

초광대역 옥내 무선 통신에서 신호 도착 방향 추정 기법

종신회원 이 용 업*, 정회원 서 영 준*, 종신회원 최 진 규**

A Technique of Angle-of-Arrival Estimation in an Ultra Wide Band(UWB) Indoor Wireless Communication

Yong Up Lee* *Lifelong Member*, Young jun Seo* *Regular Member*,
Gin-Kyu Choi** *Lifelong Member*

요 약

초광대역 무선 통신에서 불규칙 각도 퍼짐이 발생하는 초광대역 옥내 환경에 적합한 새로운 신호 모형을 제안하고 군집된 초광대역 신호의 도착 방향(AOA)을 추정한다. 제안된 모형에 적합한 부공간 추정기법을 적용하여 수신된 초광대역 군집 신호의 신호 도착 방향과 퍼짐모수의 추정치를 얻는다. 제안된 모형과 추정기법은 컴퓨터 모의실험으로 검증되며 추정 오차의 성능도 분석한다.

Key Words : UWB, Angle-of-Arrival estimation, Indoor wireless communication, Antenna array

ABSTRACT

In this study, a new signal model suitable for UWB indoor environments with random angle spread is proposed to estimate the angle-of-arrivals(AOAs) of UWB cluster signals in an UWB wireless communication. A subspace based estimation technique adopted for this model is investigated and the estimates of the AOA and distribution parameter on the received UWB cluster signals are obtained. The proposed model and estimation technique are verified using computer simulations, and the performance of the estimation error is analyzed.

I. 서 론

[1]의 실험결과를 보면, 초광대역(UWB) 무선 시스템의 수신 안테나에서 얻은 신호들은 큰 각도 퍼짐을 가지며 수많은 다중 경로 성분들이 합쳐져 클러스터 형태로 전송이 된다. 또한 초광대역 채널 특성은 협대역 옥내 무선 채널 특성과 매우 유사하다고 알려져 있다^{[2][4]}. 초광대역 채널 추정은 클러스터 형태, 대개는 라플라스 형태로 인테 이를 안다는 가정 하에서 클러스터 안의 다중경로 성분들과 클러스터들에 대한 것이며, 대개 건물 구조에 좌우된다

[3]. 초광대역 채널 추정을 조금 더 쉽게 하기 위해, 클러스터 중심에 대해 신호 도착 방향을 추정할 필요가 있다. 초광대역 신호가 아닌 협대역 각도 퍼짐이 있는 신호에 대한 신호 도착 방향 추정은 이전에 많이 연구가 되었다^[10].

그림 1과 같은 초광대역 채널을 생각하자. 각도 응답은 $h(\theta) = \sum_{i=1}^M \sum_{m=1}^Q \alpha_{i,m} \delta(\theta - \theta_i - \theta_{i,m})$ 이며, $\alpha_{i,m}$ 은 m 번째 다중 경로의 크기, θ_i 는 i 번째 클러스터의 중심각, $\theta_{i,m}$ 은 i 번째 클러스터 안에 있는 m 번째 다중경로의 도착 방향이다. 이전 연구 [1][2]에서 시간지연과 각도퍼짐은 서로 독립적임을 알 수 있다.

※본 연구는 과학기술부 과학재단 특장기초연구 (R01-2005-000-10134-0) 지원으로 수행되었습니다.

* 한림대학교 정보통신공학부 전자공학 전공 통신시스템 연구실 (yulee@hallym.ac.kr)

** 홍익대학교 전자전기컴퓨터공학부 전자공학 전공

논문번호 : KICS2005-11-448, 접수일자 : 2006년 3월 8일, 최종논문접수일자 : 2006년 3월 13일

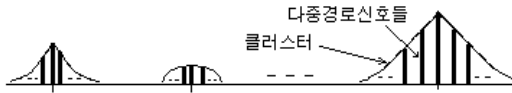


그림 1. 초광대역 채널의 옥내 신호 및 각도 응답

그림 1은 공간 관점에서 본 초광대역 안테나의 수신 신호들인데, M 개의 초광대역 송신기에서 초광대역 채널을 통해 M 개의 클러스터 신호로 각각 변경되어 한 개의 초광대역 수신안테나에 수신됨을 가정하여 나타낸 것이다. 물론 심한 각도 퍼짐의 초광대역 채널 특성에서는 클러스터가 겹치거나 더 많이 발생하여 수신된 클러스터 수가 M 이 아닐 수도 있다.

