

시공간 빔 형성 기술을 이용한 DS-CDMA 시스템의 성능 분석

김성곤*, 김영민**

Performance Analysis of DS-CDMA System using Space-Time Beamforming Technique

Sung-Gon Kim*, Young-Min Kim**

요 약

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. 본 논문에서는 DS-CDMA 시스템의 용량을 증대시키고 통화 품질을 향상시키기 위해 기존에 사용하던 빔 형성과 추정 알고리즘을 시공간 영역으로 확장하여 연구하였다. 시뮬레이션 결과, 여러 가지 빔포머의 성능은 다중사용자 빔포머인 역상관 빔포머를 상한으로 하여 부분 공간 기반 빔포머, 최소 분산 빔포머, 전통적인 빔포머 순으로 우수하게 평가되었다. 특히 부분 공간 기반 빔포머는 최소 분산 빔포머에 비해 약 5dB정도 우수한 성능을 보였으며, 전통적인 빔포머로는 원근 문제를 해결할 수 없음을 확인하였다.

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. To assess many different estimation techniques and beamformers, the simulation compared with theoretical values is performed.

▶ Keyword : Space-Time, Beamformer, Channel estimation, Subspace-Based, MUSIC

* 부산기능대학 정보통신시스템과

** 부산기능대학 메카트로닉스과

I. 서론

다중 사용자 검출과 시공간 처리는 MAI(Multiple Access Interference)와 ISI(InterSymbol Interference)를 제거하는 강력한 두 개의 방법이다. 공간 signature 뿐만 아니라 사용한 PN(Pseudo Noise) 부호의 자기 상관 및 상호 상관 성질은 이 작업을 쉽게 하도록 한다[1].

수신 신호 데이터를 선형적으로 무게화하고 가산함으로써 특별한 방향에서 특별한 시간에 도착하는 다중경로는 선택될 수 있으며 다른 다중경로는 제거될 수 있다. 이러한 기술을 시공간 빔포밍이라 한다. PN 부호 계열이 길면 길 수록 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 계산 복잡도가 증가하고, 이동국의 크기를 작게 하려면 사용하는 안테나 수가 작아야 하기 때문이다[2][3].

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 빔포머는 단일 사용자 수신기를 평가하기 위한 상한으로 사용된다.

II. 시스템 모델

(그림 1)은 전체적인 DS-CDMA 통신 시스템의 구성도이다.

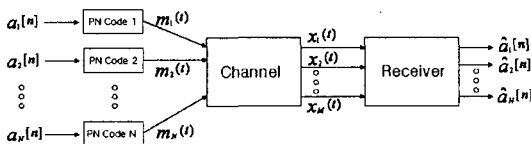


그림 1. DS-CDMA 시스템 구성도
Fig. 1 Block diagram of a DS-CDMA system

M은 사용자 수이며 N은 수신기가 사용한 안테나 수이다. i번째 사용자는 일정 심볼율에서 이산 시간 데이터 심볼 계열 $a_i[n]$ 을 생성하여 i번째 사용자의 PN 코드와 곱해져 저주파 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 $\hat{a}_i[n]$ 은 수신기 출력으로 사용자들의 데이터 심볼 추정값이다.

(그림 2)는 단일사용자 검출을 위한 수신기의 구성도이다.

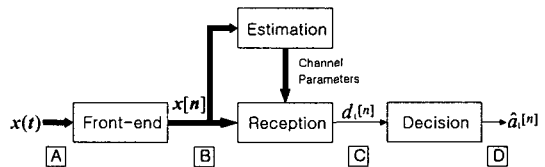


그림 2. 단일 사용자 수신기 구성도
Fig. 2 Block diagram of a single-user receiver

수신기의 front-end의 목적은 안테나 배열에서의 수신 신호 $x(t)$ 를 샘플해서 n번째 데이터 심볼에 관련한 관찰 벡터 $x[n]$ 을 생성하는 것이다. 이 벡터의 길이는 PN 계열 길이, 안테나 수, 샘플링 주파수와 같은 시스템 파라미터에 의존한다.

