JKIICE Journal of the Korea Institute of Information and Communication Engineering

한국정보통신학회논문지(J. Korea Inst. Inf. Commun. Eng.) Vol. 21, No. 3 : 491~498 Mar. 2017

GPS 수신기에서 간섭신호 제거를 위한 배열 안테나 기반 다중 빔 MVDR 기법

정의림[1*] · 원현희[2] · 양기정[2] · 안병선[2]

A New Multi-Beam MVDR Technique for Removing Interference Signals in Array Antenna Based GPS Receivers

Eui-Rim Jeong[1*] · Hyun-Hee Won[2] · Gi-Jung Yang[2] · Byoung-Sun Ahn[2]

[1*]Department of Information and Communication Engineering, Hanbat National University, Daejeon 34158, Korea
[2]LIG Nex1 Co., Ltd., 207, Mabuk-ro, Giheung-gu, Yongin-si, Gyeonggi-do 16911, Korea

요 약

GPS (global positioning system)는 지구 궤도를 도는 여러 GPS 위성의 신호를 수신하여 위성 별 수신 시간 차이를 이용하여 자신의 절대 위치를 알아내는 시스템으로 민간 목적뿐만 아니라 군용 목적으로도 널리 사용되고 있다. 특히 유도무기 등에 사용되기 때문에 신뢰성 있는 GPS 수신은 군에서 훨씬 더 중요하다. 하지만 GPS 는 사용 주파수 대역이 알려져 있고 수신신호 전력이 미약하기 때문에 인위적인 재밍신호를 송출하여 쉽게 GPS 시스템을 무력화 시킬 수 있는 문제가 있다. 이러한 간섭신호에 대응하기 위한 한 가지 방법은 GPS 수신기에 다중 안테나를 설치하고 디지털 빔포밍 기술을 이용하여 GPS 신호는 훼손하지 않으면서 재머만을 제거하는 기술이다. 본 논문에서는 MVDR (minimum variance distortionless response) 기술에 기반하여 새로운 적응형 빔 제어 기술을 제안한다. 제안하는 방식은 알려져 있는 위성 방향으로의 빔을 형성하고 재머 방향으로는 적응형 알고리즘에 의해 널을 형성하여 재머를 제거한다. 제안하는 방식의 성능은 컴퓨터 모의실험을 통해 검증한다.

ABSTRACT

GPS (global positioning system) is a popular system that provides location information by measuring arrival time difference at the receiver between several GPS satellite signals. GPS is widely used in commercial area as well as military systems. Reliable GPS signal reception is more important in the military applications such as guided missiles. However, since the carrier frequencies of the GPS signals are well known and the received power is extremely low, the GPS systems are vulnerable to intentional jamming attacks. To remove jammers while maintaining GPS signals at the received signals, a popular technique is an adaptive beam steering method based on array antenna. Among adaptive beam steering techniques, this paper considers MVDR (minimum variance distortionless response) algorithm, and proposes a new adaptive technique that preserves the received signals at desired directions, but removes the unknown jamming signals adaptively. The performance of the proposed method is verified through computer simulation.

키워드 : GPS 수신기, 어레이 안테나, 적응 빔 제어, MVDR

Key word : GPS receiver, array antenna, adaptive beam steering, MVDR

Received 26 October 2016, **Revised** 01 November 2016, **Accepted** 02 January 2017

* **Corresponding Author** Eui-Rim Jeong(E-mail:erjeong@hanbat.ac.kr, Tel:+82-42-821-1752)
Department of Information and Communication Engineering, Hanbat National University, Daejeon 34158, Korea

Open Access http://doi.org/10.6109/jkiice.2017.21.3.491 print ISSN: 2234-4772 online ISSN: 2288-4165

ⓒThis is an Open Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License(http://creativecommons.org/li-censes/ by-nc/3.0/) which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.
Copyright Ⓒ The Korea Institute of Information and Communication Engineering.

Ⅰ. 서 론

GPS (global positioning system)는 GPS 위성신호가 수신되는 시간 차이를 이용하여 정확한 3차원 위치를 알 수 있는 시스템으로 민간에서뿐만 아니라 군용 목적으로 널리 사용되고 있다[1]. 하지만 GPS 사용하는 주파수 대역은 널리 알려져 있고, GPS 수신신호의 전력은 열 잡음보다도 15dB 이상 작을 정도로 미약하기 때문에 GPS 수신기에서는 간섭신호의 영향을 심각하게 받을 수 있다. 특히 적군은 의도적으로 GPS 신호의 수신을 방해하고자 GPS 신호와 동일한 대역에 강한 재머를 송출하기도 하며 실제로 최근에 휴전선 부근에서 이러한 재머로 인해 GPS 수신이 방해를 받았다는 뉴스가 나오기도 하였다. 현재 군에서는 GPS 항법 장치를 다양한 비행체, 무인기, 유도무기 등에 탑재하기 때문에 안정적인 작전 운용을 위해 재머에 의한 간섭 환경에서 안정적으로 GPS 신호를 수신할 수 있도록 하는 기술은 대단히 중요하다고 할 수 있다.

