
2차 통계량을 이용한 배열 안테나의 도래 방향 추정

변진식* · 장은영*

DOA Estimation of Arrays Antenna using Second Order Statistics

Kun-Sik Byon* · Eun-Young Jang*

요 약

이동 통신단말의 급속한 보급에 따라 고품질이며 대용량인 정보의 전송이 요구된다. 또한 고속 전송 시 발생하는 다중로 페이딩을 해결하기 위해 적응 배열 안테나의 연구가 활발히 진행되고 있으며, 그 중 DOA(Direction of Arrival) 추정은 적응배열 안테나의 중요한 부분이다. 본 논문에서는, 2차 통계량을 이용한 시공간 블라인드 시스템 식별을 제안하고, 블라인드 시공간 적응 배열 안테나를 이용하여 제안 방법의 효율성을 입증한다.

ABSTRACT

We need a transmission of high quality and capacity according to a fast supply of mobile communication terminal. As multipath fading occurred in high speed transmission, adaptive array antenna have been studied to solve such a demand. DOA(Direction of Arrival) estimation play a important role in adaptive array antenna. This paper present a space time blind identification using second order statistics and present blind space time adaptive array antenna. Also we verified a effect of the presented method.

키워드

Second Order Statistics, DOA, Blind

1. 서 론

이동 무선 통신은 사용자 수가 폭발적으로 증가하고 있으며, 고속 고품질을 요구하고 있다. 고속 고품질의 데이터 전송 시 문제가 되는 것은 건물이나 지형에 따른 반사나 회절에 의한 다중 경로 페이딩이다. 이러한 문제의 해결 방법으로 적응 안테나를 사용함으로써 불요파를 억압할 수 있다. 다중 경로는 일반적으로 회절파와 다른 방향에서 도래하기 때문에, 도래 방향 정보를 이용하여, 공간 처리로서 신호를 분리해야 한다. 도래 방향 추정에는 공간 평균법을 이용한 MUSIC 알고리즘과 ESPRIT 방법이 있지만, 이러한 방법은 학습 신호를 이용하여야 한다. 또한 도래 방향 추정 시 필요한 안테나 수가 도래파보다 많기 때문에, 이러한

문제를 해결해야 한다.

본 논문에서는 2차 통계량을 이용한 시공간 블라인드 식별법을 제안하고, 잡음 환경에서도 시스템 식별이 가능함을 시뮬레이션을 통해 확인하며, 또한 제안한 블라인드 식별법을 이용하여 도래파의 방향 추정법을 제안하고 시뮬레이션을 통해 제안법의 유효성을 확인하였다. 2차 통계량을 이용한 도래 각도 추정은 블라인드 알고리즘이기 때문에, 참조 신호가 필요 없고, 기존의 알고리즘에 비해 적은 수의 안테나로 도래 각도를 추정할 수 있다는 장점이 있다.

II. 시스템 모델

수신 안테나 수를 N 개로 할 때, 잡음 환경 하에서의 전송로 모델은 그림 1과 같이 가정한다.

샘플링 시간을 T 로 하고, 시간(lT)에서 M 개의 다중 경로에 의해 진폭이 a_m 배 되고, 각 안테나로 수신되는 신호를 $x_n(lT, \theta_m)$ 라고 하면 수신 신호는 식 (1)과 같다.

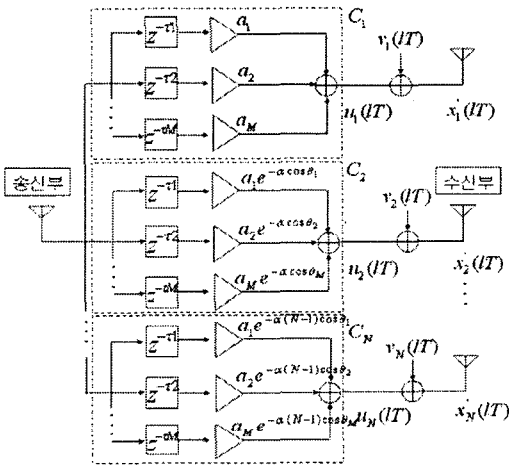


그림 1. 전송로 모델
Fig 1. channel model.

$$x_n(lT, \theta_m) = a_m \cdot s(lT - \tau_m T) e^{-j2\pi f \psi_n(\theta_m)} \quad (1)$$

$$s(lT) = m(lT) e^{j2\pi f lT} \quad (2)$$

$$\psi_n(\theta_m) = \frac{d}{c} (n-1) \cos(\theta_m) \quad (3)$$

$$x_n(lT) = u_n(lT) + v_n(lT) \quad (4)$$

식 (2)의 $s(lT)$, $m(lT)$ 는 각각 통과대역 및 기저 대역 송신 신호이며, 식 (3)의 $\psi_n(\theta_m)$ 은 안테나 사이의 지연 시간이다. 여기서 θ_m 은 추정해야 할 m 번째 파의 도래 방향이며, 식 (4)는 n 번째 안테나에서의 모든 수신 경로의 합성 신호 $u_n(lT)$ 와 부파 잡음 $v_n(lT)$ 를 고려한 수신 신호이다.

