하여 시뮬레이션한 결과를 보여준다. 사용된 시뮬레이션 설정 값은 $\phi_{look} = 5.74^\circ$, $d = 0.5 \lambda$ 이다. 탐지를 위한 주빔 채널에는 ϕ_{look} 에 대해 최대 지향성을 가지는 공간 정합 필터를 적용하면서 부엽 레벨을 억제하기 위한 Talyor -30 dB의 tapering window를 사용하였다. 그림에서 보면 주빔 채널과 SLB 채널의 ratio 값은 ϕ_{look} 근처 영역과 부엽 영역으로 나뉘어 30 dB 이상 현저히 차이가 난다. 따라서 ϕ_{look} 을 포함한 주빔 영역은 확실하게 탐지 가능한 영역

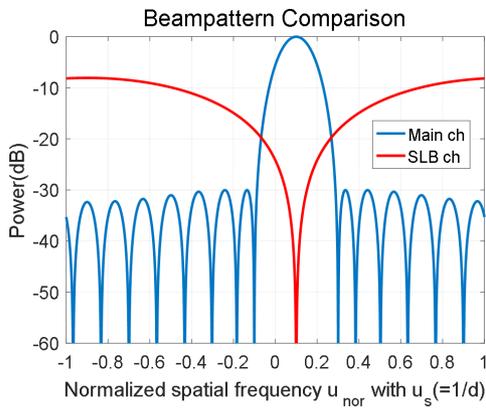


그림 3. Spatial DLC를 적용한 SLB 채널의 빔패턴($\phi_{look} = 5.74^\circ$, $u_{nor:look} = d \sin(\phi_{look}) / \lambda = 0.1$)

Fig. 3. Beampattern of the SLB channel using the spatial DLC($\phi_{look} = 5.74^\circ$, $u_{nor:look} = d \sin(\phi_{look}) / \lambda = 0.1$).

으로, 이외의 영역은 **blanked**으로 분류할 수 있다.

III. 적응적 빔형성

표적신호 대비 상대적으로 매우 큰 재머 신호가 주빔 영역 이외의 부엽으로부터 들어온다면, 주빔 채널의 빔형성기는 해당 신호를 제거하여야 한다. 이 때 입력되는 재머 신호의 **correlation matrix**를 이용하여 빔형성기의 계수 패턴에 재머의 각도에 널을 형성하는 방식을 적응적 빔형성 또는 **adaptive array processing**이라고 한다^{[6]~[8]}.

일반 빔형성의 출력 신호 y 는 공간 정합 필터의 계수, \mathbf{w} 를 이용해 얻을 수 있다.

$$y(\phi_{look}) = \mathbf{w}^H(\phi_{look}) \mathbf{x} = \sum_{n=0}^{N-1} w^*[n] \cdot x[n] \quad (7)$$

$$\mathbf{w}(\phi_{look}) = \mathbf{s}(\phi_{look}) = \left[1 \dots e^{j2\pi \frac{d \sin\phi_{look}}{\lambda} (N-1)} \right]^T$$

표적, 간섭(**interference**)과 잡음이 혼재된 배열 출력 신호 \mathbf{x} 를 식 (2)를 이용하여 수식화하고, 적응적 빔형성의 계수 \mathbf{w}_0 를 구해 보자.

$$\mathbf{x} = \mathbf{x}_t + \mathbf{x}_i + \mathbf{n} \quad (8)$$

$$= \sigma_t \mathbf{s}(\phi_t) + \sigma_i \mathbf{s}(\phi_i) + \mathbf{n}$$

표적신호를 제외한 **interference-plus-noise**의 **correlation matrix**는 다음과 같이 정의된다.

$$\mathbf{R}_{in} = E\{(\mathbf{x}_i + \mathbf{n})(\mathbf{x}_i + \mathbf{n})^H\} = \mathbf{R}_i + \mathbf{R}_n \quad (9)$$

$$= \sigma_i^2 \mathbf{s}(\phi_i) \mathbf{s}^H(\phi_i) + \sigma_n^2 \mathbf{I}, \quad \mathbf{I} : \text{identity matrix}$$

간섭 신호와 잡음은 **mutually uncorrelated component**이므로, 각각의 **correlation matrix**인 \mathbf{R}_i , \mathbf{R}_n 으로 분리하여 구할 수 있다^{[6],[8]}.

