

무선 위치 인식에서 타원형 산란 채널에 적합한 초광대역 신호 도착 방향 추정

종신회원 이 용 업*, 박 중 후**

Angle-of-arrival Estimation fit for an Elliptical Scattering Channel in a Wireless Positioning

Yong Up LEE*, Joong-Hoo Park** *Lifelong Members*

요 약

타원형 산란 무선 채널 환경에서 고속 단거리 옥내 무선 통신용 초광대역 수신기의 입력에 클러스터 형태로 도착하는 신호의 도착 방향을 추정하기 위해 새로 초광대역 신호 모형을 제안한다. 추정 기법은 일반적인 다중신호분류 기법을 변경한 알고리즘이며, 제안된 추정 기법을 초광대역 신호 모형에 적용하여 두 종류의 매개변수인 신호 도착방향 변수와 퍼짐 변수를 얻는다. 제안한 신호 모형과 추정 기법은 초광대역 타원형 산란 무선 통신 환경 안에서 컴퓨터 모의실험을 통해 검증 된다.

Key Words : Ultrawide Band, Angle-of-Arrival Estimation, Elliptical Scattering Channel, Antenna Array, Wireless Positioning

ABSTRACT

An ultrawide band (UWB) signal model is proposed to estimate the angle-of-arrivals of the signals arrived in clusters at an UWB receiver for a short-range, high-speed, indoor wireless communication system in an elliptical scattering environment. And a new estimation technique is proposed by modifying the conventional MUSIC algorithm. By using this estimation technique, the estimates of the two unknown parameter sets, angle-of-arrivals and distribution parameters, are obtained with the proposed UWB signal model. The proposed UWB signal model and estimation technique are verified through computer simulations in an ultrawide band communication environment.

I. 서 론

초광대역(UWB) 통신 시스템에 관한 최근 연구^[1-2]에서, 초광대역 기술이 빌딩 또는 공장, 고층 아파트 안에서 고속 단거리 무선 통신에 잘 적용이 됨을 알려 준다. 이 경우에 이전 연구인 참고문헌^[3]의 Saleh-Valenzuela 채널 모형이 초광대역 통신의 옥

내 무선 채널로 자주 사용이 되는데, 이 모형은 옥내 무선 채널의 중요한 특성인 다중경로 신호들의 클러스터(cluster) 현상을 잘 표현하였다. 그림 1에 초광대역 다중경로 신호들의 클러스터 효과를 개념적으로 표시하였다.^[4]

