

Taylor 가중치와 LSMI 알고리즘을 이용한 광대역 적응형 빔형성 연구

A Study on Wideband Adaptive Beamforming using Taylor Weighting and LSMI Algorithm

오 관 진* · 이 희 영** · 김 선 주** · 정 용 식*** · 천 창 율†

(Kwan-Jin Oh · Hee-Young Lee · Seon-Joo Kim · Young-Seek Chung · Changyul Cheon)

Abstract - This paper represents an adaptive beamforming technique to suppress interference or jamming signals in wideband. In order to maintain low side lobe level(SLL) at an antenna element level, Taylor-weighting was used. Also, to make a nulling beam pattern toward jammer's directions in wideband, we used the modified Loaded Sample Matrix Inversion(LSMI) algorithm and Tapped Delay Line(TDL). To verify the proposed algorithm, we applied it to a rectangular array antenna. Finally, the results show beam pattern with low SLL and jammers suppression.

Key Words : Adaptive algorithm, Loaded Sample Matrix Inversion, Wideband beamforming

1. 서 론

일반적으로 레이더는 목표물(target)에 의해 반사된 전파 신호를 탐지 및 추적하는 기능을 갖고 있고, 목표물은 이러한 기능을 저하시키기 위한 동작을 하게 되는데 이때 가장 많이 사용되는 기술이 재밍(jamming)이다. 재밍은 특정주파수나 전파의 사용을 방해하는 교란을 하고 허위 정보를 전송하도록 기만 형태의 전파를 송신한다. 또한 적의 감지를 방해하는 기술에서 은밀한 기만과 유인기술로 나날이 발전하고 있는 추세다. 재밍은 반사신호보다 높은 출력을 갖는 전자파신호를 방출함으로써 레이더의 목표물 탐지 능력을 저하시킨다. 그러므로 레이더는 이러한 고출력 재머의 신호를 억제(suppression)하여 원하는 목표물의 반사신호만을 검출하는 기술이 필요하다. 이를 위한 가장 기본적인 재머 억제 기술은 재머의 방향을 탐지한 뒤, 그 방향에서 수신되는 재머신호의 크기를 줄이기 위해 레이더의 수신패턴에 널링(nulling)을 하는 것이다. 즉, 재머의 방향으로 널(null)이 생성되는 빔을 형성함으로써 입사되는 재머의 전력을 최소화할 수 있다. 또한 재머신호 이외에 여러 간섭신호들이 부엽의 방향으로 입사되기 때문에 빔조향 시 부엽의 크기를 줄인다면 목표물의 탐지확률을 높일 수 있다. 이러한 빔을 형성하기 위해 적응형 알고리즘을 이용하여 각 배열안테나의 가중치 값을 구한다.

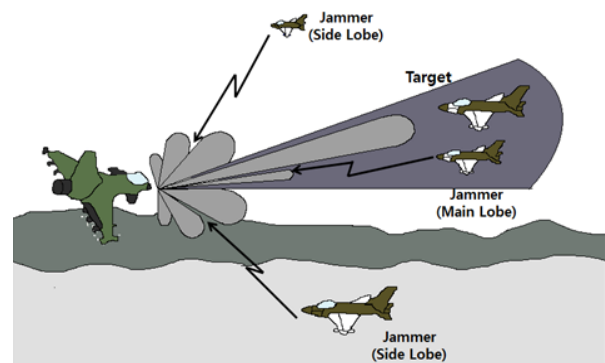


그림 1 재머에 의한 목표물 탐지 능력저하
Fig. 1 Degrade of target detection ability by jammer

실제로 해외에서는 이러한 신호처리를 위해 U. Nickel, Richard Klemn 및 Wulf-Dieter Wirth 등에 의해 디지털 적응형 빔형성에 관한 연구가 이루어지고 있다.

하지만 이러한 연구는 주로 협대역의 신호를 가정된 것으로, 광대역신호는 널을 생성하는 빔형성에 있어 문제점이 발생한다. 위에서 언급한 바와 같이 기존 적응형 알고리즘은 신호의 대역폭이 매우 좁다고 가정되어 계산이 되기 때문에, 광대역신호의 경우 적응형 알고리즘이 제대로 적용되지 않는다. 예를 들면 광대역의 주파수를 갖는 재머신호는 특정 주파수에서만 널을 형성하고 나머지 주파수에서는 널이 생성되지 않아 간섭신호 제거가 어렵게 된다. 또한 적을 탐지하기 위한 주엽을 조향할 때, 특정주파수에서만 제대로 동작하고 다른 주파수영역에서는 정밀한 빔조향이 이루어지지 않는 문제점 등이 있다.

본 논문에서는 수정된 LSMI 알고리즘을 이용하여 광대역을 갖는 재머신호에 대해서도 정확한 위치에 널을 갖는 빔을 형성하고자 한다. 재머의 모든 대역에서 적용이 되도록 LSMI 알고리즘의 수정을 통하여 가중치 값을 계산할 것이고, 적용되는 위상배열레이더의 주파수대역인 C밴드(4~

* Dept. of Electrical and Computer Engineering, University of Seoul, Korea.

