

배열 안테나 기반 GPS 수신기에서의 교정 방안

길행복¹ · 주현² · 이철호² · 정의림^{1*}

A Calibration Technique for Array antenna based GPS Receivers

Haeng-bok Kil¹ · Hyun Joo² · Chulho Lee² · Eui-Rim Jeong^{1*}

^{1*}Department of Information and Communication Engineering, Hanbat National University, Daejeon, 34158 Korea

²Research Center of Communication and Electronic Warfare, LIG Nex1, Yongin-Si, Gyeonggi-do, 16911, Korea

요 약

본 논문에서는 배열 안테나 기반의 MVDR (minimum variance distortionless response) 항 재밍 GPS (global positioning system) 수신기에서 안테나 경로 사이에 존재하는 이득, 위상, 지연 편차를 교정하기 위한 안테나 교정 기법을 제안한다. 제안하는 기법은 다중 안테나 시스템에서 안테나 경로들 사이의 이득, 위상, 지연 편차를 추정하고 이를 보상한다. 경로 간 이득, 위상, 지연 편차를 정확히 추정하기 위해 좋은 상관 특성을 갖는 파일럿 신호가 사용된다. 교차 상관에 기반하여 지연 편차가 먼저 추정되며 이후에 이득과 위상 편차가 추정된다. 정밀한 지연 편차 추정 및 보상을 위해 보간기법을 사용하는데 이산 푸리에 변환 (DFT) 기반의 보간기법으로 계산 복잡도를 감소시킨다. 제안된 기법은 MATLAB을 이용한 컴퓨터 모의실험을 통해 검증한다. 모의실험 결과에 따르면 제안하는 기법을 적용하면 이득, 위상 시간 지연 편차를 각각 0.01 dB, 0.05 도, 0.5 ns 이내로 줄일 수 있다.

ABSTRACT

In this paper, a new signal processing technique is proposed for calibrating gain, phase, delay offsets in array antenna based anti-jamming minimum variance distortionless response (MVDR) global-positioning-system (GPS) receivers. The proposed technique estimates gain, phase and delay offsets across the antennas, and compensates for the offsets based on the estimates. A pilot signal with good correlation characteristics is used for accurate estimation of the gain, phase and delay offsets. Based on the cross-correlation, the delay offset is first estimated and then gain/phase offsets are estimated. For fine delay offset estimation and compensation, an interpolation technique is used, and specifically, the discrete Fourier transform (DFT) is employed for the interpolation technique to reduce the computational complexity. The proposed technique is verified through computer simulation using MATLAB. According to the simulation results, the proposed technique can reduce the gain, phaes and delay offset to 0.01 dB, 0.05 degree, and 0.5 ns, respectively.

키워드 : MVDR, 빔제어, 안테나 교정, 어레이 안테나, GPS

Key word : minimum variance distortion-less response, beam steering, antenna calibration, array antenna, GPS

Received 28 January 2018, Revised 22 March 2018, Accepted 3 April 2018

* 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://dx.doi.org/10.6109/jkiice.2018.22.4.683>

pISSN:2234-4772

©This is an Open Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License(<http://creativecommons.org/licenses/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 수신기에 여러 위성 신호의 도착 시간 차이를 측정하여 위치 정보를 제공하는 위성 기반 전천후 항법 시스템이다 [1]. 초기 GPS는 군용목적으로 설계되었지만 미국 정부에 의해 2000년 이후부터 군에서 뿐만 아니라 비행기, 선박, 차량의 항법 장치, 철도 선로제어 및 이동통신 시스템 등 민간 목적으로도 여러 분야에 걸쳐 폭넓게 활용되고 있다. 하지만 GPS 서비스는 의도적이거나 의도하지 않은 주파수 간섭 (RFI: radio frequency interference) 및 방해 제밍 공격 (jammer attack)에 취약한 특성을 갖는다 [2]. GPS 사용 주파수 대역은 널리 알려져 있고 수신된 신호의 전력이 미약하다는 이유 때문에 비교적 적은 전력으로도 쉽게 GPS 신호를 교란시킬 수 있다. 이러한 RFI와 제밍 공격의 영향을 줄이기 위해 다양한 연구가 진행되어 왔다 [3]-[8]. 그 중, 배열 안테나 신호처리 기술은 다수의 안테나를 이용해 신호의 입사 방향에 따라 공간적인 신호처리를 수행함으로써 원하는 방향으로 빔포밍을 통해 수신하면서 제머의 방향으로는 널을 형성하여 제밍신호를 제거할 수 있다 [7]-[8]. 하지만 다수의 안테나 경로 사이에 편차가 존재한다면 공간 신호처리에 영향을 끼쳐 빔포밍이 어려울 수도 있다. 따라서 배열 안테나를 이용한 제머 대응 GPS 수신기에서 중요한 기술 중 하나는 안테나 경로 간의 교정이라고 할 수 있다.

