

### 3차원 구조 배열안테나를 적용한 GPS 간섭신호 미러 이미지 제거

## The Rejection of the GPS Interference Mirror Image by using the Three-dimensional Array Antenna

김 준 오<sup>1</sup> · 이 상 정<sup>2\*</sup>

<sup>1</sup>국방과학연구소 항법부

<sup>2</sup>충남대학교 전자공학과

Jun O Kim<sup>1</sup> · Sang Jeong Lee<sup>2\*</sup>

<sup>1</sup>Agency for Defense Development, Navigation Division, Daejeon, 34186, Korea

<sup>2</sup>Department of Electronics Engineering, Chungnam National University, Daejeon, 34134, Korea

#### [요 약]

최근에 GPS(Global Positioning System) 간섭신호 제거를 위해서 배열안테나 기술 적용이 일반화되고 있으며, 이러한 안테나 기반의 GPS 수신 신호 보호 기술은 지상의 주요 국가 인프라 및 항공 분야에서 점진적으로 확대 적용되는 추세이다. 이와 같은 배열 안테나 기반의 간섭신호 제거 기술은 지금까지 평면 배열 안테나인 2차원 구조가 보편적으로 활용되지만, 상대적으로 높은 고도에서 운용되는 무인기 같은 비행체의 경우 아래쪽에서 여기 되는 간섭신호가 안테나 수평면과 대칭되는 위치에 미러 이미지에 의한 추가 널(null) 존(zone)이 발생하며 이로 인하여 수신가능 패턴 영역을 축소시킬 수 있다. 본 논문에서는 평면구조 배열안테나 사용 시 발생하는 간섭신호 미러 이미지 제거를 통해서 20%의 빔패턴 수신 성능 향상 및 13 dB의 상관 값 성능을 개선하였다.

#### [Abstract]

Recently, GPS(Global Positioning System) array antenna technology is generally used and widely adopted as a national infrastructure structure and aero-vehicles for protection the GPS signal reception. Until now, the 2-dimensional planar array is universally used for its applications in the array antenna signal processing, however relatively higher altitude air vehicles such as UAV experiences additional null zones induced by low altitude GPS interferences which is located in a symmetry zone of antenna horizontal plane and this could make the receiving antenna pattern coverage reduction. In this paper, we improved 20% of the beam pattern receiving performance and 13 dB correlation value improvement by eliminating the interference mirror images.

**Key word** : GPS , Array Antenna, Mirror image, Interference.

<https://doi.org/10.12673/jant.2018.22.4.295>



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.

Received 30 July 2018; Revised 13 August 2018  
Accepted (Publication) 21 August 2018 (30 August 2018)

\*Corresponding Author ; Sang Jeong Lee

Tel: +82-42-821-6582

E-mail: eesjl@cnu.ac.kr

## I. 서론

최근에, GPS 수신을 방해하는 간섭신호 문제를 극복하기 위한 다양한 기술이 개발되고 있으며, 그 중 다수 개의 안테나를 이용한 간섭신호 회피 방식인 배열안테나 기술이 대표적이며 다양한 간섭원에 대응할 수 있는 장점이 있다[1].

이러한 배열안테나 기반의 기술로는 운용상의 특별한 조건 없이, 독립적 및 자율적으로 운용이 가능한 널링(nulling) 방식의 공간신호처리 (spatial processing) 또는 시공간 (space time adaptive processing) 등의 알고리즘이 알려져 있다. 최근에는 비행체의 자세정보를 고려하여 GPS 위성에 대한 조향특성을 개선시킨 빔스티어링 (beam-steering) 방식이 점진적으로 보급되고 있는 추세이다[2].

이러한 간섭신호 제거 기술에 적용하는 배열안테나는 이차원 평면 안테나 기술이 대부분이며, 이런 경우에는 안테나 수평면 아래쪽에서 인가되는 간섭신호원에 의해서 미리 대칭되는 위치에 추가적인 널 신호가 형성되어 안테나 패턴상의 GPS 신호의 수신 영역이 감소하는 현상이 발생한다.

이에 본 논문에서는 안테나 수평면 기준으로 대칭면에 발생하는 미리 이미지를 제거하여 수신 영역을 확장 할 수 있는 3차원 구조의 배열안테나를 제안하며, 이에 따른 성능분석을 수행한다.

논문의 구성은, 1장 서론에 이어서, 2장에서는 간섭신호 미리 영향 분석을 위한 배열안테나 모델링 및 배열안테나 기반의 GPS 간섭신호 처리기법 정리를 하며, 3장에서는 모의분석을 통한 제안한 방식의 분석 결과를 제시하며, 마지막 5장에서 결론을 맺는다.