이 논문에서는 초광대역 채널이 매우 평탄한 페이딩 특성을 가져서 채널 임펄스 응답이 시간 응답 특성이 아닌 주로 각도 응답 특성에 좌우되는 경우만을 생각한다. 이러한 초광대역 옥내 환경에 적합한 신호 모형을 제안하고 클러스터 신호 도착 방향에 대한 추정 기법에 대해 알아본다.

II. 초광대역 신호 모형

다중 사용자 환경의 초광대역 통신에서, M 개 송신기들은 각각 시간도약 (TH) 방식으로 단일 안테나들을 사용하며, 적당히 떨어져 있는 단일 수신기는 시간도약 (TH) 방식으로 다중 안테나를 가지는 다중사용자 단일입력 다중출력 (MU-SIMO) 시스템 구조이다. 이때, i ($i = 1, 2, \dots, M$) 번째 송신기에서 전송된 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$s_i(t) = \sum_q \sum_{j=0}^{N_f-1} w\{t - (j + qN_f)T_f - c_jT_c - a_qT_b\} \quad (1)$$

여기서, $w\{\cdot\}$ 는 단일 초광대역 송신 신호이며, N_f 는 심벌 당 프레임 수, T_f 는 한 개 프레임 주기, a_q 는 “0” 또는 “1”인 데이터, T_b 는 데이터가 “1”인 경우의 지연시간, c_j 는 시간도약 코드, T_c 는 칩 주기이다. 편의를 위해, $N_f = 1$ 과 $a_q = c_j = 0$ 으로 하자.

전송 신호가 초광대역 채널을 통과하면 수신기에서 받은 신호는 여러 개의 다중 경로 신호들로 나누어지고, 다중 경로 신호들이 모여 있는 클러스터 형태로 초광대역 수신기에 입력된다. 여기서, M 개 송신기에서 각각 초광대역 신호가 전송되면, 초광대역 수신기의 다중 안테나에는 그림 1과 같이 한 개의 클러스터 안에 Q 개 다중경로 성분들이 담긴 M

개의 클러스터 신호들이 수신된다고 가정하자. 수신기의 다중안테나는 단순화된 균일 선형 배열 구조를 가진다.

전송 초광대역 신호가 수신기의 다중 안테나에 입력될 때, 협대역 통신과 달리, 각 안테나 소자마다 시간 및 수신 방향에 따라 다른 크기와 다른 형태로 수신이 된다. 이전 연구 결과 [5][6]에서, 다중 안테나의 l ($l = 1, 2, \dots, L$) 번째 안테나 소자에서 수신된 초광대역 신호 $y^l(t)$ 는 다음과 같다.

$$y^l(t) = \sum_{i=1}^M \sum_{m=1}^Q \alpha_{i,m} x_i(t - \tau_{i,m} + lR \sin \theta_{i,m}) + \eta^l(t) \quad (2)$$

여기서, $x_i(\cdot)$ 는 클러스터 형태로 수신된 단일 초광대역 신호 파형으로 정규 펄스의 2차 미분된 형태이다. 다중경로 수는 Q 이며, $\alpha_{i,m}$ 과 $\tau_{i,m}$ 은 각각 i 번째 클러스터의 m 번째 다중 경로의 크기 및 시간 지연이다. $R = D/cL$ 은 안테나 특성을 나타내며, D 는 다중 안테나의 전체 길이, c 는 빛의 속도이다. $\eta^l(t)$ 는 l 번째 안테나 소자의 가산성 정규 잡음이다.

