

# 변형된 역확산기 기반의 GPS 적응 간섭제거기의 출력 SINR 해석

황석승\*

Output SINR Analysis of GPS Adaptive Interference Canceler Based on Modified Despreader

Suk-Seung Hwang\*

요약

다양한 상업적, 군사적 방면에서 사용되고 있는 위성항법시스템(Global Positioning System: GPS)은 특정 사용자나 물체의 위치를 추정하기 위해 설계되었다. 정확한 위치추정을 위해 위성항법시스템은 최소 네 개의 위성으로부터 신호를 수신하여야 한다. GPS 수신기는 매우 낮은 신호-대-잡음 비(signal-to-noise ratio: SNR)에서 동작하며, GPS 신호에 비해 매우 높은 전력을 가지는 간섭신호들에 의해 위치추정 성능에 영향을 받을 수 있다. 본 논문에서는 고 전력 간섭들을 정확한 GPS 신호의 도래각(angle-of-arrival: AOA) 정보 없이 제거하는 변형된 역확산기(modified despreader) 기반의 다수개의 GPS 신호를 위한 적응 간섭제거기를 소개한다. 또한 변형된 역확산기 기반의 출력에 대한 신호-대-간섭 및 잡음 비(signal-to-interference and noise ratio: SINR)의 수학적 해석을 제공한다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 고려된 GPS 수신기의 간섭제거성능과 SINR에 대한 수학적 해석을 확인한다.

## ABSTRACT

The Global Positioning System (GPS), which has various military and commercial applications, is designed to estimate the location of the specific user or object. In order to accurately estimate the location, GPS requires at least four satellite signals. The GPS receiver operates on extremely low signal-to-noise ratio (SNR) environment and it may suffer from various interference signals with the extremely high power. In this paper, we introduce a blind adaptive receiver based on the modified despreader, which suppress interference signals and detect GPS signals of interest without requiring explicit angle-of-arrival (AOA) information. We, also, provide the mathematical analysis for the signal-to-interference and noise ratio (SINR) of the modified despreader beamformer output. A representative computer simulation example is presented to illustrate the interference suppression performance of the considered GPS receiver and mathematical analysis of the SINR.

## 키워드

Global Positioning System, Interference Suppression, Modified Despreader, Signal-to-Interference and Noise Ratio  
위성항법시스템, 간섭제거, 변형된 역확산기, 신호-대-간섭 및 잡음 비

\* 교신저자(corresponding author) : 조선대학교 메카트로닉스공학과(hwangss@chosun.ac.kr)  
접수일자 : 2013. 12. 03

심사(수정)일자 : 2014. 01. 10

게재확정일자 : 2014. 02. 11

## 1. 서 론

위치기반 서비스(Location Based Service : LBS)에 주요하게 사용되는 위치추정기술(Location Detection Technology: LDT) 중에서 GPS는 모바일 사용자의 위치를 추정하기 위한 대표적인 기술 중 하나이다 [1-5]. 20개의 동일한 C/A(coarse acquisition) 코드로 구성된 고유의 PRN(pseudorandom noise) 코드를 사용하는 GPS 위성은 저전력이고, 초고주파수 기반의 가시선(line-of-sight: LOS) 신호를 전송한다[6].

GPS는 저전력 신호를 전송하므로 낮은 SNR 환경에서 동작하는데, 이 문제는 GPS의 큰 확산이득(spreading gain)으로 해결이 가능하다. 그러나 고 전력의 제밍(jamming)신호들과 동일 채널 간섭신호들은 GPS의 위치추정 성능을 방해하는 심각한 문제점들로 대두된다. 이러한 간섭 및 제밍 신호들을 제거하기 위하여 MVDR(minimum-variance distortionless-response) 빔형성기가 주로 사용되는데[7-8], MVDR은 상당히 우수한 간섭제거 성능을 가지지만, 자기상관 행렬을 계산하여야 하므로 상당히 높은 계산량을 가지고, GPS 신호의 도래각 추정 오류에 민감하다는 단점이 있다. 이러한 문제점들을 극복하기 위해 도래각 추정오차와 안테나 어레이 결합에 큰 영향을 받지 않는 다중단계(multistage) CM(constant modulus) 어레이 기반의 간섭제거 시스템이 [9]에서 제안되었다.