## II. 배열안테나 모델

### 2-1 평면 배열안테나

본 장에서는 일반적인 평면 배열안테나에 입사하는 신호에 대한 모델링을 통해서 GPS 신호와 간섭신호에 대한 도래각 및 시간지연 관계를 설명한다. 배열안테나에 입사하는 신호는 그림 1에서와 같이 각 안테나 소자에 도달하는 시간차에 의한 위상차를 유발함을 확인 할 수 있으며, 식 (1)에서 배열안테나에 대한 각 소자간 거리 차에 의한 도달 시간차를 표시했으며, 주파수  $f$ 는 GPS L1 기준으로 1.575GHz, 파장  $\lambda$ 은 19cm이며,  $m$  번째 안테나에서의 시간지연  $\tau_m$  을 의미한다[2],[3].

$$\tau_m = \frac{d_{x/m} \sin\theta \cos\phi + d_{y/m} \sin\theta \sin\phi + d_{z/m} \cos\theta}{f\lambda} \quad (1)$$

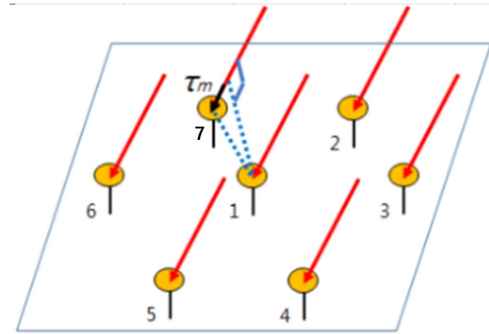


그림 1. 배열안테나 수신신호 위상지연  
Fig. 1. The phase delay of array antennas.

여기서,  $d_{x/m}$ ,  $d_{y/m}$ ,  $d_{z/m}$  은 중심 부 소자와  $m$  번째 소자 간  $x$ ,  $y$ ,  $z$  축 상의 거리를 나타내며, 평면배열 안테나의 경우  $d_{z/m}$  쪽 항이 삭제되며,  $\theta$ ,  $\phi$ 는 각각 고도각 및 방위각을 표시한다.

이는, 7 소자에 수신된 신호에 대한 개별 소자별로의 도달 시간 차이를 표시하며, 개별 소자에 수신되는 신호는 식 (2)와 같이 모델링 할 수 있다.

$$\tilde{x}_m(t) = s(t - \tau_m) e^{j2\pi f_c(t - \tau_m)} \quad (2)$$

여기서,  $\tilde{x}_m(t)$ 는  $m$ 번째 소자에 수신된 통과대역 복소 수신 신호,  $s(t)$ 는 송신신호,  $f_c$ 는 반송파 주파수 그리고  $\tau_m$ 은 기준 소자와  $m$  번째 소자 간의 공간 이격에 따른 시간지연을 표시하며, 본 논문에서 분석 기준으로 적용한 7소자 배열안테나는 그림 2에 표시한 바와 같이 소자 간 이격 거리를  $\lambda/2$ 를 기준으로 적용한다.

배열안테나에 수신된 신호는 그림 2와 같은 입사각을 갖는 방향벡터를 갖는 평면파로 정의 할 수 있으며, 원점에 위치한 기준 소자와  $m$  번째 소자에 수신된 신호 간 시간지연  $\tau_m$ 은 식 (3)과 같이 표시할 수 있다.

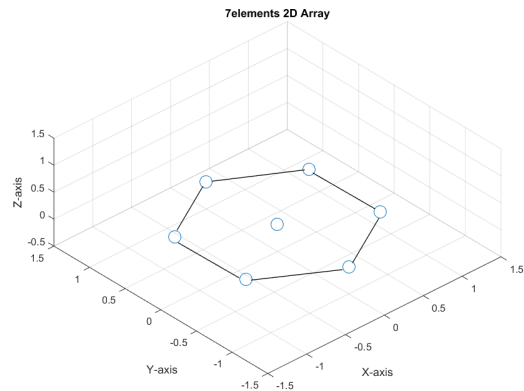


그림 2. 7소자 평면 배열안테나 (XYZ-축)  
Fig. 2. 7-elements planar arrays (XYZ-axis).

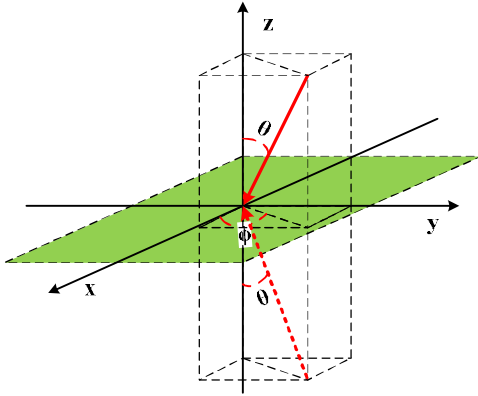


그림 3. 평면 배열안테나 기준면의 수신신호 입사각  
Fig. 3. Signal incident angle in planar array.