** Agency for Defense Development, Korea.

*** Dept. of Electronics Convergence Engineering, KwangWoon University, Korea.

† Corresponding Author : Dept. of Electrical and Computer Engineering, University of Seoul, Korea.

E-mail : changyul@uos.ac.kr

Received : November 16, 2012; Accepted : February 27, 2013.

8GHz) 대역의 신호를 처리하기 위해 TDL(Tapped Delay Line)을 이용하여 광대역신호를 처리할 것이다. 또한 레이더의 성능에 영향을 주는 부엽의 크기를 줄일 것이다. 이를 위해 LSMI 알고리즘을 적용하는 동시에 Taylor 가중치를 함께 적용할 것이다.

2. 본 론

2.1 직사각형 평면 배열구조에서의 빔형성

배열안테나는 배열 구조에 따라 여러 종류가 있다. 가장 단순한 선형배열구조가 있고, 평면배열구조가 있는데 평면배열구조는 다시 rectangular, circular 등 배열모양에 따라 여러 가지로 나누어진다. 본 논문에서는 평면배열구조안테나 중 rectangular로 소자를 배열한 구조에서 가중치를 주어 빔을 형성하고자 한다.

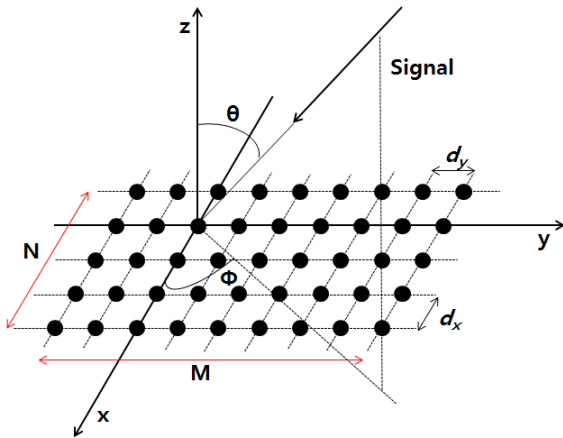


그림 2 평면배열안테나 직사각 배열구조
Fig. 2 Rectangular array geometry

단일 주파수가 아닌 대역폭을 갖는 환경에서는 주파수마다 빔패턴이 달라진다. 가로, 세로 안테나의 개수가 각각 M, N이고, 안테나 소자의 중심이 평면배열의 중심이라 할 때 주파수에 따른 빔패턴은 식(1)과 같이 구한다.

$$B(f; \theta, \phi) = e^{-j(\frac{N-1}{2} \frac{2\pi f}{c} d_{\mu_x} + \frac{M-1}{2} \frac{2\pi f}{c} d_{\mu_y})} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} w_{f, mn} e^{j(n \frac{2\pi f}{c} d_{\mu_x} + m \frac{2\pi f}{c} d_{\mu_y})}$$

$$(u_x = \sin\theta \cos\phi, u_y = \sin\theta \sin\phi) \quad (1)$$

식(1)에서 θ 는 고도각(elevation)으로써 $0^\circ \sim 180^\circ$ 의 범위를 갖고, ϕ 는 방위각(azimuth)으로써 $0^\circ \sim 360^\circ$ 의 범위를 갖는다. 또한 w 는 각 소자에 대한 가중치(Tapering) 값을 나타낸다.

본 연구의 목표는 광대역 재머신호의 방향으로 널링이 되는 동시에 부엽의 세기가 낮도록 하는 가중치 값을 결정하는 것이다.

2.2 LSMI 알고리즘

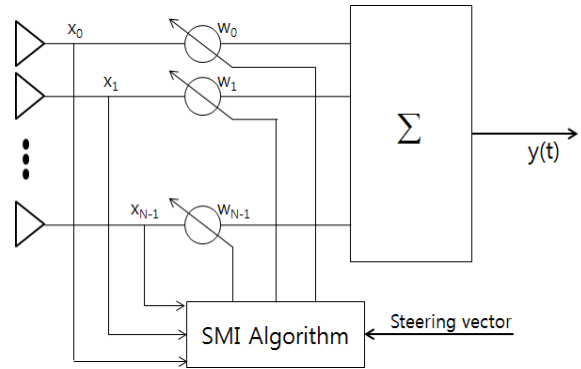


그림 3 SMI 알고리즘 시스템
Fig. 3 SMI algorithm adaptive system

LSMI 알고리즘은 SMI(Sample Matrix Inversion) 알고리즘으로부터 출발한다. SMI 알고리즘은 공분산행렬(Covariance Matrix)로부터 직접 역행렬을 구하기 때문에 Direct matrix Inversion이라고 불리기도 한다. 실제로 재머신호의 정확한 위치를 안다면 시간에 따른 수신신호 벡터 $x(t)$ 로부터 공분산행렬은 식(2)와 같이 정의된다.

$$Q = E[x(t)x^H(t)] \quad (2)$$

그러나 환경이 계속 변하게 되면 재머의 위치를 정확하게 알 수 없기 때문에, 입력데이터 구간의 시간 평균값을 구함으로써 공분산행렬을 추정하게 된다. 추정된 공분산행렬을 가지고 가중치 값을 식(3)과 같이 구한다.

