

논문 2006-43TC-12-4

# Subspace Projection을 이용한 전파방해신호 제거와 다중경로 간섭신호 제거 GNSS 수신기 설계

( On Construction of Anti-jam and Multipath Mitigation GNSS receiver by Subspace Projection )

신정환\*, 허준\*\*

( Jeong-Hwan Shin and Jun Heo )

## 요약

본 논문에서는 다중 안테나를 갖는 위성항법시스템 (GNSS) 수신기에서의 subspace projection을 이용한 전파방해신호 제거와 다중경로 간섭신호 제거에 대한 방법을 기술한다. 우리는 수신기에 들어온 신호를 두 번의 subspace projection을 통해 전파방해신호와 다중경로 간섭신호가 없는 noise subspace로 투영함으로써 GNSS 신호와 noise 만으로 구성된 신호 얻게 되고, 이 신호에 Beamformer를 적용하여 최대의 신호 대 잡음비를 갖는 수신기 출력 신호를 얻게 된다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 수신기가 효과적으로 전파방해신호와 다중경로간섭신호를 제거하고 신호 대 잡음비를 최대한으로 증가시킬 수 있음을 보여준다.

## Abstract

This paper considers interference suppression and multipath mitigation in Global Navigation Satellite Systems (GNSSs). We propose an anti-jam GNSS receiver which suppresses interference and multipath by subspace projection method. The resulting interference suppressed and multipath mitigated signal is then processed by a beamformer, whose weight vector maximizes the signal-to-noise ratio of the output signal. The enhanced performance is shown by refined cross correlation and beam pattern.

**Keywords :** GNSS, Anti-jam, Multipath mitigation

## I. 서론

위성항법시스템(GNSS)은 비행기, 선박, 자동차를 포함하여 세계 어느 곳에서든지 인공위성을 이용하여 현재의 위치 및 속도, 시간을 정확하게 측정할 수 있는 서비스를 제공하는 시스템이다. GNSS 수신기는 4개의 인공위성으로부터 수신된 신호를 이용하여 현재의 위치를

결정하게 된다. 그중에서 Global Positioning System (GPS)은 미국에서 개발된 위성항법시스템을 일컫는다. GPS는 처음 군사적인 목적으로 개발되었으나 현재는 일반에게 공개되어 여러 가지 서비스를 제공하고 있다. GPS를 이용한 서비스 모델에서 가장 큰 장애는 GPS 신호가 외부의 전파방해신호와 자신의 다중경로간섭신호에 매우 취약하여 수신기에서 인공위성의 GPS 신호를 정확히 수신하기가 쉽지 않다는 것이다. GPS 신호는 외부 전파방해신호에 대응하기 위하여 대역확산 (spread spectrum)을 이용하고 있으며, 이는 일정 수준의 전파방해신호로부터 원 신호를 보호하고 있다. 하지만 전파방해신호의 크기가 GPS에서 사용하는 대역확산 C/A code의 이득인 30dB 이상을 넘어서게 되면

\* 학생회원, \*\* 정회원, 건국대학교 전자공학과  
(Department of Electronics Engineering Konkuk University)

※ 본 연구는 BK21 사업과 서울시정개발연구원 지원 하에 수행중인 “실내측위 및 간섭제거 알고리즘을 적용한 차세대 GPS/Galileo 겸용 수신기 개발” 과제 결과의 일부임을 밝히고 지원에 감사드립니다.  
접수일자: 2006년8월21일, 수정완료일: 2006년12월12일

수신기에서의 정확한 정보 수신에 어렵게 된다. 따라서 GPS 수신기는 인공위성으로부터 오는 신호를 전파방해 신호로부터 효과적으로 복구할 수 있어야만 한다. 전파방해 신호 이외에 다중경로간섭신호 또한 정확한 신호 수신에 어려움을 주는 요소로써 다중경로간섭신호는 수신기 주변의 여러 지형물에 GPS 신호가 반사되어 원신호와 일정 시간의 간격을 두고 수신기에 들어옴으로써 발생한다. 이러한 다중경로간섭신호 또한 GPS 수신기의 정확한 동작을 방해하는 요소이다. 본 논문에서, 우리는 두 번의 subspace projection과 최대 신호 대 잡음비 Beamforming을 이용하여 전파방해신호와 다중경로간섭신호를 제거하는 GNSS 수신기를 제안한다. 단말기에 수신된 신호는 첫 번째로 전파방해신호가 존재하지 않는 공간으로 투영되고 이렇게 전파방해신호가 제거된 신호는 다시 한 번 다중경로간섭신호가 존재하지 않는 공간으로 투영된다. 두 번의 subspace projection으로 전파방해신호와 다중경로간섭신호가 제거된 신호는 Beamforming을 통하여 최대 신호 대 잡음비를 갖는 효과적인 측위 신호로 변환된다. 본 논문에선 시뮬레이션을 통해서 제안한 수신기가 효과적으로 전파방해신호와 다중경로간섭신호를 제거할 수 있음을 보여준다.