$$\begin{aligned} \tau_m &= \vec{u}_{\theta,\phi} \cdot \vec{d}_m, \left\{ \begin{aligned} \vec{u} &= -\frac{1}{c} (x \sin\theta \cos\phi + y \sin\theta \sin\phi + z \cos\theta) \\ \vec{d}_m &= d_{x_m} x + d_{y_m} y + d_{z_m} z \end{aligned} \right\} \quad (3) \\ &= -\frac{1}{c} \{d_{x_m} \sin\theta \cos\phi + d_{y_m} \sin\theta \sin\phi\} \\ &= \frac{d}{f_c \lambda} \{(x_1 - x_m) \sin\theta \cos\phi + (y_1 - y_m) \sin\theta \sin\phi\} \\ &= \frac{1}{2f_c} \{(x_1 - x_m) \sin\theta \cos\phi + (y_1 - y_m) \sin\theta \sin\phi\} \end{aligned}$$

여기서,  $\vec{u}_{\theta,\phi}$  는 평면파의 방향벡터,  $\vec{d}_m$ 은 기준 소자 위치에서  $m$  번째 인접 소자에 대한 위치벡터,  $c$ 는 광속,  $\lambda$ 는 파장,  $d$ 는 소자 간 이격거리,  $(x_m, y_m)$  는  $d$ 로 정규화된  $m$  번째 소자의 직교 좌표 값이다. 식 (3)을 식(2)에 대입하면 식 (4)를 얻을 수 있으며, 식 (5)에서와 같이 배열안테나 각 소자에서의 통과대역 신호로 정의할 수 있다.

$$\begin{cases} \tilde{x}_m(t) = s(t) e^{j2\pi f_c t} e^{-j2\pi f_c \tau_m} = s(t) e^{j2\pi f_c t} e^{-j\Omega_m(\theta,\phi)} \\ \Omega_m(\theta,\phi) = 2\pi f_c \tau_m \\ = \pi \{(x_1 - x_m) \sin\theta \cos\phi + (y_1 - y_m) \sin\theta \sin\phi\} \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \tilde{x}_m(t) &= s(t - \tau_m) e^{j2\pi f_c t} e^{-j2\pi f_c \tau_m} \\ &\cong s(t) e^{j2\pi f_c t} e^{-j\Omega_m(\theta,\phi)} \end{aligned} \quad (5)$$

식 (5)에서의 통과대역 신호는 신호변환을 통해서 식(6)과 같이 신호처리가 가능한 기저대역 신호로 변환할 수 있다.

$$x_m(t) = \tilde{x}_m(t) e^{-j2\pi f_c t} = s(t) e^{-j\Omega_m(\theta,\phi)} \quad (6)$$

## 2-2 3차원 배열안테나

본 논문에서 제안하는 3차원 구조의 배열안테나의 경우 기존에 적용하던 이차원 배열 안테나 기준의 일반적인 신호 수신 모델에서 표준형 배열안테나의 중심부 안테나의 높이를 단계적으로 변화시켜서 적용할 수 있으며, 기본적으로 식 (3)의  $\tau_m$ 의 관계식에서 식 (7)과 같이  $z$ 축에 대한 성분을 추가한 형식으로 표현이 가능하다.

$$\begin{aligned} \tau_m &= \vec{u}_{\theta,\phi} \cdot \vec{d}_m, \left\{ \begin{aligned} \vec{u} &= -\frac{1}{c} (x \sin\theta \cos\phi + y \sin\theta \sin\phi + z \cos\theta) \\ \vec{d}_m &= d_{x_m} x + d_{y_m} y + d_{z_m} z \end{aligned} \right\} \quad (7) \\ &= -\frac{1}{c} \{d_{x_m} \sin\theta \cos\phi + d_{y_m} \sin\theta \sin\phi + d_{z_m} \cos\theta\} \\ &= \frac{d}{f_c \lambda} \{(x_1 - x_m) \sin\theta \cos\phi + (y_1 - y_m) \sin\theta \sin\phi + (z_1 - z_m) \cos\theta\} \\ \Omega_m(\theta,\phi) &= 2\pi f_c \tau_m \\ &= \pi \{(x_1 - x_m) \sin\theta \cos\phi + (y_1 - y_m) \sin\theta \sin\phi + (z_1 - z_m) \cos\theta\} \end{aligned}$$

여기서,  $\Omega_m(\theta,\phi)$ 는  $m$  번째 소자에서의 수신 신호의 위상함수로 표현할 수 있으며, 식 (6)에서와 같이 위상함수는 각 배열안테나 소자의 공간적 배치에 따라 각 소자별 수신 신호에 해당하는 위상 값을 갖는다. 식 (6)을 이용하여  $(\theta,\phi)$  방향으로 수신된 기저대역 수신신호는 식 (8)에서와 같이 행렬식으로 표현할 수 있으며, 일반적인 7소자 배열안테나 경우에 대한 표현식으로 정리하였다.

$$X_{7 \times 1} = \begin{bmatrix} x_0(t) \\ x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_6(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-j\Omega_0(\theta,\phi)} \\ e^{-j\Omega_1(\theta,\phi)} \\ e^{-j\Omega_2(\theta,\phi)} \\ \vdots \\ e^{-j\Omega_6(\theta,\phi)} \end{bmatrix} s(t) = A_{(\theta,\phi), 7 \times 1} s(t) \quad (8)$$

여기서,  $A_{(\theta,\phi), 7 \times 1}$  는 수신신호의 조향벡터(steering vector)를 의미하며, 각 소자에 여기 되는 신호의 위상차를 포함한다.