$$w_{opt} = Q_{xx}^{-1} a(\theta) \quad (3)$$

식(3)에서 공분산행렬(Q_{xx})은 식(4)와 같이 구한다.

$$Q_{xx} = E[xx^H] \quad (4)$$

공분산행렬은 재머와 잡음(thermal noise)에 관한 정보가 있는 training data(x)로부터 식(5)와 같이 구할 수 있다. 이 식에서 K (snapshots)는 observation time interval이다. $a(\theta)$ 는 스캔하고자 하는 영역의 조향벡터이다.

$$\hat{Q}_{xx} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K x(k)x^H(k) \quad (5)$$

식(5)에서 K 개의 스냅샷을 사용하기 때문에 가중치 구하는 식을 보다 간단하게 나타낼 수 있다. X_K 는 K 개의 스냅샷에 관한 x 벡터의 k 번째 block data, M 을 안테나 소자의 총 개수라 할 때, 식(6)과 같이 간단하게 표현된다.

$$X_K = \begin{bmatrix} x_1(1) & x_1(2) & \dots & x_1(K) \\ x_2(1) & x_2(2) & \dots & x_2(K) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_M(1) & \dots & \dots & x_M(K) \end{bmatrix} \quad (6)$$

식(6)은 K -data 스냅샷에 관한 \bar{x} 벡터들의 block data를 매트릭스형태로 나타낸 것이다.[13]

따라서 공분산행렬의 추정값은 식(7)과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\hat{Q}_{xx} = \frac{1}{K} \mathbf{X}_K \mathbf{X}_K^H \quad (7)$$

SMI 알고리즘을 이용한 가중치 값은 식(8)과 같이 계산 된다.

$$\mathbf{w}_{SMI} = \mathbf{Q}_{xx}^{-1} \quad (8)$$

SMI 알고리즘의 문제점 중 하나는 공분산행렬을 추정함에 있어 공분산행렬의 작은 고유 값이 잡음(thermal noise) 때문에 상대적으로 불확실하게 추정된다는 것이다. 최적의 가중치를 구하는데 있어 공분산행렬의 역행렬을 계산하게 되면 작은 고유값들이 커지기 때문에 가중치 값들이 불안정하게 된다. 이렇게 구해진 가중치 값들이 적용되면 빔패턴이 불안정해진다. 이러한 공분산행렬의 특이성(singularity)을 피하기 위해 스냅샷의 개수를 배열소자 개수의 2배 이상 크게 해야 한다. ($K \geq 2M$)

이러한 SMI 알고리즘의 불안정한 단점을 보완하기 위한 방법이 LSMI 알고리즘이다. LSMI 알고리즘의 공분산행렬은 식(9)와 같이 구한다.

$$\hat{Q}_{xx} = \frac{1}{K} \mathbf{X}_K \mathbf{X}_K^H \quad (9)$$

식(9)와 같이 공분산행렬을 구하게 되면 상대적으로 공분산행렬의 불안정한 고유값들을 줄일 수 있다. 또한 SMI 알고리즘은 취해야하는 스냅샷의 개수가 배열소자의 개수에 의존하지만, LSMI 알고리즘은 채어의 개수(L)에 의존한다. ($K \geq 2L$) 따라서 스냅샷의 개수가 줄어들게 되므로 보다 빠르게 공분산행렬을 구할 수 있게 된다. 위 식에서 변수 α 값은 실제 적용에 있어 적절한 값을 선택하는 것이 중요하다. 시뮬레이션 결과에 따르면, 일반적으로 α 값은 경험의 법칙(Rule of Thumb)에 의해 $\alpha = 2\sigma^2, \dots, 4\sigma^2$ 의 값을 선택한다. 여기서 σ^2 는 상수로 배열 안테나마다 수신된 잡음전력의 분산 값을 의미한다.

2.3 광대역 기반에서의 LSMI 알고리즘 적용

협대역 신호처리와 광대역 신호처리는 신호처리를 하는 과정에서 차이가 있다. 협대역은 단일 주파수에 대해서 신호를 처리를 하기 때문에 구조나 방법적인 측면에서 단순하다. 따라서 가중치 값은 배열마다 특정한 값을 갖는다. 적응형 알고리즘 또한 협대역신호라 가정을 하고 계산되기 때문에 단일주파수에서의 가중치 값을 갖게 된다. 광대역에서는 주파수에 따라 가중치 값이 달라진다. 따라서 안테나소자의 개수를 M 개라 하면, 가중치 값은 주파수에 따라 식(10)과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{w}(\omega) = [w_0(\omega) \ w_1(\omega) \ \dots \ w_{M-1}(\omega)]^T \quad (10)$$