이러한 GPS 재머 대응 기술에 대해서 많은 연구가 수행되어 왔는데, 본 논문에서는 배열 수신안테나에 기반하여 시공간 신호처리를 이용한 재머 제거 기술을 다룬다. 지금까지 연구되어 왔던 재머 제거를 위한 어레이 신호처리 기술에 대해서는 [2]에 잘 정리되어 있다. 이러한 어레이 신호처리 기술은 널 제어 기술 (null steering) [3], MVDR (minimum variance distortionless response) [4-6], 최소 평균 자승 에러 (minimum mean square error) [7] 와 최대 신호 대 간섭 및 잡음 비율 (maximum signal to interference and noise ratio)[8]에 기반한 방법으로 분류할 수 있다. 열거한 방법 중에서 본 논문은 MVDR 방법에 기반한 새로운 재머 제거 기술을 제안하고자 한다. 전통적인 MVDR 방법에서는 위성 신호는 천정 (zenith) 방향으로 도착하지만 재머는 지평선 방향 부근으로 도착한다는 점에 착안하여 천정 방향으로는 빔을 만드는 제한 조건 하에서 널의 위치를 조정하여 재머를 공간적으로 제거 한다[5]. 이 방식은 재머 제거와 위성 신호 방향으로의 빔 형성을 동시에 수행하기 때문에 우수한 GPS 수신 성능이 장점으로 알려져 있다.

재머의 종류 협대역 재머도 있지만 GPS 신호보다 넓은 대역폭을 갖는 광대역 재머도 존재한다. 이러한 광대역 재머를 제거하기 위해서는 어레이 신호처리를 이용한 빔포밍과 함께 시간 영역 신호처리를 이용한 주파수 영역 재머 제거 기능을 추가하여 보다 우수한 재머 제거 성능을 기대할 수 있다[6]. 이러한 신호처리 방식을 공간-시간 적응형 신호처리(STAP: space-time adaptive processing)라고 부른다.

본 논문에서는 MVDR에 기반한 새로운 재머 제거 기술을 제안한다. 구체적으로 위성신호의 방향으로 빔을 만들고 나머지 방향에서 수신되는 재머를 제거하는 기본 동작은 같지만 빔을 만드는 방향이 한 방향이 아닌 여러 방향으로 설정할 수 있도록 확장하여 재머 제거 성능뿐만 아니라 위성 수신 성능도 훼손하지 않도록 한다. 그림 1-(a)와 같이 기존에는 한 개의 MVDR 알고리즘에서 한 방향의 빔만 설정이 가능하였으므로 여러 개의 GPS 신호를 수신하기 위해서는 다수의 MVDR 알고리즘을 병렬적으로 사용하고 각 MVDR에서 빔의 방향을 서로 다른 GPS 신호의 방향을 향하도록 적용해야 한다. 하지만 한 개의 STAP을 구현하는데 많은 계산이 필요하므로 이 방식은 빔의 개수에 비례하여 수신기의 복잡도, 크기, 전력소모가 증가하는 단점이 있다. 이에 반해 제안하는 방식은 그림 1-(b)와 같이 한 개의 MVDR 알고리즘에 여러 방향의 빔을 설정할 수 있도록 확장하여 한 개의 MVDR 알고리즘에서 여러 방향의 빔과 재머 방향으로의 널을 만들 수 있도록 한다. 또한 제안하는 방식을 공간-시간 적응형 신호처리를 기반으로 개발하여 협대역 및 광대역 재머에도 모두 대응할 수 있도록 한다.

제안하는 방식은 구속 조건을 가지는 최소 평균 자승 기법 (CLMS: constrained least mean squares)을 기반으로 필터 계수를 구하는데 기존 방법을 확장하여 다양한 방향으로 빔을 설정할 수 있도록 유도한다. 뿐만 아니라 제안하는 기법을 적응형 알고리즘으로 변형하여 복잡도를 줄이면서 시간에 따라 변하는 재머 방향을 따라가며 제거할 수 있도록 한다. 제안하는 방식의 재머 제거 성능은 컴퓨터 모의실험을 통해 검증한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2절에서는 시스템 모델에 대해 기술하고 3절에서는 제안하는 공간-시간 적응형 재머 제거 알고리즘에 대해 설명하며 4절에서는 컴퓨터 모의실험 환경 및 결과에 대해 설명한다. 마지막으로 5절에서 결론을 맺는다.

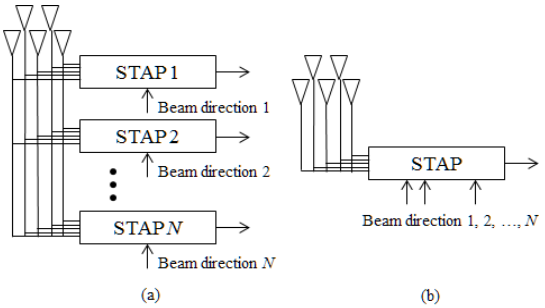

Fig. 1 (a) Conventinal multi-beam MVDR structure (b) Proposed multi-beam MVDR structure

Ⅱ. 시스템 모델

그림 2는 본 논문에서 고려하는 GPS 수신기 모델을 보인다. 이는 기저대역 등가 모델이며 수신기에서의 공간-시간 신호처리의 구조를 보이고 있다. 안테나 개수는 M개 이며 각 안테나에서의 시간영역 필터의 길이는 L이라고 가정한다. 수신되는 GPS 신호는 Q개가 있으며 이 중 q번째 GPS 신호를 $s_q(n)$이라고 하고 수신되는 방향의 방위각을 ϕ_q, 고도각을 θ_q이라고 한다. 방위각과 고도각의 의미는 그림 3과 같다. 수신신호를 평면파라고 가정하면, q번째 GPS 수신신호의 웨이브 벡터 $\boldsymbol{k}_q$는 다음과 같이 표현한다.