초광대역 옥내 시스템은 대개 고속 단거리 통신에 적용이 되고 초광대역 채널 특성이 평탄 페이딩인 옥내 무선 채널과 매우 유사하므로, 클러스터 안의 다중 경로 성분들의 시간 지연은 거의 같다고, 즉 $\tau_i = \tau_{i,m}$ 이며, 평균 페이딩 크기는 $\bar{\alpha}_i = (1/Q) \sum_{m=1}^Q \alpha_{i,m}$ 로 생각할 수 있다. 그러면, l 번째 안테나 소자에서 수신된 초광대역 신호는 다음과 같다.

$$y^l(t) = \sum_{i=1}^M \bar{\alpha}_i \sum_{m=1}^Q x_i(t - \tau_i + lR \sin \theta_{i,m}) + \eta^l(t) \quad (3)$$

초광대역 통신에서 다중 안테나의 주사벡터는 시간에 따라 변하므로, 주사벡터가 시간에 무관하다는 가정은 잘못된 것이다^{[11][6]}. 시간과 각도 성분이 서로 영향 주는 것을 막고, 쉬운 분석을 위해서 이산 주파수 영역으로 변환을 하자. 그러면, l 번째 안테나 소자에서 얻은 수신된 신호의 스펙트럼은

$$Y^l(k) = \sum_{i=1}^M \tilde{\alpha}_i e^{-jk\tau_i} X_i(k) \sum_{m=1}^Q e^{jklR \sin \theta_{i,m}} + I^l(k) \quad (4)$$

가 되며, $\tilde{\alpha}_i, X_i(k), \Gamma^l(k)$ 는 각각 이산 주파수 영역에서의 $\tilde{\alpha}_i, x_i(t), \eta^l(t)$ 에 대응하는 값들이다.

[1]의 다중경로 클러스터 현상에 근거한 초광대역 신호 전파의 실험적인 결과에 따르면, 클러스터 모양은 일반적으로 고정 형태인 빌딩 구조 자체의 함수이며, 한 개의 클러스터 안에 있는 여러 개의 다중경로 신호의 도착들은 가구 또는 물체 등에 의한 반사인 두 번째 영향으로 변하게 된다고 알려져 있다. 이 논문은 다중경로 수가 매우 많은, 즉 $Q \rightarrow \infty$ 로 할 수 있고, 각도 주파수 응답을 예고된 확률 과정으로 모형 화할 수 있는 초광대역 환경에서 클러스터 신호들의 도착 방향을 추정하는 것이 목적이다¹⁰⁾.

분석을 위해, 각도 주파수 응답을 다음과 같이 정의하자.

$$w_k^l(\Theta_i, \rho_i) = E\{e^{jklR\sin\theta}\} \int e^{jkl\beta\sin\theta} p(\theta) d\theta \quad (5)$$

여기서, $p(\theta)$ 는 θ 의 확률밀도함수이다.

i 번째 클러스터 신호 안에 있는 다중경로 신호들의 방향인 $\theta_{i,m}$ 은 라플라시안 확률 분포 특성을 가지며, $p(\theta) = (1/\sqrt{2\rho})e^{-|\sqrt{2}\theta/\rho|}$ 인 확률 밀도 함수를 가진다²⁾. 여기서, $\theta_{i,m}$ 의 평균은 Θ_i 로 클러스터 중심각이며, 각도퍼짐 정도는 ρ_i 변수이다. 분석을 위해, $\sin(\Theta_i + \theta_{i,m}) \approx (\Theta_i + \theta_{i,m})$ 의 일차 근사 화를 수행하면, 각도 주파수 응답은

$$\begin{aligned} w_k^l(\Theta_i, \rho_i) &= \int \frac{1}{\sqrt{2\rho_i}} e^{-|\frac{\sqrt{2}\theta}{\rho_i}|} e^{jklR(\Theta_i + \theta)} d\theta \\ &= \frac{1}{1 - jklR\rho_i/\sqrt{2}} e^{jklR\Theta_i} \end{aligned} \quad (6)$$

로 얻어지며, l 번째 안테나에서 수신된 신호 스펙트럼은

$$Y^l(k) = \sum_{i=1}^M \tilde{\alpha}_i \tilde{X}_i(k) w_k^l(\Theta_i, \rho_i) + \Gamma^l(k) \quad (7)$$

이며, $\tilde{X}_i(k) = e^{-j\theta_i} X_i(k)$ 이다.