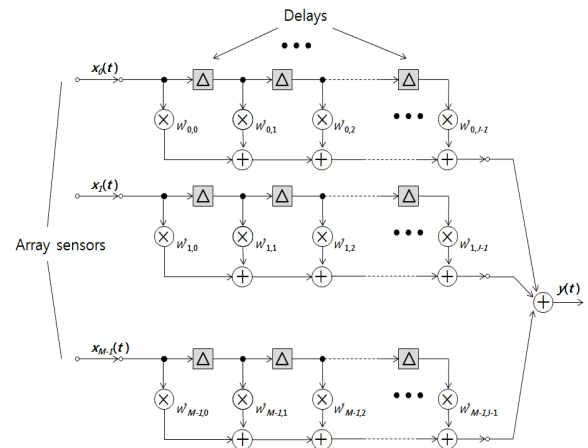


그림 4 광대역 빔형성을 위한 TDL(Tapped Delay Line) 구조
Fig. 4 TDL structure for wideband beamforming

따라서 적응형 알고리즘을 이용하여 주파수에 따라 각각 다른 가중치 값들을 계산할 필요가 있다. 그리고 이 가중치 값들은 지연선필터(transversal filter) 또는 TDL에 적용을 하면 광대역에서도 효과적인 빔형성이 이루어질 수 있다. 지연선필터, TDL은 각 안테나를 통해 받은 광대역신호의 주파수성분에 따른 위상 차이를 보상하기 위해, 주파수마다 개별적인 응답들에 대하여 temporal filtering process를 수행한다. 광대역 빔형성에서 출력은 식(11)과 같이 표현할 수 있다.

$$y(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{i=0}^{J-1} x_m(t - iT_s) \times w_{m,i}^* \quad (11)$$

위 식(11)에서 $w_{m,i}^*$ 는 가중치를 의미하고 J 는 M 개의 안테나로부터의 신호와 관련된 지연시차를 가리키는 단수로써 대역폭이 커지면 처리해야 되는 주파수도 많아지기 때문에 J 값도 커지게 된다. T_s 는 TDL구조에서의 인접한 탭들 간의 지연시간 간격이다.

식(11)을 벡터형식으로 식(12)와 같이 다시 쓸 수 있다.

$$y(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) \quad (12)$$

가중치 벡터 \mathbf{w} 는 $MJ \times 1$ 개의 복소계수들을 포함하고 있다.

$$\mathbf{w} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_0 \\ \mathbf{w}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{w}_{J-1} \end{bmatrix} \quad (13)$$

M 개의 복소값들을 포함한 각각의 \mathbf{w}_i 벡터($i=0,1,\dots,J-1$)는 TDL의 i 번째 탭 위치마다 적용된다.

$$\mathbf{w}_i = [w_{0,i} \ w_{1,i} \ \dots \ w_{M-1,i}]^T \quad (14)$$

위의 가중치 값들과 마찬가지로 training data도 벡터형식

으로 식(15)와 같이 정의된다.

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_0(t) \\ \mathbf{x}_1(t - T_s) \\ \vdots \\ \mathbf{x}_{J-1}(t - (J-1)T_s) \end{bmatrix} \quad (15)$$

$\mathbf{x}_i(t - iT_s)$ 벡터 ($i=0,1,\dots,J-1$)는 계수 벡터 \mathbf{w}_i 에 해당되는 i 번째 부분의 training data이다.

$$\mathbf{x}_i(t - iT_s) = [x_{0,i}(t - iT_s) \ x_{1,i}(t - iT_s) \ \dots \ x_{M-1,i}(t - iT_s)]^T \quad (16)$$

협대역 빔형성일 경우에는 $J=1$ 에 해당된다. J 의 값은 대역폭 내에서 처리할 주파수의 간격을 정하기 때문에 적절한 값을 정하는 것이 중요하다. 단일 주파수에서 LSMI 알고리즘을 적용하여 가중치를 구할 때, 각 소자에 입사되는 $x(t)$ 로부터 공분산행렬을 계산할 수 있다.

$$\mathbf{Q} = E[\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)] \quad (17)$$

하지만 광대역에서는 주파수마다 공분산행렬을 모두 계산해야 한다.

$$\mathbf{Q}_{xx}(i) = E[\mathbf{x}_i(t - iT_s)\mathbf{x}_i^H(t - iT_s)] \quad (18)$$

$$\hat{\mathbf{Q}}_{xx}(f_i) = \frac{1}{K} \mathbf{X}_K(f_i)\mathbf{X}_K^H(f_i) + \alpha \mathbf{I} \quad (19)$$

따라서 가중치 값은 식(20)를 통해 구할 수 있다.

$$\mathbf{w}_{\text{LSMI}}(f) = \mathbf{Q}_{xx}^{-1}(f)\mathbf{a}(f, \theta_s, \phi_s) \quad (20)$$

$\mathbf{a}(f, \theta_s, \phi_s)$ 는 직사각형 배열구조에서의 빔조향 벡터로 주파수에 따라 식(21)과 같이 정의된다.

$$a_{nm}(f, \theta_s, \phi_s) = [1, \dots, e^{j(n \frac{2\pi f}{c} d_s \sin \theta_s \cos \phi_s + m \frac{2\pi f}{c} d_s \sin \theta_s \sin \phi_s)}] \quad (21)$$

3. 해석 및 결과

본 연구의 타당성을 보이기 위하여, 식(20)를 통해 구한 가중치를 이용하여 빔형성 해석을 실시하였다. 재머의 영향을 최소화하기 위해 적용되는 LSMI 알고리즘은 적용되기 전과 후를 비교하여 확인해 볼 것이다. 또한 부엽레벨을 낮추기 위한 Taylor 가중치는 LSMI 알고리즘과 함께 적용하여 부엽레벨에 얼마나 영향을 주는지 확인해 볼 것이다.

