

실내와 실외 무선통신 환경에서 초광대역 클러스터 신호의 도착 방향 추정

종신회원 이 용 업*, 정회원 서 영 준*, 종신회원 최 진 규**

Estimating Angle-of-Arrival of UWB Cluster signals in an Indoor-to-Outdoor Wireless Communication

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

요 약

본 논문에서는 불규칙한 각도 퍼짐을(Random Angle Spread) 가지는 실내와 실외 무선통신환경에서의 초광대역(UWB) 클러스터 신호들의 도착 방향을(Angle-of-Arrival) 추정하기 위하여 초광대역 신호 모형을 고려한다. 기존의 UWB 방향 추정 알고리즘은 다중경로 신호와 클러스터 방향을 모두 추정하는 과정으로 복잡한데, 이를 극복하기 위해 클러스터 자체 방향만을 따로 추정할 수 있는 알고리즘을 제안한다. 잘 알려진 다중신호분류(MUSIC) 알고리즘을 기반으로 한 추정 기술을 제안하고 제안된 추정 기술에 의하여 수신 클러스터에 대한 도착 방향 추정치가 얻어진다. 제안한 신호 모형과 추정 기술은 컴퓨터 모의실험에 의하여 증명된다.

Key Words : UWB, Indoor-to-Outdoor wireless communication, Cluster, Angle Spread, Antenna array, Angle-of-Arrival Estimation, MUSIC Estimation Technique

ABSTRACT

In this study, an ultra-wideband(UWB) signal model is considered to estimate the angle-of-arrivals(AOAs) of clusters in an UWB indoor-to-outdoor communication environment having random angle spreads. A conventional AOA algorithm for UWB estimates the directions of both clusters and multipath signals together and so has complex estimation procedure. In order to solve that problem, we propose a new clustered AOA estimation algorithm. The estimation technique based a well-known MUSIC algorithm is proposed and the estimates of the AOA on received clusters are obtained using the proposed technique. The proposed model and estimation technique are verified through computer simulations.

I. 서 론

UWB 채널 추정에 관한 연구¹⁻³⁾의 결과에 의하면 UWB 수신기 신호가 클러스터 단위로 존재하며 그림 1과 같이 각각의 클러스터 안에 불규칙한 각

도 퍼짐을 가지는 많은 다중경로 신호가 있음을 알 수 있다. 또한 UWB 신호 특성은 협대역 육내 무선통신 채널 특성과 비슷함을 알 수 있으며 시간 지연과 각도 퍼짐은 서로 독립적이며 클러스터의 모양은 주로 빌딩 구조에 의존한다. UWB 채널을

※ 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 : KICS2006-03-112, 접수일자 : 2006년 3월 8일, 최종논문접수일자 : 2006년 4월 26일

추정할 경우, 기존의 제안된 방향 추정 알고리즘인⁴⁾ 클러스터 내의 다중경로 신호 방향들뿐만 아니라 클러스터 방향 자체를 모두 동시에 추정하는 두 가지 단계의 추정이 필요하므로 복잡하며 계산 량이 많다. 이를 해결하기 위해서 본 논문에서는 다중경로 신호 방향에 확률적인 개념을 적용하여 클러스터 자체 방향만을 따로 추정할 수 있는 알고리즘을 제안한다. 그림 2와 같이 옥내에서 송신된 UWB 신호를 옥외 UWB 수신기가 수신하는 UWB 통신 환경에 최적인 클러스터 자체의 신호 도착방향 추정 알고리즘을 생각하고자 한다. 이때 UWB 송신기는 M개가 있고 수신기는 1개가 있다고 가정한다. 만일 옥내 송신기와 옥외 수신기가 충분히 떨어져 있다면 수신기에서 받은 UWB 신호의 각 확산은 거의 없거나 조금만 존재할 것이다. 그러나 만일 옥내 송신기와 옥외 수신기가 조금만 떨어져 있다면 UWB 송신 신호는 옥외 UWB 수신기에 그림 1과 같이 클러스터 형태를 가지게 된다.