분석을 위해 다음과 같은 행렬과 벡터 표현을 사용하자.

$$\underline{Y}(k) = [Y^1(k) \cdots Y^L(k)]^T,$$

$$\underline{X}_\alpha(k) = [\tilde{\alpha}_1 \tilde{X}_1(k) \cdots \tilde{\alpha}_M \tilde{X}_M(k)]^T,$$

$$W = [\underline{w}(\Theta_1, \rho_1) \cdots \underline{w}(\Theta_i, \rho_i) \cdots \underline{w}(\Theta_M, \rho_M)],$$

이며 $\underline{w}(\Theta_i, \rho_i) = [w_k^1(\Theta_i, \rho_i) \cdots w_k^L(\Theta_i, \rho_i)]^T$ 이다.

또, $\underline{\Gamma}(k) = [\Gamma^1(k) \cdots \Gamma^l(k) \cdots \Gamma^L(k)]^T$ 이다. 그러면, M 개의 안테나에서 수신된 신호 스펙트럼은

$$\underline{Y}(k) = A \underline{X}_\alpha(k) + \underline{\Gamma}(k) \quad (8)$$

이며, 공분산 행렬은

$$R_Y = E\{\underline{Y}(k) \underline{Y}^H(k)\} = W R_X W^H + \sigma I \quad (9)$$

이다. 여기서, $R_X = E\{\underline{X}_\alpha(k) \underline{X}_\alpha^H(k)\}$ 이며, $E\{\underline{\Gamma}(k) \underline{\Gamma}^H(k)\} = \sigma I$ 이다. 이 논문에서는 초광대역 클러스터 신호들은 서로 각도 면에서 상관관계가 없으며, $rank(R_X) = M$ 와 $rank(R_Y) = L$ 이다.

III. 부공간 기법에 근거한 신호 도착 방향 추정

제안한 초광대역 옥내 신호 모형에서, 부공간 기법을 사용하여 클러스터 신호 도착 방향 추정을 할 수가 있다. 두 매개 변수 집합 (Θ_i, ρ_i) , $i = 1, 2, \dots, M$ 를 추정하는 방법을 알아보자. 신호 도착 방향인 Θ_i 와 각도퍼짐 변수인 ρ_i 를 추정하기 위해 다중신호 분류 (MUSIC) 기법으로 알려진 고유분해 알고리즘에 근거한 부공간 기법을 사용하여 두 매개 변수의 추정치들을 얻는다⁸⁾.

$\lambda_1 > \dots > \lambda_M > \lambda_{M+1} = \dots = \lambda_L$ 는 공분산 행렬 R_Y 의 고유분해를 통해 얻은 고유치들이며, 고유치 $[\lambda_1, \dots, \lambda_M]$ 와 $[\lambda_{M+1}, \dots, \lambda_L]$ 에 대응하는 단위 고유 벡터들은 각각 $[e_1, \dots, e_M]$ 과 $[e_{M+1}, \dots, e_L]$ 이다. 분석을 위해, 신호 부공간과 잡음 부공간을 각각 다음과 같이 신호 부공간은 $S = [e_1, \dots, e_M]$, 잡음 부공간은 $G = [e_{M+1}, \dots, e_L]$ 로 정의하자. 그러면, 다음 식을 얻는다.

$$R_Y \cdot G = W R_X W^H \cdot G + \sigma I \cdot G = \sigma G \quad (10)$$

이 식은

$$W^H G = 0 \quad (11)$$

또는

$$\underline{w}(\theta, \rho)^H G G^H \underline{w}(\theta, \rho) = 0, \quad (12)$$

$$(\theta, \rho) \in \{(\theta_1, \rho_1), \dots, (\theta_M, \rho_M)\}$$

부공간 기법의 기본 개념은 공분산 행렬 R_Y 의 여러 가지 성질 중에 식 (11)을 이용하는 것이다. 실제로 R_Y 는 얻을 수 없고 대신에 알고 있는 자료로부터 추정해야 한다. 표본 공분산 행렬 \hat{R}_Y 을 다음 식과 같이 정의하자.

$$\hat{R}_Y = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \underline{Y}(k) \underline{Y}^H(k) \quad (13)$$