## II. 본 론

### 1. 전파방해신호 제거와 다중경로간섭신호 제거

#### 가. 신호모델

본 논문에서 제안하는 GPS 수신기는 M개의 공간 배열 안테나로 구성되어 있다. 안테나 배열로 들어오는 신호는 GPS신호, 다중경로 간섭 신호, 그리고 전파방해신호로 구성되어 있다. 안테나에 수신된 신호는 칩 간격으로 샘플링 된 기저대역 신호의 형태로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\underline{x}(n) = \sum_{k=0}^K s_k(n)c_k(nT_s - \tau_k(n))\underline{a}_k + \sum_{l=1}^L u_l(n)\underline{d}_l + \underline{v}(n) \quad (1)$$

이때,

- $T_s$  Nyquist sampling interval;
- $K$  다중경로간섭신호의 개수;
- $s_k(n)$   $k$ 번째 다중경로간섭신호의 신호 요소;
- $c_k$   $k$ 번째 다중경로간섭신호의 C/A-code 샘플;

$\tau_k(n)$   $k$ 번째 다중경로간섭신호의 C/A-code 샘플의 시간지연

$\underline{a}_k$   $k$ 번째 다중경로간섭신호의 spatial signature;

$L$  전파방해신호의 개수;

$u_l(n)$   $l$ 번째 전파방해신호;

$\underline{d}_l$   $l$ 번째 전파방해신호의 spatial signature;

$\underline{v}(n)$  백색 가우시안 잡음(AWGN) 벡터.

를 나타낸다.

여러 개의 인공위성으로부터 오는 신호는 C/A-code의 cross-correlation 특성 때문에 쉽게 구별 되므로 식 (1)에서는 하나의 인공위성의 신호만을 가정하고 있다. 각 변수의 아래첨자 중 '0'은 인공위성에서 수신기로 직접 전달되는 신호 성분을 나타낸다. 따라서 안테나 배열로 직접 전달되는 신호를 아래 식

$$s(n) \equiv s_0(n)c_0(nT_s - \tau_0(n))\underline{a}_0$$

와 같은 벡터 식으로 나타내면 식 (1)은 다음과 같은 벡터 식으로 나타낼 수 있다.

$$\underline{x}(n) = \underline{s}(n) + \underline{s}_m(n) + \underline{u}(n) + \underline{v}(n) \quad (2)$$

이 때,  $\underline{s}_m(n)$ 은  $K$ 개의 다중경로 간섭신호의 성분을 나타내며  $\underline{u}(n)$ 는 전파방해신호의 성분을 나타낸다. 각각의 신호 성분에 대한 식은 다시 아래 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \underline{s}_m(n) &\equiv \sum_{k=1}^K s_k(n)c_k(nT_s - \tau_k(n))\underline{a}_k \\ \underline{u}(n) &\equiv \sum_{l=1}^L u_l(n)\underline{d}_l \end{aligned} \quad (3)$$

나. Subspace projection에 의한 전파방해신호 제거  
GPS 신호와 전파방해신호, noise가 서로 독립적이라는 가정 아래 수신된 신호의 공분산 행렬은 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$R_{xx} = E\{\underline{x}(n)\underline{x}^H(n)\} = R_s + R_u + R_v \quad (4)$$

이 때,  $E\{\cdot\}$ 는 기대값을 나타내고  $(\cdot)^H$ 는 복소수 벡터의 conjugate transpose를 의미하며,  $R_s$ ,  $R_u$ ,  $R_v$ 는 각각 GPS 신호와 전파방해신호, noise의 공분산 행렬을 의미한다. 각각의 공분산 행렬을 살펴보면

$$R_s \equiv E\{[\underline{s}(n) + \underline{s}_m(n)][\underline{s}(n) + \underline{s}_m(n)]^H\} \quad (5)$$

$$R_u \equiv E\{\underline{u}(n)\underline{u}^H(n)\} \quad (6)$$

$$R_v \equiv E\{\underline{v}(n)\underline{v}^H(n)\} = \sigma_v^2 I_M \quad (7)$$

와 같이 나타나며, 이 때,  $I_M$ 는  $M \times M$  단위행렬을 의미한다.