이 경우, $h(\theta) = \sum_{i=1}^M \sum_{m=1}^Q \alpha_{i,m} \delta(\theta - \theta_i - \theta_{i,m})$ 는 각도 응답이다. 여기서, $\alpha_{i,m}$ 은 m 번째 다중 경로의 크기를, θ_i 는 i 번째 클러스터의 중심각을 나타내고 $\theta_{i,m}$ 은 i 번째 클러스터 안에 있는 m 번째 다중경로의 도착 방향을 나타낸다. 송신 신호의 분포는 옥내 송신기와 옥외 수신기 사이의 거리인 D에 의하여 결정되며 Scatterer는 UWB 송신기와 안테나 거리(R)를 반경으로 하는 원 내부에 균일하게 분포하고 있

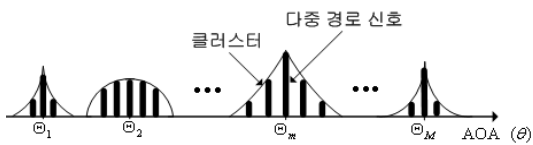


그림 1. UWB 수신안테나의 클러스터와 다중경로 신호들

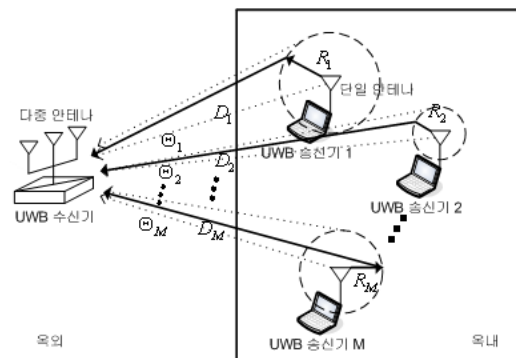


그림 2. 실내와 실외 초광대역 무선 통신 시스템의 예

다고 가정한다. 그림 2와 같은 구조에서 신호 도착 방향 θ 의 확률밀도함수는 아래와 같이 주어진다.¹⁵⁾

$$p(\theta) = \frac{2\cos\theta \sqrt{\cos^2\theta - 1 + \sin^2\rho}}{\pi \sin^2\rho} \quad (1)$$

여기서, $-\rho \leq \theta \leq \rho$ 와 $\rho = \sin^{-1}(R/D)$ 이며, 클러스터의 각도 퍼짐 정도를 나타내는 수치이다. 본 논문에서는 UWB 수신기에서의 수신 신호의 도착 방향을 보다 쉽게 추정하기 위하여 전체 클러스터들의 모양 보다는 클러스터의 중심인 θ 의 도착 방향과 클러스터의 분포 정도인 ρ 를 추정한다. UWB 신호가 아닌 협대역 클러스터의 도착 방향 추정에 관한 연구 결과는 이미 발표된 바 있다.¹⁶⁻⁸⁾

II. 신호 모형

그림 2와 같이 단일 안테나를 갖는 M개의 송신기와 다중 안테나를 갖는 수신기로 구성된 UWB 통신 시스템을 생각하자. 즉 M개의 송신기로부터 신호가 송신되면 다중 안테나를 가진 UWB 수신기는 M개의 클러스터를 수신하고 한 개의 클러스터 내부의 Q개의 다중경로 요소들을 수신한다. 만일, 수신기의 다중 안테나가 균일 선형 배열 구조를 이루고 있다면, l번째 안테나에 수신되는 UWB 신호 $y_l^j(t)$ 는 다음과 같다.¹⁰⁾

$$y_l^j(t) = \sum_{i=1}^M \sum_{m=1}^Q \alpha_{i,m} x_i(t - \tau_{i,m} + l\beta \sin\theta_{i,m}) + \eta_l^j(t) \quad (2)$$

여기서, $l = 1, \dots, L$ 이며, L은 다중 안테나의 수를 나타내고, $x_i(\cdot)$ 는 가우시안 mono-cycle 펄스의 이차 미분 형태를 갖는 수신된 UWB mono-cycle 펄스를 의미한다. 또한, Q, $\alpha_{i,m}$ 그리고 $\tau_{i,m}$ 은 각각 다중 경로 신호의 수와 i번째 클러스터의 m 번째 다중 경로의 크기와 시간 지연을 나타낸다. 수식 (2)에 포함된 심벌 $\beta = D_a/cL$ 는 안테나 aperture 매개 변수이다. 여기서, D_a 는 다중 안테나의 전체 길이이며 c는 빛의 속도이다. 또한 심벌 $\eta_l^j(t)$ 는 l번째 안테나의 가산성 백색 잡음을 나타내고 있다.