원하는 사용자 또는 물체의 정확한 위치추정을 위해 GPS는 가능한 위성들 중 최소 네 개의 위성을 사용한다[10]. 본 논문에서는 GPS 신호의 CM 특성을 유지시키고 CM 간섭신호들을 non-CM 신호들로 변형하여 이들을 제거하도록 설계된 변형된 역확산(modified despreader) 시스템[11]을 다수개의 GPS 신호들을 처리하기 위해 확장 시킨 기법을 간략하게 소개하고, 이와 관련된 SINR의 수학적 해석을 제시한다. 다중단계 CM 어레이는 역확산을 수행한 후에 모든 간섭신호들을 제거하고, GPS 신호들을 추출하기 위해 사용된다. 다수개의 위성 문제를 해결하기 위해서 [8]에서 제안된 MVDR 빔형성기는 한 개의 위성의 경우와 비교하여 상당히 높은 계산 복잡도를 가지고, 또한 다수개의 역확산기가 필요하다. 본 논문에서 소개된 시스템은 다수개의 GPS 신호를 처리하기 위해 단일 역확산기와 다중단계 CM 어레이가 필요하

로, 다수개의 GPS 신호들을 위한 MVDR 빔형성에 비해 매우 효과적이다.

본 논문의 나머지 구성은 다음과 같다. 2장에서 다수개의 GPS 신호들을 위한 수신신호 모델을 제시하고, 3장에서는 다수개의 GPS 신호들을 위한 변형된 역확산기 기반의 간섭제거 시스템을 소개한다. 4장에서는 고려된 간섭제거기 출력의 SINR의 수학적 해석을 제시한다. 5장에서 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 고려된 GPS 간섭제거기 성능과 SINR에 대한 수학적 해석을 확인하고, 마지막으로 6장에서 본 논문의 결론을 맺는다.

표 1. 식 (1)의 수신신호 모델에 대한 요약  
Table 1. Summary of received signal model in (1)

Symbol	Definition
$\mathbf{A}_e$	Array response matrix for the GPS signals (The column of $\mathbf{A}_e$ is the AOA array response vector for each GPS satellite)
$c_i(k)$	Element of the cyclostationary PRN code with length $N=20 \times 30$ for the $i$ th satellite
$b_i(k)$	GPS data bit which remains constant over the duration of one cycle of the PRN code for the $i$ th satellite
$\mathbf{A}_{cm}$	Array response matrix for the CM jammers
$\mathbf{j}_{cm}$	Vector of CM jammers
$L_{cm}$	Number of CM jammers
$\mathbf{A}_{wb}$	Array response matrix for the WB jammers
$\mathbf{j}_{wb}$	Vector of WB jammers
$L_{wb}$	Number of WB jammers

## II. 수신신호 모델

GPS는 BPSK(binary phase-shift keying) 신호를 사용하므로, 본 논문에서는 CM 특성을 가지는 C/A 코드 기반의 GPS 신호 수신에 집중한다.  $M$ 개의 안테나 배열 요소들을 가지는 시스템의 경우, 샘플 인덱스  $k$ 에서의 수신신호 벡터는 식 (1)과 같이 주어진다.

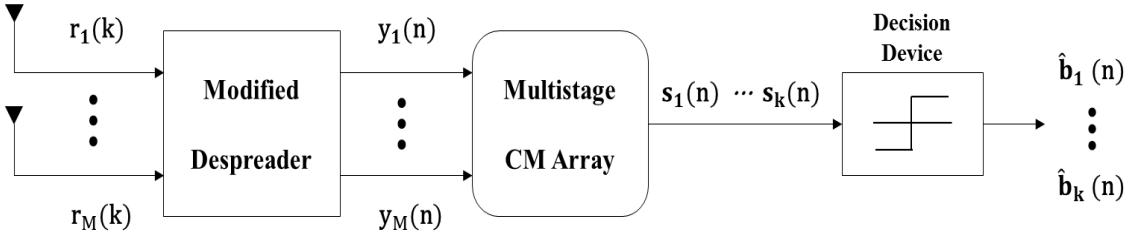


그림 1. 변형된 역확산기와 다중단계 CM 어레이로 구성된 다중요소 GPS 수신기 구조

Fig. 1 Multi-component GPS receiver architecture based on a modified despreader and a multistage CM array

 표 2. 식 (1)의 주요 행렬 및 벡터의 크기  
 Table 2. Sizes of the matrices and vectors in (1)