본 논문에서는 기존의 배열 안테나 시스템에서 이득, 위상 및 시간지연을 동일하게 하는 안테나 교정 기법을 제안한다. 구체적으로, 안테나들을 교정하기 위해 파일럿 신호를 생성하여 각 안테나 입력으로 주입한다. 파일럿 신호는 GPS 신호와 유사하게 2 MHz 대역폭을 갖는다. 주입된 파일럿 신호는 상관기를 통해 시간지연을 측정하고 교정이 이루어진다. 먼저 시간지연 교정을 수행한 후 이득과 위상 편차 추정이 수행된다. 이렇게 추정된 편차 값은 이득/위상 편차 교정에 사용된다. 제안된 교정 기법의 유효성을 검증하기 위해, 빔포밍과 제머제거를 동시에 수행하는 MVDR (minumum variance distortionless response) 기법이 사용된다[7]-[8]. 제안하는 교정기술의 성능은 컴퓨터 모의실험을 통해 검증하는데, 모의실험 결과에 따르면 교정 후 빔포밍과 제머제거가 정상적으로 잘 수행됨을 보인다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2절에서는 시스템 모

델에 대해 기술하고 3절에서는 제안하는 교정방안에 대해 설명하며 4절에서는 컴퓨터 모의실험 환경 및 결과에 대해 설명한다. 마지막으로 5절에서 결론을 맺는다.

II. 다중안테나 GPS 수신기 모델

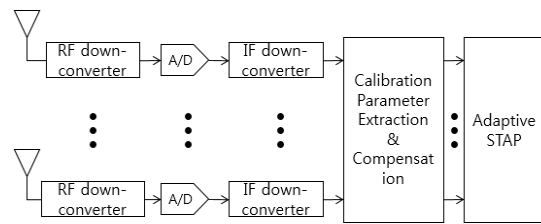


Fig. 1 GPS receiver model

논문에서 고려하는 GPS 수신기 모델이 그림 1과 같이 나타난다. 각 안테나에서 수신된 신호는 기저대역으로 변환되고 시공간 적응 처리 (STAP: space-time adaptive processing) 필터를 통과하여 원하는 방향으로 널을 형성하고 제머 방향으로는 널을 형성 하도록 한다 [9]. 시공간 신호처리를 이용하기 때문에 이와 같은 널과 널의 제어는 공간적으로 뿐만아니라 주파수 영역에서도 수행하게 된다.

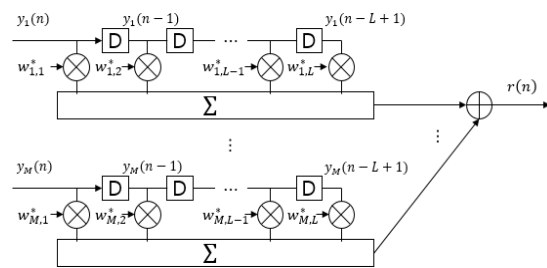


Fig. 2 Model for Space-time signal processing

STAP 필터의 구조는 그림 2와 같으며, 안테나의 개수와 각 경로의 시간 영역 필터의 길이는 각각 M 과 L 로 정의한다. 따라서 STAP 필터 계수의 총 개수는 ML 이다. 수신되고 있는 GPS 위성 신호의 총 개수가 Q 개일 때, 안테나에서 수신되는 q 번째 GPS 신호를 $s_q(n)$ 라고 정의하자. $s_q(n)$ 의 도래각이 방위각 θ_q , 고도각 ϕ_q 라고 하자. 방위각과 고도각에 대한 정의는 그림 3과 같다.

