

다중경로 환경에서 시공간 빔 형성기의 시스템 파라미터 부정합에 대한 성능 평가

*김성곤 *오정근 **박지연 *변건식
*동아대학교, **양산대학

Performance for System Parameters Mismatch of Space-Time Beamformer in Multipath Environment

*Kim sung-gon *Oh jung-gun **Park ji-eon *Byon kun-sik
* Donga University, **Yongsan College
E-mail: sgkim007@magicn.com

요약

시공간 빔포밍 기술은 기존의 배열 안테나가 공간만의 처리를 해온 것에 대하여 이를 시간 영역으로까지 확장하여 특정한 방향에서 특정한 시간에 도착하는 다중경로는 증폭하고 다른 다중경로는 제거하는 것을 의미한다.

본 논문은 배열 안테나를 가진 DS-CDMA에서 시스템 파라미터 부정합이 존재할 때, 시공간 빔 형성기의 성능에 대하여 연구하였다. 시뮬레이션 결과, 부정합이 존재할 때 전통적인 빔포머가 상대적으로 강인함을 보였지만 원근 문제는 해결할 수 없었으며, 실제의 추정 결과를 적용했을 때는 MUSIC 시공간 빔포머가 가장 우수한 성능을 보였다.

I. 서론

스마트 안테나 시스템은 배열 안테나에 수신되는 신호 중에서 희망 사용자의 신호가 입사하는 방향으로 신호 이득을 크게 하고, 다른 방향으로 신호 이득을 상대적으로 떨어지게 조절하여 희망사용자의 신호만을 선택적으로 수신하게 함으로써 MAI와 ICI와 같은 간섭 신호를 제거한다.

시공간 빔포밍 기술은 기존의 배열 안테나가 공간만의 처리를 해온 것에 대하여 이를 시간 영역으로까지 확장하여 특정한 방향에서 특정한 시간에 도착하는 다중경로는 증폭하고 다른 다중경로는 제거하는 것을 의미한다.

시스템의 성능을 더욱 높이기 위해서 PN 부호 길이를 늘이고 많은 안테나를 사용하면 되지만 이를 임의로 증가할 수 없다. 왜냐하면 예를 들면 좋은 상관 성질을 가진 긴 PN 계열

을 사용하면 계산 복잡도가 증가하고 이동국을 더 작게 하려면 사용한 안테나 수는 작아야 하기 때문이다.

본 논문은 수신기가 희망 사용자의 PN 부호만을 알고 있을 때, 배열 안테나 수신기를 사용하여 추정된 시스템 파라미터를 가지고 수신기의 성능을 평가하였으며 또한 파라미터 추정 부정합 되었을 때의 결과에 대하여도 분석하였다.

II. DS-CDMA 시스템 모델

그림 1은 전체적인 DS-CDMA 통신 시스템의 구성도이다. M은 사용자 수이며 N은 수신기가 사용한 안테나 수이다. i번째 사용자는 이산 시간 데이터 심볼 계열 $a_i[n]$ 을 생성하여 i번째 사용자의 PN Code와 곱해서 기저대역 신호 $m_i(t)$ 를 만든다. $m_i(t)$ 는 채널을 통과하여 수신기로 입력되며 만약 수신기의 안테나 배열을 채널의 일부로 생각한다면 채널 출력은 N개의 연속 시간 신호 벡터 $x_k(t)$ 로 표현할 수 있으며 $\hat{a}_i[n]$ 는 수신기 출력으로 사용자들의 데이터 심볼 추정값이다.

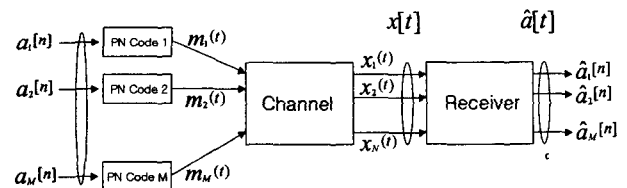


그림 1. DS-CDMA 시스템 구성도

그림 2는 단일사용자 검출을 위한 수신기의 구성도이다. 수신기의 Front-end의 목적은 안테나 배열에서의 수신 신호

$x(t)$ 를 샘플해서 n 번째 데이터 심볼에 관련한 관찰 벡터 $x[n]$ 을 생성하는 것이다.