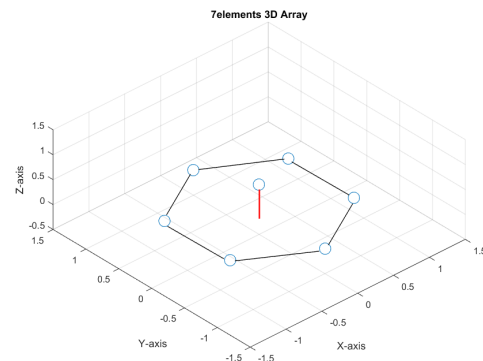


그림 4. 3차원 배열안테나 구조 (XYZ축)  
Fig. 4. 3-dimensional array (XYZ-axis).

2-3 GPS 배열안테나 간섭신호처리 기법

배열 안테나에 적용 가능한 간섭신호 제거기법은 원하는 방향으로의 신호획득과 간섭신호 방향으로의 신호감쇄를 목적으로 하며, 공간신호처리 (spatial processing)와 시공간신호처리 (space-time adaptive processing) 기법이 일반적이다. 그 중에서 시공간신호처리는 그림 5와 같이 시간지연구조 (tapped delay line)가 결합되어, 두 가지 공간에서 동시 신호처리가 가능하며, 빔 또는 널을 형성 할 수 있다.

본 논문에서 적용 한  $m=7$  인 경우의 7소자 배열안테나를 적용한 공간신호처리의 출력 식은 식 (9)와 같이 입력과 가중치의 곱으로 표현 가능하며, 시공간신호처리 후의 출력신호는 식 (10)과 같이 시간 지연 탭을 포함하여 표현한다[2],[3].

$$y(t) = \sum_{m=0}^6 w_m^* x_m(t) = \sum_{m=0}^6 w_m^* e^{-j\Omega_m(\theta, \phi)} s(t) \quad (9)$$

여기서,  $w_m$ 은  $m$ 번째 기저대역 수신신호에 대한 복소 가중치 값,  $w_m^*$ 은  $w_m$ 의 공액복소수이며,  $T$ 는 오버 샘플링 주기,  $L=3$ 은 탭의 개수이다.

$$y(t) = \sum_{m=0}^6 \sum_{l=0}^3 w_{m,l}^* x_m(t-lT) \quad (10)$$

상기 방식에 적용하는 일반적인 GPS 신호처리구조에 적용하는 대표적인 최적화 기법으로는 MVDR (minimum variance distortionless response) 방식이 있으며, 이는 LCMV (linear constrained minimum variance)의 특별한 형태이다. LCMV 빔포밍 기법은 원하는 제한조건에 맞는 수신 신호 이외의 모든 신호들의 수신 전력을 최소화 할 수 있도록 배열안테나의 소자별 가중치 값을 결정하며, 이에 따른 제한조건은 식 (11)과 같다 [4],[5].

$$\underset{W}{\operatorname{argmin}} E\{|y(t)|^2\} = \underset{W}{\operatorname{argmin}} W^H R W, \quad s.t. \quad W^H C = f \quad (11)$$

$R$ 은 빔포머 출력신호의 공분산 행렬,  $C$ 는 제한조건 행렬,  $f$ 는 제한조건 벡터이다. 식 (11)에서 정의한 제한조건 최적해 (constrained optimization)은 식 (12)와 같이 라그랑주 승수법 (lagrangian multiplier)를 이용하여 해를 구한다.

$$L(W; \rho) = W^H R W + \rho (W^H C - f) \quad (12)$$

여기서,  $\rho$ 는 라그랑주 승수이며, 식 (12)에서 정의한 비용함수를  $W^H$ 에 대해 편미분을 적용하면 식 (13)과 같이  $W$ 를 표현 할 수 있으며, 식 (13)에 식 (11)의 출력신호 전력 최소화 제한조건을 적용하면 식 (14)와 같이  $W$ 를 계산 할 수 있다.