III. DOA 추정 알고리즘

다중 경로에 의한 수신파는 일반적으로 희망파와는 다른 방향으로 수신된다. 따라서, 수신 측에서는 서로 상관이 있는 다중파가 수신되게 된다. 그러므로 희망파의 도래방향만 추정할 수 있다면

희망파 이외의 수신파를 억압시켜 다중파 중 희망파는 파만을 수신할 수 있게 된다[1]. 따라서, 다중로 페이딩 영향을 피할 수 있다[2]. 먼저 기존의 방법인 MUSIC 및 ESPRIT 방법을 설명하고, 본 논문에서 제안하는 블라인드 방식의 2차 통계량을 이용한 도래방향 추정 방법에 대해서 살펴본다[3],[4].

1. MUSIC 방법

MUSIC(MULTIPLE Signal Classification) 방법은 입력 공분산 행렬의 고유구조를 이용하여 입사 신호수, 각 신호의 DOA, 입사 전력의 크기와 상호상관, 잡음 전력에 관한 정보를 제공하는 신호 파라미터 추정 알고리즘이다. MUSIC을 이용한 도래방향 추정에 관한 순서는 그림 2의 흐름도와 같다.

2. ESPRIT 방법

ESPRIT(Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques)는 MUSIC 방법과 함께 배열 안테나 수신 신호에서 얻을 수 있는 상관 행렬을 고유 분해하여 전파의 도래 방향을 추정하는 방법이며, 서브 배열안테나간의 회전 불변성 (rotational invariance)이라는 성질을 이용해서 식 (5)와 같이 서브 배열간의 위상차를 구하는 것에 의해 도래 방향을 추정하는 방법이다.

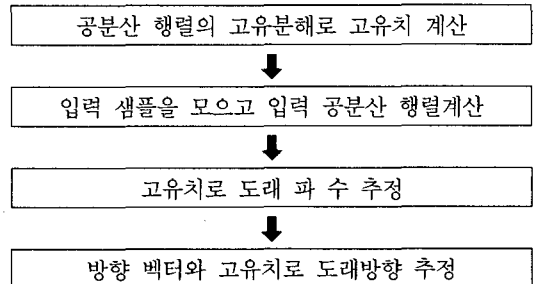


그림 2. MUSIC을 이용한 도래방향 추정 흐름도
Fig 2. Flow chart of DOA estimation using MUSIC.

$$\phi_k = \frac{2\pi}{\lambda} |\Delta| \sin \theta_k, \quad (k = 1, 2, \dots, K) \quad (5)$$

3. 2차 통계량을 이용한 방법

2차 통계량을 이용한 도래 방향 추정 알고리즘은 블라인드 알고리즘이며, 이 방법의 중요한 특징은 참조 신호를 사용하지 않는 블라인드 방법이라는 것이다. 전송로 특성이 시변인 경우 참조 신호를 사용하면 채널 추정을 다시 하여야 하기 때문에, 고속 데이터 전송에 있어서 효율이 저하되게

된다. 2차 통계량 방법의 또 다른 특징은, 기존의 알고리즘인 MUSIC이나 ESPRIT방법은 최소(도래 파수*3/2)의 안테나 수가 필요하지만, 2차 통계량 방법은 도래 방향 수와 같은 안테나만으로 도래 각도 추정이 가능하기 때문에 안테나 수를 절약할 수 있다.