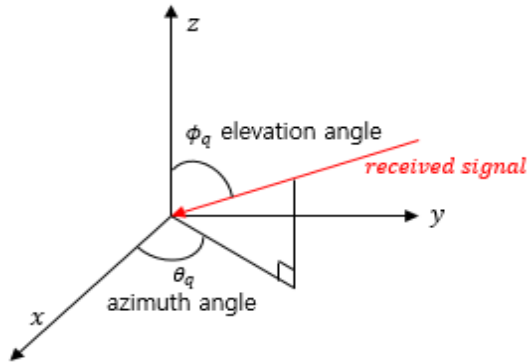


Fig. 3 Description of the azimuth and elevation angles

GPS 수신신호가 평면파라고 가정하면 $s_q(n)$ 에 대한 wave 벡터는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$k_q = \frac{2\pi}{\lambda} \times \begin{bmatrix} \cos\theta_q \sin\phi_q \\ \sin\theta_q \sin\phi_q \\ \cos\phi_q \end{bmatrix}^T \quad (1)$$

여기서 λ 는 수신된 GPS 신호의 파장이다. 본 논문에서 M 개의 안테나는 점 안테나로 가정한다. m 번째 안테나 설치위치를 $u_m = [x_m, y_m, z_m]^T$ 라고 하면, $M \times 1$ 조향 벡터 $v(k_q)$ 는 다음과 같이 구해진다.

$$v(k_q) = [\exp(jk_q^T u_1), \exp(jk_q^T u_2), \dots, \exp(jk_q^T u_M)]^T \quad (2)$$

조향 벡터를 이용하여 배열 안테나에 q 번째로 수신된 GPS 신호는 $s_q(n)v(k_q)$ 와 같이 나타낼 수 있다. 마찬가지로 재머의 개수가 P 개라고 할 때, p 번째 재머의 신호와 조향 벡터는 각각 $\psi_p(n)$ 와 $v(k_p)$ 로 정의된다.

최종적으로 배열 안테나에서 수신되는 전체 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

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

여기서 $z(n)$ 은 $M \times 1$ 잡음 벡터이다. 수신신호가 위와 같이 표현될 때 그림 2의 수신 공간-시간 필터의 출력은 다음과 같이 쓸 수 있다.

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

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

같이 정의된다.

$$\mathbf{w}_l = [w_{1,l}, w_{2,l}, \dots, w_{M,l}]^T$$

$$\mathbf{w} = [\mathbf{w}_1^T, \mathbf{w}_2^T, \dots, \mathbf{w}_L^T]^T$$

(4)에서 적절한 필터 계수 w 를 선택함으로써, 재머 신호는 소거되고, 원하는 방향의 GPS 신호는 STAP 필터 출력에서 보존하도록 할 수 있으며, 이와 같은 문제를 최소 평균 자승 기법으로 푸는 방법을 MVDR이라고 하며 [7]-[8], 본 논문에서도 이 기법을 그대로 사용한다.

다만 이러한 기법에서는 안테나 사이에서 발생하는 편차에 대한 고려를 하고 있지 않다. 하지만 실제로는 안테나 사이에 다양한 편차가 존재할 수 있고, 예를 들어 크기, 위상, 시간지연 편차가 존재한다면 기존 MVDR 알고리즘이 제대로 동작하지 않아서 빔포밍과 널링이 정상적으로 수행되지 않는다. 본 논문의 목적은 안테나경로 사이의 편차를 교정하여 기존의 배열 안테나 신호처리가 잘 수행되도록 하는 것이다.

III. 제안하는 안테나 교정 방안

그림 4는 파일럿 신호 생성 과정을 나타낸다. 파일럿 신호는 우수한 교차 상관 특성을 가지는 골드 코드를 사용한다[10]. 이 골드 코드는 GPS 확산코드로도 사용되고 있다. 본 논문에서는 단일 톤 신호를 사용하지 않고 GPS 신호와 동일한 신호를 사용함으로써 GPS 신호 대역폭 전체를 고려한 안테나 교정을 수행하려고 한다.