$$\boldsymbol{k}_q = \frac{2\pi}{\lambda}\left[\cos\theta_q \sin\phi_q,\ \sin\theta_q \sin\phi_q,\ \cos\phi_q\right]^T \quad (1)$$

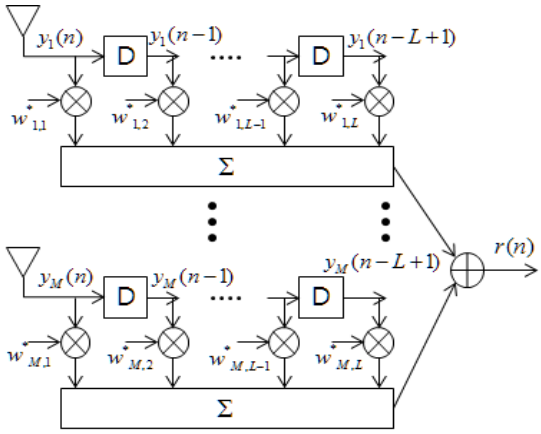

Fig. 2 Model for space-time signal processing

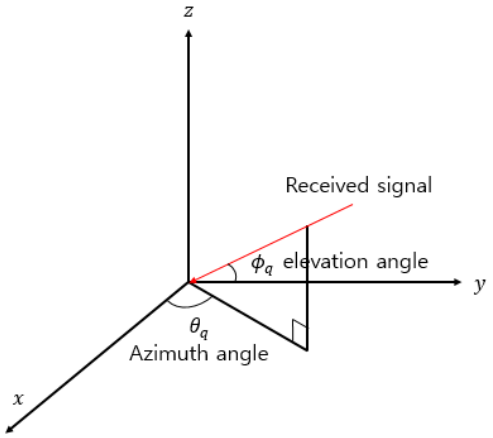

Fig. 3 Description of azimuth and elevation angles

여기서 λ는 수신신호의 파장을 나타낸다. GPS신호는 1.5GHz의 반송파 주파수를 사용하므로 $3\times10^8/1.5\times10^9 = 0.2$ m가 된다.

M개의 안테나를 전방향(Omni)의 빔 패턴을 가지는 점 안테나로 가정하자. m번째 안테나의 x, y, z 좌표를 $\boldsymbol{u}_m = [x_m, y_m, z_m]^T$라고 하면 q번째 GPS 신호에 대한 크기 M x 1 스티어링 벡터는 다음과 같다.

$$\boldsymbol{v}(k_q) = [\exp(j\boldsymbol{k}_q^T\boldsymbol{u}_1), \exp(j\boldsymbol{k}_q^T\boldsymbol{u}_2), \ldots, \exp(j\boldsymbol{k}_q^T\boldsymbol{u}_M)]^T \quad (2)$$

M개의 안테나에서 수신된 q번째 GPS 신호 벡터는 $s_q(n)\boldsymbol{v}(k_q)$와 같이 쓸 수 있다. 마찬가지로 P 개의 재머가 존재하고, 이중 p번째 재머 신호를 $\psi_p(n)$, 이 재머의 입사각에 대한 스티어링 벡터를 $\boldsymbol{v}(k_p)$라고 한다면 p번째 수신 재머 신호는 $\psi_p(n)\boldsymbol{v}(k_p)$와 같이 표현된다. 결과적으로 위성 신호와 재머가 섞인 최종 수신신호는 다음과 같다.

$$\boldsymbol{y}(n) = \sum_{q=1}^{Q} s_q(n)\boldsymbol{v}(k_q) + \sum_{p=1}^{P} \psi_p(n)\boldsymbol{v}(k_p) + \boldsymbol{z}(n) \quad (3)$$

(3)에서 $\boldsymbol{z}(n)$은 M x 1 잡음 벡터를 나타낸다. 수신신호가 (3)과 같이 표현될 때 그림 2의 수신 공간-시간 필터의 출력은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$r(n) = \sum_{l=1}^{L} \boldsymbol{w}_l^H \boldsymbol{y}(n-l+1) = \boldsymbol{w}^H \tilde{\boldsymbol{y}}(n) \quad (4)$$

위 식에서 $\boldsymbol{y}(n-l)=[y_1(n-l), y_2(n-l), ..., y_M(n-l)]^T$ 이고 $\tilde{\boldsymbol{y}}(n)=[\boldsymbol{y}^T(n), \boldsymbol{y}^T(n-1), ..., \boldsymbol{y}^T(n-L+1)]^T$이며, $\boldsymbol{w}_l$과 $\boldsymbol{w}$는 각각 크기가 M x 1, ML x 1의 벡터로써 다음과 같이 정의된다.

$$\boldsymbol{w}_l=[w_{1,l}, w_{2,l}, ..., w_{M,l}]^T$$
$$\boldsymbol{w}=[\boldsymbol{w}_1^T, \boldsymbol{w}_2^T, ..., \boldsymbol{w}_L^T]^T$$

본 논문의 목적은 $\boldsymbol{w}$를 잘 설계하여 공간-시간 필터 출력 $r(n)$에서 재머는 제거하고 원하는 방향의 GPS 신호는 훼손하지 않도록 하는 것이다.