UWB 시스템은 일반적으로 고속의 무선통신환경에서의 짧은 거리에 적용되고 UWB 채널은 협대역 채널처럼 평탄 페이딩 특성을 가지기 때문에 한 개의 클러스터 내부의 다중경로 요소들의 시간 지연들의 값은 모두 같다고 여겨진다.^{11, 2)} 즉 $\tau_{i,a} = \dots = \tau_{i,m} \cong \tau_i$

다. 따라서 l 번째 안테나에서 수신한 신호는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

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

여기서, $\bar{\alpha}_i$ 는 $1/Q \sum_{m=1}^Q \alpha_{i,m}$ 로 계산되는 평균 페이딩 크기를 나타낸다. UWB 수신기의 다중 안테나에서 각각의 안테나 출력들, 즉 $y^l(t)$ 와 $y^{l+1}(t)$ 등은 시간 t 와 각 안테나에서의 다양한 방향 $\theta_{i,m}$ 에 영향을 받기 때문에, 단지 위상 천이 차이만 있는 형태로 되지는 않는다. 이러한 현상은 다중 안테나를 이용하는 협대역 무선통신 환경 경우에는 현저하게 다르다. 일반적으로 다중 안테나를 이용하는 협대역 무선통신 환경에서는 $(l+1)$ 번째 안테나 출력의 신호 $y^{l+1}(t)$ 는 l 번째 안테나 출력 신호 $y^l(t)$ 의 위상 천이와 같거나 비례한다. 이 경우 두 안테나의 출력 차이는 주사 벡터 (steering vector) 요소에 해당한다. 그러나 다중 안테나를 가지는 UWB 시스템에서는 주사 벡터 요소가 두 안테나 출력의 차이는 아니다.^[10]

수신 신호 $x_i(\cdot)$ 에서의 시간 t 와 방향 $\theta_{i,m}$ 의 영향을 분리, 제거하기 위하여 시간 영역보다는 주파수 영역에서 해석하고자 한다. 수식 (3)은 주파수 영역에서 수식 (4)로 바뀌어진다.

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

여기서, $e^{jkl\beta \sin\theta_{i,m}}$ 은 수식 (3)의 시간 지연인 $l\beta \sin\theta_{i,m}$ 에 해당하는 주파수 영역에서의 위상 천이이다. 그리고 $\tilde{\alpha}_i$, $X_i(k)$, $I^l(k)$ 들은 각각 $\bar{\alpha}_i$, $x_i(t)$, $\eta^l(t)$ 의 이산 주파수 영역에 대응하는 값들이다.

이전 UWB 전파 채널 실험 결과^[1, 2]에 의하면, 일반적으로 클러스터들은 빌딩 구조의 함수이며 각 클러스터 내부의 다중경로 요소들은 반사에 기인하여 클러스터 숫자에 비하여 상대적으로 수없이 많이 존재하는 것을 알 수 있다 (즉 $Q \rightarrow \infty$). 여기서 다중경로 신호의 도착 방향인 $\theta_{i,m}$ 은 수식 (1)과 같은 확률밀도함수를 갖는 불규칙 프로세스이며 샘플 평균인 $\sum_{m=1}^Q e^{jkl\beta \sin\theta_{i,m}}$ 은 평균 에고딕 정리^[11]를 이용하여 앙상블 평균 $E\{e^{jkl\beta \sin\theta}\}$ 으로 대체할 수 있다.

분석을 위하여 l 번째 안테나의 평균 각도 응답 $a_k^l(\cdot)$ 을 다음과 같이 정의한다.

$$a_k^l(\theta, \rho) \equiv E\{e^{jkl\beta \sin\theta}\} \quad (5)$$

여기서, θ 는 한 개의 클러스터 내부의 다중경로 요소들의 도착 각도로써 확률 변수이며, θ 는 결정적 값을 갖는 클러스터 중심각을 나타내고, ρ 는 다중경로 요소의 분포 정도를 나타내는 값이다. 참고 문헌 [11]의 결과에 의하면, $E\{e^{jkl\beta \sin\theta}\}$ 의 값을 $e^{jkl\beta \sin\theta}$ 의 확률밀도함수 대신에 수식 (1)의 $p(\theta)$ 를 이용하여 구할 수 있다. 그 결과 l 번째 안테나의 평균 각도 응답 $a_k^l(\cdot)$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$a_k^l(\theta_i, \rho_i) = \int e^{jkl\beta \sin\theta} p(\theta) d\theta \quad (6)$$