\mathbf{R}_{in} 를 적용한 적응적 빔형성의 계수, \mathbf{w}_0 는 ϕ_i 에서 들어오는 신호는 제거하면서 ϕ_{look} 의 출력 **SINR**(**Signal Interference Noise Ratio**)를 최대로 만든다.

$$\mathbf{w}_0(\phi_{look}) = \mathbf{R}_{in}^{-1} \mathbf{w}(\phi_{look}) \quad (10)$$

\mathbf{R}_{in} 은 $\mathbf{R}_{in} = \mathbf{R}_{in}^H$ 을 만족하는 **hermitian matrix**이므로,

적응적 빔형성의 출력 신호 y_o 는 식 (11)과 같다.

$$y_o(\phi_{look}) = \mathbf{w}_o^H(\phi_{look})\mathbf{x} = \mathbf{w}^H(\phi_{look})\mathbf{R}_{in}^{-1}\mathbf{x} \quad (11)$$

식 (11)과 식 (7)을 비교해 보면, 식 (11)의 $\mathbf{R}_{in}^{-1}\mathbf{x}$ 항목에 의해서 ϕ_i 에 존재하는 간섭 신호가 제거됨을 알 수 있다.

IV. 적응적 빔형성을 적용한 SLB 채널 형성

식 (8)처럼 간섭 신호가 혼재된 환경에서는 SLB 채널의 간섭 신호도 잡음레벨 이하로 억제시켜야 올바른 SLB 판단 성능을 보장할 수 있다.

식 (11)에서 $\mathbf{R}_{in}^{-1}\mathbf{x}$ 항에 의해 간섭 신호가 제거되는 사실을 spatial DLC의 출력에 적용한다. 즉, \mathbf{z} 대신 interference 신호가 제거된 spatial DLC의 출력 $\widetilde{\mathbf{R}}_{in}^{-1}\mathbf{z}$ 에 대해 noncoherent integration을 수행하면 적응적 SLB 채널의 출력 \widetilde{z}_o^2 을 얻게 된다.

$$\begin{aligned} \widetilde{z}_o^2 &= (\widetilde{\mathbf{R}}_{in}^{-1}\mathbf{z})^H \widetilde{\mathbf{R}}_{in}^{-1}\mathbf{z} = \mathbf{z}^H (\widetilde{\mathbf{R}}_{in}^{-1})^2 \mathbf{z} \\ &= \sum_{m=0}^{N-2} \left| \sum_{k=0}^{N-2} (\widetilde{\mathbf{R}}_{in}^{-1})(k,m)z[k] \right|^2 \end{aligned} \quad (12)$$

여기서, $\widetilde{\mathbf{R}}_{in}$ 은 N번째 행과 열이 제외된 \mathbf{R}_{in} 의 submatrix이며, $\widetilde{R}_{in}(k,m)$ 은 k번째 행, m번째 열의 행렬값이다. $z[k]$ 에 존재하는 $x_i[k+1] - x_i[k]$ 의 간섭 신호는 $\widetilde{R}_{in}^{-1}(k,m)$ 에 의해 잡음 레벨 이하로 억제되어 간섭에 강인한 \widetilde{z}_o^2 을 얻게 된다.

그림 4는 그림 3과 동일한 환경에서 JNR=60 dB, $\phi_i = 36.9^\circ$ 재머를 추가하여 수행한 시뮬레이션 결과이다.

식 (10)의 적응적 빔형성의 계수, $\mathbf{w}_o(\phi_{look})$ 에 대한 빔패턴을 ‘Adaptive main ch’로 표시한다. 재머 위치, $u_{nor} : \phi_i = 0.6$ 에서 널이 형성되므로, $\mathbf{w}_o(\phi_{look})$ 에 의한 출력 신호에는 0.6 u_{nor} 의 신호는 제거됨을 알 수 있다.