Matrix/vector	Size
$\mathbf{r}(k)$	$M \times 1$
$\mathbf{A}_c$	$M \times K$
$\mathbf{A}_{cm}$	$M \times L_{cm}$
$\mathbf{j}_{cm}$	$L_{cm} \times 1$
$\mathbf{A}_{wb}$	$M \times L_{wb}$
$\mathbf{j}_{wb}$	$L_{wb} \times 1$

$$\mathbf{r}(k) = \mathbf{A}_c \begin{bmatrix} c_1(k)b_1(k) \\ \vdots \\ c_K(k)b_K(k) \end{bmatrix} + \mathbf{A}_{cm}\mathbf{j}_{cm}(k) + \mathbf{A}_{wb}\mathbf{j}_{wb}(k) + \mathbf{v}(k) \quad (1)$$

식 (1)에서  $K$ 는 가능한 GPS 위성의 개수이고,  $\mathbf{v}(k)$ 는 평균이 "0"이고 분산이  $\sigma^2$ 인 i.i.d(independent and identically distributed) 요소들로 이루어진 크기  $M \times 1$ 의 AWGN (additive white Gaussian noise) 벡터이다. 식 (1)의 주요 변수들은 표 1에 행렬과 벡터의 크기는 표 2에 정리되어 있다. 모든 non-CM 제밍 신호들은 광대역(wide-band: WB) 잡음으로 설정된다고 가정한다. 또한, [12-13]에서 묘사된 크기  $P \times Q (M = PQ)$ 의 결자 안테나 배열이 GPS 수신기에 사용된다고 가정한다.

### III. 다수개의 GPS 신호들을 위한 다중요소 간섭제거 시스템

그림 1은 다수개의 GPS 신호들을 위한 변형된 역확산기, 다중단계 CM 어레이, 이진수(binary) 결정 장치로 구성된 GPS 간섭제거 시스템 구조이다. 변형된 역확산기의 출력에서 모든 CM 간섭 신호들은 non-CM 신호들로 변환되지만, GPS 신호들은 CM 특성을 그대로 유지한다. 변형된 역확산 후 간섭 및 제밍 신호들을 제거하고 원하는 GPS 신호들을 얻기 위하여 다중단계 CM 어레이를 사용한다.

#### 3.1. 다수개의 GPS 신호들을 위한 변형된 역확산기

각 GPS 위성은 20개의 동일한 C/A 코드들로 이루어진 고유 PRN 코드를 사용한다.  $K$ 개의 위성들이 GPS 신호를 전송한다고 가정할 경우,  $i (i = 1, \dots, K)$ 번째 위성에 대한 PRN, 코드는 식 (2)로 주어진다.

$$\mathbf{c}_i = [\mathbf{ca}_i, \dots, \mathbf{ca}_i]^T, \quad i = 1, \dots, K \quad (2)$$

식 (2)에서  $\mathbf{ca}_i$ 는 20회 반복되는  $i$ 번째 위성에 대한 길이 1023인 C/A 코드이다. 본 논문에서 고려된 수신기에 대한 새로운 PRN 코드  $\tilde{\mathbf{c}}_i$ 는 식 (3)으로 정의된다.

$$\tilde{\mathbf{c}}_i = [\mathbf{ca}_{i,1}, \dots, \mathbf{ca}_{i,20}]^T \quad (3)$$

식 (3)에서  $\mathbf{ca}_{i,l} (l = 1, \dots, 20)$ 은  $\mathbf{ca}_i (i = 1, \dots, K)$ 를 제외

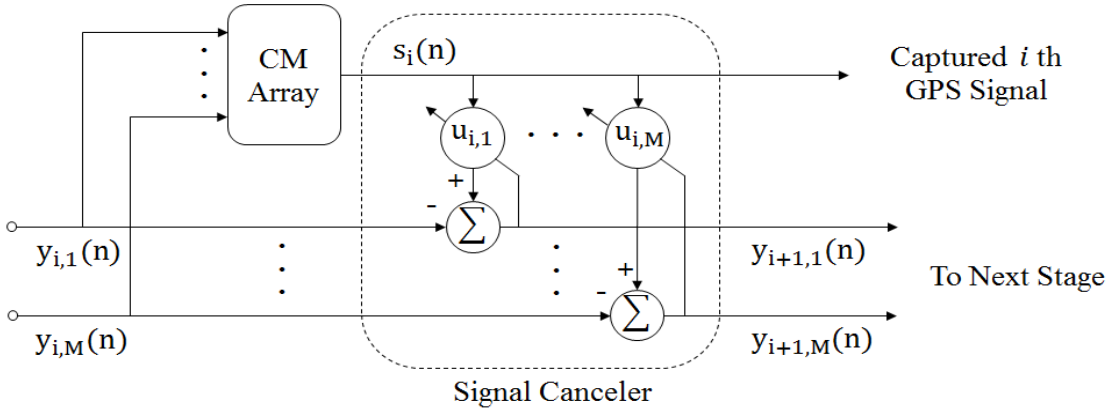


그림 2. 다중단계 CM 어레이의  $i$ 번째 단계  
 Fig. 2.  $i$ th stage of the multi-stage CM array