Subspace projection에 의한 전파방해신호 제거 기술은 GPS 신호가 noise와 전파방해신호에 비해 상대적으로 매우 낮은 신호 크기(일반적으로 AWGN에 비해 20에서 30dB 낮은 위치에 있다)를 가지고 있음에 기초한다. 따라서, 수신기에 수신된 신호의 거의 대부분은 전파방해신호로 구성되어 있음을 알 수 있다. 이런 경우 공분산행렬  $R_{xx}$ 는 다음과 같이 근사화 된다.<sup>[1]</sup>

$$R_{xx} \approx R_u + R_v \quad (8)$$

$R_{xx}$ 에 대한 singular value decomposition (SVD)을 통하여 우리는 효과적으로 수신된 신호를 식(9)와 같이 2개의 subspaces로 분리할 수 있으며

$$\begin{aligned} R_{xx} &= \sum_{i=1}^M \lambda_i e_i e_i^H \approx \sum_{i=1}^L \lambda_i e_i e_i^H + \sigma_v^2 \sum_{i=L+1}^M e_i e_i^H \\ &= U_I \Sigma_I U_I^H + U_V \Sigma_V U_V^H \end{aligned} \quad (9)$$

이때,  $\Sigma_I = \text{diag}\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_L\}$ 는 가장 큰  $L$ 개의 eigenvalue값으로 구성된  $L \times L$  대각 행렬이다.  $U_I$ 는 가장 큰  $L$ 개의 eigenvalue값과 대응하는 eigenvector 열들로 구성된  $M \times L$  행렬이며 이 행렬은 전파방해신호의 subspace를 나타낸다.  $\Sigma_V = \sigma_v^2 I_{M-L}$ 은 나머지  $M-L$  eigenvalues로 구성되며 이 때, 각각의 값은  $\sigma_v^2$ 과 같다고 가정한다. 그리고  $U_V$ 는  $\Sigma_V$ 의 각각의 eigenvalues에 대응하는 eigenvector 열들로 구성된  $M \times M-L$  행렬이며, 이 행렬은 noise subspace를 나타낸다.<sup>[1]</sup>

전파방해신호의 subspace가 위와 같은 방식으로 표현될 때, noise subspace는 아래 식으로 표현되는 전파방해신호 subspace의 orthogonal projection matrix를 통해 얻을 수 있게 된다.

$$U_I^\perp = I_M - U_I (U_I^H U_I)^{-1} U_I^H \quad (10)$$

이 때,  $(\cdot)^{-1}$ 은 역행렬을 나타낸다. 따라서  $U_I^\perp$ 의 열은 noise subspace를 나타낸다. 수신된 신호  $\underline{x}(n)$ 을 아래와 같이  $U_I^\perp$ 에 projection 시킴으로 우리는 GPS 성분과 noise 성분으로만 구성된 신호를 얻을 수 있게 된다.<sup>[1]</sup>

$$\underline{y}(n) = U_I^\perp \underline{x}(n) = U_I^\perp [\underline{s}(n) + \underline{s}_m(n)] + U_I^\perp \underline{v}(n) \quad (11)$$