$\mathbf{w}_o(\phi_{look})$ 과 동일한 correlation matrix와 spatial DLC를 이용하여 합성한 SLB 채널을 빨간 실선의 ‘Adaptive SLB ch’로, 오직 spatial DLC를 이용한 SLB 채널을 검은 점선의 ‘SLB ch’로 표시하였다. Adaptive SLB ch은 ϕ_{look} 지점의 널과 모든 방향의 일정한 이득 $N-1$ 을 SLB ch과 동일

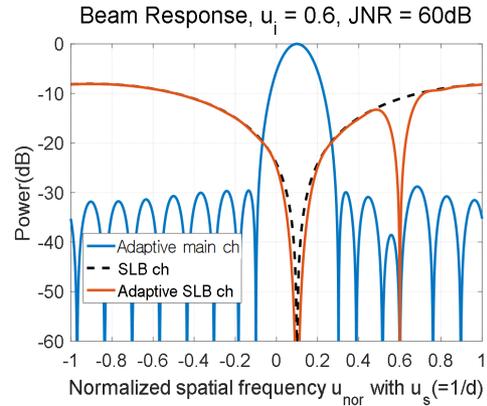


그림 4. 적응적 빔형성의 주빔 채널과 적응적 빔형성 + spatial DLC를 적용한 SLB 채널의 빔패턴 비교
Fig. 4. Comparison of beampatterns between the adaptive main channel and the SLB channel using the spatial DLC and the adaptive beamformer.

하게 유지하면서, Adaptive main ch처럼 ϕ_i 의 신호를 제거하기 위한 널을 형성하였다.

Adaptive SLB의 성능을 확인하기 위해 SLB 판단을 위한 ratio를 살펴본다. 입력 신호를 부엽으로부터 유입되었는지 판단하고 blank하는 SLB 판단 로직은 다음과 같다^{[14][2]}.

$$y^2 / \widetilde{z}^2 < Th_{SLB}, \text{blank the signal}$$

여기서 y^2 는 주빔 채널의 출력신호, \widetilde{z}^2 는 SLB 채널의 출력신호이며, Th_{SLB} 는 시스템의 요구사항에 부합하는 SLB 임계값이다. SLB 판단에 의한 탐지 가능한 영역을 u_{look} 중심으로 얼마나 허용할 지에 따라 Th_{SLB} 의 값을 결정할 수 있다.

그림 3과 그림 4의 SLB 판단을 위한 ratio 값을 그림 5에서 비교한다. ‘Adaptive main ch’과 ‘Adaptive SLB ch’간 비율값은 빨간 실선의 ‘Adaptive Ratio’로, 그림 3에서 획득한 비율값은 파란 점선의 ‘M/S Ratio’이다.

그림 3과 그림 4에서 SLB에 의한 탐지 가능한 영역을 u_{look} 중심으로 0.3 u에 해당하는 약 17.5° 빔폭 이내로 설정하면, ‘Main ch’과 ‘SLB ch’은 7 dB의 차이가 난다. 이를 근거로 $Th_{SLB} = 7$ dB로 사용하면, 그림 5에서 $u_{look} = 0.1$ 를 중심으로 약 $\pm 0.15u$ 구역은 탐지 가능한 영역이 되고, 이외의 영역은 SLB 판단에 의해 blanked 영역으로 분

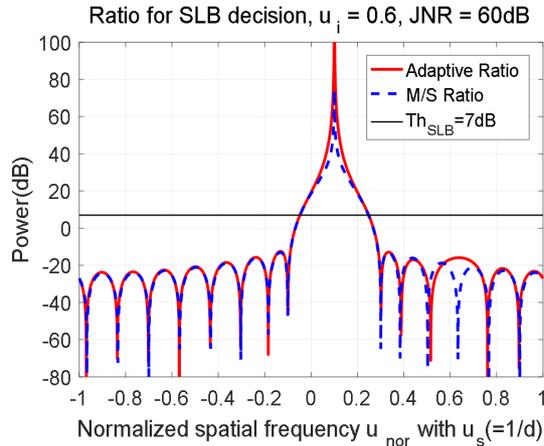


그림 5. SLB 결정을 위한 주빔 채널과 SLB 채널의 비율값
Fig. 5. Ratio for the SLB decision.