그림 1의 전송로 모델을 참고한 2차 통계량을 이용한 도래방향 추정기법에 대해서 살펴보자. 수신 안테나 수가 3, C_1, C_2, C_3 3개의 전송경로의 전파 도래 각도를 포함한 임펄스 응답을 각각 식 (6), 식 (7), 식 (8)과 같이 h_1, h_2, h_3 라 하고, 도래파의 총 수를 M , 샘플링 시간 T 는 편의상 1로 한다.

$$h_1 = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_M] = [h_1(0) \ h_2(1) \ \dots \ h_1(M-1)] \quad (6)$$

$$h_2 = [a_1 e^{-2j\pi f \psi_2(\theta_1)} \ a_2 e^{-2j\pi f \psi_2(\theta_2)} \ \dots \ a_M e^{-2j\pi f \psi_2(\theta_M)}] \\ = [h_2(0) \ h_2(1) \ \dots \ h_2(M-1)] \quad (7)$$

$$h_3 = [a_1 e^{-2j\pi f \psi_3(\theta_1)} \ a_2 e^{-2j\pi f \psi_3(\theta_2)} \ \dots \ a_M e^{-2j\pi f \psi_3(\theta_M)}] \\ = [h_3(0) \ h_3(1) \ \dots \ h_3(M-1)] \quad (8)$$

수신신호 $x'_1(l), x'_2(l), x'_3(l)$ 는 식 (4)에 의해 식 (9)와 같이 표현된다.

$$x'_n(l) = h_n(l) * s(l) + v_n(l) = u_n(l) + v_n(l) \quad (n=1,2,3) \quad (9)$$

잡음이 서로 무상관이라 하면, $x'_1(l), x'_2(l)$ 의 상호 상관 함수는 식 (10)과 같다.

$$r_{x_1, x_1}(\tau) = E[x'_1(l)x'_1(l+\tau)] \\ = E[u_1(l)u_1(l+\tau)] + E[v_1(l)v_1(l+\tau)] \quad (10)$$

잡음 신호와 송신 신호가 서로 무상관이면 식 (10)을 식 (11)과 같이 간략화 할 수 있다.

$$r_{x_1, x_1}(\tau) = E[x'_1(l)x'_1(l+\tau)] = E[u_1(l)u_1(l+\tau)] \quad (11)$$

따라서, 상호 상관 함수는 식 (12), 식 (13)이 되고, 여기서 $r_{ss}(\tau)$ 는 송신신호 $s(l)$ 의 자기 상관함수이다.

$$r_{x_1, x_1}(\tau) = E[u_1(l)u_1(l+\tau)] = h_1(-\tau) * h_1(\tau) * r_{ss}(\tau) \quad (12)$$

$$r_{x_2, x_2}(\tau) = E[x'_2(l)x'_2(l+\tau)] = h_2(-\tau) * h_2(\tau) * r_{ss}(\tau) \quad (13)$$

식 (12), 식 (13)을 이용해서 $r_{ss}(\tau)$ 를 소거하면 식 (14)가 된다.

$$h_1(\tau) * r_{x_2, x_2}(\tau) = h_2(\tau) * r_{x_1, x_1}(\tau) \quad (14)$$

식 (14)를 바꿔 쓰면 식 (15)와 같다. (단, $h_1(0) = 1$ 로 가정)

$$h_1(0)r_{x_2, x_2}(\tau) = -\sum_{d=1}^{M-1} h_1(d) r_{x_2, x_2}(\tau-d) + \sum_{g=0}^{M-1} h_2(g) r_{x_1, x_1}(\tau-g) \quad (15)$$

식 (15)를 행렬로 표시하면 식 (16)과 같다.

$$p_{12} = R_{12} \hat{h}_{12} \quad (16)$$

따라서, 도래 방향 정보를 포함한 전송로의 임펄스 응답의 추정치 \hat{h}_{12} 는 식 (17)과 같다.

$$\hat{h}_{12} = R_{12}^{-1} p_{12} \quad (17)$$

$\hat{h}_{13}, \hat{h}_{23}$ 역시 동일한 방법으로 구할 수 있다. 이러한 방법으로, 도래 방향 정보를 가진 전송로의 임펄스 응답 h_1, h_2, h_3 을 구할 수 있다. 따라서 임펄스 응답에 포함된 도래 방향 성분을 두 전송로의 통계량(2차 통계량)으로 추정할 수 있다. 지연 정보는 식 (18)에 의해 구할 수 있다.

$$\frac{\hat{h}_1}{\hat{h}_2} = \left[\frac{h_1(0)}{h_2(0)} \ \frac{h_1(1)}{h_2(1)} \ \dots \ \frac{h_1(M)}{h_2(M)} \right] \\ = \left[\frac{a_1}{a_1 e^{-j2\pi f \psi(\theta_1)}} \ \frac{a_2}{a_2 e^{-j2\pi f \psi(\theta_2)}} \ \frac{a_M}{a_M e^{-j2\pi f \psi(\theta_M)}} \right] \\ = \left[e^{j2\pi f \psi(\theta_1)} \ e^{j2\pi f \psi(\theta_2)} \ \dots \ e^{j2\pi f \psi(\theta_M)} \right] \quad (18)$$