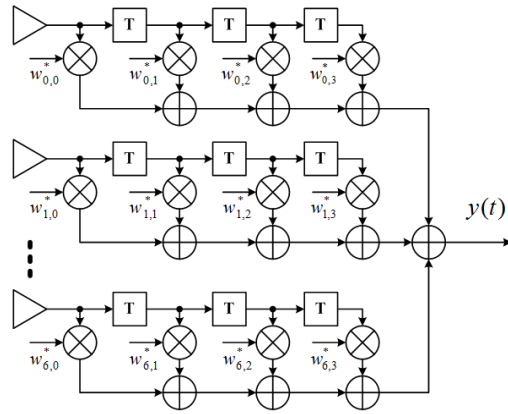


그림 5. 시공간 적응신호처리 구조  
Fig. 5. Space-time adaptive processing.

$$\frac{\partial L(W; \rho)}{\partial W^H} = R W + \rho C \quad (13)$$

$$W = -\rho R^{-1} C \Leftrightarrow R W + \rho C = 0 \quad (14)$$

식 (14)의 라그랑주 승수  $\rho$ 를 계산하기 전에 식 (11)의 부제 조건에 식 (14)을 대입하고 식 (15)의 정리를 이용하면 식 (16)과 같다.

$$(R^{-1})^H = (R^H)^{-1} = [(X X^H)^H]^{-1} = [X X^H]^{-1} = R^{-1} \quad (15)$$

$$f = W^H C = (-\rho R^{-1} C)^H C = -\rho^* C^H R^{-1} C \quad (16)$$

식 (16)으로부터 라그랑주 승수  $\rho$ 는 식 (17)와 같이 계산된다.

$$\rho = \frac{-f^*}{C^H R^{-1} C} \quad \text{or} \quad -(C^H R^{-1} C)^{-1} f^* \quad (17)$$

식 (17)를 식 (14)에 대입하면 식 (18)와 같이  $W$ 의 최적해를 계산 할 수 있다.

$$W_{opt.LCMV} = \frac{R^{-1} C}{C^H R^{-1} C} f^* \quad \text{or} \quad R^{-1} C (C^H R^{-1} C)^{-1} f^* \quad (18)$$

식 (18)는 LCMV 빔포밍 가중치의 최적해이다. 식 (11)과 식 (18)의 제한조건 행렬  $C$ 에 안테나 빔을 형성하고자 하는 방향의 조향벡터를 적용하고, 제한조건 벡터  $f$ 에 1을 적용하면 식 (19) 및 식 (20)과 같이 MVDR 빔포밍 제한조건과 MVDR 빔포밍 가중치의 최적 해를 정의 할 수 있다.

$$\underset{W}{\operatorname{argmin}} E\{|y(t)|^2\} = \underset{W}{\operatorname{argmin}} W^H R W, \quad s.t. \quad W^H A_{(\theta, \phi)} = 1 \quad (19)$$

$$W_{opt,MVDR} = \frac{R^{-1}A_{(\theta,\phi)}}{A_{(\theta,\phi)}^H R^{-1}A_{(\theta,\phi)}} \quad (20)$$

$$\text{or } R^{-1}A_{(\theta,\phi)}(A_{(\theta,\phi)}^H R^{-1}A_{(\theta,\phi)})^{-1}$$

식 (21)에 7소자 빔포머의 출력 전력을  $P_y$  표시하였다. GPS 신호는 간섭신호와 잡음에 비해 상대적으로 낮은 전력비로 구성되며, 출력신호 대부분을 간섭신호와 잡음의 합으로 가정할 수 있으므로 출력 식을 근사화 할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_y &= E\{y(t)y^*(t)\} = E\{W_{7 \times 1}^H X_{7 \times 1} X_{7 \times 1}^H W_{7 \times 1}\} \\ &= W_{7 \times 1}^H R_{xx} W_{7 \times 1} \\ &= W_{7 \times 1}^H R_s W_{7 \times 1} + W_{7 \times 1}^H R_i W_{7 \times 1} + W_{7 \times 1}^H R_n W_{7 \times 1} \\ &= P_s + P_i + P_n = P_s + P_u, (P_u = P_i + P_n, P_s \ll P_u) \\ &\cong P_u \\ &\cong W_{7 \times 1}^H R_i W_{7 \times 1} + W_{7 \times 1}^H R_n W_{7 \times 1} \end{aligned} \quad (21)$$

식 (21)에 MVDR 빔포머의 최적해 식 (20)을 적용하면 식 (22)와 같이 빔포머의 출력전력을 표현 할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_y &= E\{y(t)y^*(t)\} = W_{opt,MVDR}^H R W_{opt,MVDR} \\ &= \frac{A_{(\theta,\phi)}^H R^{-1} A_{(\theta,\phi)}}{A_{(\theta,\phi)}^H R^{-1} A_{(\theta,\phi)} + A_{(\theta,\phi)}^H R^{-1} A_{(\theta,\phi)}} \\ &= \frac{A_{(\theta,\phi)}^H R^{-1} A_{(\theta,\phi)}}{(A_{(\theta,\phi)}^H R^{-1} A_{(\theta,\phi)})^2} \\ &= \frac{1}{A_{(\theta,\phi)}^H R^{-1} A_{(\theta,\phi)}} \end{aligned} \quad (22)$$

상기 식 (20)과 식 (22)에서 MVDR 빔포머의 조향벡터  $A_{(\theta,\phi)}$  의  $(\theta, \phi)$  방향으로의 출력전력을 확인 할 수 있다.