추정부분에서는 수신 데이터에서 입력 신호의 수, TOA, DOA, 전력 등과 같은 채널 파라미터들을, 식 (1)과 같은 시공간 공분산 행렬을 계산함으로써 추정할 수 있다[4].

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

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. 여기서 무게 벡터 ω_1 은 희망 사용자의 시공간 빔포머이다.

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

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 2)의 D점

에서 오류 확률을 최소화하는 방법과 C점에서 신호대 잡음 간섭비(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[5][6].

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

여기서, $r = [r_1, \dots, r_N]$ 과 $k_{ij} = \frac{2\pi}{\lambda} u_{ij}$ 는 각각 센서의 위치 행렬과 파수 벡터이다. r_k 는 k 번째 센서의 위치이고, $u_{ij} = [\cos \theta_{ij} \cos \phi_{ij}, \sin \theta_{ij} \cos \phi_{ij}, \sin \phi_{ij}]^T$ 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 c_i 는 식(4)와 같고 $2N_c \times 2N_c$ 천이 연산자 행렬 J 는 식(5)와 같이 정의된다.

0_l 은 길이 l 의 all-zero 열 벡터이고 I_l 는 크기 $l \times l$ 의 단위 행렬이다.

$$c_i \approx [\alpha_i[0], \alpha_i[1], \dots, \alpha_i[N_c - 1], 0_{N_c}^T]^T \dots \dots (4)$$

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

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

적이다)

$$h_{ij} \approx S_{ij} \otimes (J^{l_{ij}} c_i) \dots \dots \dots (6)$$

여기서 l_{ij} 는 이산 다중로 지연이다.

(그림 3)은 시공간 manifold 행렬인 $[H_1, \dots, H_M]$ 의 구조를 보인다. 검은 막대는 0이 아닌 입력을 가진 길이 N_c 인 사용자의 PN 부호 벡터를 나타내며 H_i 는 사용자 i 의 모든 경로에 대한 manifold 벡터를 갖고 있다.

반면에, 행렬 $H_{i,prev}, H_{i,next}$ 는 H_i 의 시간적으로 천이된 것을 의미하며 식 (7)과 같다.

$$\begin{aligned} H_{i,prev} &\approx (I_N \otimes (J^T)^{N_c}) H_i \\ H_{i,next} &\approx (I_N \otimes J^{N_c}) H_i \end{aligned} \dots \dots \dots (7)$$

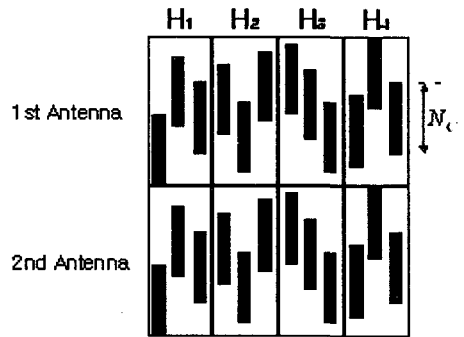


그림 3. $M=4, N=2, K=3$ 인 시공간 manifold 행렬
Fig. 3 Structure of the space-time manifold matrix ($M=4, N=2, K=3$)

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

$$\begin{aligned} x[n] &= \sum_{i=1}^M [H_{i,prev} \beta_i, H_i \beta_i, H_{i,next} \beta_i] \dots \dots (8) \\ &\quad * \begin{bmatrix} a_i[n-1] \\ a_i[n] \\ a_i[n+1] \end{bmatrix} + n[n] \end{aligned}$$

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

$$x[n] = H \cdot B \cdot a[n] + n[n] \dots \dots \dots (9)$$

여기서,

$$\begin{aligned}
 B &\approx I_3 \otimes \text{diag}(\beta_1, \dots, \beta_M) \\
 H &\approx [H_{1,prev}, \dots, H_{M,prev}, H_i, \dots, H_M, \\
 &\quad H_{1,next}, \dots, H_{M,next}] \\
 a[n] &\approx [a_1[n-1], \dots, a_M[n-1], a_1[n], \dots, a_M[n], \\
 &\quad a_1[n+1], \dots, a_M[n+1]]
 \end{aligned}$$

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.