추정기는 수신 데이터에서 입력 신호의 수, TOA, DOA, 전력 등과 같은 채널 파라미터들을 시공간 공분산 행렬을 계산함으로써 추정할 수 있다.

수신 부분은 관찰 벡터 $x[n]$ 에서 희망 사용자에 대한 결정 변수 $d_1[n]$ 을 만든다. 그리고 결정 장치는 복소 평면에서 결정 변수 $d_1[n]$ 에서 가장 짧은 거리에 있는 심볼 $\hat{a}_1[n]$ 을 결정한다.

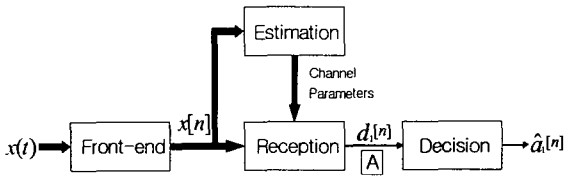


그림 2. 단일 사용자 수신기 구성도

본 논문에서 전체 수신기의 목적은 A점에서 신호 대 잡음간섭비를 최대화하는 것에 있다.

수신기의 Front-end 후에 얻어진 신호에 대한 선형 이산 시간 모델을 유도하기 위해서는 시간과 공간의 manifold 벡터를 먼저 구해야 한다. i 번째 사용자의 j 번째 경로와 관련된 공간 manifold 벡터는 식(1)과 같이 정의된다.

$$S(\theta_{ij}) \approx S_{ij} \approx [S_{i1}, S_{i2}, \dots, S_{iN}]^T = e^{-j \mathbf{r}^T \mathbf{k}_v} \quad (1)$$

여기서, $\mathbf{r} = [\mathbf{r}_1, \dots, \mathbf{r}_N]$ 과 $\mathbf{k}_{ij} = \frac{2\pi}{\lambda} \mathbf{u}_{ij}$ 는 각 센서의 위치 행렬과 파수 벡터이다. $\mathbf{r}_k \in \mathbb{R}^{3 \times 1}$ 은 k 번째 센서의 위치이다.

$$\mathbf{u}_{ij} = [\cos \theta_{ij} \cos \phi_{ij}, \sin \theta_{ij} \cos \phi_{ij}, \sin \phi_{ij}]^T \text{는 방향}$$

(θ_{ij}, ϕ_{ij}) 를 향하는 단위 길이 벡터이다. $\lambda = c/F_c$ 는 캐리어의 파장이며, c 는 파형의 전파 속도이다.

i 번째 사용자의 표준 시간적 manifold 벡터 \mathbf{c}_i 는 식(2)와 같고 천이 연산자 행렬 \mathbf{J} 는 식(3)과 같이 정의된다. $\mathbf{0}_l$ 은 길이 l 의 all-zero 열 벡터이고 \mathbf{I}_l 는 크기 $l \times l$ 의 단위 행렬이다.

$$\mathbf{c}_i \approx [\alpha_i[0], \alpha_i[1], \dots, \alpha_i[N_c - 1], \mathbf{0}_{N_c}^T]^T \quad (2)$$

$$\mathbf{J} \approx \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2N_c-1}^T & 0 \\ \mathbf{I}_{2N_c-1} & \mathbf{0}_{2N_c-1} \end{bmatrix} \quad (3)$$

사용자 i 의 j 번째 다중경로에 대한 시공간 manifold 벡터는 식(4)와 같다. ($\mathbf{x} \otimes \mathbf{y}$ 는 벡터 \mathbf{x}, \mathbf{y} 의 Kronecker 적이다.) 여기서 l_{ij} 는 이산 다중경로 지연이다.