그런데, 옥내 피코 셀 환경에서 무선 랜 통신이나 무선 위치추정 통신인 일반적인 유비쿼터스 시

* 한림대학교 전자공학과 (yulee@hallym.ac.kr) ** 한양대학교 전자컴퓨터공학부

논문번호 : KICS2007-07-318, 접수일자 : 2007년 7월 19일, 최종논문접수일자 : 2008년 9월 23일

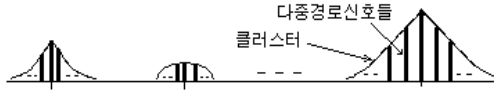


그림 1. 초광대역 다중경로 신호들의 클러스터 효과

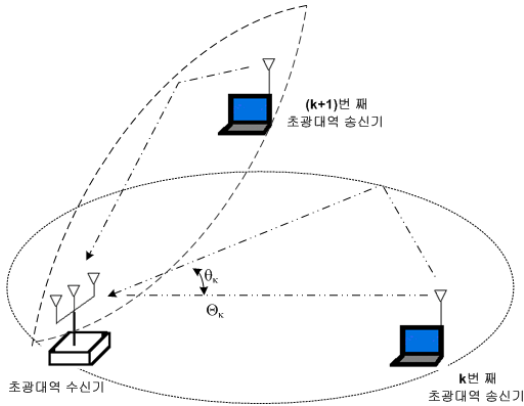


그림 2. 타원형 산란 채널 모형의 초광대역 시스템 통신

스텝 통신인 경우^{[5]-[7]}, 초광대역 트랜시버의 무선 위치 추정이나 신호 도착 방향 추정 (AOA)을 위해서는 이전의 Saleh-Valenzuela 채널 모형보다는 그림 2의 타원형 산란 채널모형이 기하학적인 면에서 더 적합할 수 있다. 타원형 산란 채널 모형은 다중 경로 신호들의 클러스터 효과가 초광대역 송신기와 수신기 근처지역에서 매우 유사하고 송수신기 사이의 가지경로(line-of-sight path)가 있는 경우에 옥내 무선 채널로 사용하기에 매우 적합하다고 알려져 있다.^[8] 이 논문에서는 기하학적으로 타원형 산란 모형의 옥내 무선 채널 구조를 가지는 초광대역 옥내 무선 통신 환경 아래에서 클러스터 효과를 가진 초광대역 신호들의 신호 도착 방향 추정을 목표로 한다.

초광대역 트랜시버의 무선 위치 추정이나 초광대역 신호의 도착 방향을 추정하기 위해 먼저, 그림 2와 같은 타원형 산란 채널 모형의 실내 무선 시스템 통신 환경을 생각하자. 여기서, 여러 대의 송신기로부터 전송된 초광대역 신호들은 한 대의 초광대역 수신기에 도착되며, 실내 무선 채널은 타원형 산란 채널이며, 초광대역 송신기는 M 개, 초광대역 수신기는 한 개이다. 또한, 각 시스템은 TH-UWB 통신 방식이며, 송신기는 단일 안테나, 수신기는 안테나가 L 개인 다중 안테나를 가지는 다중입력 단일출력 (MISO) 구조이다.

분석을 위해서, 그림 2에서 초광대역 신호들이 M 개의 송신기에서 전송이 되는 경우, 초광대역 수신기의 다중 안테나에는 M 개의 클러스터가 수신

되며 각 클러스터는 그림 1과 같이 Q 개의 다중경로 신호들이 있다고 하자. 이 논문에서는 클러스터의 전체 형태보다 클러스터 중심 각도의 신호 도착 방향 θ 와 클러스터의 퍼짐 정도(DP)를 나타내는 매개변수 ν 를 추정한다.

이 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저, II절에서 초광대역 수신기에 도착하는 신호들의 신호 도착 방향을 추정하기 위해 기하학적인 타원 산란 채널 모형을 사용하여 초광대역 신호 모형을 제안하고 III절에서 초광대역 신호의 사전 정보를 가지고 클러스터 매개변수인 AOA와 DP 추정치를 구하는 부공간 기법에 근거한 변경된 추정 알고리즘을 새로 제안한다. IV절은 초광대역 신호 모형과 제안된 추정 기법을 컴퓨터 모의실험으로 검증하고, 마지막으로 V절에서 결론이 언급된다.

II. 초광대역 신호 모형

이전 연구^[2] 결과를 사용하면, 그림 2의 초광대역 수신기의 l 번째 센서에 도착되는 신호는 다음과 같다.

$$x^l(t) = \sum_{i=0}^M \sum_{m=1}^Q \rho_{i,m} s_i(t - \beta_{i,m} + l\gamma \sin\theta_{i,m}) + \eta^l(t), \quad l = 1, \dots, L \quad (1)$$