여기서, $p(\theta)$ 는 θ 의 확률밀도함수이다. 위 식에서 평균 각도 응답 $a_k^l(\cdot)$ 을 구하기 위하여 두 가지 방법으로 접근할 수 있는데, 하나는 푸리에 급수를 이용하는 방법이며 다른 하나는 수치 적분 기술을 사용하는 것이다. 일차 근사 (즉, $\sin\theta \approx \theta$)를 이용하여 평균 각도 응답을 계산하면 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$a_k^l(\theta_i, \rho_i) = e^{jkl\beta \theta_i} \cdot \int_{-\rho_i}^{\rho_i} \frac{2\cos\theta \sqrt{\cos^2\theta - 1 + \sin^2\rho_i}}{\pi \sin^2\rho_i} e^{jkl\beta \theta} d\theta \quad (7)$$

따라서 l 번째 안테나의 수신 신호 스펙트럼은 다음과 같이 나타내어진다.

$$Y^l(k) = \sum_{i=1}^M \tilde{\alpha}_i \tilde{X}_i(k) a_k^l(\theta_i, \rho_i) + I^l(k) \quad (8)$$

여기서, $\tilde{X}_i(k) = e^{-jk\tau_i} X_i(k)$ 이다. 식 (4)를 기존의 UWB 신호 모형이라고 하면, 새로 제안된 UWB 신호 모형은 식 (8)로 클러스터가 배열 안테나에 입력될 때 평균 각도 응답 개념이 들어간 것이 차이이다. 쉽게 분석하기 위하여 벡터와 행렬을 다음과 같이 정의하자.

$$Y = [Y^1(k) \dots Y^L(k)]^T, \\ X_\alpha = [\tilde{\alpha}_1 \tilde{X}_1(k) \dots \tilde{\alpha}_M \tilde{X}_M(k)]^T, I = [I^1(k) \dots I^L(k)]^T, \\ A = [a(\theta_1, \rho_1) \dots a(\theta_M, \rho_M)] \text{ 그리고,} \\ a(\theta_i, \rho_i) = [a_k^1(\theta_i, \rho_i) \dots a_k^L(\theta_i, \rho_i)]^T \text{이다.}$$

이때 M 개 안테나들에 대한 수신 스펙트럼 벡터는

$$\underline{Y}(k) = A\underline{X}(k) + \underline{I}(k) \quad (9)$$

이며 공분산 행렬은 다음과 같이 주어진다.

$$R_Y = E\{\underline{Y}(k)\underline{Y}^H(k)\} = AR_X A^H + \sigma I \quad (10)$$

여기서, $R_X = E\{\underline{X}(k)\underline{X}^H(k)\}$, $E\{\underline{I}(k)\underline{I}^H(k)\} = \sigma I$ 이다.

III. 변형된 다중신호분류에 의한 도착 방향 추정

제안된 UWB 신호 모형의 두 가지 매개 변수 θ_i 와 ρ_i 를 추정하는 것을 고려해보자. 도착 방향들과 분포 매개 변수들 (DPs)을 추정하기 위하여 두 가지의 모르는 매개 변수인 θ_i 와 ρ_i 을 추정할 것이다. 이 논문에서는 고유 분해를 이용한 부공간 기법을 사용하며 한 개의 매개 변수 추정인 기존의 다중신호 분류 (MUSIC) 기술을 두 개 매개 변수 추정이 가능하게 확장시킨 변형된 다중신호 분류 방법을 사용한다.^[6, 9]