$$\mathbf{h}_{ij} \approx S_{ij} \otimes (\mathbf{J}^{l_{ij}} \mathbf{c}_i) \quad (4)$$

식(4)에 의해 만들어진 시공간 manifold 행렬 \mathbf{H}_i 는 사용자 i 의 모든 경로에 대한 manifold 벡터를 갖고 있다. 반면에, 행렬 $\mathbf{H}_{i,prev}, \mathbf{H}_{i,next}$ 는 \mathbf{H}_i 의 단지 시간적으로 천이된 것을 의미하며 식(5)와 같이 표현된다.

$$\mathbf{H}_{i,prev} \approx (\mathbf{I}_N \otimes \mathbf{J}^T)^{N_c} \mathbf{H}_i, \mathbf{H}_{i,next} \approx (\mathbf{I}_N \otimes \mathbf{J}^{N_c}) \mathbf{H}_i \quad (5)$$

식(4)와 식(5)에 의해 수신 신호 벡터의 이산 시간 선형 신호 모델은 식(6)과 같이 표현된다.

$$\mathbf{x}[n] = \sum_{i=1}^M [\mathbf{H}_{i,prev} \boldsymbol{\beta}_i, \mathbf{H}_i \boldsymbol{\beta}_i, \mathbf{H}_{i,next} \boldsymbol{\beta}_i] \begin{bmatrix} a_i[n-1] \\ a_i[n] \\ a_i[n+1] \end{bmatrix} + \mathbf{n}[n] \quad (6)$$

여기서, $\boldsymbol{\beta}_i$ 는 경로 이득을 나타내며 잡음 벡터 $\mathbf{n}[n]$ 은 $E\{\mathbf{n}[n] \mathbf{n}^H[n]\} = 2\sigma^2 \mathbf{I}_{2NN_c}$ 인 부가 잡음 샘플을 갖고 있다. 위 모델을 일반화시키면 식(7)과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{x}[n] = \mathbf{H} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{a}[n] + \mathbf{n}[n] \quad (7)$$

$$\text{여기서, } \mathbf{B} \approx \mathbf{I}_3 \otimes \text{diag}(\boldsymbol{\beta}_1, \dots, \boldsymbol{\beta}_M)$$

$$\mathbf{H} \approx [\mathbf{H}_{1,prev}, \dots, \mathbf{H}_{M,prev}, \mathbf{H}_1, \dots, \mathbf{H}_M, \mathbf{H}_{1,next}, \dots, \mathbf{H}_{M,next}]$$

$$\mathbf{a}[n] \approx [a_1[n-1], \dots, a_M[n-1], a_1[n], \dots, a_M[n],$$

$$a_1[n+1], \dots, a_M[n+1]]$$

이다.

수신기의 성능을 평가하기 위해서는 수신기 출력에서 뿐 아니라 입력에서의 SNIR에 대한 정의가 필요하다.

또한 희망 성분, 간섭 성분, 잡음 성분 사이를 구별하기 위해 식(7)을 식(8)과 같이 표현한다.

$$\mathbf{x}[n] = \mathbf{D}[n] + \mathbf{I}_{ISI}[n] + \mathbf{I}_{MAI}[n] + \mathbf{n}[n] \quad (8)$$

$$\text{여기서, } \mathbf{D}[n] \approx \mathbf{H}_1 \boldsymbol{\beta}_1 a_1[n]$$

$$\mathbf{I}_{ISI} \approx [\mathbf{H}_{i,prev} \boldsymbol{\beta}_i, \mathbf{H}_{i,next} \boldsymbol{\beta}_i] \begin{bmatrix} a_i[n-1] \\ a_i[n+1] \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{I}_{MAI}[n] \approx \sum_{i=2}^M [\mathbf{H}_{i,prev} \boldsymbol{\beta}_i, \mathbf{H}_i \boldsymbol{\beta}_i, \mathbf{H}_{i,next} \boldsymbol{\beta}_i] \begin{bmatrix} a_i[n-1] \\ a_i[n] \\ a_i[n+1] \end{bmatrix}$$