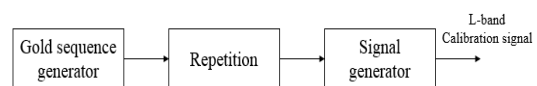


Fig. 4 Calibration pilot signal generation

안테나 교정에 필요한 파라미터 추출 처리 과정은 그림 5와 같다. 파일럿 신호는 모든 안테나에 동시에 수신되도록 교정 시스템을 설치한다고 가정한다. 모든 안테나에 대해 교정이 잘 수행되었다면 공간-시간 신호처리 필터의 입력으로 들어오는 안테나 개수만큼의 기저대역 신호 역시 모두 동일할 것이다. 본 안테나 교정 알고리즘은 이와 같이 모든 안테나에서 수신된 신호의 크기, 위상, 시간지연이 모두 같게 되도록 동작한다.

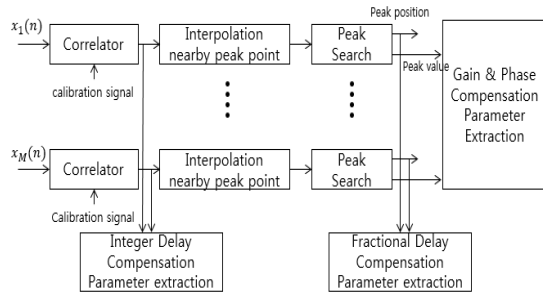


Fig. 5 Block diagram of calibration-parameter extraction

교정 계수 추출의 첫 번째 단계는 수신된 파일럿 신호 사이의 시간 지연 편차를 찾는 것이다. 이를 위해 상관기에서 교차 상관을 수행한다. m 번째 안테나로 수신된 파일럿 신호가 x_m 으로 표현될 때, 상관기의 출력은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$corr_m(n) = \sum_{q=0}^{N-1} x_p(q)x_m(q+n) \quad (5)$$

여기서 $x_p(q)$ 는 길이 N 의 파일럿 신호이다. 만약 안테나 경로 사이에 시간 편차가 없다면 모든 안테나의 상관기 출력에서 동일한 시간 위치에 피크 값이 존재할 것이다. 하지만 M 개의 상관기 출력에서 서로 다른 위치에 피크 값이 얻어진다면 안테나 경로 사이에 시간 편차가 존재하는 것이다. g_m 은 m 번째 상관기 출력의 피크 위치라고 정의하자.

$$g_m = \text{argmax}(|corr_m(n)|) \quad (6)$$

g_m 은 m 번째 안테나 경로의 대략적인 시간 지연을 나타내며 각 안테나 별 피크 위치 차이를 이용해 안테나 간 시간지연 편차를 추정할 수 있다. 이 때 시간 선형을 구현하는 것은 현실적으로 어렵기 때문에 가장 큰 시간 지연을 갖는 안테나 경로를 기준으로 나머지 안테나에서 시간 지연을 통해 편차를 보정하도록 한다. m 번째 경로에 대한 대략적인 시간 편차 보정 파라미터는 $D_{c,m}$ 으로 나타낸다.

$$D_{c,m} = (\max(g_m) - g_m) \times T_s \quad (7)$$

여기서 T_s 는 수신된 파일럿 신호의 샘플링 주기를 나타낸다. GPS 신호의 경우 T_s 는 20MHz 이내이므로 이와 같은 시간 편차 보정 정확도는 0.05 μ s이다. 본 논문에서는 더 세밀하게 시간 편차를 추정/보정하기 위하여 피크 인근에 대해 보간을 수행하여 시간해상도를 증

가 시킨다. 구현 복잡도를 줄이기 위해 이산 푸리에 변환 (DFT : discrete Fourier Transform)을 이용하여 보간을 수행한다. $2\rho + 1$ 이 인터폴레이션을 수행할 샘플의 길이라고 할 때, 피크를 중심으로 좌, 우 ρ 샘플들이 보간에 사용된다. 보간기 입력에는 $R+1$ 배 업샘플링된 상관기 출력이 사용되는데 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{c}_m = \begin{bmatrix} corr_m(g_m - \rho) \\ 0_r \\ corr_m(g_m - \rho + 1) \\ 0_r \\ \vdots \\ 0_r \\ corr_m(g_m + \rho) \end{bmatrix} \quad (8)$$

