

시공간 빔포머를 이용한 DS-CDMA 시스템의 성능 분석

변건식* · 김성곤* · 이성신* · 박미선*

Performance Analysis of DS-CDMA System using Space-Time Beamformers

Kun-Sik Byon* · Sung-Gon Kim* · Sung-Sin Lee* · Mi-Sun Park*

요약

CDMA 시스템의 채널을 여러 사용자가 공유하면 수신기는 MAI 문제에 직면하고 또한 채널이 대역 제한되면 ISI를 유발한다. 두 요소는 원치 않는 성분이지만 완전히 예측할 수 없는 부가 잡음과는 다르게 이러한 요소의 시공간 구조는 이들을 추정하고 제거하는데 도움이 된다.

본 논문은 다중로를 가진 페이딩 채널에 대한 연구이며 채널 추정 부분과 수신 부분을 분리하였다. 추정 부분은 DOA와 TOA 같은 다중로 파라미터를 추정하고 수신 부분은 역상관 빔포머, 시공간 정합필터, Wiener-Hopf 빔포머, 부분공간 빔포머에 대하여 평가한다. 그리고 여러 가지 추정 기술과 빔포머의 평가를 이론치와 비교하여 시뮬레이션 하였다.

ABSTRACT

As a channel of a DS-CDMA system is shared among several users, the receivers face the problem of MAI. Also the bandlimited channel leads to ISI. Both components are undesired, but unlike the additive noise process, which is usually completely unpredictable, their space-time structure helps to estimate and remove them.

This paper investigates a DS-CDMA system with a fading multipath channel. The investigations have been separated into a channel estimation part and a reception part. In the estimation part of separated two parts, the multipath parameters such as DOA and TOA are evaluated in this paper. In the part of receiver, we used these parameters and tested the performance of this receiver about space-time beamformers(Decorrelating, Match-Filter, Wiener-Hopf, Subspace-Based). To assess many different estimation techniques and beamformers, the simulation compared with theoretical values is performed.

키워드

Space-Time , Beamformer , Array antenna , Channel estimation

1. 서론

MAI와 ISI를 발생하는 다중로 채널 왜곡은 CDMA 시스템의 용량을 제한하는 두 가지 중요한 요소이며 전통적인 CDMA 시스템은 원근 문제를 무시하거나 전력제어로 이를 제한하였다.

다중 사용자 검출과 시공간 처리는 MAI와 ISI를 제거하는 강력한 두 개의 방법이다. 공간 signature 뿐만 아니라 사용한 PN 부호의 자기 상관 및 상호

상관 성질은 이 작업을 쉽게 하도록 한다^[1].

수신 신호 데이터를 선형적으로 무게화하고 가산 함으로서 특별한 방향에서 특별한 시간에 도착하는 다중로는 선택될 수 있으며 다른 다중로는 제거될 수 있다. 이러한 기술을 시공간 빔포밍이라 한다. PN 부호 계열이 길면 길수록 그리고 많은 안테나를 사용할수록 더 강력한 빔포밍이 얻어질 수 있다. 그러나 이 두 량은 임의로 증가할 수 없다. 왜냐하면 좋은 상관 성질을 가진 긴 PN 계열을 사용하면 계

산 복잡도가 증가하고, 이동국의 크기를 작게 하려면 사용하는 안테나 수가 작아야 하기 때문이다.

본 논문은 수신기가 희망 사용자의 PN 부호만을 알고 있을 때 안테나 배열 수신기를 사용하여 채널을 추정하고 수신기의 성능을 평가한다. 그리고 모든 사용자의 PN 부호를 알고 있는 다중사용자 검출기인 역상관 검출기는 단일 사용자 수신기를 평가하기 위한 상한으로 사용된다^[3].