이며 각각 희망 신호 성분, ISI 성분, MAI 성분을 뜻한다. 따라서 희망 사용자에 대한 $\mathbf{x}[n]$ 의 SNIR은 식(9)와 같다.

$$SNIR_{in} \approx \frac{E\{\|\mathbf{D}[n]\|^2\}}{E\{\|\mathbf{I}_{ISI}[n]\|^2\} + E\{\|\mathbf{I}_{MAI}[n]\|^2\} + E\{\|\mathbf{n}[n]\|^2\}} \quad (9)$$

수신기 출력에서의 SNIR은 그림 2의 점 A에서 측정되며 식(10)과 같다.

$$SNIR_{out} \approx \frac{E\{|\boldsymbol{\omega}_1^H \mathbf{D}[n]|^2\}}{E\{|\boldsymbol{\omega}_1^H \mathbf{I}_{ISI}[n]|^2\} + E\{|\boldsymbol{\omega}_1^H \mathbf{I}_{MAI}[n]|^2\} + E\{|\boldsymbol{\omega}_1^H \mathbf{n}[n]|^2\}} \quad (10)$$

III. 채널 추정

시공간 빔포머는 특정 방향과 특정 시간에 들어오는 신호 전력을 추출하고 같은 사용자의 비희망 신호와 다른 사용자의 비희망 신호는 억압하므로 빔포머의 출력 전력에서의 피크는 입력신호를 가르킨다.

전통적인 시공간 빔포머는 가중치 벡터로 식(11)로 표현되는 시공간 manifold 벡터를 사용하며 DOA와 TOA를 추정하기 위해 전통적인 시공간 빔포머의 전력을 구하면 식(12)와 같다. 그리고 출력에서의 전력 피크는 입력신호의 파라미터를 나타낸다.

$$\omega_{1,Std}(\theta, \Delta) = S(\theta) \otimes (J^T c_1) \quad (11)$$

$$P_{Std}(\theta, \Delta) \approx E\{|\omega_{1,Std}^H(\theta, \Delta) x[n]|^2\} \\ = \omega_{1,Std}^H(\theta, \Delta) \cdot R_{xx} \cdot \omega_{1,Std}(\theta, \Delta) \quad (12)$$

여기서 ω_1 은 희망 사용자에 대한 시공간 빔포머이며, 이는 희망 성분을 유지한 채로 간섭 신호를 제거하는 것이 목적이다. 전통적인 시공간 빔포머는 여러 방향에서 들어오는 신호가 존재할 때 빔폭이 넓거나 사이드 로브가 크면 정확한 추정을 하기 힘들다.

Capon의 최소 분산 시공간 빔포머는 탐지 방향에 대한 이득은 일정하게 유지하면서 출력전력을 최소화하여 비희망 DOA, TOA 신호를 최대한 억제하는 방법이며 식(13)과 같이 표현한다.

$$\omega_{1,MV}(\theta, \Delta) = \arg \min_{\omega} \{ \omega^H R_{xx} \omega \} \quad (13)$$

단, $|\omega^H (S(\theta) \otimes (J^T c_1))| = 1$ 이다.

식(13)의 해는 식(14)와 같고 출력 전력은 식(15)와 같다.

$$\omega_{1,MV} = \frac{R_{xx}^{-1} \cdot \omega_{1,Std}(\theta, \Delta)}{\omega_{1,Std}^H(\theta, \Delta) \cdot R_{xx}^{-1} \cdot \omega_{1,Std}(\theta, \Delta)} \quad (14)$$

$$P_{MV} \approx E\{|\omega_{1,MV}^H(\theta, \Delta) x[n]|^2\} \\ = \frac{1}{\omega_{1,MV}^H(\theta, \Delta) \cdot R_{xx}^{-1} \cdot \omega_{1,MV}(\theta, \Delta)} \quad (15)$$

Capon의 최소 분산 시공간 빔포머의 단점은 공분산 행렬의 역 변환을 해야 한다는 것이다.