### III. 모의실험 결과

#### 3-1 이차원 배열 안테나 적용 시

2차원 평면배열 안테나에 의한 간섭신호 미러 이미지 생성으로 인하여 이와 대칭이 되는 위치에 존재하는 GPS 위성신호가 감쇄 되는 현상 분석을 위해서 표 1과 같이 위성 과 간섭신호에 대한 모의실험 분석조건을 설정하였다.

모의분석에 적용한 간섭신호의 크기는 ISR (interference to signal ratio) 기준으로 80 dB로 설정하였으며, 이는 일반적인 배열안테나 기준의 간섭신호 제거처리가 확보할 수 있는 수준을 고려하였다.

2차원 평면배열안테나에 의한 GPS 간섭신호에 대한 대칭 위치에서의 발생 확인을 위해서 그림 6과 같이 위성과 대칭이 되는 아래 위치에 간섭신호를 배치하였다.

본 연구에서 모델링한 배열안테나는 간섭신호에 대한 미러 대칭 효과를 확인하기 위한 목적으로 이상적인 전기적인 특성을 갖는 배열안테나를 적용 하였으며, 추후 안테나 소자의 위상

표 1. 모의실험을 위한 GPS 위성과 간섭신호의 배치  
Table 1. Location of GPS and interference for simulation.

	Azimuth [degree]	Elevation [degree]
GPS #1	200	45
Interference #1	200	-45

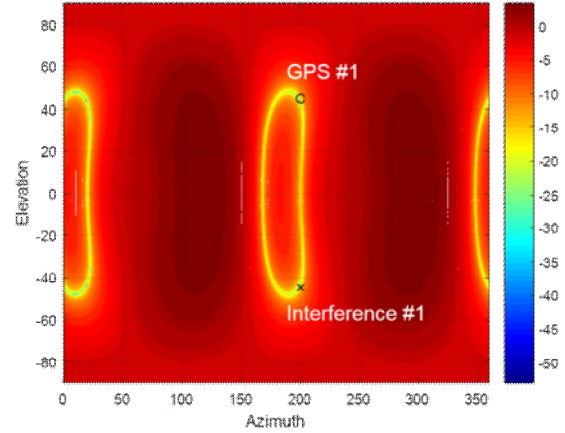


그림 6. 간섭신호 미러 현상 발생 (평면배열 안테나)  
Fig. 6. Interference mirror image (Planar array).

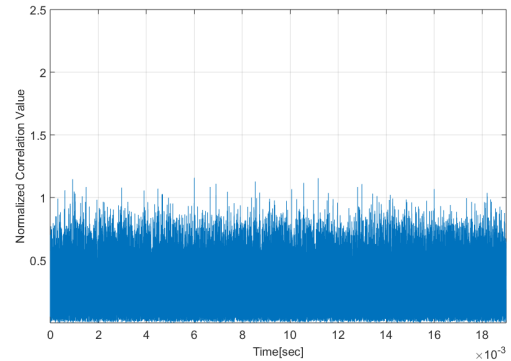


그림 7. 미러 효과에 의한 상관값 (평면배열 안테나)  
Fig. 7. Correlation value in mirror effect (Planar array).

왜곡 및 상호결합(mutual coupling) 등의 오차 요소에 대한 고려가 필요하며, 특히 빔포밍 방식에 대한 고려를 위해서는 안테나 교정절차가 고려되어야 한다 [6]-[8].

그림 6에서 평면배열 안테나를 적용한 경우의 빔패턴을 확인하면, 안테나 평면기준 상하 대칭에 위치한 GPS 위성방향의 빔패턴 방향으로 간섭신호와 동일한 수준의 대칭위치에서의 신호감쇄 현상이 형성되어 두 개의 널이 존재함을 확인할 수 있으며, 이로 인하여 그림 7의 경우와 같이, 20 ms 동안의 수신기 상관 값의 변화를 분석한 결과 해당 GPS 위성에서의 간섭신호 유입으로 인하여 잡음 수준 상승으로 인하여 상관값이 정상적으로 출력되지 않는 현상을 확인 할 수 있다.

### 3-2 3차원 배열 안테나 적용 시

3차원 배열 안테나 구조는 평면배열 구조와 동일한 배치간격의 7소자 안테나를 적용했으며, 중심부 소자의 높이를 변화시킨 입체형 안테나 구조를 채택했다. 모의실험을 위한 기준 안테나 높이는  $\lambda/2$  기준이며,  $h = 1.0$ 의 경우에 해당한다. 입체구조의 안테나는 오목 및 볼록 구조가 가능하지만, 오목형태의 안테나는 볼록 형태 대비 기체 장착상의 문제뿐만 아니라 성능열화의 단점이 있다고 알려져 있으며 이에 본 논문에서는 볼록형태의 구조에 대해서만 분석을 수행한다[9].