여기서, $s_i(t)$ 는 단일 주기를 가지는 정규 펄스의 2차 미분된 신호이며, Q 는 한 개 클러스터 내에 있는 다중경로 개수, $\rho_{i,m}$ 은 i 번째 클러스터의 m 번째 다중경로 크기이며, $\beta_{i,m}$ 은 i 번째 클러스터의 m 번째 다중경로의 지연시간, $\theta_{i,m}$ 은 i 번째 클러스터의 m 번째 다중경로 각도이다. $v = D_a/cL$ 은 안테나 특성을 나타내는 매개변수이고 D_a 는 다중안테나의 전체 길이, c 는 빛의 속도이다. $\eta^l(t)$ 은 l 번째 안테나에 유기되는 가산성 정규 백색잡음이다. 송수신기 사이의 거리는 작아서 초광대역 수신기에 도착하는 신호는 그림 1의 클러스터의 형태를 가진다.^{[4][10]} 초광대역 실내 무선 통신 시스템 구조가 그림 2의 기하학적인 구조와 유사하면 무선채널의 각도 응답은 다음과 같이 표현된다.^[7]

$$h(\theta) = \sum_{i=1}^M \sum_{m=1}^Q \rho_{i,m} \delta(\theta - \theta_i - \theta_{i,m}) \quad (2)$$

여기서 $\rho_{i,m}$ 은 i 번째 클러스터의 m 번째 다중경로 크기, θ_i 는 i 번째 클러스터의 중심각도, $\theta_{i,m}$ 은 i 번째 클러스터의 m 번째 다중경로 각도이다.

그런데, 이전 연구 결과⁹⁾를 사용하면, 기하학적인 타원형 산란 채널 모형에 적합한 초광대역 통신 시스템 통신에서 θ 의 확률 밀도 함수는 다음과 같다.

$$f(\theta) = \frac{1}{2\pi} \frac{\nu^3}{(1 - \sqrt{1 - \nu^2} \cos\theta)^2} \quad (3)$$

여기서 ν 는 $0 < \nu \leq 1$ 의 범위를 갖는 퍼짐변수 (DP)이고, 그림 2에서 타원 종축과 주축의 비율이며 각도 퍼짐은 DP ν 가 커짐에 따라 증가한다.

초광대역 무선 통신 시스템은 주로 고속 단거리 통신에 응용이 되며, 사용되는 무선 채널이 협대역 실내 무선 채널에 있는 평탄 페이딩 (flat fading) 특성과 유사하므로 $\beta_{i,1} = \dots = \beta_{i,m} \approx \beta_i$ 로 가정한다. 이는 한 개의 클러스터내 다중경로 신호들의 지연 시간은 대략 같은 것을 의미한다. 그러면 l 번째 센서에서 수신한 신호의 출력은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$x^l(t) = \sum_{i=1}^M \bar{\rho}_i \sum_{m=1}^Q s_i(t - \beta_i + l\gamma \sin\theta_{i,m}) + \eta^l(t) \quad (4)$$

여기서, $\bar{\rho}_i$ 는 $\bar{\rho}_i = \frac{1}{Q} \sum_{m=1}^Q \rho_{i,m}$ 으로 페이딩 평균이다.

식 (4)에서 초광대역 수신기의 배열 안테나의 각 센서 출력이 위상 전이된 형태가 아닌데, $s_i(t)$ 에 시간 변수 t 와 각도 변수 $\theta_{i,m}$ 모두가 포함되기 때문이다. 따라서 초광대역 통신인 경우, 배열 안테나를 이용하는 협대역 통신과 많이 다르다. 즉, 배열 안테나를 이용하는 협대역 통신에서 $(l+1)$ 번째 센서에 도착하는 신호 $x^{l+1}(t)$ 와 l 번째 센서 신호 $x^l(t)$ 는 일반적으로 비례하며 두 센서 신호의 차이가 조종 벡터 (steering vector)의 한 성분이다. 하지만 초광대역 통신에서 배열 안테나로 생기는 조종벡터 성분은 두 센서 출력의 차이가 아니다.^{12)[11]} 식 (4)의 $s_i(t)$ 에서 시간 매개변수 t 와 각도 매개변수 $\theta_{i,m}$ 의 의존 효과를 분리 제거하기 위해 시간 영역대신 주파수 영역에서 다루자. 주파수 영역에서 식 (4)는 다음과 같이 된다.