II. 시스템 모델

그림 1은 전체적인 DS-CDMA 통신 시스템의 구성도이다. M은 사용자 수이며 N은 수신기가 사용한 안테나 수이다. i 번째 사용자는 일정 심볼율에서 이산 시간 데이터 심볼 계열 $a_i[n]$ 을 생성하여 i 번째 사용자의 PN Code와 곱해져 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.

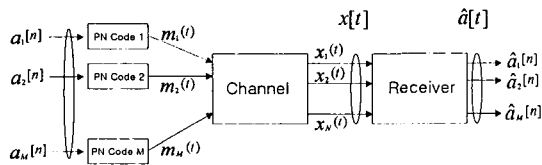


그림 1. DS-CDMA 시스템 구성도

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. 이 벡터의 길이는 PN 계열 길이, 안테나 수, 샘플링 주파수와 같은 시스템 파라미터에 의존한다.

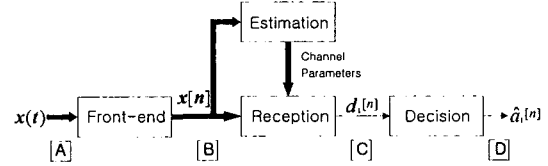


그림 2. 단일 사용자 수신기 구성도

추정부분에서는 수신 데이터에서 입력 신호의 수, TOA(Time-Of-Arrival), DOA(Direction-Of-Arrival), 전력 등과 같은 채널 파라미터들을, 식(1)과 같은 시공간 공분산 행렬을 계산함으로써 추정할 수 있다^[2].

$$R_{xx} \approx E\{x[n] x^H[n]\} \quad (1)$$

수신 부분에서는 관찰 벡터 $x[n]$ 에서 희망 사용자에 대한 결정 변수 $d_1[n]$ 을 만들며, 결정 변수는 식(2)에 의해 구해진다(본 논문에서는 첫 사용자가 희망 사용자라고 가정한다).

$$d_1[n] \approx \omega_1^H x[n] \quad (2)$$

여기서 무게 벡터 ω_1 은 희망 사용자의 시공간 빔포머이다.

결정 장치는 복소 평면에서 결정 변수 $d_1[n]$ 과 가장 짧은 거리에 있는 심볼 $\hat{a}_1[n]$ 을 결정한다.

전체 수신기의 목적은 가능한 높은 신뢰도로 데이터 심볼 $a_1[n]$ 을 검출하는 것이며 그 방법으로 그림 2의 D점에서 오류 확률을 최소화하는 방법과 C점에서 신호대 잡음간섭비(SNIR)을 최대화하거나 자승평균에러를 최소화하는 방법이 있다.

III. 이산 시간 신호 모델

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(3)과 같이 정의된다^[3].

$$S(\theta_{ij}) \approx S_{ij} \approx [S_{i1}, S_{i2}, \dots, S_{iN}]^T = e^{-j r^T k_o} \quad (3)$$

여기서, $\mathbf{r} = [\mathbf{r}_1, \dots, \mathbf{r}_N]$ 과 $\mathbf{k}_{ij} = \frac{2\pi}{\lambda} \mathbf{u}_{ij}$ 는 각각 센서의 위치 행렬과 파수 벡터이다. \mathbf{r}_k 는 k 번째 센서의 위치이고, $\mathbf{u}_{ij} = [\cos \theta_{ij} \cos \phi_{ij}, \sin \theta_{ij} \cos \phi_{ij}, \sin \phi_{ij}]^T$ 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 시간적 manifold 벡터 \mathbf{c}_i 는 식(4)와 같고 $2N_c \times 2N_c$ 천이 연산자 행렬 \mathbf{J} 는 식(5)와 같이 정의된다.