잡음과 한정된 자료 수집에 의해 생기는 추정 오차에 대한 여러 가지 영향에 대한 연구가 있어 왔다^[10]. 공분산 행렬 R_Y 의 고유분해 기법과 같이 내림 순으로 늘어 선 표본 공분산 행렬 \hat{R}_Y 의 고유치에 대응하는 단위 고유벡터들을 $[\hat{s}_1, \dots, \hat{s}_M, \hat{g}_1, \dots, \hat{g}_{L-M}]$ 라 하고, 행렬 $\hat{S} = [\hat{s}_1, \dots, \hat{s}_M]$ 의 단위 고유벡터들로 구성되는 공간을 표본 신호 부공간, 행렬 $\hat{G} = [\hat{g}_1, \dots, \hat{g}_{L-M}]$ 의 단위 고유 벡터들로 구성되는 공간을 표본 잡음 부공간이라 하자. 식 (12)는 비용함수를 사용하여 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$f(\theta, \rho) = \underline{w}(\theta, \rho)^H \hat{G} \hat{G}^H \underline{w}(\theta, \rho) \quad (14)$$

그래서, 추정치 $(\hat{\theta}_i, \hat{\rho}_i)$, $i = 1, 2, \dots, M$ 는 다음 식으로부터 얻을 수 있다

$$\begin{aligned} (\hat{\theta}_i, \hat{\rho}_i) &= \arg \min_{\theta, \rho} f(\theta, \rho) \\ &= \arg \min_{\theta, \rho} \underline{w}(\theta, \rho)^H \hat{G} \hat{G}^H \underline{w}(\theta, \rho) \end{aligned} \quad (15)$$

IV. 성능 분석

3장의 부공간 기법으로 추정한 추정치 $(\hat{\theta}_i, \hat{\rho}_i)$ 의 추정오차의 점근적 통계 성질을 구해보자. 추정치 $(\hat{\theta}_i, \hat{\rho}_i)$ 는 3장에서 사용된 부공간 기법의 비용함수를 만족하는 국소 최소 값들이므로, 다음과 같이 구할 수 있다.

$$f'(\hat{\theta}_i, \hat{\rho}_i) = 0 \quad (16)$$

추정치 $(\hat{\theta}_i, \hat{\rho}_i)$ 와 참값 (θ_i, ρ_i) 가 거의 일치한다는 가정 하에서, 참값 (θ_i, ρ_i) 를 기준으로 비용함수 $f(\theta, \rho)$ 에 대해 Taylor 급수 전개를 하자. 상위 계수를 무시하면, 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$0 = f'(\hat{\theta}_i, \hat{\rho}_i) \approx f'(\theta_i, \rho_i) + H(\theta_i, \rho_i) \underline{\epsilon}_i \quad (17)$$

여기서, $\underline{\epsilon}_i = [\hat{\theta}_i - \theta_i, \hat{\rho}_i - \rho_i]^T$ 은 추정 오차 벡터 이며, $f'(\theta, \rho)$, $H(\theta, \rho)$ 는 각각 비용함수의 1계 (Gradient) 및 2계 (Hessian) 함수이다.

성능 분석을 위해서, 다음과 같이 정의하자.

$$\begin{aligned} \underline{w}_i &\equiv \underline{w}(\theta_i, \rho_i), \quad \underline{w}_{\theta_i} \equiv \frac{\partial}{\partial \theta} \underline{w}_i, \quad \underline{w}_{\rho_i} \equiv \frac{\partial}{\partial \rho} \underline{w}_i, \\ \underline{w}_{\theta_i^H, \theta_i} &\equiv \underline{w}_{\theta_i^H} G G^H \underline{w}_{\theta_i}, \quad \underline{w}_{\theta_i^H, \rho_i} \equiv \underline{w}_{\theta_i^H} G G^H \underline{w}_{\rho_i}, \\ \underline{w}_{\rho_i^H, \theta_i} &\equiv \underline{w}_{\rho_i^H} G G^H \underline{w}_{\theta_i}, \quad \underline{w}_{\rho_i^H, \rho_i} \equiv \underline{w}_{\rho_i^H} G G^H \underline{w}_{\rho_i}. \end{aligned}$$

참고문헌 [9]의 결과에 의하면, 추정 오차 벡터 $\underline{\epsilon}_i$ 은 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\underline{\epsilon}_i \approx -\overline{H}_i^{-1} f'(\theta_i, \rho_i) \quad (18)$$

여기서, $\overline{H}_i (= \lim_{N \rightarrow \infty} H(\theta_i, \rho_i))$ 는 점근적 2계 함수로

$$\overline{H}_i = \begin{bmatrix} 2\text{Re} \underline{w}_{\theta_i^H, \theta_i} & 2\text{Re} \underline{w}_{\theta_i^H, \rho_i} \\ 2\text{Re} \underline{w}_{\rho_i^H, \theta_i} & 2\text{Re} \underline{w}_{\rho_i^H, \rho_i} \end{bmatrix} \quad (19)$$

로 주어지며, 추정 오차 벡터 $\underline{\epsilon}_i$ 의 공분산 행렬은

$$C_{\epsilon_i} = E[\underline{\epsilon}_i \underline{\epsilon}_i^T]. \quad (20)$$

이다.