식 (18)의 $e^{j2\pi f \psi(\theta_n)}$ 은 지연 정보를 포함한 스티어링 벡터이다. 식 (3)에 의해서 식 (19)를 얻을 수 있다.

$$e^{j2\pi f \psi(\theta_m)} = e^{j2\pi f \frac{d}{c}(n-1)\cos(\theta_m)} = e^{j2\pi \frac{c}{\lambda} \frac{\lambda}{2c}(n-1)\cos(\theta_m)} = e^{j\pi(n-1)\cos(\theta_m)} \quad (19)$$

따라서, $n=1$ 일 경우 즉 기준 안테나와 첫 번째 안테나 사이의 도래 지연 시간을 이용한 도래 각도 추정 결과는 역 코사인을 통해서 구할 수 있다. 2차 통계량을 이용한 도래방향 추정에 관한 절차는 그림 3의 흐름도와 같다.

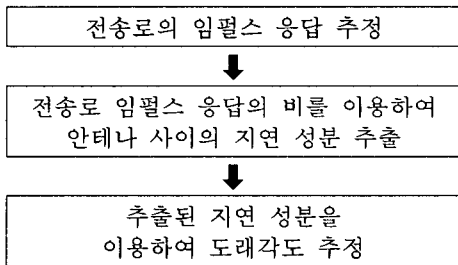


그림 3. 2차 통계량을 이용한 도래방향 추정 흐름도
Fig 3. Flow chart of DOA estimation using Second Statistics.

IV. 시뮬레이션 결과

기존의 알고리즘인 MUSIC 방법과 ESPRIT 방법을 제안한 2차 통계량 방법과 비교 평가하기 위해 시뮬레이션 하였으며, 시뮬레이션 조건은 표 1과 같다.

그림 4, 5, 6은 신호 대 잡음비를 바꿔가며 MUSIC 방법과 2차 통계량으로 도래방향을 추정한 결과이며, 그림 7의 ESPRIT 방법은 도래 방향 값이 수식으로 얻어지기 때문에, 각도를 원형 좌표계로

표 1. 시뮬레이션 조건
Table 1. Simulation Condition

데이터 수	10,000개		
변조방법	16QAM		
채널 잡음	백색 가우시언 잡음		
전송 경로수	3		
전송 경로 진폭	1	0.8	0.4
도래각도	10	30	60
전송로 지연	0	1	2
SNR[dB]	20	30	40

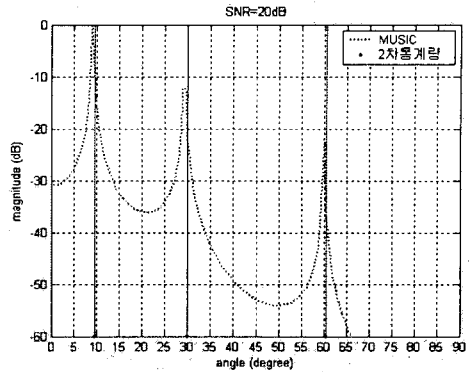


그림 4. 도래방향 추정(20dB)
Fig 4. DOA estimation (20dB).

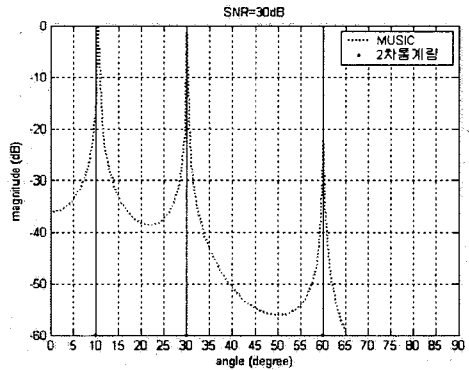


그림 5. 도래방향 추정(30dB)
Fig 5. DOA estimation(30dB).

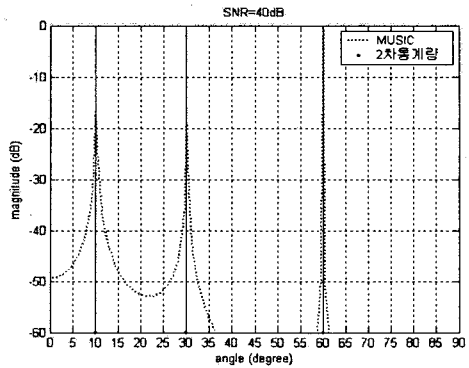


그림 6. 도래방향 추정(40dB)
Fig 6. DOA estimation(40dB).