식(20)으로부터 구한 가중치 값을 사각배열안테나에 적용하였다. 이때 TDL의 단수 J 값은 18, 안테나의 개수는 20×20 으로 총 400개 이고, 안테나 사이의 거리는 가로, 세로 모두 대역폭에서 가장 높은 주파수의 파장을 기준으로 반 파장($\lambda_b/2$)으로 하였다. 안테나사이의 거리를 정하는데 있어 가장 높은 주파수의 파장을 선택하는 이유는 모든 주파수에서 grating lobe를 피하기 위함이다. 주파수 대역폭은 능동위상배열안테나가 적용되는 C밴드 중 5.5GHz에서 1GHz의 대역폭을 가정하였다.

3.1 LSMI 알고리즘을 적용한 빔형성

LSMI 알고리즘의 스냅샷의 개수는 100개, α (loading factor)은 경험의 법칙(Rule of thumb)에 의한 수신잡음전력의 분산값의 4배인 0.04, JNR(Jammer-to-Noise Ratio)은 30dB의 상황을 고려하였다. 주엽의 조향각도는 ($30^\circ, 0^\circ$)으로 조향하고, 재머신호는 각각 다른 방향으로 4개가 입사된다. 재머의 위치는 ($0^\circ, 0^\circ$), ($30^\circ, 90^\circ$), ($60^\circ, 180^\circ$), ($30^\circ, 270^\circ$)이다. u_x, u_y 좌표로 지향각도는 (0.5, 0), 재머 4개의 위치는 (0, 0), (0, 0.5), (-0.866, 0), (0, -0.5)가 된다.

TDL과 LSMI 알고리즘을 이용하여 주파수에 따른 빔이 형성된 것을 확인할 수 있다. 그림 6과 그림 7을 비교했을 때, 빔패턴에서 u_x, u_y 좌표로 (0, 0), (0, 0.5), (-0.866, 0), (0, -0.5)의 위치에서 널이 형성되는 것을 확인할 수 있다. 주엽 근처에 부엽의 크기가 약 -15dB로 형성이 되는데 이것은 레이다의 성능에 영향을 줄 수 있기 때문에 낮출 필요가 있다.

3.2 LSMI 알고리즘과 Taylor 가중치를 적용한 빔형성

부엽의 크기를 낮추기 위해 Taylor 가중치를 함께 적용하여 빔을 형성할 것이다. LSMI 알고리즘과 시뮬레이션 조건은

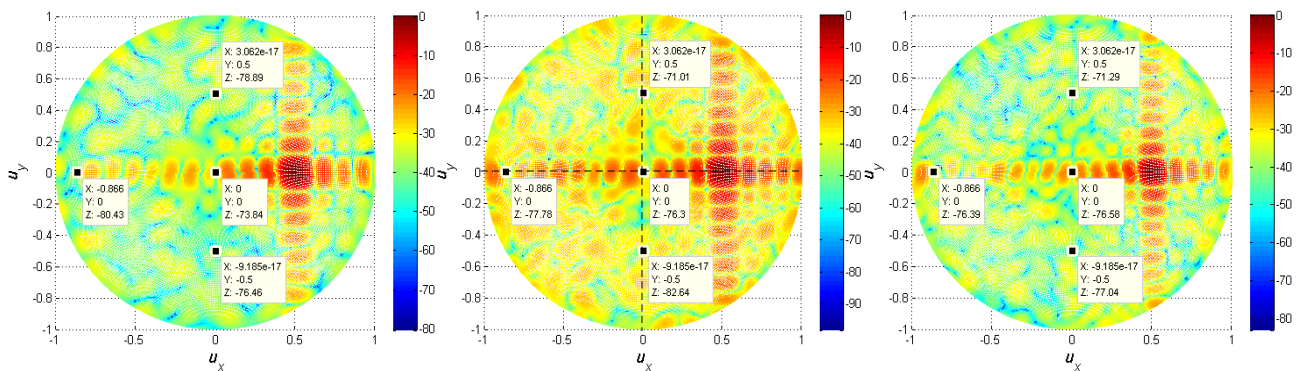


그림 5 LSMI 알고리즘을 적용한 주파수에 따른 빔패턴 (왼쪽부터 차례로 5GHz, 5.5GHz, 6GHz)

Fig. 5 Beam pattern using LSMI algorithm (From left to right 5GHz, 5.5GHz, 6GHz)