$$X^l(k) = \sum_{i=1}^M \tilde{\rho}_i \tilde{S}_i(k) a_k^l(\Theta_i, \nu_i) + \Gamma^l(k) \quad (5)$$

여기서, $\tilde{\rho}_i, \tilde{S}_i(k)$ 와 $\Gamma^l(k)$ 는 $\bar{\rho}_i, s_i(t)$ 와 $\eta^l(t)$ 에 대응되는 주파수 영역에서 얻은 값이다. $\tilde{S}_i(k) = e^{-j\beta_i k} S_i(k)$ 이고 식 (5)의 $a_k^l(\Theta_i, \nu_i)$ 는 그림 2의 타원형 산란 모형의 l 번째 센서의 평균 각도 응답이다. 평균 각도 응답 $a_k^l(\Theta_i, \nu_i)$ 는 식 (3)과 근사법으로 얻을 수 있다. 근사법은 수치 적분 기법이나 푸리에 (Fourier) 급

수 기법이 사용 가능하다. 수치 적분 기법인 경우, 평균 각도 응답 $a_k^l(\Theta_i, \nu_i)$ 은 다음과 같다.

$$a_k^l(\Theta_i, \nu_i) = \int_{-\nu_i}^{\nu_i} \frac{1}{2\pi} \frac{\nu^3}{(1 - \sqrt{1 - \nu^2} \cos\theta)^2} e^{jkl\theta} d\theta \cdot e^{jkl\Theta_i} \quad (6)$$

수치 적분이 복잡하여, 푸리에 급수 기법을 사용되는 경우 평균 각도 응답은 다음과 같다.

$$a_k^l(\Theta_i, \nu_i) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{2c_n \nu_i}{n\pi + \nu_i k l \gamma} \sin(n\pi + \nu_i k l) \cdot e^{jkl\Theta_i} \quad (7)$$

분석을 위해, 다음과 같이 벡터와 행렬 표기를 도입하면,

$$\mathbf{X}(k) = [X^1(k), \dots, X^L(k)]^T \quad (8a)$$

$$\mathbf{S}(k) = [\tilde{\rho}_1 \tilde{S}_1(k), \dots, \tilde{\rho}_M \tilde{S}_M(k)]^T \quad (8b)$$

$$\mathbf{\Gamma}(k) = [\Gamma^1(k), \dots, \Gamma^L(k)]^T \quad (8c)$$

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\Theta_i, \nu_i), \dots, \mathbf{a}(\Theta_M, \nu_M)]^T \quad (8d)$$

$$\mathbf{a}(\Theta_i, \nu_i) = [a_k^1(\Theta_i, \nu_i), \dots, a_k^L(\Theta_i, \nu_i)]^T \quad (8e)$$

초광대역 수신기에서 받은 스펙트럼 벡터는

$$\mathbf{X}(k) = \mathbf{A}\mathbf{S}(k) + \mathbf{\Gamma}(k) \quad (9)$$

이며, 공분산 행렬은 다음과 같다.

$$\mathbf{R}_X = E\{\mathbf{X}(k)\mathbf{X}^H(k)\} = \mathbf{A}\mathbf{R}_S\mathbf{A}^H + \mathbf{R}_\Gamma \quad (10)$$

이때, $\mathbf{R}_S = E\{\mathbf{S}(k)\mathbf{S}^H(k)\}$ 와 $\mathbf{R}_\Gamma = E\{\mathbf{\Gamma}(k)\mathbf{\Gamma}^H(k)\} = \sigma I$ 이며 행렬 \mathbf{R}_S 와 \mathbf{R}_X 는 각각 M 과 L 개의 full rank 인데, 각도 면으로 클러스터된 초광대역 신호는 서로 상관관계가 없음을 말한다.