한 모든 가능한 C/A 코드들로부터 무작위로 선택 된다. 다수개의 위성들을 위한 변형된 PRN 코드  $\bar{\mathbf{c}}$ 를

$$\bar{\mathbf{c}} = \sum_{i=1}^K \mathbf{c}_i - \tilde{\mathbf{c}}_i \quad (4)$$

로 정의하면, 변형된 역확산기의 출력은 식 (5)로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(n) &= \mathbf{R}(n)\bar{\mathbf{c}} \\ &= \mathbf{A}_c(N-20(K-1)) \begin{bmatrix} b_1(n) \\ \vdots \\ b_K(n) \end{bmatrix} \\ &\quad + \mathbf{A}_{cm}\bar{\mathbf{j}}_{cm}(n) + \mathbf{A}_{wb}\bar{\mathbf{j}}_{wb}(n) + \bar{\mathbf{v}}(n) \end{aligned} \quad (5)$$

식 (5)에서  $\mathbf{R}(n) = [\mathbf{r}(k), \dots, \mathbf{r}(k+N-1)]$ ,  $\bar{\mathbf{j}}_{cm}(n) =$

$$\mathbf{J}_{cw}(n)\bar{\mathbf{c}}, \mathbf{J}_{cw}(n) = [\mathbf{j}_{cw}(k), \dots, \mathbf{j}_{cw}(k+N-1)],$$

$$\bar{\mathbf{j}}_{wb}(n) = \mathbf{J}_{wb}(n)\bar{\mathbf{c}},$$

$$\mathbf{J}_{wb}(n) = [\mathbf{j}_{wb}(k), \dots, \mathbf{j}_{wb}(k+N-1)],$$

$$\bar{\mathbf{v}}(n) = \mathbf{V}(n)\bar{\mathbf{c}},$$

$$\mathbf{V}(n) = [\mathbf{v}(k), \dots, \mathbf{v}(k+N-1)] \text{로 각각 정의된다.}$$

식 (5)에서  $(N-20(K-1))[b_1(n), \dots, b_K(n)]^T$  만 CM 특성을 가지므로, 다수개의 GPS 신호들은 다중

단계 CM 어레이를 사용하여 추출해 낼 수 있다.

### 3.2. 다중단계 CM 어레이

다수개의 GPS 신호들을 추출하기 위해 각 단계의 출력이 한 개의 위성에 대한 GPS 신호를 포함하는 다중단계 CM 어레이가 사용된다. 그림 2는 다중단계 CM 어레이의  $i$ 번째 단계에 대한 블록 다이어그램이다. CM 어레이에 의해 추출된 GPS 신호는 적응 신호 제거기에 의해 제거되고, 신호 제거기의 출력은 다음 단계의 입력이 된다. 이 과정은 모든 GPS 신호들이 추출될 때 까지 순차적인 형태로 반복된다.

$i$ 번째 단계의 CM 어레이 출력은 식 (6)으로 주어진다.

$$s_i(n) = \mathbf{w}_i^H(n)\mathbf{y}_i(n) \quad (6)$$

식 (6)에서  $\mathbf{y}_i(n)$ 은 크기  $M$ 의 CM 어레이 입력신호 벡터이고,  $\mathbf{w}_i(n)$ 은 식 (7)에서 표현되는 CMA (constant modulus algorithm)[12]에 의해서 갱신되는 적응 가중치벡터이다:

$$\mathbf{w}_i(n+1) = \mathbf{w}_i + 2\mu_{cma}\mathbf{y}_i(n)e_i^* \quad (7)$$

식 (7)에서 위첨자 \*는 켈레 복소수를 뜻하고, 오차 신호는 식 (8)로 주어진다.