Ⅲ. 제안하는 다중 빔 MVDR 방안

3.1. 최적의 해 도출

먼저 $\boldsymbol{w}$ 설계를 위한 비용함수를 정의해야 하는데, 수신신호에서 GPS 신호의 크기는 잡음보다도 많이 작다고 가정한다. 실제로 GPS 수신신호는 열잡음 전력 보다 15dB이상 작은 것으로 알려져 있다[9]. 반면 재머의 전력은 잡음 보다 많이 크다고 가정한다. 잡음보다 작은 재머는 대역확산 방식을 사용하는 GPS 신호의 수신에 큰 영향을 미치지 않으므로 잡음보다 훨씬 큰 재머 제거만을 고려한다. 미약한 GPS 신호를 무시하면 수신신호는 재머 + 잡음으로 볼 수 있으며 재머를 제거하기 위해서는 비용함수를 공간-시간 필터 출력의 전력을 최소화 하도록 결정한다. 공간-시간 필터 출력 $r(n)$의 전력은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$E[|r(n)|^2]=E[\boldsymbol{w}^H\tilde{\boldsymbol{y}}(n)\widetilde{\boldsymbol{y}}^H(n)\boldsymbol{w}]=\boldsymbol{w}^H\boldsymbol{R}_{yy}\boldsymbol{w} \tag{5}$$

위 식에서 $\boldsymbol{R}_{yy}=E[\tilde{\boldsymbol{y}}(n)\widetilde{\boldsymbol{y}}^H(n)]$이다. 또한 빔을 만들고 싶은 방향의 스티어링 벡터를 $\boldsymbol{v}_1(k_d), \ldots, \boldsymbol{v}_N(k_d)$ 이라고 하자. 즉, N 개의 방향으로는 빔을 훼손하지 않으면서 나머지 방향으로 수신되는 재머를 제거하는 것이 제안하는 방안의 목표이다. 빔의 방향을 사용자가 설정해야 하는 값이다 여기에서 빔의 방향과 널의 방향의 합은 M-1, 즉 안테나 개수보다 하나 적다는 점을 고려해야 한다. 만약 여러 방향으로 빔을 설정하고자 하면 제거할 수 있는 재머의 개수가 줄어든다.

빔의 방향에서 수신되는 신호가 통과하는 이상적인 시간 영역 필터의 특성을 $\boldsymbol{h}_d=[h_1, ..., h_L]^H$ 라고 하자. 이 필터특성은 사용자가 설계해야 하며 일반적으로 위성신호대역만 통과하고 나머지 대역을 통과하지 않도록 저역통과필터로 설계하는 것이 일반적이다. 원하는 방향의 빔을 훼손하지 않는 제한조건을 만들기 위해서는 $\boldsymbol{v}_n(k_d), n=1, ..., N$의 방향으로 수신되는 신호가 거치는 시간 영역 필터 특성이 $\boldsymbol{h}_d$가 되도록 설정해야 한다. 원하는 방향에서 수신되는 신호가 통과하게 되는 등가적인 시간영역 필터는 그림 2에서 $[\boldsymbol{w}_1^H\boldsymbol{v}_n(k_d), \boldsymbol{w}_2^H\boldsymbol{v}_n(k_d), ..., \boldsymbol{w}_L^H\boldsymbol{v}_n(k_d)]^T$로 결정되고 이 벡터가 $\boldsymbol{h}_d$가 되도록 만들어 주어야 한다. 이러한 내용을 종합하면 제한조건은 다음과 같이 주어진다.

$$[\boldsymbol{w}_1^H\boldsymbol{v}_n(k_d), \boldsymbol{w}_2^H\boldsymbol{v}_n(k_d), ..., \boldsymbol{w}_L^H\boldsymbol{v}_n(k_d)]^T=\boldsymbol{h}_d,\ \ n=1, ..., N \tag{6}$$

N 개의 방향으로 빔을 설정하는 (6)의 조건을 N 개의 독립적인 제약조건이 아닌 한 개의 제약조건으로 표현하기 위하여 (6) 식을 다음과 같이 변형한다.

$$\begin{aligned}&[\boldsymbol{w}_1^H(\boldsymbol{v}_1(k_d)+...+\boldsymbol{v}_N(k_d)), \boldsymbol{w}_2^H(\boldsymbol{v}_1(k_d)+...+\boldsymbol{v}_N(k_d)),\\ &..., \boldsymbol{w}_L^H(\boldsymbol{v}_1(k_d)+...+\boldsymbol{v}_N(k_d))]^T=N\boldsymbol{h}_d\end{aligned} \tag{7}$$

원하는 빔포밍 계수를 찾는 최적화 문제를 풀기 위해서는 제한조건을 $\boldsymbol{w}$의 식으로 나타내야 한다. 이를 위해 먼저 크기 ML x 1의 $\boldsymbol{c}_l$라는 벡터를 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned}\boldsymbol{c}_1&=[\underbrace{\boldsymbol{v}_1(k_d)+...+\boldsymbol{v}_N(k_d); \boldsymbol{0}_M; \boldsymbol{0}_M; ..., \boldsymbol{0}_M}_{L\text{개의 }(M\times 1)\text{벡터로 구성}}]\\ \boldsymbol{c}_2&=[\boldsymbol{0}_M; \boldsymbol{v}_1(k_d)+...+\boldsymbol{v}_N(k_d); \boldsymbol{0}_M; ...; \boldsymbol{0}_M]\\ \boldsymbol{c}_L&=[\boldsymbol{0}_M; \boldsymbol{0}_M; \boldsymbol{0}_M; ...; \boldsymbol{v}_1(k_d)+...+\boldsymbol{v}_N(k_d)]\end{aligned} \tag{8}$$