$\mathbf{0}_l$ 은 길이 l 의 all-zero 열 벡터이고 \mathbf{I}_l 은 크기 $l \times l$ 의 단위 행렬이다.

$$\mathbf{c}_i \approx [a_i[0], a_i[1], \dots, a_i[N_c-1], \mathbf{0}_{N_c}^T]^T \quad (4)$$

$$\mathbf{J} \approx \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2N_c-1}^T & \mathbf{0} \\ \mathbf{I}_{2N_c-1} & \mathbf{0}_{2N_c-1} \end{bmatrix} \quad (5)$$

사용자 i 의 j 번째 다중로에 대한 시공간 manifold 벡터는 식(6)과 같다. ($\mathbf{x} \otimes \mathbf{y}$ 는 벡터 \mathbf{x}, \mathbf{y} 의 Kronecker 적이다)

$$\mathbf{h}_{ij} \approx \mathbf{S}_{ij} \otimes (\mathbf{J}^{l_j} \mathbf{c}_i) \quad (6)$$

여기서 l_j 는 이산 다중로 지연이다.

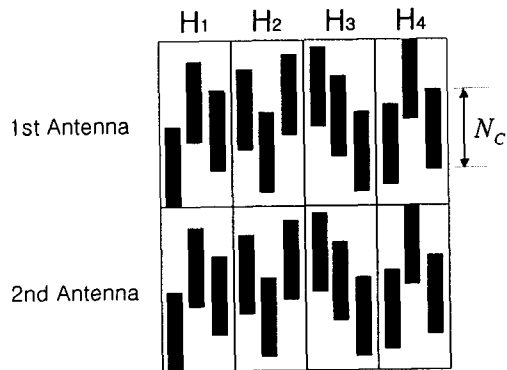


그림 3. $M=4, N=2, K=3$ 인 시공간 manifold 행렬

그림 3은 시공간 manifold 행렬인 $[\mathbf{H}_1, \dots, \mathbf{H}_M]$ 의 구조를 보인다. 검은 막대는 0

이 아닌 입력을 가진 길이 N_c 인 사용자의 PN 부호 벡터를 나타내며 \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 시간적으로 천이된 것을 의미하며 식(7)과 같다.

$$\mathbf{H}_{i,prev} \approx (\mathbf{I}_{N_c} \otimes \mathbf{J}^T)^{N_c} \mathbf{H}_i \quad (7)$$

$$\mathbf{H}_{i,next} \approx (\mathbf{I}_{N_c} \otimes \mathbf{J}^{N_c}) \mathbf{H}_i$$

앞의 모든 정리에 의해 수신 신호 벡터의 이산 시간 선형 신호 모델은 식(8)과 같다.

$$\mathbf{x}[n] = \sum_{i=1}^M [\mathbf{H}_{i,prev} \beta_i, \mathbf{H}_i \beta_i, \mathbf{H}_{i,next} \beta_i] * \begin{bmatrix} a_i[n-1] \\ a_i[n] \\ a_i[n+1] \end{bmatrix} + \mathbf{n}[n] \quad (8)$$

여기서, β_i 는 경로 이득을 나타내며 잡음 벡터 $\mathbf{n}[n]$ 은 $E\{\mathbf{n}[n] \mathbf{n}^H[n]\} = 2\sigma^2 \mathbf{I}_{2MN_c}$ 인 부가 잡음 샘플이다. 위 모델을 일반화시키면 식(9)와 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{x}[n] = \mathbf{H} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{a}[n] + \mathbf{n}[n] \quad (9)$$

여기서,

$$\mathbf{B} \approx \mathbf{I}_3 \otimes \text{diag}(\beta_1, \dots, \beta_M)$$

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

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

이다.