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

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

$$\mathbf{x}[n] = D[n] + I_{ISI}[n] + I_{MAI}[n] + \mathbf{n}[n] \dots (11)$$

여기서,

$$\begin{aligned}
 D[n] &\approx H_1 \beta_1 a_1[n] \\
 I_{ISI} &\approx [H_{i,prev} \beta_1, H_{i,next} \beta_1] \begin{bmatrix} a_1[n-1] \\ a_1[n+1] \end{bmatrix} \\
 I_{MAI}[n] &\approx \sum_{i=2}^M [H_{i,prev} \beta_i, H_i \beta_i, H_{i,next} \beta_i] \\
 &\quad * \begin{bmatrix} a_i[n-1] \\ a_i[n] \\ a_i[n+1] \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

위 식의 각각은 각각 회망신호 성분, ISI 성분, MAI 성분을 뜻한다. 따라서 회망 사용자에 대한 $\mathbf{x}[n]$ 의 SNIR은 식 (12)와 같다.

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

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

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

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.

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

$$\omega_{1,Std}(\theta, l) = S(\theta) \otimes (J^l c_1) \dots\dots\dots (14)$$

DOA와 TOA를 추정하기 위해, 빔포머는 모든 가능한 시공간 방향 (θ, l) 에서 조정된다. 전통적인 빔포머는 입력 신호 $\mathbf{x}[n]$ 과 $\omega_{1,Std}(\theta, l)$ 의 상관을 측정하는 일반화된 시공간 정합 필터로 볼 수 있으며 식 (15)는 전통적인 빔포머의 전력을 나타낸다.

$$\begin{aligned}
 P_{Std}(\theta, l) &\approx E\{ | \omega_{1,Std}^H(\theta, l) \mathbf{x}[n] |^2 \} \\
 &= \omega_{1,Std}^H(\theta, l) \cdot R_{xx} \cdot \omega_{1,Std}(\theta, l) \dots\dots\dots (15)
 \end{aligned}$$

여기서 ω_1 은 관심 회망자에 대한 시공간 빔포머이며, 이는 회망 성분을 유지한 채로 간섭 신호(MAI와 ISI)를 제거하는 것이 목적이다. 전통적인 빔포머는 여러 방향에서 들어오는 신호가 존재할 때 빔폭이 넓거나 사이드 로브가 크면 정확한 추정을 하기 힘들다.

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

$$\omega_{1,MV}(\theta, l) = \arg \min_{\omega} \{ \omega^H R_{xx} \omega \} \dots\dots\dots (16)$$

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

식 (16)의 해는 식 (17)과 같고 출력 전력은 식 (18)과 같다.

$$\omega_{1,MV} = \frac{R_{xx}^{-1} \cdot \omega_{1,Std}(\theta, \Delta)}{\omega_{1,Std}^H(\theta, \Delta) \cdot R_{xx}^{-1} \cdot \omega_{1,Std}(\theta, \Delta)} \dots\dots\dots (17)$$

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

즉, 최소 분산 빔포머는 공분산 행렬의 역 변환을 해야 한다는 단점을 가지고 있다. 부분 공간 기반 빔포머는 선형 독립된 신호의 합은 원래의 성분으로 분해할 수 있다는 사실을 이용한다. 여러 가지의 부분 공간 기반 방법이 채널 파라미터를 추정하기 위해 존재하지만 여기서는 MUSIC(Multiple Signal Classification) 방법을 사용한다. 이 방법은 잡음 부분 공간 속에서 희망사용자의 시공간 manifold를 투영하여 최소의 노름을 검색한다. 식 (19)의 피크는 추정된 채널 파라미터를 나타낸다.