여기서, 0_r 은 $R \times 1$ 크기의 영행렬을 나타내고, $R+1$ 은 보간배율을 나타낸다. 다음과 같이 N -point DFT와 IDFT를 수행하여 인터폴레이션이 수행된 시간 영역 신호 $\hat{\mathbf{c}}_m$ 이 얻어진다. 여기에서 N 은 \mathbf{c}_m 의 길이를 나타내는데 $N = 2R\rho + 1$ 이다.

$$\begin{cases} C_m(k) = \sum_{n=0}^{N-1} c_m(n) \exp(-j2\pi kn/N) \\ C_m(k) = 0, \quad \rho < k < N - \rho \end{cases} \quad (9)$$

$$\hat{\mathbf{c}}_m(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} C_{m,k} \exp(j2\pi kn/N) \quad (10)$$

(9)와 (10)에서 $c_m(n)$ 과 $\hat{\mathbf{c}}_m(n)$ 은 각각 \mathbf{c}_m 과 $\hat{\mathbf{c}}_m$ 의 n 번째 원소를 나타낸다. 보간 수행 후의 샘플링 클럭 \hat{f}_s 는 다음과 같이 계산된다.

$$\hat{f}_s = f_s \times \frac{2R\rho + 1}{2\rho + 1} \quad (f_s = \frac{1}{T_s}) \quad (11)$$

이후 보간이 수행된 m 번째 경로의 신호, $\hat{\mathbf{c}}_m$,를 이용하여 피크 위치를 재탐색하게 되며 여기서 정밀한 시간 지연 추정 값을 얻을 수 있다. 이렇게 추정된 정밀 시간 지연 값은 정밀 시간 편차 보정 파라미터로 사용되며, $D_{f,m}$ 으로 나타낸다.

$$\begin{aligned} \hat{g}_m &= \text{arg max}(|\hat{\mathbf{c}}_m(n)|) \\ D_{f,m} &= (\max(\hat{g}_m) - \hat{g}_m) \times \hat{T}_s \end{aligned} \quad (12)$$

이제 시간 편차 보정을 위한 두 가지 파라미터를 얻었다. 실제 시간 지연 보정은 $D_{c,m}$ 과 $D_{f,m}$ 을 모두 이용하여 수행한다. 다음 단계는 안테나 경로에서의 이득 및 위상 편차를 추정하는 것이다. 이러한 편차를 탐색

하기 위해 복소수로 나타나는 보간기 출력 신호의 피크 값을 사용한다. m 번째 안테나 경로의 보간 후 피크 값을 $A_m = \hat{c}_m(\hat{g}_m)$ 으로 나타낼 때, 각 경로의 이득과 위상은 A_m 의 크기와 위상으로 나타낼 수 있다. 피크 값의 역수는 이득과 위상 편차에 대한 보정 파라미터로 사용되며 m 번째 경로의 이득/위상 보정 파라미터는 α_m 으로 정의하고 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\alpha_m = \frac{1}{A_m} \quad (13)$$

이제 안테나 교정에 필요한 모든 파라미터를 추출하였다. 그림 6은 안테나 경로 간 시간지연, 이득 및 위상 편차를 교정하기 위한 교정구조를 나타낸다.

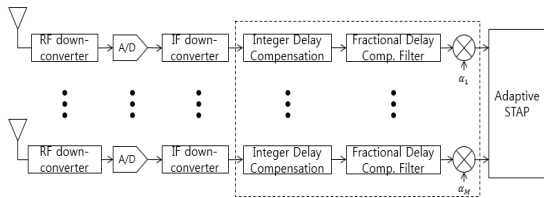


Fig. 6 Time, gain, and phase deviation compensator structure

먼저, 첫 번째 단계에서 얻은 대략적인 시간 편차 보정 파라미터를 사용하여 근사 시간 동기화를 수행한다. 그 후 정밀 시간 동기화는 정밀 시간 보정 편차만큼 SINC 필터를 지연시켜 사용한다. SINC 필터의 길이는 무한대이나 본 연구에서는 이를 $[-10T_s, +10T_s]$ 의 길이로 잘라서 사용하였다. 즉, 정밀 시간 보정은 FIR (finite impulse response) 필터를 이용하였다. 마지막으로 시간 지연 보정 필터 출력에 α_m 를 곱해줌으로서 이득과 위상보정을 마무리한다. 안테나 교정이 완료된 신호는 빔 제어를 위한 공간-시간 적응형 신호처리 블록으로 입력된다.