위의 수식에서 $\boldsymbol{0}_M$은 M x 1 크기의 벡터로 모든 원소가 0이다. (8)에서 정의한 $\boldsymbol{c}_l$ 벡터를 이용하여 다음과 같이 ML x L 크기의 C 행렬을 정의한다.

$$\boldsymbol{C}=[\boldsymbol{c}_1, \boldsymbol{c}_2, \ \cdots, \boldsymbol{c}_L] \tag{9}$$

따라서 원하는 빔이 만족해야 하는 제한조건은 다음과 같이 변형할 수 있다.

$$\boldsymbol{C}^H\boldsymbol{w}=N\boldsymbol{h}_d \tag{10}$$

(5)와 (10)을 참고하면 빔에 대한 제한조건을 만족하면서 STAP 필터 출력의 전력을 최소화하는 $\boldsymbol{w}$를 구하는 문제는 다음과 같이 쓸 수 있다[6].

$$\begin{aligned} &\arg\min \boldsymbol{w}^H \boldsymbol{R}_{yy} \boldsymbol{w}, \\ &subject\ \ to\ \ \boldsymbol{C}^H \boldsymbol{w} = N\boldsymbol{h}_d \end{aligned} \tag{11}$$

위의 최적화 문제는 라그랑주 승수법 (lagrange multiplier)을 이용하여 풀 수 있다. 크기 L x 1의 라그랑주 승수 $\boldsymbol{\lambda}$를 도입하여 (11)식의 최적화 문제를 다시 쓰면

$$\boldsymbol{H}(\boldsymbol{w}) = \frac{1}{2}\boldsymbol{w}^H \boldsymbol{R}_{yy} \boldsymbol{w} + \boldsymbol{\lambda}^T (\boldsymbol{C}^H \boldsymbol{w} - N\boldsymbol{h}_d) \tag{12}$$

이고, (12)를 $\boldsymbol{w}$에 대하여 미분을 취하면 다음과 같다.

$$\nabla \boldsymbol{H}(\boldsymbol{w}) = \boldsymbol{R}_{yy} \boldsymbol{w} + \boldsymbol{C}\boldsymbol{\lambda} \tag{13}$$

최적의 해를 구하기 위해 $\nabla \boldsymbol{H}(\boldsymbol{w}) = 0$을 만족하는 $\boldsymbol{w}$를 구하면 $\boldsymbol{w}_{opt} = -\boldsymbol{R}_{yy}^{-1}\boldsymbol{C}\boldsymbol{\lambda}$와 같이 얻어지고 이 해를 (10)의 제한조건에 대입하면, $\boldsymbol{\lambda} = -\left[\boldsymbol{C}^H \boldsymbol{R}_{yy}^{-1} \boldsymbol{C}\right]^{-1} N\boldsymbol{h}_d$와 같이 라그랑주 승수가 구해진다. $\boldsymbol{\lambda}$를 다시 $\boldsymbol{w}_{opt}$에 대입하면 최종 해는 다음과 같다.

$$\boldsymbol{w} = \boldsymbol{R}_{yy}^{-1} \boldsymbol{C}\left[\boldsymbol{C}^H \boldsymbol{R}_{yy}^{-1} \boldsymbol{C}\right]^{-1} N\boldsymbol{h}_d \tag{14}$$

3.2. 적응형 알고리즘 유도

(14)의 해는 역행렬을 필요로 하기 때문에 계산량이 많이 소요되며 이를 해결하기 위해서는 적응형 알고리즘의 개발이 필요하다. 이에 대한 유도는 steepest descent 알고리즘에 기반한다.

$$\begin{aligned} \boldsymbol{w}(n+1) &= \boldsymbol{w}(n) - \mu \nabla_{\boldsymbol{w}} \boldsymbol{H}(\boldsymbol{w}(n)) \\ &= \boldsymbol{w}(n) - \mu\left(\boldsymbol{R}_{yy}\boldsymbol{w}(n) + \boldsymbol{C}\boldsymbol{\lambda}(n)\right) \end{aligned} \tag{15}$$

(15)에서 (13)의 결과를 이용하였고, μ는 스텝 사이즈를 나타내며 적응형 알고리즘에서 계수는 시간에 따라 변하기 때문에 시간 변수 n이 추가되었다. 라그랑주 승산기는 매 시간 n에서 $\boldsymbol{w}(n+1)$이 (10)의 조건을 항상 만족할 수 있도록 선택한다.

$$\boldsymbol{h}_d = \boldsymbol{C}^H \boldsymbol{w}(n+1) = \boldsymbol{C}^H \boldsymbol{w}(n) - \mu \boldsymbol{C}^H R_{yy} \boldsymbol{w}(n) - \mu \boldsymbol{C}^H \boldsymbol{C}\boldsymbol{\lambda}(n) \tag{16}$$

(16)에서 $\boldsymbol{\lambda}(n)$을 구하고 이를 (15)에 대입하면,

$$\begin{aligned} &\boldsymbol{w}(n+1) = \boldsymbol{\alpha}\{\boldsymbol{w}(n) - \mu \boldsymbol{R}_{yy}\boldsymbol{w}(n)\} + \boldsymbol{\beta} \\ &\boldsymbol{\alpha} = \boldsymbol{I}_{ML} - \boldsymbol{C}(\boldsymbol{C}^H \boldsymbol{C})^{-1} \boldsymbol{C}^H \\ &\boldsymbol{\beta} = \boldsymbol{C}(\boldsymbol{C}^H \boldsymbol{C})^{-1} N\boldsymbol{h}_d \end{aligned} \tag{17}$$