#### 다. Subspace projection에 의한 다중경로간섭신호 제거

앞 절에서 우리는 전파방해신호를 projection 시키기 위해 수신된 신호의 SVD를 통하여 전파방해신호 성분의 방향 성분을 얻을 수 있었다. 이는 전파방해신호의 spatial signature가 전파방해신호의 subspace를 나타내며 실제 수신된 신호에서 전파방해신호의 spatial signature를 알아내기는 어려운 작업이므로 수신기에선 전파방해신호의 수신방향을 알 수 없다는 가정에서 출발한 것이다. 다중경로간섭신호의 경우 여러 지형에 반사된 신호로 지평선에 수평인 방향에서 들어오는 반면 인공위성 신호는 그에 비해 지평선에 수직인 방향으로 들어온다는 것을 알 수 있다. 따라서 우리는 지평선 부근에서 들어오는 신호의 방향을  $r_d$ ,  $d=1, \dots, D$ 로 나타내고 이 방향성분은 어떤 임의의 각  $\Omega$ 를 나타내는 것으로 정의한다.  $B \equiv [b(r_1) \dots b(r_D)]$ 를 각 방향의 spatial signature로 구성된  $M \times D$  matrix로 나타내면<sup>[2]</sup> 이때,  $D < M$ 라고 가정하며, 각각의 spatial signature는 선형적으로 독립이다.  $\underline{y}(n)$ 을 다중경로신호에 orthogonal한 subspace에 투영시키기 전에  $\underline{y}(n)$ 는 이미 이전의 subspace projection을 통해 전파방해신호의 수신 방향이 제거된 신호임을 고려해야 한다. 수신기의 안테나 배열은 통해 들어온 신호는 모두 동일한 방향 성분으로 구성된다. 따라서 전파방해신호의 방향 성분이 제거된 신호에 다시 전파방해신호의 성분이 남아 있는 다중경로간섭신호의 orthogonal projection matrix를 바로 적용할 수는 없는 일이다. 따라서 우리는 그림.1에서 보이는 것과 같이  $\underline{y}(n)$ 과 동일한 공간 성분을 갖는 다중경로간섭신호의 orthogonal projection matrix를 얻기 위해 다음에 오는 식과 같이  $B$ 를 전파방해신호의 orthogonal projection matrix  $U_I^\perp$ 에 먼저 projection 시킬 필요가 있다.

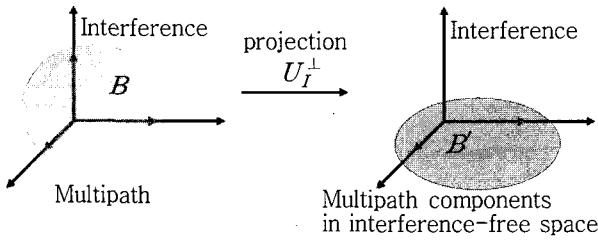


그림 1. 다중경로간섭신호 spatial signature matrix의 투영  
Fig. 1. Projection of Multipath spatial signature matrix.

$$B' = U_I^\perp B \quad (12)$$

이 과정을 거쳐  $B'$ 은  $\underline{y}(n)$ 과 동일한 방향성분으로 구성되고  $D = \text{rank}(B')$ 는  $B'$  행렬의 rank이며  $B'$ 은 singular value decomposition을 통해 아래와 같은 식으로 분리 할 수 있다.

$$U_\Omega^H B' V_\Omega^H = \begin{bmatrix} \Lambda & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

이 때,  $U_\Omega$ 와  $V_\Omega$ 는 각각  $M \times M$ 와  $D \times D$ 의 크기를 갖는 unitary 행렬이며,

$$\Lambda = \text{diag}\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_r\} \quad (14)$$

는  $B'$ 의 eigenvalues로 각 각의 eigenvalues의 크기는  $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_r$ 와 같다.  $U_B$ 를  $U_\Omega$ 의 처음  $D$ 개 만큼의 열로 구성된 행렬이라고 하면,  $U_B$ 는 전파방해 신호가 존재하지 않는 공간에서의 다중경로간섭신호의 subspace를 나타낸다. 다중경로간섭신호가 제거된 공간은 다음에 오는 식과 같은 다중경로간섭신호의 orthogonal projection matrix를 통하여 구할 수 있다.

$$U_B^\perp = I_M - U_B (U_B^H U_B)^{-1} U_B^H \quad (15)$$

따라서,  $U_B^\perp$ 의 열은 다중경로간섭신호가 제거된 subspace를 나타내고,  $\underline{y}(n)$ 을 아래와 같이  $U_B^\perp$ 에 projection 시킴으로써 GPS 신호와 noise로만 구성된 신호를 얻을 수 있게 된다.

$$\underline{f}(n) = U_B^\perp \underline{y}(n) = U_B^\perp U_I^\perp \underline{s}(n) + U_B^\perp U_I^\perp \underline{v}(n) \quad (16)$$

2. 전파방해신호 제거와 다중경로간섭신호 제거  
Subspace projection에 의한 전파방해신호와 다중경

로간섭신호의 제거 후에도 GPS 신호는 여전히 noise보다 상대적으로 작은 크기를 갖고 있다. 따라서 수신기에서 인공위성신호의 정확한 획득을 위해서 최대 신호 대 잡음비를 얻어야 할 필요가 있다. 이 절에서 우리는 최대 신호 대 잡음비를 가지는 필터를 구성하여 GPS 신호의 신호 대 잡음비를 증가시킬 것이다.