V. 컴퓨터 모의실험

초광대역 모형에서 3장의 추정 기법 적용의 타당성을 검증하기 위해서, 제안된 기법으로 클러스터화된 초광대역 신호의 신호 도착 방향 (AOA) 과 각 도파점 (DP) 변수를 추정해 보자. 컴퓨터 모의실험 조건은 다음과 같다. 단순화된 균일 선형 배열 안테나의 감지기 수 L 은 10, 초광대역 신호 M 은 2, 표본 수 N 는 1000, 그리고 신호 대 잡음비 (SNR) 은 20 dB이다. 클러스터화 된 초광대역 신호는 2장의

초광대역 신호 모형에서 만들어 진다.

5.1 신호 도착 방향 (AOA) 변수 추정

두 개의 초광대역 신호들의 신호 (AOA)와 각도 퍼짐 (DP)는 각각 $(30^\circ, 1.5^\circ)$, $(50^\circ, 1^\circ)$ 일 때, 컴퓨터 모의실험을 통해 얻은 비용함수의 3차원 표본 스펙트럼이 그림 2에 있다. 스펙트럼 결과에서 보면, 각각 $(30^\circ, 1.5^\circ)$, $(50^\circ, 1^\circ)$ 지점에서 최대 값을 가짐을 알 수 있다. 신호 도착 방향 (AOA)와 각도 퍼짐 (DP) 변수를 좀 더 정확히 추정하기 위해서, 그림 2의 3차원 스펙트럼에서 각도 퍼짐 (DP) 변수를 미리 정하여 2차원 스펙트럼을 얻어 보자.

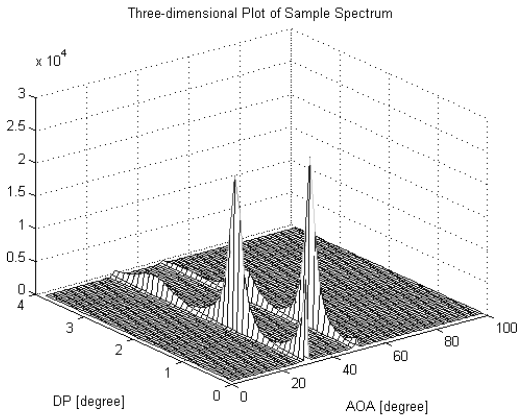


그림 2. 실내 환경에서의 초광대역 신호에 대해 부공간 기법을 사용하여 얻은 3차원 신호 방향 스펙트럼.

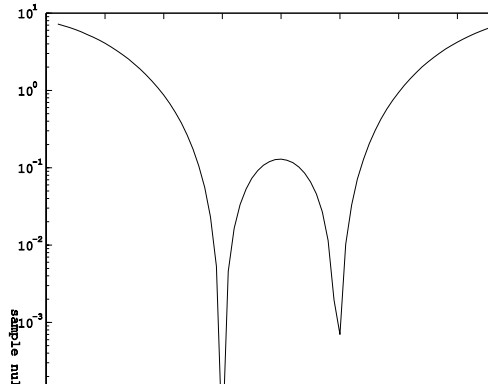


그림 3. $L=10$, $M=2$, $SNR=20dB$, $N=1000$ 인 조건에서 초광대역 신호가 $(\theta_1, \rho_1) = (30^\circ, 1.5^\circ)$, $(\theta_2, \rho_2) = (50^\circ, 1^\circ)$ 일 경우, $\hat{\rho} = 1.5^\circ$ 로 얻은 표본 스펙트럼.