그림 8에서는 3차원 배열안테나 적용 후 동일한 분석 시나리오를 적용한 경우의 결과이며, 평면배열 안테나와는 달리 기준면인 양각 0도 아래에 위치한 간섭신호에 의해 상하 대칭위치에 존재하는 GPS 위성에 대한 신호 상쇄현상인 미러 효과가 발생하지 않음을 확인 할 수 있다. 상관 값의 경우에도 평면배열안테나와는 달리 동일한 시나리오에서 그림 9에서와 같이 1 ms 간격으로 20주기 간 상관 값 확인 시, 신호주적이 가능한 43 dB로 확인되었다.

두 가지 조건에서의 모의실험 분석결과는 표 2에서 두 가지 안테나 구조에 대한 상관 값 및 CCDF (complementary cumulative density function) 결과로 표시하였다. 상보누적분포 함수인 CCDF는 그림 10의 그래프의 가로축에 0dB로 표시된 기준 값 이상의 이득을 갖는 수신 전력을 갖는 비율을 누적한 값이며, 이는 누적확률분포 CDF에서 1에서 뺀 결과와 동일하다.

그림 10에서는 안테나 수신 빔전력을 간섭신호가 존재하지 않은 안테나의 고유 수신 이득인 0 dB를 기준으로 추가 확보 이득에 대한 패턴에 대한 누적비율을 표시한 것이다.  $h=0$ 은 평면 배열안테나를 의미하며, 중심 소자가 반과장 높이에 위치한 3차원 구조를 의미한다. 모의분석에서는 높이를 4가지 경우로 설정했으며, 이때  $\lambda/4$ 에 해당하는  $h = 0.5$ 인 경우가 가용한 빔전력의 점유 비율이 60%로 가장 우수함을 확인하였다.

이러한 미러 대칭 현상은 배열안테나에 대한 수신신호 입사각 모델을 이용하여 설명이 가능하며,  $x, y, z$ 를 3차원 공간에 대한 기준 소자에서 주변 소자까지의 각 축 상의 거리로 표현할 수 있으며,  $\theta$ 를 고도 각이라고 하면, 그림 3에서  $z$ 축 정보가 존재하지 않게 된다. 이때, 입사신호  $\tau_m$ 은 "sine" 함수의 인자로만 작용하게 되며, 이때 간섭신호가 발생 했을 때,  $90^\circ$  기준으로 좌우 대칭 값이 존재하게 된다. 이는 수평면에 대한 입사신호 구분이 어렵게 되며, 특히 평면 구조의 경우, 간섭원이 위성과 대칭적으로 존재 시, 수신 가능한 패턴영역 및 해당 GPS 위성에 대한 신호 소실을 초래한다.

## IV. 결 론

본 논문에서는 평면배열 안테나의 대칭적인 구조로 인한

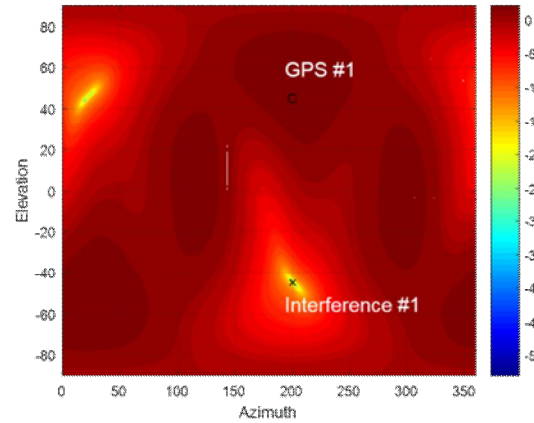


그림 8. 간섭신호 미러 현상 제거 (3차원 배열안테나)  
Fig. 8. Interference mirror image rejection (3D array).

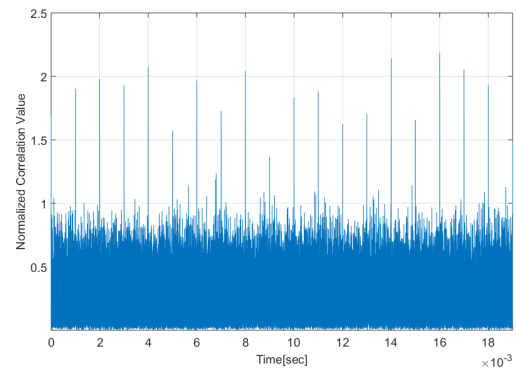


그림 9. 미러 효과 제거 후의 상관값 (3차원 구조)  
Fig. 9. Correlation after mirror effect rejection(3D).

표 2. 평면배열안테나 및 3차원배열안테나 모의실험결과  
Table 2. Simulation Results of Planar array and 3D-array.