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

총 수신 전력은 데이터 구간 당 수신 에너지로 정의되며 식(10)과 같다.

$$P_{in} \approx E\{\|\mathbf{x}[n]\|^2\} \quad (10)$$

또 희망 성분, 간섭 성분, 잡음 성분 사이를 구별하기 위해 $\mathbf{x}[n]$ 을 식(11)과 같이 표현한다.

$$\mathbf{x}[n] = \mathbf{D}[n] + \mathbf{I}_{ISI}[n] + \mathbf{I}_{MAI}[n] + \mathbf{n}[n] \quad (11)$$

여기서,

$$\mathbf{D}[n] \approx \mathbf{H}_1 \beta_1 a_1[n]$$

$$\mathbf{I}_{ISI} \approx [\mathbf{H}_{i,prev} \beta_1, \mathbf{H}_{i,next} \beta_1] \begin{bmatrix} a_i[n-1] \\ a_i[n+1] \end{bmatrix}$$

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

위 식의 각각은 각각 희망신호 성분, ISI 성분, MAI 성분을 뜻한다.

따라서 희망 사용자에 대한 $\mathbf{x}[n]$ 의 SNIR은 식(12)와 같다.

$$SNIR_{in} \approx \frac{E\{\|\mathbf{D}[n]\|^2\}}{E\{\|\mathbf{I}_{ISI}[n]\|^2\} + E\{\|\mathbf{I}_{MAI}[n]\|^2\} + E\{\|\mathbf{n}[n]\|^2\}} \quad (12)$$

$$SNIR_{out} \approx \frac{E\{\|\omega_1^H \mathbf{D}[n]\|^2\}}{E\{\|\omega_1^H \mathbf{I}_{ISI}[n]\|^2\} + E\{\|\omega_1^H \mathbf{I}_{MAI}[n]\|^2\} + E\{\|\omega_1^H \mathbf{n}[n]\|^2\}} \quad (13)$$

수신기 출력에서의 SNIR은 그림 2의 점 C에서 측정되며 식(13)과 같이 정의된다.

IV. 채널 추정

시공간 빔포머는 특정 방향과 특정 시간에 들어오는 신호 전력은 추출하고 같은 사용자의 비희망 신호(ISI)와 다른 사용자의 비희망 신호(MAI)는 억압하므로 빔포머의 출력 전력에서의 피크는 입력신호를 가르킨다.

표준 빔포머는 식(14)와 같은 무게 벡터로 시공간 manifold 벡터를 사용한다.

$$\omega_{1,Std}(\theta, \ell) = \mathbf{S}(\theta) \otimes (\mathbf{J}^T \mathbf{c}_1) \quad (14)$$

DOA와 TOA를 추정하기 위해, 빔포머는 모든 가능한 “시공간 방향” (θ, ℓ) 에서 조정된다. 표준 빔포머는 입력 신호 $\mathbf{x}[n]$ 과 $\omega_{1,Std}(\theta, \ell)$ 의 상관을 측정

하는 일반화된 시공간 정합 필터이며 빔포머 출력에서의 전력 피크는 입력 신호를 가르킨다. 식(15)는 표준 빔포머의 전력을 나타낸다.

$$P_{Std}(\theta, \ell) \approx E\{\|\omega_{1,Std}^H(\theta, \ell) \mathbf{x}[n]\|^2\} \\ = \omega_{1,Std}^H(\theta, \ell) \cdot \mathbf{R}_{xx} \cdot \omega_{1,Std}(\theta, \ell) \quad (15)$$

여기서 ω_1 은 관심 희망자에 대한 시공간 빔포머이며, 이는 희망 성분을 유지한 채로 간섭 신호(MAI와 ISI)를 제거하는 것이 목적이다.

표준 빔포머는 여러 방향에서 들어오는 신호가 존재할 때 빔폭이 넓거나 사이드 로브가 크면 정확한 추정을 하기 힘들다.

최소-분산(MV) 빔포머는 탐지 방향에 대한 이득은 일정하게 유지하면서 출력전력을 최소화하여 비희망 DOA/TOA 신호를 최대도 억제하는 방법이며 식(16)과 같이 표현한다.

$$\omega_{1,MV}(\theta, \ell) = \arg \min_{\omega} \{ \omega^H \mathbf{R}_{xx} \omega \} \quad (16)$$

단, $|\omega^H(\mathbf{S}(\theta) \otimes (\mathbf{J}^T \mathbf{c}_1))| = 1$ 이다.