먼저, 각도 퍼짐 변수 $\rho = 1.5^\circ$ 로 하면, 한 개의 표본 영 스펙트럼 상의 국소 최소 지점을 얻을 수 있는데, 그 지점이 바로 $(30^\circ, 1.5^\circ)$ 이 되는데, 그

림 3에서 볼 수 있다. 다음은, $\rho = 1^\circ$ 로 두고 반복 하면, 마찬가지로, $(50^\circ, 1^\circ)$ 지점에서 국소 최소 점을 얻고, 그림 4와 같다.

이와 같은 컴퓨터 모의실험 결과에서 알 수 있듯이, 초광대역 신호 모형에서 다중 신호 분류에 근거한 부공간 추정 기법을 사용하면, 클러스터화 된 초광대역 신호의 도착 방향과 각도 퍼짐 양을 추정할 수 있다.

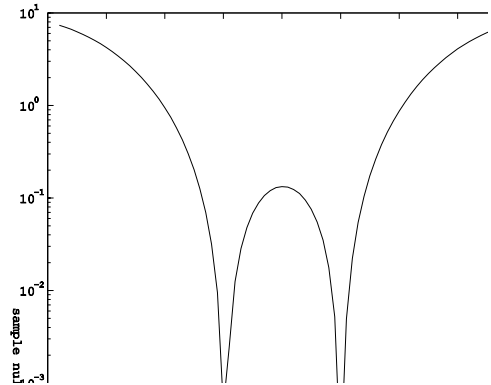


그림 4. $L=10$, $M=2$, $SNR=20dB$, $N=1000$ 인 조건에서 초광대역 신호가 $(\theta_1, \rho_1) = (30^\circ, 1.5^\circ)$, $(\theta_2, \rho_2) = (50^\circ, 1^\circ)$ 일 경우, $\hat{\rho} = 1^\circ$ 로 얻은 표본 스펙트럼.

5.2 추정 오차의 분산

표 1은 한 개의 초광대역 신호는 신호 도착 방향 (AOA)와 각도 퍼짐 (DP)이 $(30^\circ, 1.5^\circ)$ 인 상태에서 나머지 다른 신호의 각도 퍼짐 DP는 1° 로 고정된 조건하에서 신호 도착방향 AOA 값을 변화 시키면서 추정 오차의 분산을 구한 결과이다. 이론치는 식 (20)에서 계산된 분산 값들이며, 컴퓨터 모의실험 결과치는 반복된 실험 수가 10회이다. 표 1에서 보면, 이론치와 실험치들은 서로 근접하며, 두 개의 초광대역 신호 방향차이가 커짐에 따라 추정 오차의 분산이 감소 되는 것을 볼 수 있다.

표 1. 추정 오차의 분석

여기서, $\epsilon_{\theta_1} = \hat{\theta}_1 - \theta_1$, $\epsilon_{\rho_1} = \hat{\rho}_1 - \rho_1$ 이다.

신호도 착방향 차이	이론치		컴퓨터 모의실험치	
	$var(\epsilon_{\theta_1})$	$var(\epsilon_{\rho_1})$	$var(\epsilon_{\theta_1})$	$var(\epsilon_{\rho_1})$
4°	0.223E-5	0.101E-4	0.215E-5	0.363E-5
6°	0.132E-5	0.443E-5	0.120E-5	0.433E-5
8°	0.623E-6	0.196E-5	0.635E-6	0.198E-5
10°	0.497E-6	0.145E-5	0.415E-6	0.122E-5
12°	0.291E-6	0.796E-6	0.288E-6	0.810E-6

VI. 결론

본 연구에서는 불규칙한 각도퍼짐이 있는 초광대역 옥내 무선 환경에서 클러스터화된 초광대역 신호들의 도착방향 (AOA), 각도퍼짐(DP) 들을 추정하기 위한 새로운 채널 모형을 제안하였고, 제안된 모형에서 종래 다중 신호 분류 알고리즘에 근거한 변경된 부공간 추정 기법을 사용하여 추정치들을 구했다.

제안한 모형과 사용된 추정기법의 유용성을 보기 위해서, 수치 분석과 컴퓨터 모의실험을 사용하여 추정기법의 영 스펙트럼을 얻었다. 또한, 추정기법에 대한 성능 분석을 통해, 두 개의 초광대역 신호 방향차이가 커짐에 따라 추정 오차의 분산이 감소되는 것을 볼 수 있었다.