$\underline{w}$ 를  $M \times 1$ 크기의 필터 weight vector라고 하면 필터의 출력은 아래와 같은 식으로 주어지며

$$\begin{aligned} z(n) &= \underline{w}^H \underline{f}(n) \\ &= \underline{w}^H U_B^\perp U_I^\perp \underline{s}(n) + \underline{w}^H U_B^\perp U_I^\perp \underline{v}(n) \end{aligned} \quad (17)$$

이 때 필터 weight vector  $\underline{w}$ 는 다음과 같이 결정된다.

$$\begin{aligned} \underline{w}_{MSNR} &= \arg \max_{\underline{w}} \frac{E\{\underline{w}^H U_B^\perp U_I^\perp \underline{s}(n)\}^2}{E\{\underline{w}^H U_B^\perp U_I^\perp \underline{v}(n)\}^2} \\ &= \arg \max_{\underline{w}} \frac{\underline{w}^H U_B^\perp U_I^\perp R_s U_I^{H\perp} U_B^{H\perp} \underline{w}}{\sigma_v^2 \underline{w}^H U_B^\perp U_I^\perp U_I^{H\perp} U_B^{H\perp} \underline{w}} \end{aligned} \quad (18)$$

식(18)은 최대 신호 대 잡음비를 위한 weight vector를 얻기 위해서는 수신기에서 GPS 신호의 correlation 행렬  $R_s$ 를 알아야 한다는 것을 보여준다.<sup>[3]</sup> 하지만 수신기에서 GPS 신호를 correlation 행렬을 알기는 어려운 일이며 수신기에서 GPS 신호를 correlation 행렬을 알 수 없다면 weight 벡터를 구하기 위해 최대 신호 대 잡음비에 대해 다른 방법으로 접근이 필요하다. 식(16)에서 우리는  $\underline{f}(n)$ 가 GPS 신호 성분과 noise 성분만으로 구성되어 있음을 알 수 있다. GPS 신호가 noise 성분에 비해 상대적으로 약하기 때문에 수신기에서 2번의 projection 후 출력되는 신호는 거의 대부분 noise 성분으로 구성된 신호이다.<sup>[1]</sup> 식(18)에  $\underline{f}(n)$ 을 적용하여 다시 한 번 써보면 아래와 같은 식이 된다.

$$\begin{aligned} \frac{E\{\underline{w}^H \underline{f}(n)\}^2}{E\{\underline{w}^H U_B^\perp U_I^\perp \underline{v}(n)\}^2} &= \frac{\underline{w}^H U_B^\perp U_I^\perp R_{xx} U_I^{H\perp} U_B^{H\perp} \underline{w}}{\sigma_v^2 \underline{w}^H U_B^\perp U_I^\perp U_I^{H\perp} U_B^{H\perp} \underline{w}} \\ &= \frac{\underline{w}^H U_B^\perp U_I^\perp R_s U_I^{H\perp} U_B^{H\perp} \underline{w}}{\sigma_v^2 \underline{w}^H U_B^\perp U_I^\perp U_I^{H\perp} U_B^{H\perp} \underline{w}} + 1 \end{aligned} \quad (19)$$

식(19)는  $\underline{f}(n)$ 을 적용한 후의 최대 신호 대 잡음비 식이 처음 우리가 최대의 비율을 얻기 원했던 아래 식(20)과 동일한 결과를 가져온다는 것을 확인 할 수 있으며

$$\frac{\underline{w}^H U_B^\perp U_I^\perp R_s U_I^{H\perp} U_B^{H\perp} \underline{w}}{\sigma_v^2 \underline{w}^H U_B^\perp U_I^\perp U_I^{H\perp} U_B^{H\perp} \underline{w}} \quad (20)$$

따라서 식(20)을 최대라 만드는 weight 벡터  $\underline{w}$ 를 구하는 것은 다음에 오는 식(21)에서 최대 신호 대 잡음비를 위한  $\underline{w}$ 를 구하는 것과 동일하다.