IV. 컴퓨터 모의실험

제안된 방법의 성능은 컴퓨터 모의실험을 통해 검증된다. 모의실험을 위해 수신안테나는 7개를 사용하였고 각각의 안테나경로에 인위적인 시간지연, 이득, 위상 편차를 적용하였다. 언급한 토대로 설정한 후 제안하는 안테나 교정 알고리즘의 동작 여부와 정확도를 확인하

였다. MVDR 알고리즘에서 빔 방향은 1개로 설정하였고 광대역 재머 2개와 협대역 재머 2개를 설정하였다. 즉, 4개의 서로 다른 방향으로 재머 4개가 수신되는 것으로 설정하였다. GPS 위성신호는 열잡음 대비 10dB 작게 수신된다고 가정하였으며 재머의 크기는 위성신호에 비해 60dB 더 큰 경우를 가정하였다. 표 1에 모의 실험에서 적용한 GPS 위성의 방향과 재머의 방향을 정리하였다.

Table. 1 Directions of GPS satellite and jammer signals

Source	power (dB)	Azimuth angle	Elevation angle
GPS satellite	-10	30	70
Tone Jammer1	50	-90	5
Tone Jammer2	50	180	10
Wide Jammer1	50	-45	10
Wide Jammer2	50	135	5

표 2에서 모의실험에서 설정한 각 안테나 별 인위적인 시간 지연, 이득, 위상 편차와 함께 제안하는 알고리즘을 적용하였을 때 추정된 편차 값을 같이 나타내고 있다. 모의실험 결과에 따르면 제안하는 교정 알고리즘을 통하여 이득 오차는 약 0.01dB 이내, 위상 오차는 약 0.05도 이내, 시간지연 오차는 약 0.5ns 이내의 정확도로 보정할 수 있는 것으로 확인되었다.

Table. 2 Estimation accuracy for time delay, gain, and phase offsets

Index of Antenna	Ideal			Estimated		
	Gain (dB)	Phase (degree)	Delay (ns)	Gain (dB)	Phase (degree)	Delay (ns)
1	1	45	0	1	45	0
2	1.44	-30	105	1.439704	-29.99667	104.6875
3	0.64	-135	512	0.639218	-134.9752	512.5
4	1.21	90	-709	1.209069	90.00393	-709.375
5	0.49	30	-532	0.488988	30.05476	-531.25
6	1.69	120	211	1.688337	120.0188	210.9375
7	0.81	-90	154	0.809833	-89.99667	154.6875

그림 7의 (a)와 (b)는 GPS신호와 안테나 수신신호의 스펙트럼을 나타낸다[11]. GPS신호는 열잡음보다 10dB 작으므로, 재밍신호가 없다면 수신 안테나에서는 잡음

만 보일 것이다. 그림 7에서는 잡음보다 50dB만큼 큰 광대역 재밍 신호 및 협대역 재밍 신호가 관찰된다.

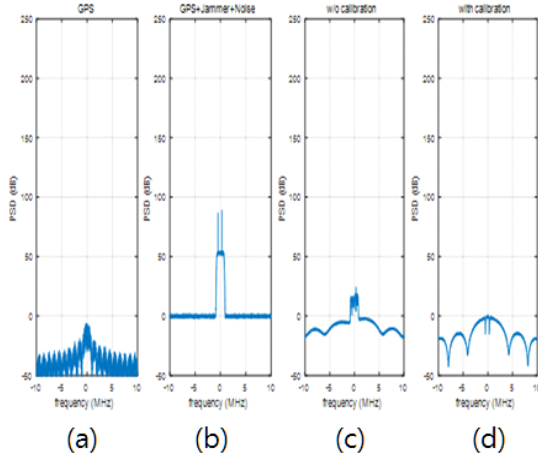


Fig. 7 Spectrums: (a) GPS signal; (b) Received signal; (c) STAP output w/o calibration; (d) STAP output with proposed calibration

그림 7의 (c)와 (d)는 각각 제안하는 교정 알고리즘 적용 전, 후의 STAP 출력 스펙트럼을 보인다. 재밍 신호를 제거하는 MVDR 알고리즘은 [8]에서 제안한 기술을 사용하였다. (c)에서는 재밍 신호가 완전하게 제거되지 않은 것으로 확인되는 반면, (d)의 스펙트럼에서는 모든 재밍 신호가 성공적으로 제거되어 스펙트럼이 잡음레벨 수준으로 내려간 것을 볼 수 있다.