III. 초광대역 신호 매개 변수 추정 기법

II절에서 제안된 타원형 산란 채널의 특성이 포함된 초광대역 신호 모형에서 추정하려는 매개변수 AOA와 DP $(\Theta_i, \nu_i) (i=1, 2, \dots, M)$ 를 얻는 방법을 생각해 보자. 최대 우도 방법이 초광대역 신호의 신호 도착 방향 추정에서 적용이 된 이전 연구도 있지만, 이 논문에서는 상대적으로 적은 계산 량과 복잡하지 않는 장점으로 일반적인 다중신호 분류(MUSIC) 방법에 기초를 둔 새로 변경된 추정 기법은 제안된 모형에 적용한다.¹¹⁾⁻¹²⁾

먼저 식 (9)의 공분산 행렬 R_X 에 고유분해를 하여 얻은 고유치를 다음과 같이 크기 순서대로 나열하고 즉 $\lambda_1 > \dots > \lambda_M > \lambda_{M+1} = \dots = \lambda_L$ 로 하여 각 고유치에 대응하는 고유벡터를 모아서 크기가 큰 고유치에 대응된 고유벡터들로 구성된 부공간은 신호 부공간, 나머지는 잡음 부공간이라 한다. 다시말해, 고유벡터 $[e_1 \dots e_M]$ 들은 크기가 큰 고유치인 $[\lambda_1 \dots \lambda_M]$ 에 대응이 되고, 나머지 고유벡터 $[e_{M+1} \dots e_L]$ 들은 $[\lambda_{M+1} \dots \lambda_L]$ 인 고유치에 대응한 경우, 신호 부공간은 $T = [e_1 \dots e_M]$, 잡음 부공간은 $G = [e_{M+1} \dots e_L]$ 가 된다. 그리고 얻은 잡음 부공간을 사용하여 다음과 같은 유용한 관계식을 얻을 수 있다.

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

과

$$a(\theta_i, \nu_i)^H G G^H a(\theta_i, \nu_i) = 0 \quad (12)$$

여기서, $(\theta, \nu) \in \{(\theta_1, \nu_1), \dots, (\theta_M, \nu_M)\}$ 이다. 일반적으로 공분산 행렬 R_X 는 알지 못하므로 식 (10)의 R_X 는 표본 공분산 행렬의 추정치 \hat{R}_X 로 대신하여 사용하는데, 다음과 같이 주어진다.

$$\hat{R}_X = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N X(k)X^H(k) \quad (13)$$

식 (9)의 공분산 행렬 R_X 와 유사하게 표본 공분산 행렬 \hat{R}_X 를 가지고 고유분해를 하여 얻은 고유치와 고유벡터들로 구성된 잡음 표본 부공간은 다음과 같다. $\hat{G} = [\hat{e}_{M+1} \dots \hat{e}_L]$ 계속하여 일반적인 다중신호분류 기법에 근거한 수정된 추정 기법의 비용 함수를 다음과 같이 얻고,

$$C_f(\theta, \nu) = a(\theta, \nu)^H \hat{G} \hat{G}^H a(\theta, \nu) \quad (14)$$

초광대역 신호 $i = 1, 2, \dots, M$ 에 대해 각각 클러스터의 중심각도 추정치 $\hat{\theta}_i$ 와 다중경로의 퍼짐 변수 추정치 $\hat{\nu}_i$ 를 다음 식을 통해 얻을 수 있다.