이제, $\lambda_1 > \dots > \lambda_M > \lambda_{M+1} = \dots = \lambda_L$ 을 공분산 행렬 R_Y 의 고유값들이라 하자. 그리고 고유값 $[\lambda_1, \dots, \lambda_M]$ 과 $[\lambda_{M+1}, \dots, \lambda_L]$ 에 대응하는 단위 고유함수 집합을 각각 $[e_1, \dots, e_M]$ 과 $[e_{M+1}, \dots, e_L]$ 이라 하면, $S = [e_1, \dots, e_M]$ 는 신호 부공간으로, $G = [e_{M+1}, \dots, e_L]$ 잡음 부분공간으로 정의하자. 그러면, 수신 신호의 잡음 부분공간 성분은 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$R_Y \cdot G = AR_X A^H \cdot G + \sigma I \cdot G = \sigma G \quad (11)$$

수식 (11)으로 표현되는 잡음 부분공간 성분을 최소화하는 조건에서 다음의 관계식을 유도할 수 있다.

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

여기서, $(\theta, \rho) \in \{(\theta_1, \rho_1), \dots, (\theta_M, \rho_M)\}$ 이다. 부공간 기법에 기초한 알고리즘은 기본적으로 공분산 행렬 R_Y 의 성질을 이용하는 것이다. 일반적으로는 공분산 행렬 R_Y 의 정확한 값을 알 수가 없다. 따라서 유용한 데이터를 이용하여 일관성 있게 추정하여야 한다. 추정된 표본 공분산 행렬을 구하는 방법은 여러 가지가 있는데, 다음과 같은 합리적인 표본 공분산 행렬 \hat{R}_Y 을 선택하자.

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

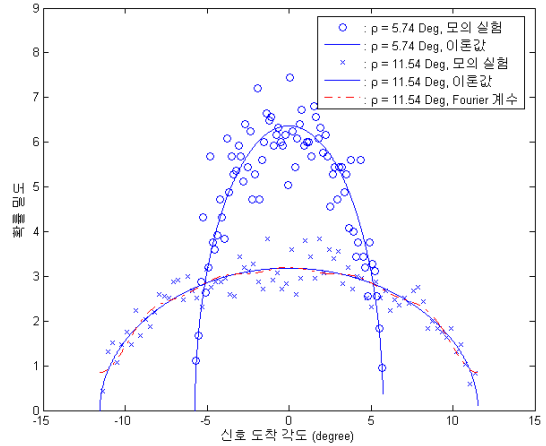


그림 3. 수식 (1)에 의한 확률밀도함수와 모의실험의 결과 비교

표본 공분산 행렬 \hat{R}_Y 을 고유 분해하여, 내림차순으로 정렬한 고유값 들에 대응하는 단위 고유함수들을 $[\hat{s}_1, \dots, \hat{s}_M, \hat{g}_1, \dots, \hat{g}_{L-M}]$ 이라 하자. 이제 신호 부공간은 $\hat{S} = [\hat{s}_1, \dots, \hat{s}_M]$ 이고, 잡음 부공간은 $\hat{G} = [\hat{g}_1, \dots, \hat{g}_{L-M}]$ 이다. 또한 $\hat{\theta}_i$ 와 $\hat{\rho}_i$ 의 추정을 위한 비용 함수를

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

라 두면, 추정치 $(\hat{\theta}_i, \hat{\rho}_i), i = 1, 2, \dots, M$ 는 다음의 관계식으로부터 구할 수 있다.

$$(\hat{\theta}_i, \hat{\rho}_i) = \arg \min_{\theta, \rho} f(\theta, \rho) \quad (15)$$

추정오차는 기존 연구^[8] 참조로 하여 성능분석을 통해 얻을 수 있다.

IV. 컴퓨터 모의실험

3장과 4장에서 서술한 기법의 타당성을 보이기 위하여, 옥내의 입력/출력 UWB 신호 모형에 제안된 기술을 이용하여 UWB 클러스터들의 도착 방향과 DP들을 추정한다. 분석을 위하여 우리는 균일 선형 배열 안테나의 안테나 수를 11개 ($L=11$), UWB 송신기의 수는 2개 ($M=2$), 각 송신기의 생성 데이터 수는 1000개 ($N=1000$), 신호 대 잡음비는 10dB ($SNR=10dB$)로 가정한다. UWB 클러스터 신호는 2장의 UWB 신호 모형에서 생성된다.