그림 8의 (a)와 (b)는 각각 교정 수행 전/후의 공간-시간 필터 출력에서의 빔 패턴을 나타낸다. MVDR 알고리즘은 [8]에서 제안한 기술을 사용하였다. 밝은 노란색 부분은 높은 안테나 이득을 나타내고 어두운 파란색 부분은 낮은 안테나 이득을 나타낸다. 파란 점은 GPS 위성 수신 신호 방향, 하늘색은 광대역 재밍 수신 신호 방향, 분홍색은 협대역 재밍 수신 신호 방향을 나타낸다. 안테나 교정을 수행하지 않으면 위성 신호의 방향으로 빔이 형성되지 않을 뿐만 아니라 재밍 방향으로 빔이 형성되는 등 MVDR 기법으로 빔의 제어가 정상적으로 수행되지 않음을 알 수 있다. 반면, 제안하는 안테나 교정 수행 후 재머들은 널에 위치에 있는 반면, GPS 신호는 안테나 이득이 높은 빔 지역에 위치에 있는 것을 확인할 수 있다. 이와 같은 컴퓨터 모의실험을 통해 제안

하는 안테나 교정 알고리즘 적용으로 안테나 경로간의 시간, 이득, 위상 편차를 성공적으로 보상하게 되면 기존 MVDR 기법이 잘 동작하여 빔 제어 및 널 제어가 잘 수행됨을 확인할 수 있었다. 본 실험에서는 재머의 크기가 수신 위성 신호의 크기보다 60 dB 더 큰 상황만을 고려하였는데 만약 재머의 크기가 작은 상황에서는 GPS 신호의 확산이득으로 극복이 가능하다. 따라서 모의실험에서 작은 재머 상황은 고려하지 않았다.

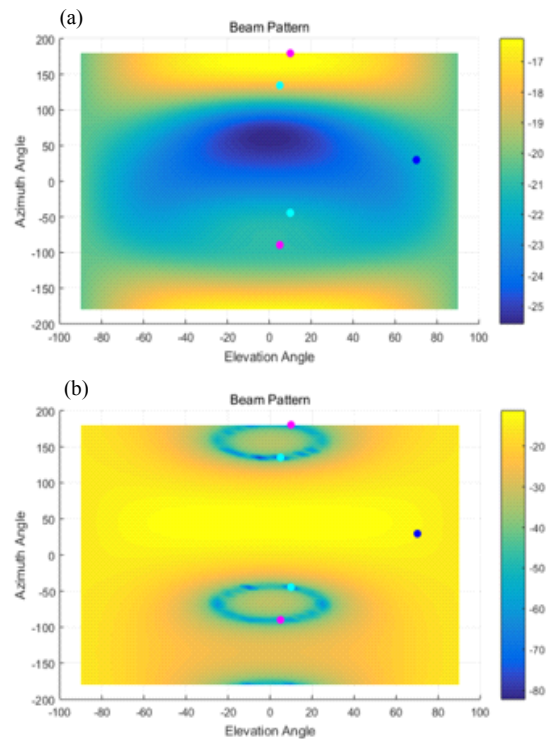


Fig. 8 Beam pattern for MVDR STAP filter: (a) without calibration; (b) with proposed calibration

V. 결론

본 논문에서는 재밍 신호와 같이 큰 출력의 간섭 신호가 있는 GPS 수신 환경에서 재머를 제거하면서 원하는 GPS 신호는 훼손하지 않는 배열 안테나 기반 빔 제어 기법은 안테나 사이에 교정이 제대로 이루어졌을 때 제대로 동작함을 보였다. 본 논문에서는 다중 안테나 GPS 수신기를 위해 시간지연, 이득, 위상 편차를 교정하는

알고리즘을 제안하였다. 제안하는 기법을 적용한 후 빔포밍 및 널링을 수행하는 MVDR 알고리즘이 잘 동작하는 것을 컴퓨터 모의실험을 통해 확인하였다. 제안하는 교정기법은 GPS 수신기 뿐만아니라 다중 안테나를 사용하여 빔포밍을 이용하는 다른 통신시스템에도 적용이 가능하다.