$$(\theta_i, \nu_i) = \arg \min C_f(\theta, \nu) \quad (15)$$

IV. 모의실험

II절과 III절에서 제안한 신호모형과 매개변수 추정기법을 검증하기 위해서, 그림 2의 타원형 산란

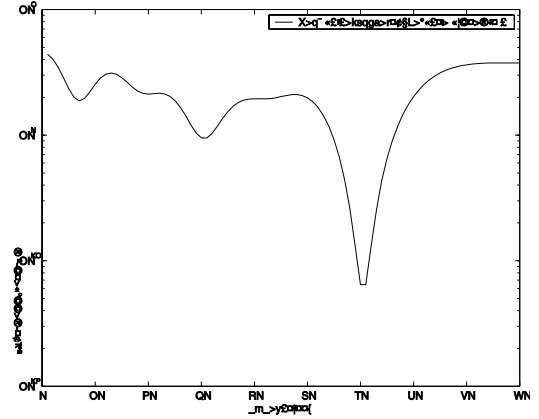


그림 3. 일반적인 다중신호분류 기법을 사용해 얻은 표본 영 스펙트럼 $C_f(\theta_i, \nu_i)$: 컴퓨터 모의실험 조건 $L=6, M=2, N=1000, SNR=10dB, (\theta_1, \nu_1)=(30^\circ, 0.34), (\theta_2, \nu_2)=(60^\circ, 0.17)$.

채널 환경에서의 초광대역 신호 모형에 제안된 추정 기법을 적용하여 초광대역 클러스터들의 미지 매개변수인 AOA와 DP를 추정하자. 컴퓨터 모의실험을 위해, 균일 선형 배열의 센서 수인 $L=6$, 초광대역 신호원 수는 $M=2$, 표본 수인 $N=1000$, 신호 대 잡음비 $SNR=10dB$ 으로 한다. 초광대역 신호 클러스터들은 2절에서 설명한 타원형 산란 채널의 초광대역 신호 모형에 따라 만들어 졌다.

예제 1: 일반적인 다중신호 분류 추정 기법

신호도착 방향 매개변수를 확률변수가 아닌 고정 변수로 가정하여 일반적인 다중신호 분류 기법을 사용해 신호 도착 방향 추정치를 얻었다. 초광대역 클러스터들의 신호 도착방향과 퍼짐 매개변수가 각각 $(30^\circ, 0.34)$ 와 $(60^\circ, 0.17)$ 인 조건을 가지고 신호 생성이 되는 경우 일반적인 MUSIC 기법으로 얻은 표본 영 스펙트럼은 그림 3에 있다. 그림에서 한 개의 국소 최소 점만이 60° 근처에 있다. 이 결과에서 일반적인 다중신호분류 신호 도착 방향 추정 기법은 타원형 산란 채널 환경 내에서 초광대역 클러스터 신호에 각도 퍼짐이 존재하는 경우 제대로 동작 되지 못하는 것을 알 수 있다.

예제 2: 제안된 추정 기법

타원형 산란 채널 환경이 있는 제안된 초광대역 신호 모형에서 변경된 다중신호 분류 매개변수 추정 기법을 사용하여 클러스터 중심각인 θ 와 퍼짐 매개변수 ν 를 추정하였다. 그림 2의 타원에서 θ_i 는 초광대역 신호 클러스터의 중심각도, $\hat{\nu}_i$ 는 $0 < \nu_i \leq 1$ 인 다중경로 신호의 퍼짐 변수로 증가함에 따라 각

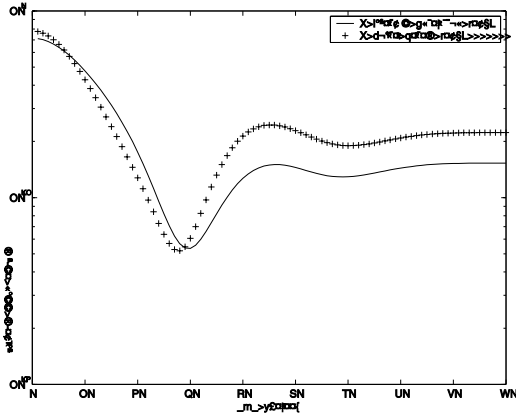


그림 4. 수치 적분(-) 기법과 푸리에 급수(+) 기법을 사용해 얻은 표본 영 스펙트럼들 $C_f(\theta_i, \nu_i)$: 모의실험 조건 퍼짐 매개변수 $\hat{\nu} = 0.34$, $(\theta_1, \nu_1) = (30^\circ, 0.34)$, $(\theta_2, \nu_2) = (60^\circ, 0.17)$, $L = 6$, $M = 2$, $N = 1000$, $SNR = 10dB$.