$$\frac{\underline{w}^H U_B^\perp U_I^\perp R_{xx} U_I^{H\perp} U_B^{H\perp} \underline{w}}{\sigma_v^2 \underline{w}^H U_B^\perp U_I^\perp U_I^{H\perp} U_B^{H\perp} \underline{w}} \quad (21)$$

결국 우리는 아래 식(22)의 방법으로 최대 신호 대 잡음비를 위한  $\underline{w}$ 를 구할 수 있게 된다.

$$\underline{w}_{MSNR} = \arg \max_{\underline{w}} \frac{\underline{w}^H U_B^\perp U_I^\perp R_{xx} U_I^{H\perp} U_B^{H\perp} \underline{w}}{\sigma_v^2 \underline{w}^H U_B^\perp U_I^\perp U_I^{H\perp} U_B^{H\perp} \underline{w}} \quad (22)$$

위 식에서  $\underline{w}$ 는 다음에 오는 일반적인 eigenvalue problem으로 얻을 수 있다.

$$U_B^\perp U_I^\perp R_{xx} U_I^{H\perp} U_B^{H\perp} \underline{w} = \mu U_B^\perp U_I^\perp U_I^{H\perp} U_B^{H\perp} \underline{w} \quad (23)$$

이때,  $\mu$ 는 최대의 신호 대 잡음비를 얻기 위한 eigenvalue이다.

### III. 성능 평가

#### 1. 시뮬레이션 조건

시뮬레이션을 위해 각 안테나의 간격이 파장의 1/2만큼 떨어진 7개의 안테나로 구성된 선형 배열 안테나를 가정하였다. 첫 번째 시뮬레이션에서 전파방해신호의 제거를 실험하였다. 두 개의 전파방해신호가 각각  $30^\circ$ 와  $60^\circ$ 의 방향에서  $SIR = -30$  dB의 크기로 들어온다고 가정하였으며 이 때 noise의 크기는  $SNR = -20$  dB로 가정하였다. 두 번째 시뮬레이션에서는 전파방해신호가 존재하는 상황에서 다중경로간섭신호의 제거를 실험하였다. GPS 신호는  $10^\circ$ 의 방향으로 들어온다고 가정하였으며, 하나의 다중경로간섭신호가  $320^\circ$ 의 방향에서 들어오며 두 개의 전파방해신호가 각각  $30^\circ$ 와  $60^\circ$ 의 방향에서 들어오고 신호의 크기를 첫 번째 시뮬레이션과 동일하게 주어졌다.

#### 2. 시뮬레이션 결과

그림.2의 (a)은 전파방해신호가 제거되지 않은 수신신호의 autocorrelation을 보여주고 있다. 그림에서 확인

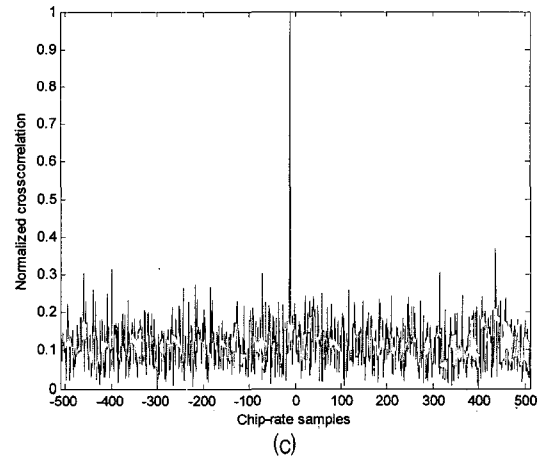
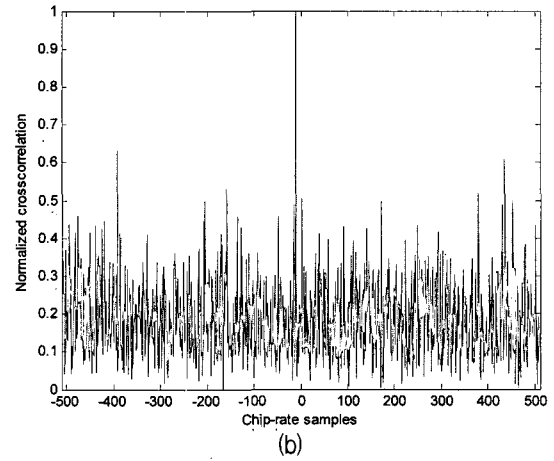
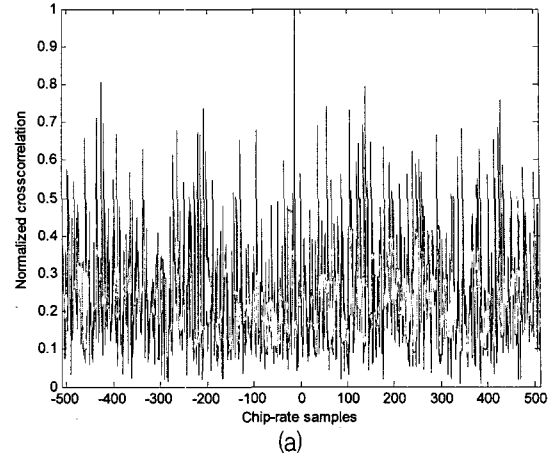