$$\varepsilon_i(n+1) = \frac{s_i(n)}{|s_i(n)|} - s_i(n) \quad (8)$$

CM 어레이의 출력은 식 (9)와 같은 과정을 수행하는 적응 신호제거기에 적용 된다:

$$\mathbf{y}_{i+1}(n) = \mathbf{y}_i(n) - \mathbf{u}_i(n)s_i(n) \quad (9)$$

식 (9)에서  $\mathbf{u}_i(n)$ 은 식 (10)과 같이 LMS (least-mean-square) [13] 알고리즘에 의해 갱신되는 크기  $M$ 의 제거기 가중치 벡터를 나타낸다.

$$\mathbf{u}_{i+1}(n) = \mathbf{u}_i(n) + 2\mu_{lms}\mathbf{y}_i(n)s_i^*(n) \quad (10)$$

스텝-크기  $\mu_{ana} > 0$ 와  $\mu_{lms} > 0$ 는 두 알고리즘들의 수렴특성을 제어하는 매개변수이다.

### 3.3. 이진수 결정 장치

GPS 데이터는 실수이고 이진수이므로, 시그넘 (signum) 함수 검파기(detector)가 비트들의 추정을 위해 다중단계 CM 어레이 이후에 사용된다.  $i$ 번째 위성에 대하여 추정된 GPS 비트들은 식 (11)과 같이 주어진다.

$$\hat{b}_i(n) = \text{sgn}[\text{real}[s_i(n)]] \quad (11)$$

## IV. 출력 SINR의 수학적 해석

GPS 신호, 각 간섭 및 역확산 후의 AGN(additive Gaussian noise)이 각각에 대하여 독립이고 영의 평균값(mean)을 가진다고 가정하면,  $i$ 번째 GPS 신호에 대한 변형된 역확산 시스템의 출력 SINR은 식 (12)와 같이 주어진다.

$$\text{SINR}_i = \frac{\alpha_i^2(N-20(K-1))^2}{\left[ \sum_{l=1}^L \beta_{i,l}^2 \sigma_l^2 + \sum_{k=1, k \neq i}^K \gamma_{i,k}^2 (N-20(K-1))^2 + \mathbf{w}_i^H \mathbf{R}_V \mathbf{w}_i \right]} \quad (12)$$

또한, 식 (12)를 dB 스케일로 나타내면 (13)으로 주

어진다.

$$\text{SINR}_i(\text{dB}) \approx 20\log_{10}(N-20(K-1)) - 20\log_{10}(\alpha_i) - 10\log_{10}(\mathbf{w}_i^H \mathbf{R}_V \mathbf{w}_i) (\text{dB}) \quad (13)$$

식 (11)에서  $L$ 은 전체 간섭신호의 개수이고,  $\mathbf{w}_i$ 는 변형된 역확산 시스템에 대한  $i$ 번째 단계 CM 어레이의 수렴된 가중치 벡터이다. 또한, 빔(beam) 인수(factor)는  $\alpha_i = \sigma_i |\mathbf{w}_i^H \mathbf{a}_i|$ ,  $\tilde{\mathbf{a}}_i = \mathbf{T}_{i-1} \times \dots \times \mathbf{T}_1 \mathbf{a}_i$  로 정의되고, 여기서  $\mathbf{a}_i$ 는  $i$ 번째 단계 CM 어레이에 대한 GPS 신호의 도래각 벡터이며,  $\mathbf{T}_i$ 는 식 (14)에서 정의된 변형된 역확산 시스템을 위한 신호 전이(transfer) 행렬을 나타낸다.

$$\mathbf{T}_i = \mathbf{I}_M - \mathbf{u}_i \mathbf{w}_i^H \quad (14)$$

$\mathbf{I}_M$ 은 크기  $M$ 의 단위행렬이고,  $\mathbf{u}_i$ 는  $i$ 번째 단계 신호 제거기의 수렴된 가중치 벡터이다. 널링(nulling) 인수는  $\beta_{i,l} = |\mathbf{w}_i^H \tilde{\mathbf{a}}_{i,l}|$ ,  $\tilde{\mathbf{a}}_{i,l} = \mathbf{T}_{i-1} \times \dots \times \mathbf{T}_1 \mathbf{a}_l$  로 정의되고,  $\mathbf{a}_l$ 은  $l$ 번째 간섭신호의 도래각 벡터이며,  $\sigma_l^2 = E[\mathbf{j}_l(n) \bar{\mathbf{c}} \bar{\mathbf{c}}^T \mathbf{j}_l^H(n)]$ 는 역확산 후의  $l$ 번째 간섭신호의 전력을 나타낸다. 널링 인수  $\gamma_{i,k} = |\mathbf{w}_i^H \tilde{\mathbf{a}}_{i,k}|$ ,  $\tilde{\mathbf{a}}_{i,k} = \mathbf{T}_{i-1} \times \dots \times \mathbf{T}_k \mathbf{a}_k$ 로 정의되고,  $\mathbf{a}_k$ 는  $k(\neq i)$ 번째 GPS 위성신호의 도래각 벡터이고, 자기상관 행렬  $\mathbf{R}_V$ 는  $\mathbf{R}_V = E[\mathbf{V}(n) \bar{\mathbf{c}} \bar{\mathbf{c}}^T \mathbf{V}^H(n)]$ 로 정의된다.