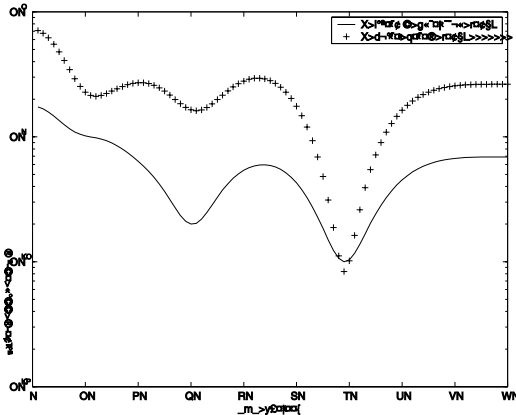


그림 5. 수치 적분(-) 기법과 푸리에 급수(+) 기법을 사용해 얻은 표본 영 스펙트럼들 $C_f(\theta_i, \nu_i)$: 모의실험 조건 퍼짐 매개변수 $\hat{\nu} = 0.17$, $(\theta_1, \nu_1) = (30^\circ, 0.34)$, $(\theta_2, \nu_2) = (60^\circ, 0.17)$, $L = 6$, $M = 2$, $N = 1000$, $SNR = 10dB$.

도 퍼짐도 증가한다. 또한, 초광대역 클러스터들은 각각 $(30^\circ, 0.34)$ 와 $(60^\circ, 0.17)$ 인 조건에서 생성된다.

평균 각도 응답인 식 (6)을 수치 적분 계산으로 구하고 표본 영 스펙트럼 $C_f(\theta_i, \nu_i)$ 를 식 (14)에 의해 얻은 것이 그림 4와 5에 나타났다. 그림 4는 $\hat{\nu} = 0.34$ 인 경우 수치 적분 기법을 사용하여 얻은 표본 영 스펙트럼 $C_f(\theta_i, \nu_i)$ 이다. 그림 4에서 보면 $(\hat{\theta}_i, \hat{\nu}_i) = (30^\circ, 0.34)$ 근처에 한 개의 국소 최소치가 있음을 볼 수 있다. 또한 그림 5는 퍼짐 매개 변수 DP가 $\hat{\nu} = 0.17$ 이고, 수치 적분 기법으로 구한 표본 영 스펙트럼을 보여준다. 그림 5에서 볼 수 있듯이 국소 최소치는 $(30^\circ, 0.34)$ 와 $(60^\circ, 0.17)$ 에 존재한다. 이는 제안한 초광대역 매개변수 신호 도착 방향 추정 기법이 타원형 산란 채널 모형에서 잘 동작함을

표 1. 모의실험에 사용한 푸리에 계수들

cn	0	-1, 1	-2, 2	-3, 3	-4, 4	-5, 5
$\gamma = 0.34$	0.4775	0.6809	0.3557	0.1701	0.0738	0.0322
$\gamma = 0.17$	0.9414	1.4018	0.7607	0.3720	0.1671	0.0749

알 수 있다.

수치 적분이 복잡하여 다루기 어려운 경우, 푸리에 급수 기법을 타원형 산란 채널인 초광대역 신호 모형의 평균 각도 응답을 얻는데 사용할 수 있다. 식 (7)을 사용하여 $\gamma = 0.34, 0.17$ 일 때 구한 푸리에 계수를 표 1에 나타냈다. 또한 그림 4와 5에서 푸리에 급수를 사용하여 얻은 표본 영 스펙트럼 $C_f(\theta_i, \nu_i)$ 가 있는데, 푸리에 급수 방법도 수치적분 기법과 유사한 결과를 보여준다.