그림 3은 $\rho = 5.74^\circ$ 인 경우와 $\rho = 11.54^\circ$ 인 경우의 각각의 확률밀도함수를 보여주고 있다. 여기서 사용된 데이터 수는 $N=5000$ 이다. 그림에서 신호

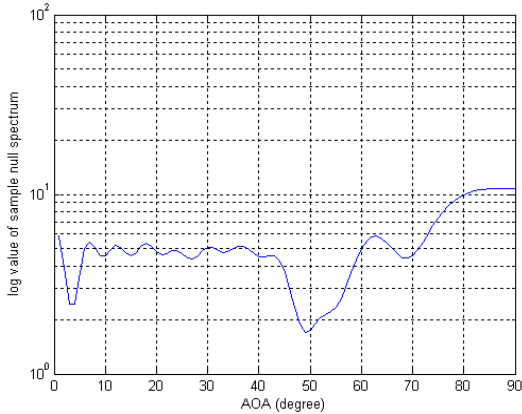


그림 4. $(\theta_1, \rho_1) = (20^\circ, 30^\circ)$ 와 $(\theta_2, \rho_2) = (50^\circ, 11.54^\circ)$ 인 경우, 종래의 표준 다중신호분류 기법에 표본 스펙트럼

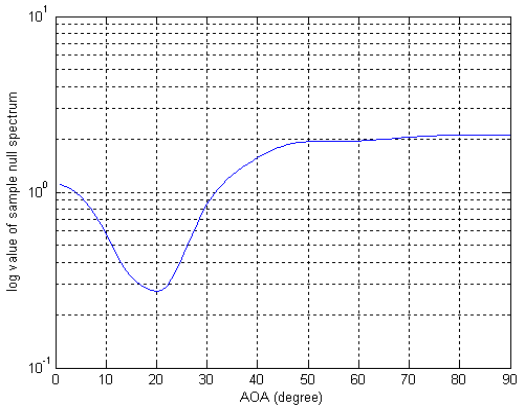


그림 5. $(\theta_1, \rho_1) = (20^\circ, 30^\circ)$ 와 $(\theta_2, \rho_2) = (50^\circ, 11.54^\circ)$ 인 경우, $\hat{\rho} = 11.54^\circ$ 일 때, 표본 스펙트럼

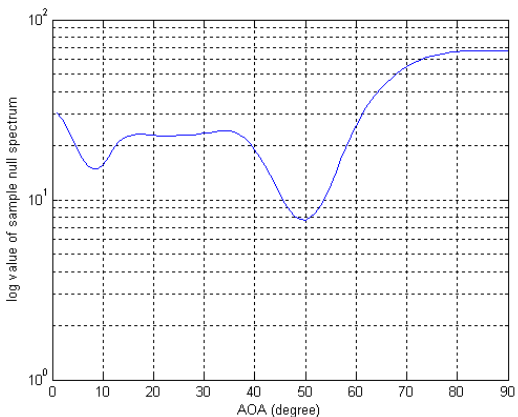


그림 6. $(\theta_1, \rho_1) = (20^\circ, 30^\circ)$ 와 $(\theta_2, \rho_2) = (50^\circ, 11.54^\circ)$ 인 경우, $\hat{\rho} = 30^\circ$ 일 때, 표본 스펙트럼

도착 방향의 분포 영역이 ρ 의 값이 커질수록 증가함을 알 수 있다.

그림 4는 신호 도착 방향과 DP가 각각 $(20^\circ, 30^\circ)$ 와 $(50^\circ, 11.54^\circ)$ 인 두 신호원에 대한 기존의 MUSIC 기법에 의한 샘플 영 스펙트럼을 나타낸 것이다. 그림에서 알 수 있듯이 큰 각도 퍼짐이 UWB 클러스터 신호 내부에 존재하는 경우에는, 입력/출력 UWB 신호 모형에 기존의 MUSIC 도착 방향 추정기를 사용한다면 잘못된 값을 얻을 수 있을 것이다.

그림 5와 그림 6은 위와 동일한 조건하에서 수식 (14)의 비용 함수 $f(\theta, \rho)$ 를 이용하여 얻은 샘플 영 스펙트럼을 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이 각 확산들의 값이 크더라도 제안된 기술을 이용하면 올바른 도착 방향의 추정 값을 구할 수 있다. 이러한 검증 결과를 통하여 제안된 도착 방향 추정 기술은 입력/출력 UWB 신호 모형에 적합함을 알 수 있다.