## V. 컴퓨터 시뮬레이션

본 절에서는 다수개의 GPS 신호들을 위한 변형된 역확산 시스템의 간섭제거 성능을 확인하고, 출력의 SINR 분석 확인을 위한 컴퓨터 시뮬레이션을 제시한다. 시뮬레이션을 위해  $M=8$ 의 안테나 어레이 요소들이 사용되었다고 가정하였고, 표 3에서 요약된 수신 신호는  $K=4$ 의 GPS 신호들과 CM 제밍신호로 한 개의 CW(continuous waveform) 간섭신호 및 한 개의 FM(frequency modulated) 간섭신호, non-CM 간섭신호로 한 개의 WB 잡음 간섭신호, AWGN 등을

포함한다고 가정한다. 각 간섭신호는 JSR (jammer-to-signal ratio) = 60(dB)의 전력을 가지며, GPS 신호들의 SNR은 -30(dB)로 가정한다. 또한, FM 간섭신호의 복조 인덱스(modulation index)는  $\beta = 0.05$ , 정규화(normalized)된 복조주파수는  $f_m = 0.001$ 로 가정하였다.

표 3. 컴퓨터 시뮬레이션 시나리오  
Table 3. Scenario for computer simulation

Signal	Azimuth (°)	Elevation (°)	Center Frequency
GPS	12, 105, 167, 301	71, 71, 71, 71	-, -, -, -
CW	57	71	0.05
FM	136	71	0.33
WB	251	71	0.17

역확산 이후의  $i$ 번째 단계에서의 CM 어레이 출력  $s_i(n)$ 의 시간 인덱스와 수신신호  $\mathbf{r}(k)$ 의 시간 인덱스가 다르므로, 두 신호의 스펙트럼(spectrum)을 직접 비교하는 것은 불가능하다. 두 신호의 스펙트럼을 비교하기 위해 [8]에서 설명된 것과 같이 단지 시뮬레이

션을 목적으로 변형된 역확산기가 CM 어레이 다음에 오도록 시스템을 변경한다. 변경된 시스템에서  $i$ 번째 CM 어레이에 대한 출력은 식 (15)로 나타낼 수 있다.

$$y_i(k) = \mathbf{w}_i^H \mathbf{r}(k) \tag{15}$$

$\mathbf{w}_i$ 는 식 (7)에 의해서 수립된 가중치 벡터이고, 이 벡터는 CM 어레이 부분에 복사되어 사용된다.

변형된 역확산 시스템의 간섭제거 성능은 그림 3(a)와 (b)에서 보여 지는 것처럼, 수신신호의 스펙트럼과 첫 번째 CM 어레이 단계의 변형된 역확산 시스템의 출력 스펙트럼을 비교함으로써 확인된다. 그림 3(a)의 수신신호 스펙트럼에서 한 개의 CW 간섭신호, 한 개의 FM 간섭신호, 한 개의 WB 잡음 간섭신호에 대한 스펙트럼을 확인 할 수 있으나, 그림 3(b)의 간섭제거 시스템의 출력신호 스펙트럼에서는 모든 간섭신호들의 성분이 거의 제거되었음을 확인할 수 있다.