(17)은 공간-시간 영역 필터 계수를 찾는 steepest descent 적응형 알고리즘이다. $\boldsymbol{\alpha}$나 $\boldsymbol{\beta}$는 알고리즘 동작 전에 미리 구할 수 있기 때문에 실제 (17)의 계산에 소요되는 계산량은 (14)와 비교하여 훨씬 적다. 하지만 (17)에서는 안테나 수신신호에 대한 자기상관 행렬 $\boldsymbol{R}_{yy}$를 필요로 하는 것이 부담스럽다. 자기상관 행렬을 구하기 위해서는 긴 시간 수신신호 벡터에 대한 평균을 취해야 하고, 이 과정에서 계산량도 많이 필요하며 재머 방향이 바뀌어 자기상관 행렬이 시간에 따라 바뀌는 상황에 대처가 어렵기 때문이다. 따라서 자기상관 행렬 대신 현재의 샘플 값으로 대체한다. 이 경우 $\boldsymbol{R}_{yy} \approx \tilde{\boldsymbol{y}}(n)\widetilde{\boldsymbol{y}}^H(n)$가 되므로 이를 (16)식에 대입하면 다음과 같이 최종적인 적응형 LMS (lease mean square) 알고리즘이 완성된다. 이 알고리즘은 원하는 방향에 대한 빔의 조건을 만족하는 LMS 알고리즘이기 때문에 constrained LMS 알고리즘으로 볼 수 있다.

$$\begin{aligned} \boldsymbol{w}(n+1) &= \boldsymbol{\alpha}\left\{\boldsymbol{w}(n) - \mu \tilde{\boldsymbol{y}}(n)\widetilde{\boldsymbol{y}}^H(n)\boldsymbol{w}(n)\right\} + \boldsymbol{\beta} \\ &= \boldsymbol{\alpha}\left\{\boldsymbol{w}(n) - \mu \tilde{\boldsymbol{y}}(n) r^*(n)\right\} + \boldsymbol{\beta} \end{aligned} \tag{18}$$

Ⅳ. 컴퓨터 모의실험 환경 및 결과

제안하는 방식에 대한 성능 검증은 컴퓨터를 이용한 모의실험을 통해 수행하였다. GPS신호는 중심주파수 1.5GHz의 L1 대역 신호를 사용하였으며, 수신 안테나의 개수는 25개로 가정하였고 그림 4과 같이 x, y 평면에 정방형으로 배치하였다. 인접 안테나 소자 사이의 거리는 1/2 파장인 10 cm로 가정하였다.

GPS 위성 신호는 12개의 신호가 서로 다른 방향에서 수신된다고 가정하였으며 개별 위성신호의 수신 SNR은 모두 –15dB로 설정하였다. 위성 신호의 수신 방위각은 30도의 간격으로 0도부터 360도까지 등간격으로 배치되었다고 가정하였으며 고도각은 모든 GPS 위성 신호에서 45도로 설정하였다.

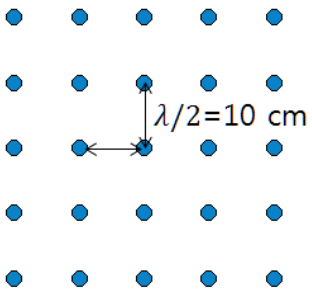

Fig. 4 Geometry of array antenna

간섭 신호인 재머 신호는 협대역 재머 1개와 광대역 재머 1개를 생성하였으며 협대역 재머는 단일 주파수를 가지는 정현파로 생성하였고 광대역 재머는 2MHz의 대역폭을 가지는 신호로 생성하였다. 각 재머의 JNR (jammer to noise ratio)은 50dB로 설정하였다. 즉, 재머의 전력은 잡음보다 50dB 높다고 가정하였다. 이 경우 재머의 전력은 GPS 위성 신호의 전력보다 65dB 높게 된다. 일반 GPS수신기를 이용해서는 제대로 GPS위성 신호를 인식할 수 없는 상황이다. 재머가 수신되는 방향은 광대역 재머의 경우 방위각 120도, 고도각 10도로 설정하였으며 협대역 재머는 방위각 -90도, 고도각 10도로 설정하였다. 재머는 지상에서 송출한다 가정하여 GPS 위성신호에 비해 낮은 고도각으로 설정하였다.

공간-시간 신호처리가 수행되는 신호처리부의 동작 클럭은 5MHz로 설정하였다. GPS신호의 확산코드 칩 속도가 1MHz인 것을 감안하면 약 5배 과표본 상황에서 모의실험이 수행되었다. 또한 공간-시간필터의 시간 영역의 필터 길이를 $L=3$으로 설정하였다. 따라서 공간-시간 필터의 총 계수는 3x5x5=75개 이다. 제약조건 설정에 필요한 (10)의 시간 영역 필터 계수는 $\boldsymbol{h}_d=[1,1,1]^T$로 설정하였다. 가장 단순한 형태의 저역통과필터로 볼 수 있다. 다중 빔 설정을 위해 빔의 개수 및 방향을 사용자가 설정해야 하는데, 본 모의실험에서는 두 개의 빔을 사용하였는데, 첫 번째 빔의 방향은 방위각 0도, 고도각 45도로 설정하고, 두 번째 빔의 방향은 방위각 90도, 고도각 45도 설정하였다.