부분공간 기반 기술은 선형 독립된 신호의 합은 원래의 성분으로 분해할 수 있다는 사실을 이용한다. 여러 가지의 부분공간 기반 기술이 채널 파라미터를 추정하기 위해 존재하지만 여기서는 MUSIC 시공간 빔포머를 사용한다. 이 방법은 잡음 부분 공간 속에서 희망사용자의 시공간 manifold를 투영하여 최소의 노이즈를 검색한다. 식(16)의 피크는 추정된 채널 파라미터를 나타낸다.

$$\zeta(\theta, \Delta) \approx \frac{1}{h_1^H(\theta, \Delta) \hat{E}_n \hat{E}_n^H h_1(\theta, \Delta)} \quad (16)$$

여기서, \hat{E}_n 은 추정된 잡음 공간이며 $h_1(\theta, \Delta)$ 는 $S(\theta) \otimes (J^T c_1)$ 를 의미한다.

MUSIC 시공간 빔포머는 전통적인 시공간 빔포머, Capon의 최소 분산 시공간 빔포머와는 달리 출력 전력을 계산하지 않고 입력 공분산 행렬의 고유치 분해를 통해 채널을 추정한다.

IV. 시뮬레이션 결과

시뮬레이션은 두 부분으로 나누어져 있다. 하나는 시스템 파라미터가 부정합 되었을 때이고, 다른 하나는 실제로 추정된 파라미터를 가지고 시스템의 성능평가를 한 부분이다.

시뮬레이션에서 총 사용자수는 10명이며 희망 사용자는 첫 번째 사용자이다. 그리고 모든 사용자는 같은 전력을 가지며, PN 코드는 길이 31을 가지는 골드계열을 사용하였다. 표 1은 첫 번째 사용자에 대한 시스템 파라미터이다.

표 1. 첫 번째 사용자의 시스템 파라미터

User <i>i</i>	PN code	Path <i>j</i>	DOA θ_{ij}	TOA l_{ij}	Path Gain β_{ij}
1	011100001	1	80	17	-0.386 + j0.239
	000011001	2	150	26	0.159 - j0.473
	001011110 0000	3	40	8	0.610 + j0.023

그림 3은 실제 추정된 파라미터를 가지고, SIR의 변화에 대한 시공간 빔포머의 성능을 나타낸다. Capon 최소 분산 시공간 빔포머와 MUSIC 시공간 빔포머는 간섭이 증가하여도 일정한 출력을 유지하므로 원근 문제에 강하지만, 전통적인 시공간 빔포머는 간섭 전력에 크게 의존함을 볼 수 있다. 이것이 의미하는 것은 간섭 전력을 제거할 수 없다면 수신기의 성능은 간섭 사용자 수에 따라 열화됨을 나타낸다.

그림 4는 잡음 분산이 $\sigma^2 = 10$ 인 조건에서 SIR의 변화에 대하여 시스템 파라미터가 $\pm 3\%$ 부정합 되었을 때, 시공간 빔포머의 성능을 나타낸다. (a)는 DOA가 기지이고 TOA가 $\pm 3\%$ 의 오차가 발생한 경우이고 (b)는 TOA가 기지이고 DOA가 $\pm 3\%$ 의 오차가 발생했을 때의 결과이다.

(a)와 (b)의 결과를 보면 TOA와 DOA가 부정합 되었을 때, 전통적인 시공간 빔포머가 가장 강한 결과를 보이지만 여전히 원근 문제는 해결하지 못함을 볼 수 있다. (b)에서 MUSIC 시공간 빔포머의 경우 간섭의 크기가 클 때는 좋은 성능을 보이지만 간섭의 크기가 작아지면 오히려 시스템이 열화되는데 그 이유는 간섭부분공간과 관련한 고유벡터의 고유치

가 희망신호의 고유치 보다 상대적으로 작기 때문이다.