류되어 입력 신호들이 차단된다. Spatial DLC를 적용한 SLB 채널 합성 방식을 사용하여 u_{look} 중심으로 한 탐지 가능 영역과 이외의 부엽 영역의 SLB 비율값을 크게 차이 나게 함으로써, 높은 정확도의 SLB 판단 성능을 보장할 수 있게 된 것이다.

또한 적응적 빔형성의 적용 여부에 따라서는 널 위치, $0.6 u_{nor}$ 근처에서 SLB 비율값이 조금 달라진 것을 제외하고는 결과 양상은 동일하다. 적응적 방식의 비율값은 근처 부엽 영역의 값들과 유사하고, 해당 차이값도 기존의 SLB 판단에 전혀 영향을 주지 않을 만큼 무시 가능하다.

V. 결 론

본 논문에서 제안된 ULA 시스템의 spatial DLC와 적응적 빔형성을 결합한 SLB 채널 합성 방식은 spatial DLC 시스템의 장점을 그대로 유지하면서 강한 간섭 신호를 제거하여 좋은 SLB 성능을 제공한다. Spatial DLC를 이용하면 복잡한 연산없이 뺄셈과 제곱 합으로 구성된 매우 간단한 2단계만으로도 정확한 SLB 판단을 할 수 있는 장점을 가진다. 여기에 주빔 채널의 correlation matrix를 그

대로 적용한 적응적 방식의 도입은 간섭 신호를 배경 잡음 레벨 이하로 억제시키면서 간섭 유무와 상관없이 정확한 SLB 판단을 가능케 한다.

해당 연구는 간섭 환경에서 일반 SLB 시스템을 사용할 수 없었던 한계를 극복하였으며, 추후 평면배열 안테나의 레이다 시스템과 부배열 합성을 이용한 시스템까지 확장하여 설계 검토할 예정이다.

References

- [1] L. Maisel, "Performance of sidelobe blanking systems," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-4, no. 2, pp. 174-180, Mar. 1968.
- [2] A. Farina, *Antenna-Based Signal Processing Techniques for Radar Systems*, Artech House, 1992.
- [3] Y. H. Jang, W. W. Kim, "Spatial delay line canceler-based sidelobe blanker for uniform linear array," in *16th International Symposium on Microwave and Optical Technology*, Jun. 2017.
- [4] 장윤희, 김환우, "Pulse canceler를 기반으로 한 부엽 신호 제거를 위한 디지털 빔형성의 최적화," *대한전자공학회 2017 하계종합학술대회*, 2017년 6월, pp. 783-785.
- [5] 장윤희, 김환우, "Spatial delay line canceler 방식을 적용한 평면배열 시스템의 SLB 채널 합성," *한국전자파학회 2017 하계종합학술대회*, 2017년 8월.
- [6] D. G. Manolakis, V. K. Ingle, and S. M. Kogon, *Statistical and Adaptive Signal Processing*, McGraw-Hill, p. 630, 2000.
- [7] 장윤희, 홍동희, 최성희, "부배열 합성을 이용한 적응적 빔형성기의 구현 및 성능 분석," *한국전자파학회논문지*, 24(4), pp. 448-458, 2013년 4월.
- [8] M. A. Richards, *Fundamentals of Radar Signal Processing*, McGraw-Hill, p. 466, 2005.

장 윤 희



1999년 2월: 중앙대학교 전자공학과 (공학사)
2002년 2월: 중앙대학교 영상공학과 (공학석사)
2002년 1월~현재: 국방과학연구소 연구원
2013년 3월~현재: 충남대학교 전자전과정
보통신공학과 박사과정

[주 관심분야] 레이더 신호처리, Digital Array Processing

김 환 우



1977년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학사)
1979년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)
1988년 6월: University of Utah 전자공학과 (공학박사)
1980년~현재: 충남대학교 전자공학과 정

교수

[주 관심분야] 레이더 신호처리, 디지털 통신 및 신호처리