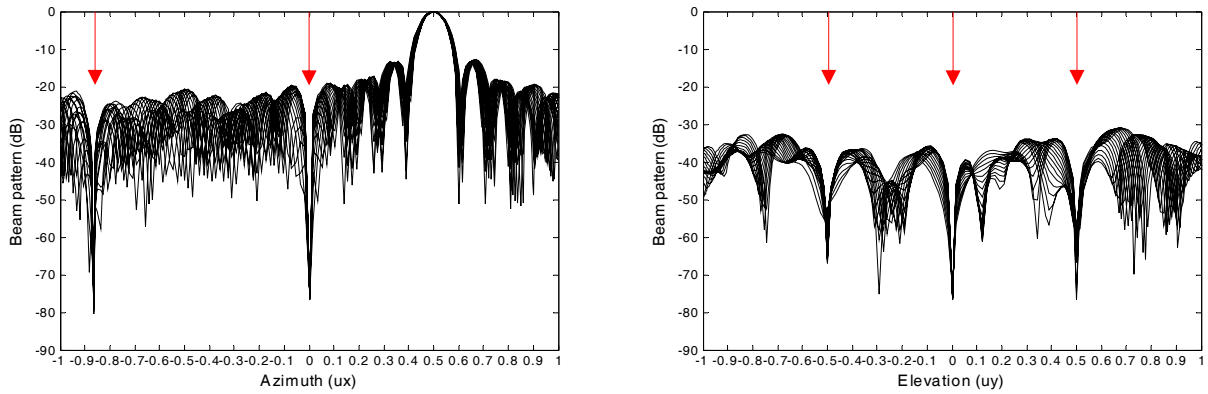


그림 6 LSMI 알고리즘을 적용한 광대역 빔패턴 (방위각방향 및 고도각방향 단면)
 Fig. 6 Wideband beam pattern using LSMI algorithm (Azimuth-elevation cross section)

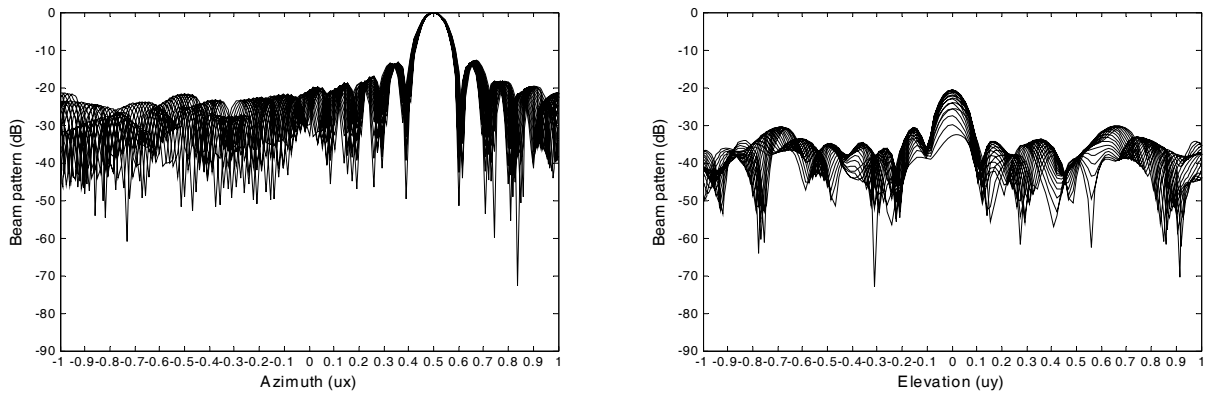


그림 7 Uniform 가중치를 적용한 광대역 빔패턴 (방위각방향 및 고도각방향 단면)
 Fig. 7 Wideband beam pattern using Uniform weighting (Azimuth-elevation cross section)

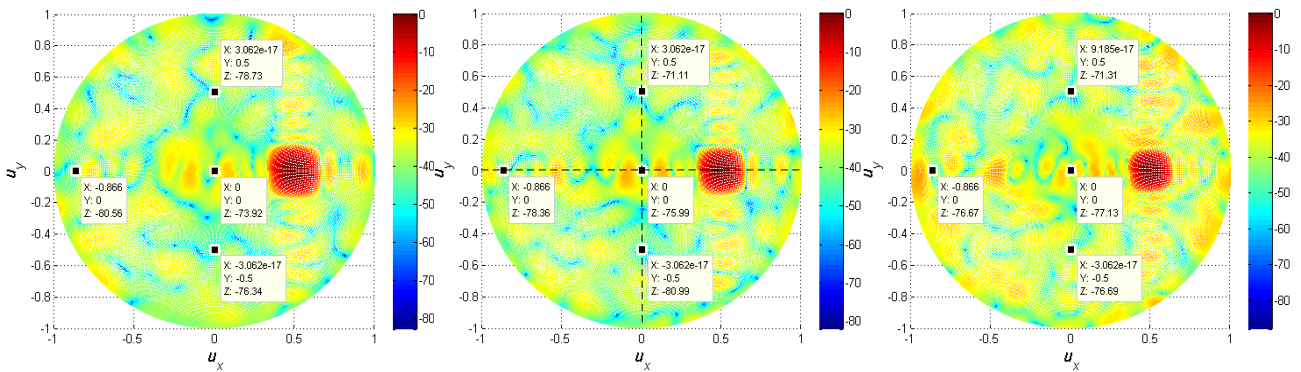


그림 8 LSMI 알고리즘과 Taylor 가중치를 적용한 주파수에 따른 빔패턴 (왼쪽부터 차례로 5GHz, 5.5GHz, 6GHz)
 Fig. 8 Beam pattern using LSMI algorithm & Taylor weighting (From left to right 5GHz, 5.5GHz, 6GHz)

3.1의 조건과 같고, Taylor 가중치만 적용한 경우와 LSMI 알고리즘과 Taylor 가중치를 함께 적용한 경우를 비교할 것이다. Taylor 가중치를 적용할 때, SLL=-30dB, N_bar=4의 조건에서 구한 가중치 값을 적용하였다.