V. 결론

불규칙한 각도 퍼짐들을 가지는 실내와 실외 초광대역 무선 통신환경에 적합한 새로운 신호 모형을 제안한다. 이 모형을 바탕으로 실내와 실외 초광대역 무선 통신 시스템에서 클러스터들의 도착 방향을 추정한다. 다중신호분류 알고리즘을 변형한 새로운 추정 기술이 제안되어 수신 단 클러스터들의 도착 방향 값을 구하였다. 각도 퍼짐이 큰 경우, 기존의 다중신호분류 도착 방향 추정기는 부정확한 도착 방향 추정 값이 되지만, 제안된 추정 기술을 사용하면 정확한 추정 값을 가질 수 있음을 컴퓨터 검증 결과에 의해 얻었다. 이 결과, 제안된 도착 방향 추정 기술은 제안된 UWB 신호 모형에 적합함이 증명된다.

참고 문헌

- [1] J.M. Cramer, R.A. Scholtz, and M.Z. Win, "Evaluation of an ultrawideband propagation channel," *IEEE Tr. Ant. 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] M. Nilsson, B. Volcker, B. Ottersten, "A Cluster approach to spatio-temporal channel estimation," *Proc. IEEE ICASSP*, vol. 5, pp.

2757-2760, 2000.

[4] C. Carbonelli and Urbashi Mitra, "Clustered channel estimation for UWB signals," *Proc. IEEE ICC*, pp.2432-2437, 2000.

[5] Richard B. Ertel and Jeffery H. Reed, "Angle and Time of Arrival Statistics for Circular and Elliptical Scattering Models," *IEEE Tr. J. Sel. Area Comm.*, vol.17, no.11, pp.1829-1999, Nov. 1999.

[6] J.S. Jeong, K. Sakaguchi, J. Takada, and K. Araki, "Performance of MUSIC and ESPRIT for Joint Estimation of DOA and Angular Spread in Slow Fading Environment," *IEICE Tr. Comm.*, vol E85-B, no.5, pp.972-977, May 2002 Japan.

[7] A. Abdi, J.A. Barger, and M. Kaveh, "A parametric model for the distribution of the angle of arrival and the associated correlation function and power spectrum at the mobile station," *IEEE Tr. Veh. Tech.*, vol. 51, pp.425-434, May 2002.

[8] S. C. Kim, I. Song, S. Yoon, and S.R. Park, "DOA estimation of angle-perturbed source for wireless mobile communications," *IEICE Tr. Comm.*, vol E83-B, no. 11, pp. 2537-2541, Nov. 2000.

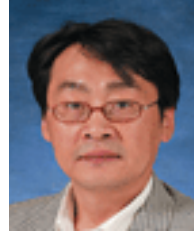
[9] R.O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," *IEEE Tr. Ant. Prop.*, vol. AP-34, pp.276-280, Mar. 1986.

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

[11] R.M. Gray and L.D. Davisson, Random process: a mathematical approach for engineers, Prentice-Hall, 1986.

이 용 업 (Yong Up Lee)

중신회원



1985년 2월 서울대학교 전자공학과 공학사
1987년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자과 공학석사
1996년 8월 한국과학기술원 전기 및 전자과 공학박사
1987년 2월~1998년 1월 삼성

전자 정보통신연구소 책임연구원
1995년 2월 제1회 휴먼테크 논문상 수상
2003년 12월~2004년 12월 호주 UNSW대학교 전자전기통신공학부 방문교수
2002년 9월~현재 IEEE Senior Member
2006년 Marquis WhosWho in Science and Engineering 2006 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

최 진 규 (Gin-Kyu Choi)

중신회원



1983년 2월 성균관대학교 전자공학과 졸업
1990년 1월 Polytechnic University 전자전기공학과 석사
1994년 6월 Polytechnic University 전산과학과 석사
1996년 1월 Polytechnic University 전자전기공학과 박사

1983년 8월~1986년 8월 LG전자, Motorola Korea 연구원
1996년 6월~2004년 8월 삼성전자 수석연구원
2004년 9월~현재 홍익대학교 전자전기컴퓨터공학부 조교수
<관심분야> 차세대이동통신, 통신신호처리