MVDR 빔형성기와 다수개의 GPS 신호들을 위한 변형된 역확산기 시스템의 SINR 결과들이 그림 4에 제시되었다. 그림 4(a), (b), (c) 및 (d)는 각각 첫 번째, 두 번째, 세 번째 및 네 번째 GPS 신호에 대한 출력 SINR을 보인다. 이 결과로부터 변형된 역확산기 시스템의 수신기는 GPS 신호들에 대한 도래각 정보 없이도 잘 동작하고 MVDR, 빔형성기에 비해 매우

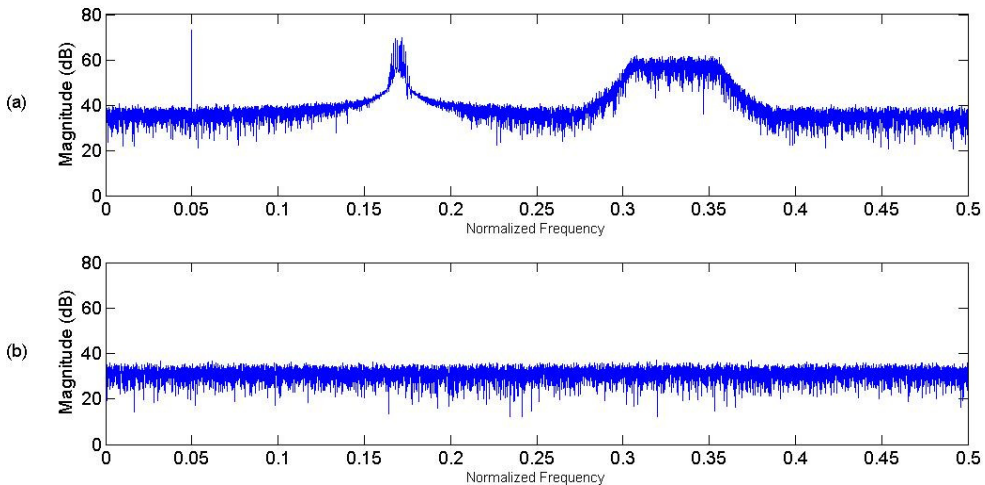


그림 3. 신호 스펙트럼 (a) 수신신호 (b) 변형된 역확산 시스템 출력  
Fig. 3 Signal spectra (a) received Signal (b) output of modified despreader system

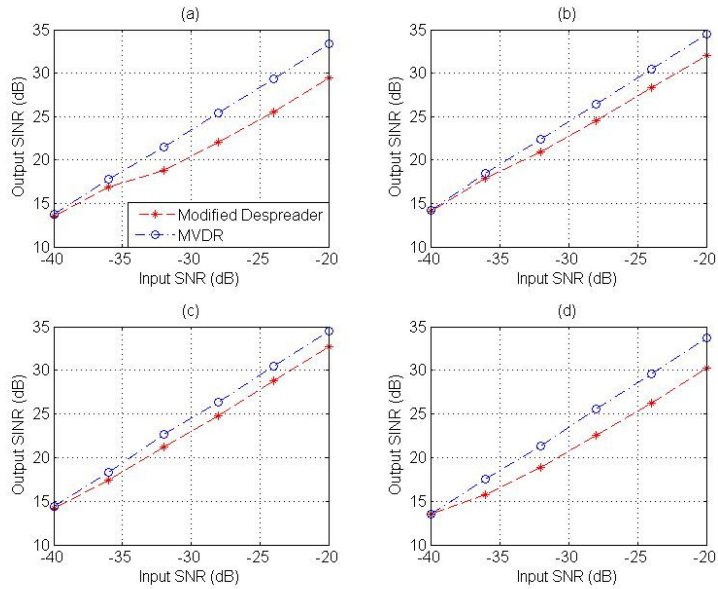


그림 4. 다수개의 GPS 신호들을 위한 변형된 역확산기 시스템과 MVDR 빔형성기의 출력 SINR 성능 (a) 첫 번째 GPS 신호 (b) 두 번째 GPS 신호 (c) 세 번째 GPS 신호 (d) 네 번째 GPS 신호

Fig. 4 Output SINR performance of the modified despreader system and the MVDR beamformer for multiple GPS signals (a) first GPS signal (b) second GPS signal (c) thrid GPS signal (d) fourth GPS signal

낮은 복잡도를 가짐에도 불구하고, 두 시스템은 거의 유사한 간섭제거 성능(두 시스템의 최대 SINR 차이는 약 4dB)을 가진다는 것을 확인할 수 있다.