Taylor 가중치를 적용함으로써 부엽레벨이 -30dB 근방에서 형성되는 것을 확인할 수 있다. 채머가 입사되는 부근에

서 부엽이 약간 올라오는데 이것은 일종의 풍선효과로 볼 수 있다. 적응형 알고리즘과 Taylor 가중치를 적용하면 함께 적용하면 부엽레벨을 낮추는 동시에 채머가 입사되는 위치 (0, 0), (0, 0.5), (-0.866, 0), (0, -0.5)에서 널이 형성되는 빔패턴을 형성할 수 있다.

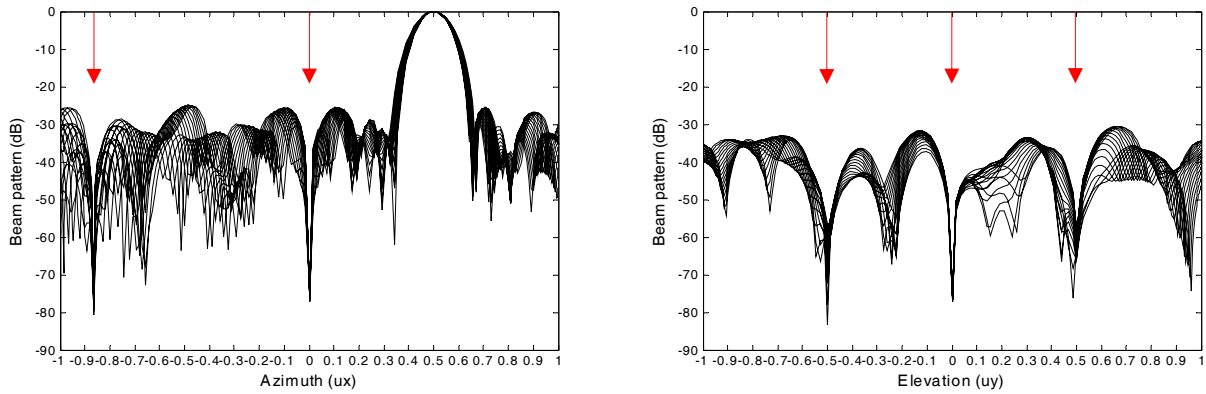


그림 9 LSMI 알고리즘과 Taylor 가중치를 적용한 광대역 빔패턴 (방위각방향 및 고도각방향 단면)
 Fig. 9 Wideband beam pattern using LSMI algorithm & Taylor weighting (Azimuth-elevation cross section)

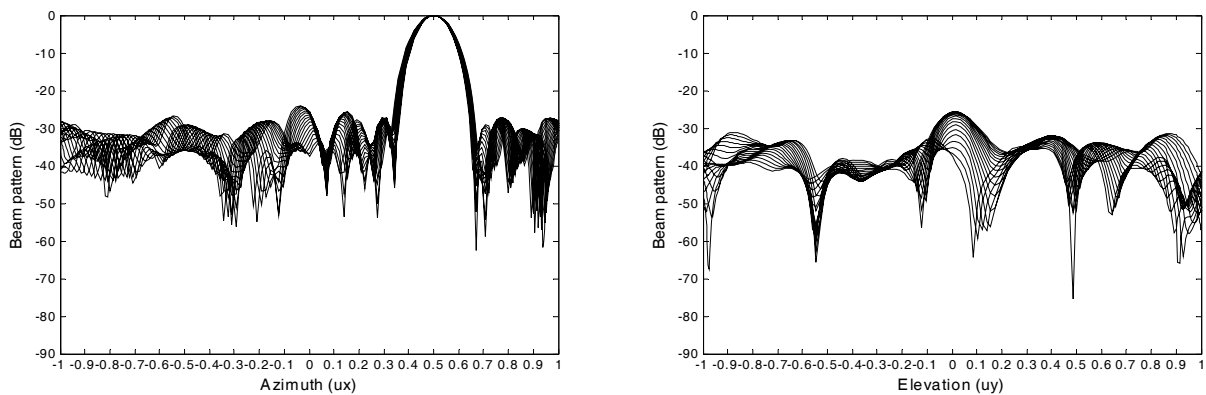


그림 10 Taylor 가중치를 적용한 광대역 빔패턴 (방위각방향 및 고도각방향 단면)
 Fig. 10 Wideband beam pattern using Taylor weighting (Azimuth-elevation cross section)

4. 결 론

본 논문에서는 LSMI 알고리즘을 적용하여 재머의 영향을 최소화할 수 있는 광대역 빔형성 알고리즘을 제안하였다. 또한 부엽레벨을 낮추기 위해 Taylor 가중치를 적용한 빔을 형성함으로써, 낮은 부엽세기를 만족시키고 동시에 재머에 대한 영향을 줄일 수 있다. 하지만 Taylor 가중치를 적용하게 되면 주엽의 빔폭이 균등(uniform) 가중치일 때보다 넓어지는데 이는 부엽레벨의 크기와 주엽의 빔폭의 크기가 서로 Trade-off관계에 있다고 해석된다.