식(16)의 해는 식(17)과 같고 출력 전력은 식(18)과 같다.

$$\omega_{1,MV} = \frac{\mathbf{R}_{xx}^{-1} \cdot \omega_{1,Std}(\theta, \ell)}{\omega_{1,Std}^H(\theta, \ell) \cdot \mathbf{R}_{xx}^{-1} \cdot \omega_{1,Std}(\theta, \ell)} \quad (17)$$

$$P_{MV} \approx E\{\|\omega_{1,MV}^H(\theta, \ell) \mathbf{x}[n]\|^2\} \\ = \frac{1}{\omega_{1,MV}^H(\theta, \ell) \cdot \mathbf{R}_{xx}^{-1} \cdot \omega_{1,MV}(\theta, \ell)} \quad (18)$$

즉, 최소 분산 빔포머는 공분산 행렬의 역 변환을 해야 한다는 단점을 가지고 있다.

부분공간 기반기술은 선형 독립된 신호의 합은 원래의 성분으로 분해할 수 있다는 사실을 이용한다. 여러 가지의 부분 공간 기반 방법이 채널 파라미터를 추정하기 위해 존재하지만 여기서는 MUSIC(M-

multiple Signal Classification) 방법을 사용한다. 이 방법은 잡음 부분 공간 속에서 희망사용자의 시공간 manifold를 투영하여 최소의 노를 검색한다. 식(19)의 피크는 추정된 채널 파라미터를 나타낸다.

$$\zeta(\theta, l) \approx \frac{1}{\mathbf{h}_1^H(\theta, l) \hat{\mathbf{E}}_n \hat{\mathbf{E}}_n^H \mathbf{h}_1(\theta, l)} \quad (19)$$

여기서, $\hat{\mathbf{E}}_n$ 은 추정된 잡음 공간이며 $\mathbf{h}_1(\theta, l)$ 는 $\mathbf{S}(\theta) \otimes (\mathbf{J}^l \mathbf{c}_1)$ 를 의미한다.

부분공간 기반기술(MUSIC)은 등 간격 선형 어레이에만 적용가능하며 표준 빔포머, 최소분산 빔포머와는 달리 출력전력을 계산하지 않고 입력 공분산 행렬의 고유치 분해를 통해 채널을 추정한다.

V. 시뮬레이션 결과

시뮬레이션은 크게 두 부분으로 나누어져 있다. 하나는 채널 추정에 관한 것이고 또 하나는 시스템의 성능평가에 관한 것이다.

채널의 모든 시뮬레이션에서 사용자 1이 희망 사용자이며 모든 사용자는 같은 전력을 가진다. 즉, $\|\beta_i\| = 1$ for i 이다. PN 코드는 길이 31을 가지는 골드계열을 사용하였다.

이론적인 결과와 실제의 경우를 비교하기 위해서는 공분산 행렬의 추정이 필요하며 식(20)과 같이 추정할 수 있다. 여기서 n_0 는 현재의 이산 시간 인덱스이며 L 은 관찰 벡터의 길이이다.

$$\hat{\mathbf{R}}_{x, L} \approx \frac{1}{L} \sum_{n=n_0-L+1}^{n_0} \mathbf{x}[n] \mathbf{x}^H[n] \quad (20)$$

표 1은 사용자 1에 대한 파라미터이다.

표 1. 사용자 1의 시스템 파라미터

User i	PN code	Path j	DOA θ_{ij}	TOA l_{ij}	Path Gain β_{ij}
1	01110000	1	80	17	-0.386 + j0.239
	10000110	2	150	26	0.159 - j0.473
	01001011	3	40	8	0.610 + j0.023

그림 4는 표준 빔포머로 얻은 추정 결과를 보인다. 시뮬레이션은 5명의 사용자가 존재하고 각 사용자는 3개의 다중경로를 가지며 간섭사용자는 희망사용자 보다 20dB 약하다는 조건이다. 왼쪽 그림은 TOA와 DOA에 대한 출력 전력을 mesh를 사용하여 그린 그림이고 오른쪽 그림은 왼쪽 그림을 2차원 평면으로 투영한 그림이다.