그림 2. Normalized cross-correlation. (a) 전파방해신호 제거와 beamforming이 없을 경우의 수신신호; (b) 전파방해신호 제거가 진행된 수신 신호 (beamforming은 적용되지 않았음); (c) 전파방해신호 제거와 beamforming을 거친 후의 수신 신호

Fig. 2. Normalized cross-correlation. (a) Without interference suppression and beamforming; (b) With interference suppression but without beamforming; (c) With interference suppression and beamforming.

할 수 있듯이 전파방해신호의 제거가 없을 경우에는 수신기에서 GPS C/A-code의 동기화가 어려우면 정확한 정보를 획득할 수 없음을 확인 할 수 있다. 그림.2의 (b)는 subspace projection을 통하여 전파방해신호를 제거한 후의 수신기에서의 autocorrelation 그래프를 보여주고 있다. Subspace projection을 통하여 효과적으로 전파방해신호가 제거되는 것은 수신기에서 동기화가 이루어 졌음을 나타낸다. 하지만 아직도 noise 성분이 남아 있으며 GPS 신호 성분은 noise 성분에 비해 상대적으로 작은 크기를 가지고 있으므로 보다 정확한 정보의 획득을 위해서는 최대 신호 대 잡음비를 얻기 위한

beamforming 과정이 필요하다. 최대 신호 대 잡음비를 얻기 위한 beamforming 후의 수신기의 최종 출력 신호의 autocorrelation 그래프는 그림.2의 (c)와 같이 나타난다. 그림에서 보여주듯이 수신기에서 전파방해신호와 noise가 제거된 신호의 동기화가 이루어졌음을 확인 할 수 있다.

그림.3은 다중경로간섭신호가 수신기에 들어오는 경우 다중경로간섭신호를 제거한 것과 그렇지 않은 경우의 Beam pattern을 보여주고 있다. 다중경로간섭신호의 제거가 이루어지지 않은 경우의 beam pattern은 그림.3의 (a)에서 보는 것과 같이 GPS 신호 방향과 다중경로간섭신호 방향으로 각 각 형성되는 것을 확인 할 수 있다. 하지만 다중경로간섭신호에 대한 projection 알고리즘이 진행된 후의 beam pattern을 보면 GPS 신호 방향으로만 높은 이득으로 beam이 형성되는 것을 그림.3의 (b)를 통해 확인 할 수 있으며 이는 효과적으로 다중경로간섭신호가 제거되어 있을 보여준다. 또한 그림.2의 두 개의 그림에서 전파방해신호의 방향인 30°와 60°에 대해서 Nulling이 이루어 졌음을 확인 할 수 있고 이는 간접적으로 수신기에서 전파방해신호 또한 제거되었음을 보여주고 있다.

#### IV. 결 론

본 논문에서는 GPS 수신기에서 전파방해신호의 제거와 다중경로간섭신호의 제거에 대해 논하고 있으며 subspace projection을 통한 전파방해신호 제거와 다중경로간섭신호 제거 그리고 최대 신호 대 잡음비 beamforming을 통한 GPS 신호 획득 알고리즘을 제안 하였다. 우리는 제안한 GPS 수신기가 효과적으로 GPS 신호에 비해 상대적으로 매우 큰 크기의 전파방해신호와 다중경로간섭신호를 효과적으로 제거하고 높은 이득의 beamforming을 통하여 GPS 신호의 동기화가 이루어지는 것을 보여 주었다.