	Correlation value (20ms Average.)	CCDF
Planar Array	30 [dB]	40 [%]
3D Array	43 [dB]	60 [%]

여 신호처리 과정에서 발생하는 간섭신호의 미러 이미지 영향성 분석 및 이를 극복하기 위해서 안테나 구조면의 상하 대칭성이 어긋나도록 소자 배치를 3차원 배열 구조로 제한하였으며, 모의분석을 통해서 평면배열 안테나구조에서 발생하는 미러 대칭 영향에 의한 간섭신호 제거 알고리즘 성능저하 현상 확인 및 제한한 구조를 적용 한 경우의 성능개선 확인을 정량적 지표인 GPS 수신패턴에 대한 CCDF 비율 및 상관 값 비교 결과를 제시하였다. 추가적으로 중심부 소자의 높이에 따른 성능을 확인하기 위해서, 기준 안테나의 높이를 변화 시킨 결과  $\lambda/4$  높

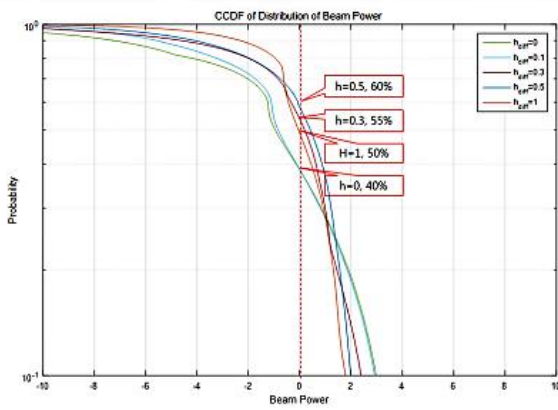


그림 10. 3차원 안테나의 중심소자 높이별 CCDF  
 Fig. 10. CCDF of the various Reference height.

이 구조에서 평면 구조 안테나 대비 CCDF 기준 20% 개선 효과가 있음을 확인하였다.

향후 연구 분야로는 배열 안테나가 갖는 위상오차 및 상호 결합에 의한 왜곡특성 반영 및 이에 대한 오차 교정 기법 적용 여부에 따른 성능분석을 수행 할 예정이다.

**References**

[1] E. D. Kaplan, *Understanding GPS : Principles and Applications*, 2nd ed. Norwood, MA: Artech House, 2005.  
 [2] L. C. Godara, *Smart Antennas*, CRC Press, p.101, 2002.  
 [3] S. A. Vorobyov, A. B. Gershman, "Principles of minimum

variance robust adaptive beamforming design," *Signal Processing*, Vol. 19, No. 2, pp. 3264-3277, 2013.  
 [4] De Lorenzo, F. Antreich, and H. Denkens, "Testing of adaptive beamsteering for interference rejection in GNSS receivers," in *Proceeding of the European Nuclear Conference*, Brussels: Belgium, pp. 1277-1287, 2007.  
 [5] S. Daneshmand and A. Jafarmia-Jahromi, "GNSS space-time interference mitigation : advantage and challenges," in *Proceedings of the International Symposium on GNSS*, Kyoto: Japan, pp. 1-11, 2015.  
 [6] S. Daneshmand, N. Sokhandan, M. Zaeri-Amirani and G. Lachapelle, "Precise calibration of a GNSS antenna array for adaptive beamforming applications", *Sensors 2014*, pp. 9669-9691, 2014.  
 [7] Z. Huang, C. A. Balanis, and C. R. Birtcher, "Mutual coupling compensation in UCAs : simulations and experiment", *IEEE Transactions on Antenna and Propagation*, Vol.54. No. 12, pp. 3082-3086, November 2006.  
 [8] J. L. Allen and B. L. Diamond : Mutual coupling in array antennas, Massachusetts Institute. of Tech Lexington Lincoln Lab, Technical Report No. TR-424, 1966.  
 [9] I. J. Gupta, T. H. Lee, K. A. Griffith, C. D. Slick, C. J. Reddy, M. C. Bailey and D. Decarlo, "Non-Planar Adaptive Antenna Arrays for GPS Receivers," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 52. No. 5 pp. 35-51, October 2010.



**김 준 오 (Jun-O Kim)**

2000년 2월 : 부경대학교 전자공학과 (공학사)  
 2002년 2월 : 부경대학교 전자공학과 통신시스템 전공 (공학석사)  
 2002년 8월 ~ 현재 : 국방과학연구소 항법부 선임연구원  
 2016년 3월 ~ 현재 : 충남대학교 대학원 제어 및 항법 박사과정  
 ※관심분야 : 위성항법시스템, GNSS 간섭신호처리



**이 상 정 (Sang-Jeong Lee)**

1980년 2월 : 서울대학교 전자공학과 (공학사)  
 1982년 2월 : 서울대학교 전자공학과 제어 (공학석사)  
 1987년 2월 : 서울대학교 전자공학과 제어 (공학박사)  
 1988년 3월 ~ 현재 : 충남대학교 전자공학과 교수  
 ※관심분야 : GNSS, Robust control