일반적으로 적응형 알고리즘은 신호가 매우 협대역이라 가정을 하고 계산하기 때문에 단일 주파수에서만 적용되지만, 광대역에서는 협대역에서 구한 가중치 값들이 적용되면 제대로 적응빔이 형성되지 않는다. 하지만 TDL과 수정된 LSMI 알고리즘을 이용하여 광대역을 갖는 재머신호가 입사했을 때, 재머의 영향을 최소화할 수 있는 빔을 형성할 수 있다.

감사의 글

본 연구는 국방과학연구소의 위탁연구과제 연구비 지원을 받아 수행되었습니다.

References

- [1] M. Chavani, "Wideband Smart Antenna Theory Using Rectangular Array Structures", IEEE Trans. Signal Processing, vol.50, no.9, pp.2143-2151, Sept, 2002.
- [2] P. Ioannides and C. A. Balanis, "Wideband beamforming using circular arrays", in IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, vol.3, pp.2627 - 2630, 2004.
- [3] M. Uthansakul and M. E. Bialkowski, "Impact of wideband signals on smart antenna system", in proc. 15th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, Warsaw, Poland, May, 2004.
- [4] U. Nickel, "Subarray configuration for digital Beamforming with Low Sidelobes and Adaptive Interference Suppression", Proc. IEEE Int. Radar Conference, Alexandria, Va, 8-11, IEEE Cat.No. 95CH-3571-0, pp.714-719, May, 1995.
- [5] Bilal Babayigit and Kerim Guney and Ali Akdagli, "Interference rejection of adaptive array antennas by using LMS and SMI algorithms", ELECO, 2003.
- [6] I. J. Gupta, "SMI adaptive antenna arrays for weak

interfering signals”, IEEE Trans. Antennas Propagation, vol. AP-34, pp.1237-1242, 1986.

[7] M. Hefnawi and G. Y. Delisle, “Performance analysis of wideband smart antenna systems using different frequency compensation techniques”, Proceedings of the IEEE, pp.237-242, 2001.

[8] Monzingo, R and T. Miller, “Introduction to adaptive arrays”, Scitech, 2004.

[9] Hanry L. Van Trees, “Optimum Array Processing (Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory)”, Wiley-Interscience, 2002.

[10] Wulf-Dieter Wirth, “Radar techniques using array antennas”, The Institution of Electrical Engineers(IEE), 2001.

[11] Richard Klemm, “Application of Space-Time Adaptive Processing”, The Institution of Engineering and Technology(IET), 2004.

[12] Wei Liu, Stephan Weiss, “Wideband beamforming concepts and techniques”, WILEY, 2010.

[13] Frank Gross, “Smart Antenna for Wireless Communications”, McGraw-Hill, pp.227-234, 2005.

[14] Jian Li, Petre Stoica, “Robust adaptive beamforming”, Wiley, 2006.

[15] Don H. Johnson, Dan E. Dudgeon, “Array Signal Processing : Concepts & Techniques”, Prentice Hall, 1993.

저 자 소 개



오 관 진 (吳 官 鎭)

2011년 서울시립대학교 전자전기컴퓨터공학부(공학사), 2013년 서울시립대학교 전자전기컴퓨터공학과(공학석사)
 주 관심분야 : RF, RF수동 소자 설계, 안테나, 적응형 신호처리.



이 회 영 (李 熙 永)

2005년 서강대학교 전자공학과(공학사), 2007년 포항공과대학교 전기전자공학과(공학석사), 2007년~현재 국방과학연구소 선임연구원
 주 관심분야 : 레이더 신호처리, 적응형 신호처리



김 선 주 (金 璿 周)

1986년 아주대학교 전자공학과(공학사), 1988년 아주대학교 전자공학과(공학석사), 1988년~현재 국방과학연구소 책임연구원
 주 관심분야 : 반도체 송수신 모듈 설계, 능동 위상배열 레이더 시스템 설계, 항공기 레이더.



정 용 식 (鄭 容 植)

1989년 서울대학교 전기공학과(공학사), 1991년 서울대학교 전기공학과(공학석사), 2000년 서울대학교 전기공학과(공학박사), 2003년~2006년 명지대학교 통신공학과 조교수, 2006년~현재 광운대학교 전파공학과 교수
 주 관심분야 : 전자파 수치해석, EMI/EMC.



천 창 울 (千 昌 律)

1983년 서울대학교 전기공학과(공학사), 1985년 서울대학교 전기공학과(공학석사), 1992년 미국 University of Michigan, Ann arbor(공학박사), 1992년~1995년 강원대학교 전기공학과 조교수, 1995년~현재 서울시립대학교 전자전기컴퓨터공학부 교수
 주 관심분야 : RF, RF Power, EMI/EMC.