보이도록 하였다. 표 2에서 보는 바와 같이 모든 추정 방법은 SNR이 클수록 좀 더 정확한 추정 결

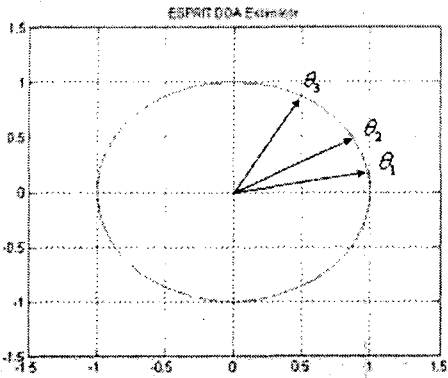


그림 7. 도래방향 추정 (ESPRIT 방법)
Fig 7. DOA estimation using ESPRIT method.

과를 보이고 있지만, 같은 SNR에서는 MUSIC보다는 ESPRIT와 2차 통계량을 이용한 추정 기법이 좀더 정확한 도래 방향을 추정하는 것을 알 수 있다.

그러나 2차 통계량을 이용한 방법은 블라인드 방법이며 필요 안테나 수가 두 방법보다는 작다는 특징이 있다.

표 2. 시뮬레이션 결과
Table 2. Simulation results

SNR	DOA	MUSIC	ESPRIT	2차통계량
20dB	θ_1	9.3669	10.0063	10.6647
	θ_2	28.0258	29.9975	30.0223
	θ_3	60.0955	60.0011	59.1446
30dB	θ_1	10.5937	10.0014	9.8959
	θ_2	30.0826	30.0028	29.8910
	θ_3	59.5629	60.0022	60.1074
40dB	θ_1	10.2491	9.9997	9.9756
	θ_2	30.2263	30.0003	29.9968
	θ_3	60.1206	60.0002	60.0302

V. 결 론

본 논문에서는 2차 통계량을 이용한 시공간 블라인드 식별법을 제안하고, 잡음 환경에서도 시스템 식별이 가능함을 시뮬레이션을 통해 확인하였다. 또한 제안한 블라인드 식별법을 이용하여 도래파의 방향 추정법을 제안하고 시뮬레이션을 통해 제안법의 유효성을 확인하였다. 2차 통계량을 이용한 도래 각도 추정은 블라인드 알고리즘이기 때문에, 참조 신호가 필요 없고, 기존의 알고리즘에 비해 적은 수의 안테나로 도래 각도를 추정할 수 있다는 장점이 있고, 시뮬레이션 결과 값도 기존의 방법과 거의 같은 정도의 정교한 추정 값을 가지는 것을 확인할 수 있다. 향후 연구 과제로는 이러한 적응 배열 안테나를 MIMO에 적용해 나갈 계획이다.

참고문헌

- [1] B. Suard, "Performance of CDMA mobile communications systems using antenna arrays" Proceedings ICASSP, 1993.
- [2] Lal C, Godara, "Application of antenna arrays to mobile communication, Part2: Beam-Forming and direction if arrival considerations", Proc of IEEE, vol. 85, no. 8 pp.1195-1245, August 1997.
- [3] Chiba. I., Younezawa, R., Kihira, K. "Adaptive array antenna for mobile communication", 2000 IEEE international Conference. May 2000.
- [4] Ayman F. Naguib, "Adaptive antennas for cdma wireless networks", thesis for the degree of Ph,D in stanford university, 1996.

저자소개



변건식 (Kun-Sik Byon)

1972년 2월 : 한국항공대학교
항공전자공학과 졸업
1980년 2월 : 동아대학교 대학원
전자공학과 석사
1987년 2월 : 영남대학교 대학원
전자공학과 박사
1989년 9월~1990년 8월 : 국립요

코하마대학교 전자정보공학과 객원교수
1980년 2년~현재 : 동아대학교 전자공학과 교수
※ 관심 분야 : CDMA, OFDM, SDR



장은영 (Eun-Young Jang)

1998년 2월 : 동아대학교 전자공학과 졸업

2000년 2월 : 동아대학교대학원 전자공학과 석사

2002년 2월 : 동아대학교대학원 ~ 현재 전자공학과 박사과정

※ 관심 분야 : CDMA, MIMO, 모바일 프로그래밍