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

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

부분 공간 기반 빔포머는(MUSIC)는 등 간격 선형 어레이에만 적용가능하며 전통적인 빔포머, 최소 분산 빔포머와는 달리 출력 전력을 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 골

드계열을 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 L은 관찰 벡터의 길이이다. 표 1은 사용자 1에 대한 파라미터이다.

$$R_{xx, L} \approx \frac{1}{L} \sum_{n=n_0}^{n_0+L-1} \mathbf{x}[n] \mathbf{x}^H[n] \dots\dots\dots (20)$$

표 1. 사용자 1의 시스템 파라미터
Table 1. System parameters of user 1

User i	PN code	Path j	DOA θ_{ij}	TOA l_{ij}	Path Gain β_{ij}
1	01110000 10000110 01001011 11000000	1	80	17	-0.386 + j0.239
		2	150	26	0.159 - j0.473
		3	40	8	0.610 + j0.023

(그림 4)는 전통적인 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)의 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 간섭신호의 크기를 바꾸어서 시뮬레이션한 결과를 (그림 5)에 보인다.

(그림 5)에서 보면 전통적인 빔포머는 간섭사용자가 희망사용자 보다 20dB 강하다면 추정할 수 없음을 확인할 수 있다. 이는 전통적인 빔포머로는 원근 문제를 해결할 수 없음을 나타낸다.

(그림 6)과 (그림 7)은 각각 최소 분산 빔포머와 부분 공간 기반 빔포머의 추정 결과이다. 시뮬레이션 조건은 두 개 모두 전통적인 빔포머와 동일하다(간섭사용자가 희망사용자 보다 20dB 강함). (그림 6)에서 최소 분산 빔포머는 전통적인 빔포머 보다는 조금 더 양호한 추정 성능을 보였지만 여전히 간섭사용자의 신호가 큰 경우에는 추정에 오류를 범할 수 있음을 확인할 수 있다. (그림 7)은 MUSIC 방법을 사용한 부분 공간 기반 빔포머의 경우이다. 간섭사용

자의 신호 크기와는 상관없이 정확하게 TOA와 DOA를 추정함을 알 수 있다. 이는 부분 공간 기반 빔포머로 원근 문제를 해결할 수 있다는 의미이다.

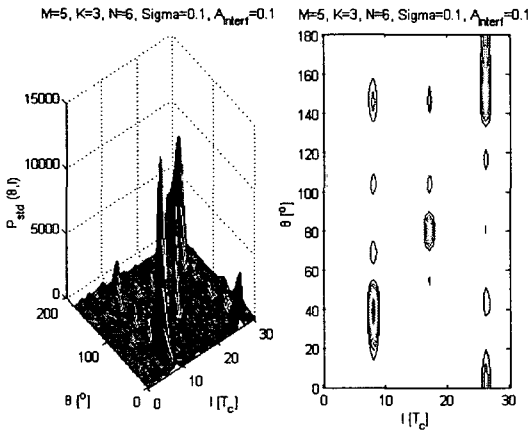


그림 4. 전통적인 빔포머 출력 전력
Fig. 4 Output power of Conventional beamformer

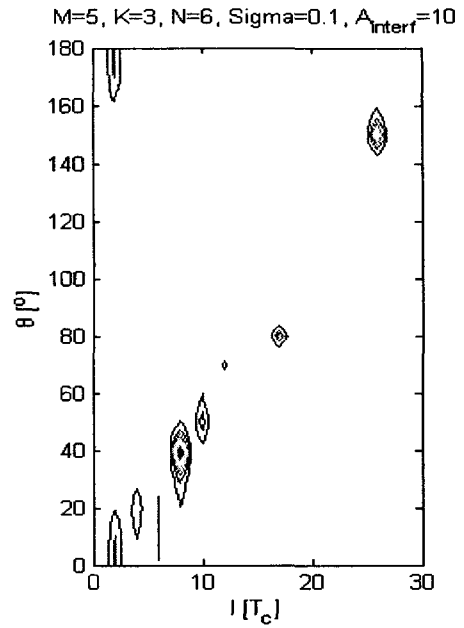


그림 6. 최소 분산 빔포머 출력 전력
Fig. 6 Output power of Minimum variance beamformer as a interference variation