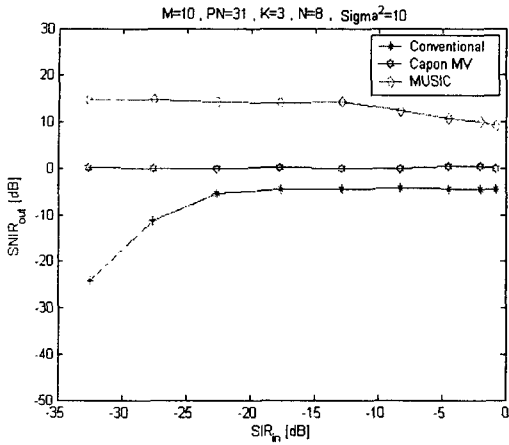
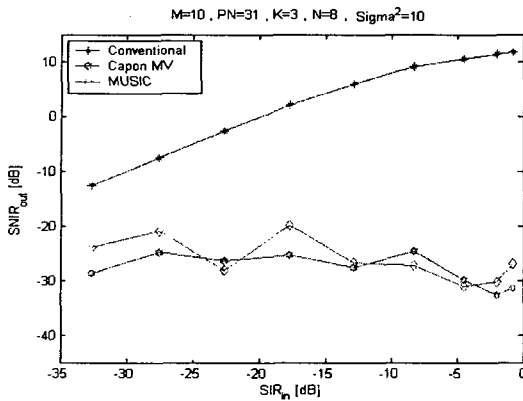
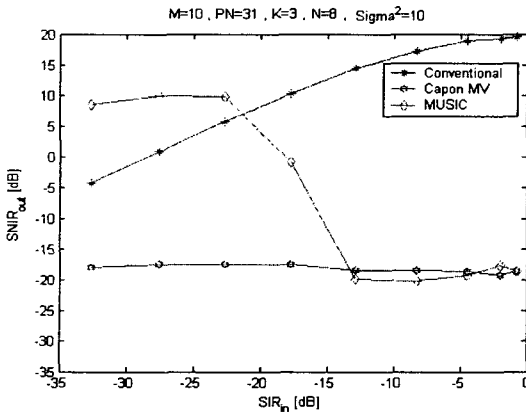


그림 3. SIR의 변화에 대한 시공간 빔포머의 실제 성능 평가



(a) TOA가 부정합 된 경우



(b) DOA가 부정합 된 경우

그림 4. SIR의 변화에 대한 파라미터 부정합의 영향

V. 결론

본 논문은 다중로를 가진 DS-CDMA 시스템에 시공간 빔포머를 적용하여, DOA와 TOA 같은 다중경로 파라미터를 추정하고 이 파라미터들이 부정합 되었을 때, 시스템 성능에 미치는 영향을 분석하였다.

시뮬레이션 결과를 보면 실제 추정 결과를 적용했을 때는 MUSIC 시공간 빔포머가 가장 우수한 성능을 보였고, 파라미터 부정합이 존재할 때는 전통적인 시공간 빔포머가 다른 시공간 빔포머보다 상대적으로 강인하였다. 또한 전통적인 시공간 빔포머로는 원근 문제를 해결할 수 없음을 알 수 있었다.

참고문헌

- [1] T.F.Wong, T.M.Lok, J.S.Lehnert, and M.D. Zoltowaki, "A linear receiver for direct-sequence spread-spectrum multiple-access systems with antenna arrays and blind adaptation," *IEEE Transactions on Information theory*, vol. 44, pp. 659-676, March 1998.
- [2] X.Wang and H.V.Poor, "Space-time multiuser detection in multipath CDMA channel," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol.47, pp. 2356-2374, September 1999.
- [3] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction," *IEEE Trans. Inform. Theory*. vol. 44. pp.744-765, Mar 1998.
- [4] F. Naguib, "Space-time Receivers for Multipath Signals," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 45, no. 2, February 1997