그림 5의 왼쪽 그림은 수신신호의 스펙트럼을 보인다. 정상적으로 GPS 만 수신되는 경우 GPS 신호가 잡음보다 미약하기 때문에 잡음만 보여야 하나 재머로 인해 광대역 재머 및 협대역 재머가 잡음보다 50 dB 높게 수신된 것을 확인할 수 있다. 즉, 재머 대 잡음비 (JNR: jammer to noise ratio)가 50dB 인 상황이다.

그림 6는 제안하는 (18)의 적응형 알고리즘이 동작할 때 공간-시간 필터 출력 $r(n)$의 순시전력 $|r(n)|^2$의 변화를 시간에 따라 보이고 있다. 상당히 높은 전력 값이 시간에 따라 급격히 줄어들기 시작하며 약 1,500 샘플 이후에는 안정적인 모습을 보인다. 이를 시간으로 환산하면 약 300 μs 후에 적응형 알고리즘이 수렴하는 것으로 볼 수 있다.

그림 5의 오른쪽 그래프는 알고리즘이 수렴한 후 공간-시간 필터 출력의 스펙트럼을 보이고 있다. 광대역 재머 및 협대역 재머가 제거되어 전력밀도가 잡음 수준으로 크게 낮아진 것을 확인할 수 있다. 또한 최종 스펙트럼의 모양은 $\boldsymbol{h}_d=[1,1,1]^T$의 주파수 응답과 유사함도 알 수 있다.

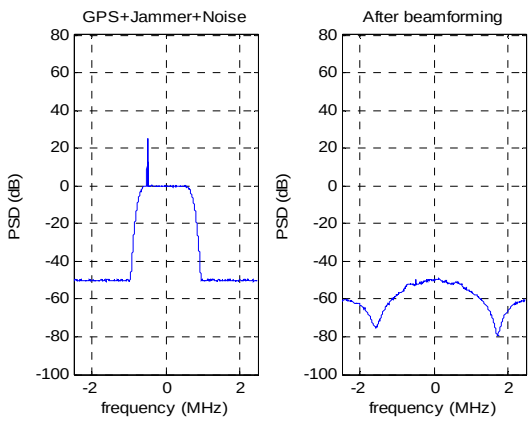

Fig. 5 Spectrum of received signal (left) and spectrum of space-time adaptive filter output (right)

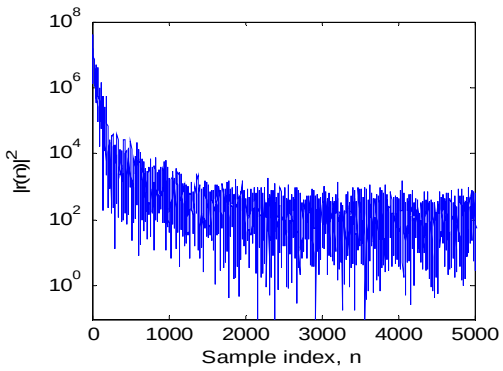

Fig. 6 Instantaneous power at space-time adaptive filter output

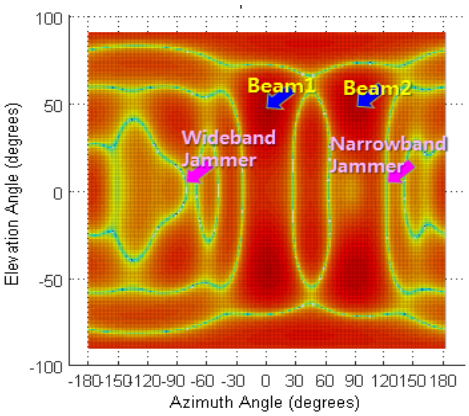

Fig. 7 Beam pattern after convergence of adaptive algorithm

즉, 약 2MHz 대역폭을 가지는 GPS 신호 대역폭 이외 대역의 간섭신호를 제거하기 위해서는 보다 더 긴 $\boldsymbol{h}_d$를 사용하고 필터 계수를 잘 설계하면 된다.

그림 7은 적응형 알고리즘 수렴 후 공간-시간 필터의 빔 패턴을 보이고 있다. 빨간색은 안테나 이득이 높아 빔이 형성되는 영역을 나타내고 파란색은 안테나 이득이 낮아 널이 형성되는 영역을 나타낸다. 광대역 재머가 수신되는 방위각 –90도, 고도각 10도 및 협대역 재머가 수신되는 방위각 120도, 고도각 10도에 널이 형성된 것을 볼 수 있다. 또한 제한조건으로 설정했던 방위각 0도, 고도각 45도 및 방위각 90도, 고도각 45도에는 빔이 형성된 것을 확인할 수 있다.