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] A. N. Idris, A. M. Saldi, and J. R. A. Hamid, "Effect of radio frequency interference (RFI) on the Global Positioning System (GPS) signals," *2013 IEEE 9th International Colloquium on Signal Processing and its Applications (CSPA)*, Kuala Lumpur, Malaysia, pp. 199-204, Mar. 2013.
- [3] Y. Zehng, "Adaptive antenna array processing for GPS receivers," Master thesis, the university of Adelaide, South Australia, July 2008.
- [4] B. K. Chang, "Optimum array processing with variable linear constraint." *Journal of information and communication convergence engineering*, vol. 12, no. 3, pp. 140-144, Sep. 2014.
- [5] B. K. Chang, "General linearly constrained broadband adaptive arrays in the Eigenvector Space," *Journal of information and communication convergence engineering*, vol. 15, no. 2, pp. 73-78, Jun. 2017.
- [6] M. L. Psiaki and B. W. O'Hanlon, and J. A. Bhatti, "GPS spoofing detection via dual-receiver correlation of military signals," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 49, no.4, pp. 2250-2267, Oct. 2013.
- [7] O. L. Frost, "An algorithm for linearly constrained adaptive array processing," *Proceedings of the IEEE*, vol. 60, no. 8, pp. 926-935, Aug. 1972.
- [8] E. R. Jeong, "A new multi-beam MVDR technique for removing interference signals in array antenna based GPS receivers," *Journal of the Korea Institute of Information and Communication Engineering*, vol. 21, no. 3, pp. 491-498, Mar. 2017.
- [9] B. Friedlander, "The MVDR beamformer for circular arrays," *Conference Record of the Thirty-Fourth Asilomar Conference Signals, Systems and Computers*, Pacific Grove, CA, USA, pp. 25-29, 2000.
- [10] E. H. Dinan, and B. Jabbari, "Spreading codes for direct sequence CDMA and wideband CDMA cellular networks," *IEEE communications magazine*, vol. 36, no. 9, pp. 48-54, Sep. 1998.
- [11] J. C. Na, "Optimization in cooperative spectrum sensing," *Asia-pacific Journal of Convergent Research Interchange*, vol.3, no.1, pp. 17-27, Mar. 2017.



길행복(Haeng-Bok Gil)

한밭대학교 정보통신공학과 학사 (2015)
한밭대학교 정보통신공학과 석사 (2017)
코메스타 통신시스템부 연구원 (현재)
※ 관심분야 : 디지털 신호처리, 모뎀설계



주현(Hyun Joo)

세종대학교 정보통신공학 학사 (2005)
세종대학교 정보통신공학 석사 (2007)
(주)오픈솔루션 디지털팀 주임연구원 (2009)
(주)캠프넷 디지털 신호처리팀 주임연구원 (2011)
(주)아이앤씨테크놀로지 (2013)
LIG 넥스원 통신/전자전연구센터 선임연구원(현재)
※ 관심분야 : 군통신시스템, 도약통신시스템



이철호(Chulho Lee)

건국대학교 전자정보통신공학과 학사 (2005)
건국대학교 전자정보통신공학과 석사 (2007)
(주)텔에이스 ASIC팀 선임연구원 (2012)
LIG넥스원 통신/전자전연구센터 수석연구원 (현재)
※ 관심분야 : 군통신시스템, 도약통신시스템



정의림(Eui-Rim Jeong)

한국과학기술원 전기및전자공학과 학사 (1995)
한국과학기술원 전기및전자공학과 석사 (1997)
한국과학기술원 전자전산학과 박사 (2001)
한밭대학교 정보통신공학과 교수 (현재)
※ 관심분야 : 통신신호처리, 어레이 신호처리, 통신시스템설계