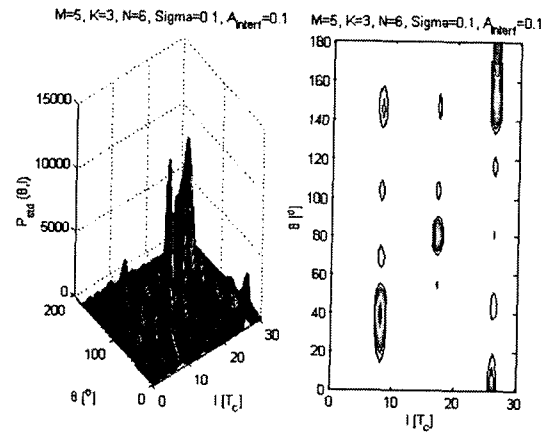


그림 4. 표준 빔포머 출력 전력

그림 4의 출력 결과를 보면 피크가 큰 신호 3개와 피크가 상대적으로 작은 여러 개의 신호를 볼 수 있다. 이 결과로는 정확한 추정 성능 평가를 하기 어려우므로 조금 더 정확한 결과를 얻기 위하여 잡음의 크기와 간섭신호의 크기를 바꾸어서 시뮬레이션한 결과를 그림 5에 보인다.

그림 5에서 보면 표준 빔포머는 잡음에는 어느 정도 강한 모습을 보이고 있으나 간섭사용자가 희망사용자 보다 20dB 강하다면(오른쪽 그림) 추정할 수 없음을 확인할 수 있다. 이는 표준 빔포머로는 원근 문제를 해결할 수 없음을 나타낸다.

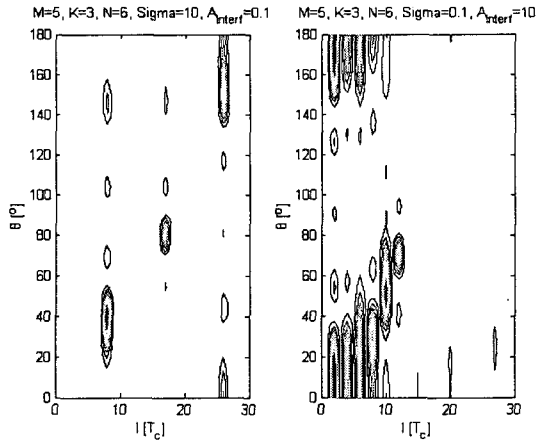


그림 5. 잡음과 간섭신호의 크기에 따른 표준 빔포머 출력 전력

그림 6과 그림 7은 각각 최소 분산 빔포머와 부분공간 빔포머의 추정 결과이다. 시뮬레이션 조건은 두 개 모두 표준 빔포머와 동일하다. 즉, 간섭사용자의 신호가 희망사용자 보다 20dB 큰 경우와 작은 경우에 대해 시뮬레이션 하였다.

그림 6에서 간섭사용자가 희망사용자보다 20 dB 강한 경우에 대하여 표준 빔포머와 최소 분산 빔포머를 비교하여 보면 최소 분산 빔포머는 표준 빔포머 보다는 양호한 추정 성능을 보였지만 여전히 간섭사용자의 신호가 큰 경우에는 추정에 오류를 범할 수 있음을 확인할 수 있다.