다음으로 JNR을 45dB에서 85dB까지 10dB간격으로 키우면서 시뮬레이션을 수행하였다. 재머를 제거하는 목적은 원하는 GPS 위성 신호를 잘 수신하려는 것이기 때문에, 성능 비교는 MVDR알고리즘 적용 후 남은 신호에서 GPS신호에 해당하는 확산코드로 역확산 후, SNR (signal to noise ratio)을 측정하는 것으로 하였다. 표 1은 기존의 MVDR 방법을 사용하였을 때, GPS 위성 신호의 수신 SNR을 나타낸다. 기존의 방법에서 빔은 첫 번째 위성의 수신 방향으로 설정하였다. 첫 번째 GPS 위성에 대해서만 빔을 형성하기 때문에 첫 번째 위성의 수신 SNR이 높게 나타남을 확인할 수 있으나 두 번째 위성의 SNR은 20dB 이상 낮은 것을 볼 수 있다. 이러한 차이는 재머의 크기와 상관 없이 유지된다. 표 2에서는 제안하는 MVDR 방법을 사용하였을 때, GPS 위성신호의 수신 SNR을 나타낸다. 두 개의 GPS 위성신호 방향에 대해 모두 빔을 형성하였기 때문에 두 위성 모두 높은 SNR을 보여준다. 이와 같은 SNR 값은 재머의 크기에 큰 변화는 보이지 않고 있으며 이 결과를 통해 재머 제거가 잘 이루어지고 있음을 확인할 수 있다. 본 모의실험을 통해 제안하는 방식이 공간-시간 필터 1개를 이용하여 수신을 원하는 다수의 방향으로 빔을 유지하면서 나머지 방향에서 수신되는 재머 방향으로 널을 만들어 효과적으로 재머를 제거할 수 있음을 알 수 있었다.

Table. 1 SNR of received GPS signal for conventional MVDR

JNR	45dB	55dB	65dB	75dB	85dB
GPS1	47.54	50.28	50.34	50.31	49.8
GPS2	20.78	24.03	22.92	24.63	22.86

Table. 2 SNR of received GPS signal for proposed MVDR

JNR	45dB	55dB	65dB	75dB	85dB
GPS1	31.76	45.04	47.07	47.27	46.87
GPS2	31.25	44.57	46.6	46.86	46.4

V. 결 론

본 논문에서는 재밍신호와 같이 큰 출력의 간섭신호가 있는 GPS 수신 환경에서 재머를 제거하면서 원하는 GPS 신호는 훼손하지 않는 배열안테나 기반 공간-시간 신호처리 기법을 제안하였다. 제안하는 공간-시간 필터는 원하는 방향에 다수의 빔을 설정하면서 필터 출력 전력을 최소화 하도록 하여 널을 이용하여 재머를 제거하는 기술이다. 컴퓨터 모의실험 결과 GPS 신호 대비 65dB 이상 큰 광대역 및 협대역 재머를 잘 제거하는 것을 확인하였다.

ACKNOWLEDGMENTS

This work was supported by ICT R&D Program of MSIP/IITP [14-911-01-001, Development of quasi-millimeter-wave channel-adaptive antennas and transceivers]

REFERENCES

[1] C. -M. Choi and K. -S. Ko, "A study on the DOP improvement using hybrid satellite navigation system," *Journal of Korea Institute of Information and Communication Engineering*, vol. 15, no.9, pp. 2045-2049, Sept. 2011.

[2] Yaohua Zehng, "Adaptive antenna array processing for GPS receivers," a thesis for the degree of master of science, the university of Adelaide, South Australia, July 2008.

[3] S. P. Applebaum, "Adaptive arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 24, no.5, pp. 585-595, Sept. 1976.

[4] R. L. Fante and J. J. Vaccaro, "Wideband cancellation of interference in a GPS receiver array," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 36, no.2, pp. 549-564, Apr. 2000.

[5] S. A. Vorobyov, "Principles of minimum variance robust adaptive beamforming design," *Signal Processing*, vol. 93, no.12, pp. 3264-3277, Nov. 2012.

[6] O. L. Frost, "An algorithm for linearly constrained adaptive array processing," *Proceedings of the IEEE*, vol. 60, no. 8, pp. 926-935, Aug. 1972.

[7] B. D. Van Veen and K. M. Buckley, "Beamforming: a versatile approach to spatial filtering," *IEEE assp magazine*, vol. 5, no. 2, pp. 4-24, Apr. 1988.

[8] L. Zhao, M. G. Amin, A Lindsey, and Y. Zhang, "Subspace array processing for the suppression of FM jammers in GPS receivers," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 40, no.1, pp. 80-90, Jan. 2004.

[9] Northwood Labs LLC. GPS Carrier-to-Noise Density [Internet]. Available : http://www.northwoodlabs.com/AN101.pdf.

정의림(Eui-Rim Jeong)

1995년 : 한국과학기술원 전기 및 전자 공학과 학사
1997년 : 한국과학기술원 전기 및 전자 공학과 석사
2001년 : 한국과학기술원 전자 전산학과 박사
2009년 1월 ~ 현재: 한밭대학교 정보통신공학과 부교수
※관심분야 : 통신신호처리, 전치왜곡, 모뎀설계

원현희(Hyun-Hee Won)

2009년 2월 : 한동대학교 전산전자공학부 학사
2012년 1월 ~ 현재 : ㈜ LIG 넥스원 연구원
※관심분야 : Array signal processing, STAP

양기정(Gi-Jung Yang)

2009년 9월 : 한국항공대학교 항공전자 및 정보통신공학부 학사
2012년 2월 : 한국항공대학교 항공전자 및 전자공학과 석사
2012년 1월 ~ 현재 : ㈜ LIG넥스원 연구원
※관심분야 : Array signal processing, STAP

안병선(Byoung-Sun Ahn)

2002년 2월 : 중앙대학교 전자전기공학부 학사
2004년 2월 : 중앙대학교 전자전기공학부 석사
2008년 5월 ~ 현재 : ㈜ LIG 넥스원 연구원
※관심분야 : Digital beamforming, Adaptive processing