참고 문헌

[1] J.M. Cramer, R.A. Scholtz, and M.Z. Win, "Evaluation of an ultrawideband propagation channel," *IEEE Tr. Antenna Prop.*, vol 50, no.5, pp. 1-9, May 2002.

[2] A.M. Saleh and R.A. Valenzuela, "A Statistical model for indoor multipath propagation," *IEEE Tr. J. Sel. Area Comm.*, vol 5, no.2, pp. 128-137, February 1987.

[3] V. Lottici, A.D'Andrea and U. Mengali, "Channel estimation for ultra-wideband communications," *IEEE Tr. J. Sel. Area Comm.*, vol 20, no.9, pp. 1638-1645, December 2002.

[4] C. Carbonelli and Urbashi Mitra, "Clustered channel estimation for UWB signals," *Proc. IEEE ICC*, pp. 2432-2437, Paris, France, June 2004.

[5] M.G.M. Hussain, "Principles of space-time array processing for ultra-wideband impulse radar and radio communications," *IEEE Tr. Veh. Tech.*, vol 51, no.3, pp. 393-403, May 2002.

[6] J.D. Taylor, *Introduction to ultra-wideband radar systems*, CRC Press, September 2002.

[7] J.S. Lee, P. Wilkinson, and A. Manikas, "Blind multiuser vector channel estimation for space-time diffused signals," *Proc. IEEE*

ICASSP, pp. 3061-3065, June 2000.

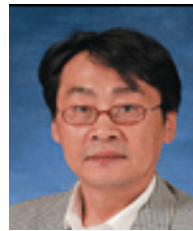
[8] R.O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," *IEEE Tr. Ant. Prop.*, vol. AP-34, pp. 276-280, Mar. 1986.

[9] Y.U. Lee, J. Choi, I. Song, and S.R. Lee, "Distributed signal source modeling and direction of arrival estimation techniques for distributed signal sources," *IEEE Tr. Signal Process.*, vol. SP-45, pp.960-969, Apr. 1997.

[10] S.C Kim, I. Song, S. Yoon, and S. R. Park, "DOA Estimation of angle-perturbed sources for wireless mobile communications," *IEICE Tr. Comm.*, vol. E83-B, no.11, pp. 2534-2538, Nov. 2000, Japan.

이 용 업 (Yong Up Lee)

중신회원



1985년 2월 서울대학교 전자공학과 공학사
1987년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학 석사
1996년 8월 한국과학기술원 전기 및 전자공학 박사
1987년 2월~1998년 1월 삼성

전자 정보통신연구소 책임연구원

1995년 2월 제 1회 휴먼테크 논문상 수상

2003년 12월~2004년 12월 호주 UNSW 대학교 전자전기통신공학부 방문 교수

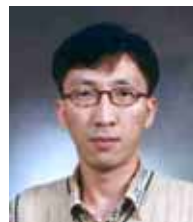
2002년 9월~현재 IEEE Senior Member

2006년 3월 Marquis WhosWho in Asia 인명사전 등재

1998년 3월~현재 한림대학교 정보통신공학부 부교수
<관심분야> 유무선 통신, 통신시스템, 초광대역 통신, 옥내통신, 통신신호처리, 배열 신호처리, 스마트 안테나

서 영 준 (Young jun Seo)

정회원



1991년 2월 한림대학교 물리학과 졸업
1999년 2월 한림대학교 물리학과 석사
2001년 9월~현재 한림대학교 전자공학과 박사과정
<관심분야> 전자공학, 통신공학,

신호 처리

최진규 (Gin-Kyu Choi)

중신회원



1983년 2월 성균관대학교 전자
공학과 졸업

1990년 1월 Polytechnic Uni-
versity 전자전기공학과 석사

1994년 6월 Polytechnic Uni-
versity 전산과학과 석사

1996년 1월 Polytechnic Uni-
versity 전자전기공학과 박사

1983년 8월~1986년 8월 LG 전자, Motorola Korea
연구원

1996년 6월~2004년 8월 삼성전자 수석연구원

2004년 9월~현재 홍익대학교 전자전기컴퓨터공학
부 조교수

<관심분야> 차세대이동통신, 통신신호처리