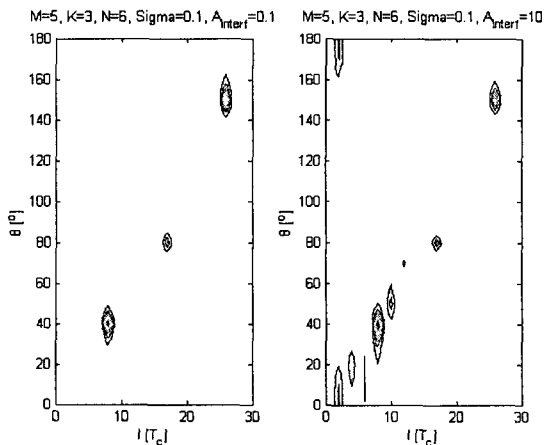


그림 6. 최소 분산 빔포머 출력 전력

그림 7은 MUSIC 방법을 사용한 부분공간 빔포머의 경우이다. 간섭사용자의 신호 크기와는 상관없이 정확하게 TOA와 DOA를 추정하였다. 이는 부분공간 빔포머로 원근 문제를 해결할 수 있다는 의미이다.

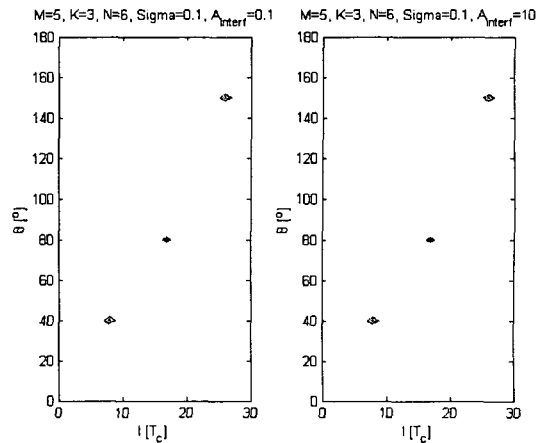


그림 7. 부분공간 빔포머의 추정 결과

그림 8과 9에서, 위의 그림은 수신기에 필요한 모든 채널 파라미터가 알고 있다는 가정에서의 시뮬레이션 결과이고, 아래 그림은 R_{xx} 의 추정으로 얻은 성능의 결과를 나타낸다.

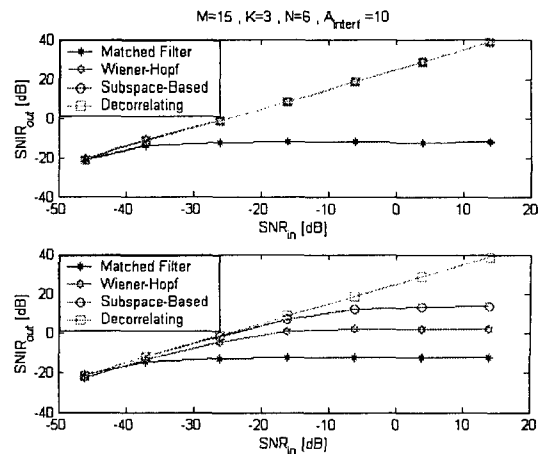


그림 8. 여러 종류 빔포머의 SNR_{in} 함수로서의 SNR_{out}

그림 8에서 Wiener-Hopf 빔포머, 부분공간 기반 빔포머, 역상관기는 이론적으로 간섭 전력을 완전히

제거할 수 있고 시공간 정합 필터는 잡음 전력이 낮을 때 출력에서의 간섭 전력은 그의 성능을 제한함을 알 수 있다.(위의 그림)

역상관 빔포머와 시공간 정합 필터는 R_{xx} 에 독립이므로 이들의 이론적 성능과 실제 성능은 같으며 Wiener-Hopf 빔포머와 부분공간 기반 빔포머는 간섭 전력에 의해 제한된다는 것을 관찰할 수 있다(아래 그림).