#### 참 고 문 헌

[1] Wei Sun and Moeness G. Amin, "Maximum Signal-to-noise Ratio GPS Anti-Jam receiver with Subspace Tracking," *IEEE International Conference on Volume 4*, pp.18-23, March 2005.  
 [2] Amin, M.G.; Wei Sun, "A novel interference suppression scheme for global navigation satellite systems using antenna array," *IEEE*

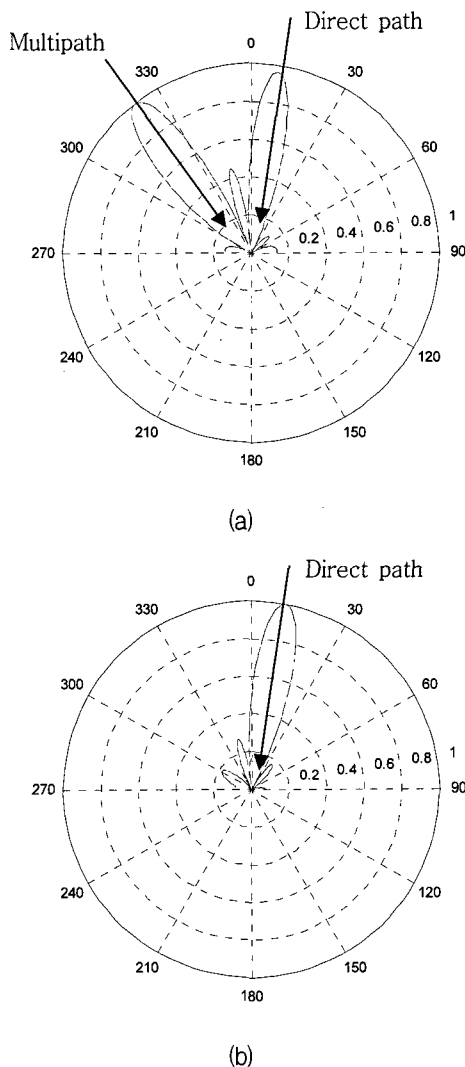


그림 3. 다중경로간섭신호가 있는 상황에서의 Beam pattern (SNR=-20dB, SIR=-30dB) (a) 다중경로간섭신호의 제거가 진행되지 않은 경우; (b) 다중경로간섭신호가 이루어진 경우  
 Fig. 3. Beam pattern in the presence of multipath with SNR=-20dB, SIR=-30dB. (a) without multipath mitigation; (b) with multipath mitigation.

*Journal* on Volume 23, Issue 5, pp.999-1012 May 2005.

- [3] Fante, R.L; Vaccaro, J.J., "Wideband cancellation of interference in a GPS receive array," *IEEE Transactions* on Volume 36, Issue 2, pp.549-564 April 2000.
- [4] Harry L. Van Trees, "Optimum Array Processing," Wiley-Interscience, 2002.
- [5] Frank B. Gross, "Smart Antennas for Wireless Communications," McGraw-Hill, 2005.
- [6] D. Moelker, E. van der Pol, and Y. Bar-Ness, "Adaptive antenna arrays for interference cancellation in GPS and GLONASS receivers," *IEEE 1996 Position Location and Navigation Symposium*, pp.191-198, 1996.
- [7] W. Utschick, "Tracking of signal subspace projectors," *IEEE Transactions on Signal Processing* on Volume 50, no. 4, pp. 769-778 April 2002.
- [8] B. Yang, "Projection approximation subspace tracking," *IEEE Transactions on Signal Processing* on Volume 43, no. 1, pp.95-107 January 1995.

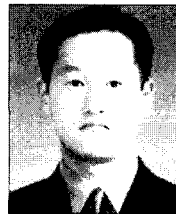
---

저 자 소 개

---



신 정 환(학생회원)  
2005년 건국대학교  
전자공학과 학사 졸업.  
2006년 건국대학교  
전자공학과 석사 재학중.  
<주관심분야 : 통신시스템, 채널  
코딩, Smart Antenna>



허 준(정회원)  
1989년 서울대학교  
전자공학과 학사 졸업.  
1991년 서울대학교  
전자공학과 석사 졸업.  
2002년 미국 USC  
전자공학과 박사 졸업.  
<주관심분야 : 통신시스템, 채널코딩, MIMO>