## VI. 결론

본 논문에서는 매우 높은 전력의 간섭신호로부터 정확한 데이터 수신 시 방해받을 수 있는 GPS 수신기의 문제점 해결을 위한 효율적인 GPS 간섭제거 수신기를 소개하였고, 이 시스템의 출력에 대한 SINR의 수학적 해석을 제시하였다. 시스템은 다수개의 GPS 신호들을 위한 변형된 역확산기, 다중단계 CM 어레이 및 이진수 결정 장치로 구성되어 있다. 변형된 역확산기는 다중단계 CM 어레이를 사용하여 원하는 GPS 신호들을 추출하고 동시에 간섭신호들은 제거할 수 있도록, 모든 CM 간섭 신호들을 non-CM 신호들로 변환시키는 역할을 한다. 이 수신기는 다수개의

GPS 신호의 동시 수신을 위해 한 개의 역확산기와 한 개의 다중단계 CM 어레이만 필요하므로, 일반적인 시스템들 보다 매우 효율적이라고 할 수 있다. 또한 GPS 위성신호의 도래각 추정오차에 민감하지 않다는 장점도 가지고 있다. 간섭신호 제거에 대한 수신기의 성능 및 출력 SINR은 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 확인되었다.

### 감사의 글

이 논문은 2011년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구 사업지원을 받아 수행된 것임(No. 2013-056169)

이 논문은 2013학년도 조선대학교 학술연구비의 지원을 받아 연구되었음.

## 참고 문헌

- [1] E. D. Kaplan, ed., *Understanding GPS: Principles and Applications*, Boston: Artech House, 1996.
- [2] S. Hwang and J. J. Shynk, "Blind interference rejection for GPS based on a modified despreader," In *Proc. IEEE Vehicular Technology Conf.*, (Los Angeles, CA), Sept. 2004.
- [3] W. L. Myrick, J. S. Goldstein, and M. D. Zoltowski, "Low complexity anti-jam space-time processing for GPS," In *Proc. IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, (Salt Lake City, UT), May. 2001, pp. 2233-2236.
- [4] S.-W. Noh, T.-G. Kim, N.-Y. Ko, and Y.-C. Bae, "Particle filter for Correction of GPS location data of a mobile robot," *J. of The Korea Institute of Electronic Communication Sciences*, vol. 7, no. 2, Apr. 2012, pp. 381-389.
- [5] S.-Y. Kim, S.-H. Park, and J.-Y. Park, "Development of the Winch Control System for Floating Island and Statistics Analysis for Data," *J. of The Korea Institute of Electronic Communication Sciences*, vol. 7, no. 2, Apr. 2012, pp. 309-315.
- [6] W. Zhang and H. Suh, "Analysis and Simulation of Signal Acquisition of GPS Software Receiver," *J. of The Korea Institute of Electronic Communication Sciences*, vol. 6, no. 1, Feb. 2011, pp. 27-33.
- [7] R. E. Cagley, S. Hwang, and J. J. Shynk, "A multistage interference rejection system for GPS," In *Proc. Thirty-Sixth Asilomar Conf. on Signals, Systems, and Computers*, (Pacific Grove, CA), Nov. 2002. pp. 1674-1679.
- [8] S. Hwang, R. E. Cagley, and J. J. Shynk, "A blind interference canceler for GPS signals based on the CM array," in *Proc. Thirty-Seventh Asilomar Conf. on Signals, Systems, and Computers*, Pacific Grove, CA, Nov. 2003, pp. 192-196.
- [9] M. S. Grewal, L. R. Weill, and A. P. Andrews, *Global Positioning Systems, Inertial Navigation, and Integration*. New York : Wiley, 2001.
- [10] J. J. Shynk and R. P. Gooch, "The constant modulus array for cochannel signal copy and direction finding," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 44, Mar. 1996, pp. 652-660.
- [11] R. A. Monzingo and T. W. Miller, *Introduction to Adaptive Arrays*. New York : Wiley, 1980.
- [12] J. R. Treichler and M. G. Larimore, "The tone capture properties of CMA-based interference suppressors," *IEEE Trans. Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. ASSP-33, Aug. 1985, pp. 946-958.
- [13] B. Widrow and S. D. Stearns, *Adaptive Signal Processing*. EnglewoodCliffs, NJ : Prentice-Hall, 1985.

## 저자 소개

**황석승(Suk-Seung Hwang)**

1997년 2월 광운대학교 제어계측 공학과 졸업

2001년 6월 University of California, Santa Barbara, Electrical &

Computer Engineering Department 대학원 졸업(공학석사)  
2006년 University of California, Santa Barbara, Electrical & Computer Engineering Department 대학원 졸업(공학박사)

2006.5~2008.3 삼성전자 통신연구소 책임연구원

2008.3~현재 조선대학교 메카트로닉스공학과 조교수

※ 관심분야 : 적응신호처리, 위치추정, 채널추정, 이동로봇용 위치추정, 간섭제거