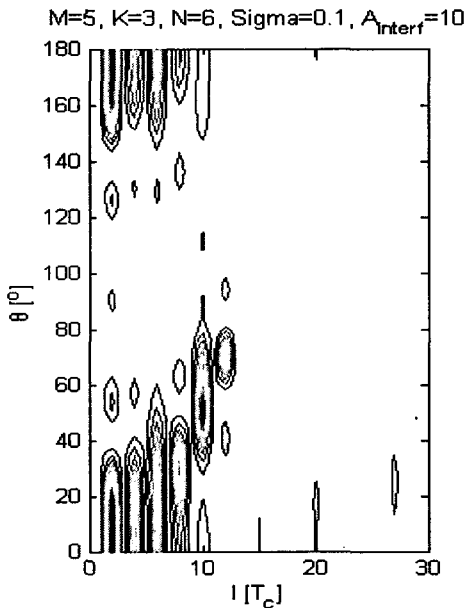


그림 5. 간섭의 크기에 따른 표준 빔포머 출력 전력
Fig. 5 Output power of Conventional beamformer as a interference variation

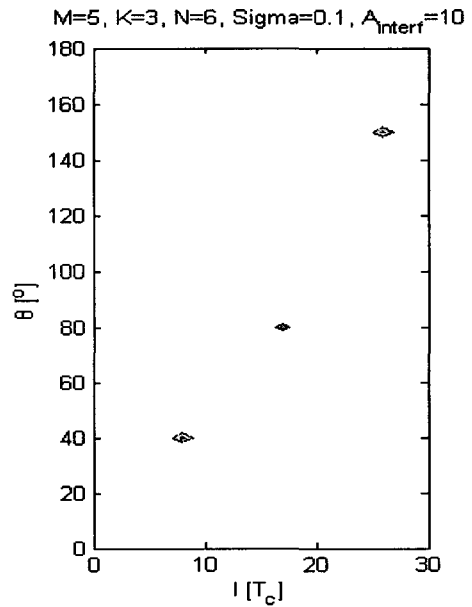


그림 7. 부분 공간 빔포머의 추정 결과
Fig. 7 Estimation result of subspace beamformer

(그림 8)과 (그림 9)에서, 위의 그림은 수신기에 필요한 모든 채널 파라미터(DOA, TOA)를 알고 있다는 가정에서의 시뮬레이션 결과이다. 아래 그림은 R_{xx} 의 추정으로 얻은 성능의 결과를 나타낸다.

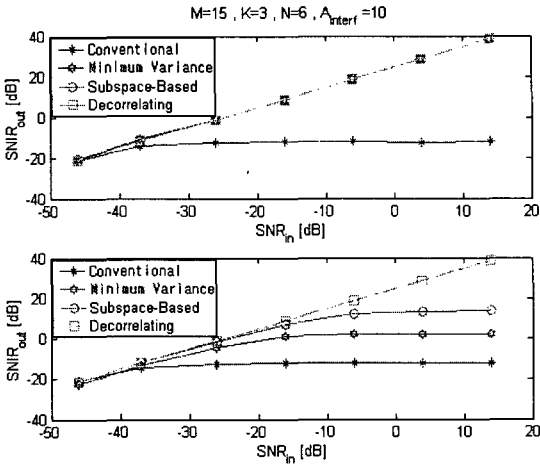


그림 8. 여러 종류 빔포머의 SNR_{in} 함수로서의 $SNIR_{out}$
 Fig. 8 $SNIR_{out}$ as a function of SNR_{in} for different space-time beamformers