V. 결론

고속 단거리 옥내 무선 통신과 초광대역 수신기에 클러스터 형태로 도착하는 신호들의 도착 방향을 추정하기 위해 타원형 산란 채널 모형의 새로운 초광대역 신호 모형을 제안하고 일반적인 다중신호 분류 알고리즘에 근거한 수정된 신호도착방향 매개변수 추정 기법도 제안 하였다. 신호 도착 방향과 퍼짐 매개 변수를 제안한 초광대역 신호 모형과 추정 기법을 사용하여 얻었다.

컴퓨터 모의실험을 통해서, 각도 퍼짐이 큰 경우 종래의 다중신호분류 추정 기법으로 얻은 신호도착 방향 추정치는 정확하지 않은 경우가 있으나 제안한 추정 기법은 정확하게 신호 도착 방향 추정치를 얻을 수 있음을 보였다. 모의실험 결과는 초광대역 신호 모형에서 제안한 부공간 기반의 신호도착방향 추정기법이 잘 동작함을 보여준다.

참고 문헌

- [1] K. Siwiak and D. McKeown, Ultra-Wideband Radio Technology, John Wiley and Sons, 2004.
- [2] J. D. Taylor, Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems, CRC Press, Sep. 2002.
- [3] A. M. Saleh and R. A. Valenzuela, "A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation," *IEEE Trans. Jourl. Selected. Area Comm.*, vol. 5, pp.128-137, Feb. 1987.
- [4] J. M. Cramer, R. A. Scholtz, and M. Z. Win, "Evaluation of an Ultrawideband Propagation

Channel,” *IEEE Tr. Antenna Propagation*, vol. 50, pp. 1-9, May 2002.

[5] J. H. Jo and M. A. Ingram and N. Jayant, “Angle Clustering in Indoor Space-Time Channels Based on Ray Tracking,” *Proc. IEEE VTC*, pp. 2607-2071, 2001.

[6] J. C. Liberti, Jr. and T. S. Rappaport, *Smart Antennas for Wireless Communication: IS-95 and Third Generation CDMA Applications*, Prentice-Hall, 1999.

[7] L. Rang and G. B. Giannakis, “Ultra-Wideband Communication,” *IEEE Signal Proc. Magazine*, pp. 26-54, Nov. 2004.

[8] J. M. Cramer, R. A. Scholtz, and M. Z. Win, “Spatio-Temporal Diversity in Ultra-Wideband Radio,” *Proc. IEEE WCNC*, New Orleans, pp. 21-24, Sep. 1999.

[9] R. B. Ertel and J. H. Reed, “Angle and Time of Arrival Statistics for Circular and Elliptical Scattering Models,” *IEEE Tr. J. Sel. Area Comm.*, vol.17, pp.1829-1999, Nov. 1999.

[10] 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.

[11] C. Carbonelli and Urbashi Mitra, “Clustered Channel Estimation for UWB Signals,” *Proc. IEEE ICC*, pp.2432-2437, Paris, France, Jun. 2004.

[12] R. O. Schmidt, “Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation,” *IEEE Tr. Ant. Propagation*, vol.AP-34, pp.276-280, Mar. 1986.

이 용 업 (Yong Up Lee)

중신회원



1985년 2월 서울대학교 전자공학과 공학사
1987년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학석사
1996년 8월 한국 과학 기술원 전기 및 전자과 공학 박사
1987년 8월~1998년 1월 삼성

전자 정보통신 책임 연구원

2003년 12월~2004년 1월 호주 시드니 UNSW대학교 방문교수

1998년 3월~현재 한림대학교 전자공학과 교수

<관심분야> 무선통신, 무선위치인식 이론연구구현

박 중 후 (Joong-Hoo Park)

중신회원



1985년 2월 서울대학교 전자공학과 공학사

1987년 2월 서울대학교 전자공학과 공학석사

1997년 2월 Univ. of Missouri-Rolla, 전기 공학과 공학 박사

1997년11월~2000년 2월 삼성

전자(주) 통신연구소 수석 연구원

2000년 3월~현재 한양대학교 전자컴퓨터 공학부 부교수

<관심분야> 이동 통신 이론, 다중 사용자 검파,