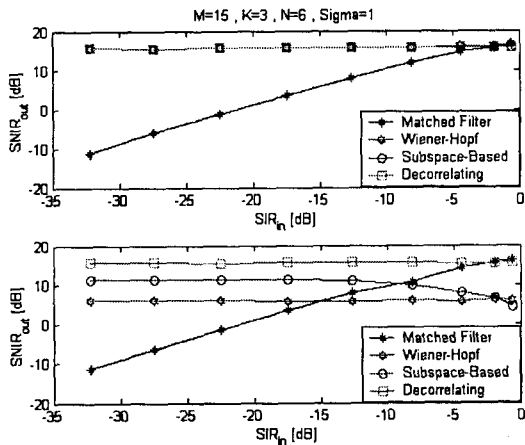


그림 9. 여러 종류 빔포머의 SIR_{in} 함수로서의 $SNIR_{out}$

그림 9는 간섭신호가 커질 때의 수신기 성능을 나타낸다. 간섭이 증가한다는 것은 일정 전력을 가진 사용자 수를 늘리는 것과 유사하다. 이 결과는 수신기의 이론적, 실제적 원근 문제를 보여 주며 만약 간섭 전력을 제거할 수 없다면 수신기 성능은 사용자 수가 증가함에 따라 열화됨을 알 수 있다.

VI. 결 론

본 연구에서는 다중로 파라미터(DOA, TOA)를 추정하여 이를 여러 가지 시공간 빔포머에 적용시켜 시스템의 성능을 평가하였다.

시뮬레이션 결과, 모든 채널 파라미터를 알고 있는 경우의 이론적인 성능과 R_{xx} 를 추정하여 채널 파라미터를 구한 실제 성능 사이에는 큰 차이가 있음을 알 수 있다.

여러 가지 빔포머의 성능은 다중사용자 빔포머인

역상관기를 상한으로 하여 부분공간 빔포머, Wiener-Hopf 빔포머, 표준 빔포머 순으로 좋았다. 부분공간 빔포머는 Wiener-Hopf 빔포머에 비해 약 5dB정도 우수한 성능을 보였고, 표준 빔포머로는 원근 문제를 해결할 수 없음을 확인하였다.

이러한 결과는 파라미터 부정합과 빔포머 방식에 의해 생기는 것이므로 좋은 공분산 행렬의 추정을 위해 안테나의 배열 구조에 변화를 주는 방법에 대한 연구가 필요하다.

참고문헌

- [1] 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.
- [2] L. K. Huang and A.Manikas, "Space-time channel estimation and MAI cancellation in DS-CDMA systems," Department of Electrical and Electronic Engineering, Imperial College London, 2000.
- [3] 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.

저자소개



변건식(Kun-Sik Byon)

1972년 2월 한국항공대학교 항공전자공학과 졸업

1980년 2월 동아대학교대학원 전자공학과 석사

1987년 2월 영남대학교대학원 전자공학과 박사

1989년 9월~1990년 8월 국립요코하마대학교 전자정보공학과 객원교수

1980년 2월~현재 동아대학교 전자공학과 교수

*관심 분야: CDMA, OFDM, SDR



김성곤(Sung-Gon Kim)

1997년 2월 동아대학교 전자공학과
졸업

1999년 2월 동아대학교대학원 전자
공학과 석사

2002년 2월 동아대학교대학원 전자

공학과 박사수료

2002년 4월~현재 (주)사일릭스 무선통신기술연구소 선
임연구원

※관심 분야: CDMA, xDSL, 모바일 프로그래밍



이성신(Sung-sin Lee)

1991년 2월 동의대학교 전자공학과
졸업

1993년 2월 동아대학교대학원 전자
공학과 석사

2002년 3월~현재 동아대학교 전자

공학과 박사과정

1993년 9월~2002년 1월 대양전기공업(주) 부설 기술연
구소 책임연구원

※관심 분야: OFDM, CDMA, 통신시스템

박미선(Sung-Gon Kim)

2002년 2월 동아대학교 전자공학과 졸업

2002년 3월~현재 동아대학교대학원 전자공학과 석사과정

※관심 분야: CDMA, MUD