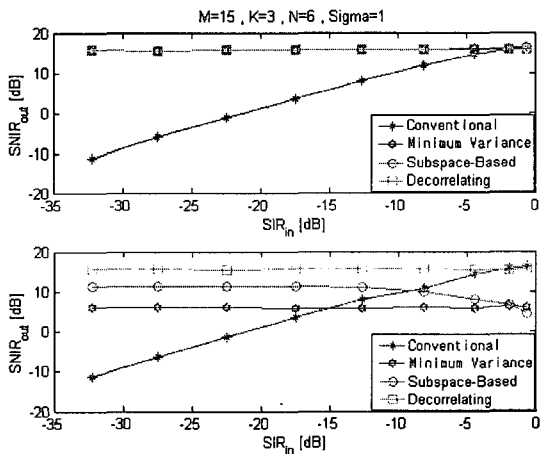


그림 9. 여러 종류 빔포머의 SIR_{in} 함수로서의 $SNIR_{out}$
 Fig. 9 $SNIR_{out}$ as a function of SIR_{in} for different space-time beamformers

(그림 9)는 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 (그림 9)와 같이 열화됨을 알 수 있다.

(그림 8)에서 최소 분산 빔포머, 부분 공간 기반 빔포머, 역상관 빔포머는 이론적으로 간섭 전력을 완전히 제거할 수 있으며, 시공간 정합 필터는 잡음 전력이 낮을 때 출력에서의 간섭 전력은 그의 성능을 제한함을 알 수 있다(위의 그림). 또한 역상관 빔포머와 전통적인 빔포머는 R_{xx} 에 독립이므로 이들의 이론적 성능과 실제 성능은 같으며 최소 분산 빔포머와 부분 공간 기반 빔포머는 간섭 전력에 의해 제한된다는 것을 알 수 있다(아래 그림).

VI. 결론

본 논문에서는 DS-CDMA 시스템의 용량을 증대시키고 통화 품질을 향상시키기 위해 기존에 시간영역에서 사용하던 빔 형성과 추정 알고리즘을 시간과 공간 영역으로 확장하여 연구하였다.

시뮬레이션 결과를 보면 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 역상관 빔포머를 상한으로 하여 부분 공간 기반 빔포머, 최소 분산 빔포머, 전통적인 빔포머 순으로 우수하게 평가 되었다. 특히 부분 공간 기반 빔포머는 최소 분산 빔포머에 비해 약 5dB정도 우수한 성능을 보였으며, 전통적인 빔포머로는 원근 문제를 해결할 수 없음을 확인하였다.

앞으로의 연구 과제로는 높은 분해능을 가지는 MUSIC 알고리즘의 실제 적용에 관한 것이다. 이 알고리즘은 고유 분해를 통해 채널을 추정하기 때문에 행렬의 연산이 많아 계산에 시간이 걸린다는 단점을 가지므로 고속처리를 위해 FPGA와 DSP 등을 이용한 병렬처리 연구가 필요할 것으로 생각된다.

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] 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] J. Viterbi, CDMA Principles of Spread Spectrum Communication, Addison-Wesley, 1995.
- [5] 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.
- [6] 이문수, IS-95 및 3세대 CDMA 무선통신용 스마트 안테나, 두양사, 2002.

저자 소개



김성곤

1997년 2월 동아대학교
전자공학과 졸업
1999년 2월 동아대학교 대학원
전자공학과 석사
2003년 8월 동아대학교 대학원
전자공학과 박사
2002년 4월 ~ 2004년 2월
(주) xillix 무선통신 기술연구소
선임연구원
2004년 3월 ~ 현재
부산기능대학 정보통신시스템과
전임강사
<관심분야> 모바일통신, 무선인터넷



김영민

1986년 2월 영남대학교
전자공학과 학사
1995년 2월 동아대학교
전자공학과 석사
2000년 2월 동아대학교
전자공학과 박사
1987년 7월 ~ 1992년 10월
삼성항공 생산기술부 대리
1997년 2월 ~ 현재
부산기능대학 메카트로닉스과
조교수
<관심분야> 전파공학, 통신시스템