

시공간 빔포머를 사용한 DS-CDMA 시스템의 성능 해석

김성곤* · 이성신* · 변건식*

*동아대학교

Performance of DS-CDMA Using Space-Time Beamformers

Sung-gon Kim^{*} · Sung-sin Lee^{*} · Kun-sik Byon^{*}

^{*}Dong-A University

E-mail : sgkim007@magicn.com

요 약

CDMA 시스템의 채널을 여러 사용자가 공유하면 수신기는 MAI 문제에 직면하고 또한 다중로 시나리오는 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 빔포머에 대하여 평가한다. 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 multipath scenario 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 first part, the estimation of multipath parameters(DOA, TOA) are considered, space-time beamformers(Decorrelating, Match-Filter, Wiener-Hopf) are performed in the second part. 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. 서 론

수신 신호 데이터를 선형적으로 무제화하고 가산함으로써 특별한 방향에서 특별한 시간에 도착하는 다중로는 증폭될 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 예를 들면 좋은 상관 성질을 가진 긴 PN 계열을 사용하면 계산 복잡

도가 증가하고 이동국을 더 작게 하려면 사용한 안테나 수는 작아야 하기 때문이다.[1]

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 사용자수신기를 평가하기 위한 상한으로 사용된다.[2]

II. 시스템 모델

그림 1은 전체적인 DS-CDMA 통신 시스템의 구성도이다. M은 사용자 수이며 N은 수신기가 사용한 안테나 수이다. i번째 사용자는 일정 심볼에서 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.

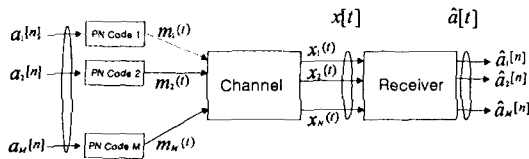


그림 1. DS-CDMA 시스템 구성도

그림 2는 단일사용자 검출을 위한 수신기의 구성도이다. 수신기의 Front-end의 목적은 안테나 배열에서의 수신 신호 $x(t)$ 를 샘플해서 n번째 데이터 심볼에 관련한 관찰 벡터 $x[n]$ 을 생성하는 것이다.

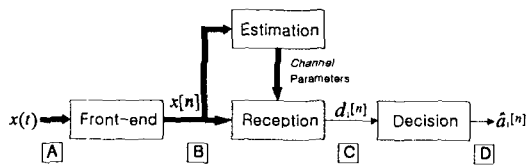


그림 2. 단일 사용자 수신기 구성도

추정기는 수신 데이터에서 입력 신호의 수, TOA (Time-Of-arrival), DOA(Derection-Of-Arrival), 전력 등과 같은 채널 파라미터들을 시공간 공분산 행렬을 계산함으로써 추정할 수 있다.[2]

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.

전체 수신기의 목적은 가능한 높은 신뢰도로 데이터 심볼 $a_1[n]$ 을 검출하는 것이며 이것은 그림 2의 D 점에서 오류 확률을 최소화하는 것(ML법 또는 MAP법)과 C점에서 신호대 잡음간섭비(SNIR)를 최대화하

거나 자승평균에러(MMSE)를 최소화하는 것이 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.

i번째 사용자의 j번째 경로와 관련된 공간 manifold 벡터는 식(1)과 같이 정의된다.[3]

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

여기서, $r = [r_1, \dots, r_N]$, $k_{ij} = \frac{2\pi}{\lambda} \mathbf{u}_{ij}^T \mathbf{r}$ 는 각 센서의 위치 행렬과 파수 벡터이다. $r_k \in R^{3 \times 1}$ 은 k번째 센서의 위치이다.

$\mathbf{u}_{ij} = [\cos \theta_{ij} \cos \phi_{ij}, \sin \theta_{ij} \cos \phi_{ij}, \sin \phi_{ij}]^T$ 방향 (θ_{ij}, ϕ_{ij}) 를 향하는 단위 길이 벡터이다. $\lambda = c/F$ 는 캐리어의 파장이며, c는 파형의 전파 속도이다.

i번째 사용자의 표준 시간적 manifold 벡터 c_i 는 식(2)와 같고 천이 연산자 행렬 J는 식(3)과 같이 정의된다. $\mathbf{0}_l$ 은 길이 l의 all-zero 열 벡터이고 I_l 는 크기 l x l의 단위 행렬이다.

$$c_i \approx [a_i[0], a_i[1], \dots, a_i[N_c - 1], \mathbf{0}_{2N_c}]^T$$

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

사용자 i의 j번째 다중로에 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 다중로 지연이다.

$$h_{ij} \approx S_{ij} \otimes (J^{l_{ij}} c_i) \quad (4)$$

식(4)에 의해 만들어진 시공간 manifold 행렬 H_i 는 사용자 i의 모든 경로에 대한 manifold 벡터를 갖고 있다.

반면에, 행렬 $H_{i,prev}, H_{i,next}$ 는 H_i 의 단지 시간적으로 천이된 것을 의미하며 식(5)와 같이 표현된다.

$$H_{i,prev} \approx (I_N \otimes (J^T)^{N_s}) H_i, \quad H_{i,next} \approx (I_N \otimes J^{N_s}) H_i \quad (5)$$

앞의 모든 정리에 의해 수신 신호 벡터의 이산 시간 선형 신호 모델은 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{x}[n] = \sum_{l=1}^M [H_{i,prev} \beta_l, H_i \beta_l, H_{i,next} \beta_l] \begin{bmatrix} a_i[n-1] \\ a_i[n] \\ a_i[n+1] \end{bmatrix} + \mathbf{n}[n]$$

여기서, β_l 는 경로 이득을 나타내며 잡음 벡터 $\mathbf{n}[n]$ 은 $E\{\mathbf{n}[n] \mathbf{n}^H[n]\} = 2\sigma^2 I_{2NM}$ 인 부가 잡음 샘플을 갖고 있다. 위 모델을 일반화시키면 식(6)과 같이

쓸 수 있다.

$$\mathbf{x}[n] = \mathbf{H} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{a}[n] + \mathbf{n}[n] \quad (8)$$

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

$$\mathbf{H} \approx [H_{1,prev}, \dots, H_{M,prev}, H_i, \dots, H_M, H_{1,next}, \dots, H_{M,next}]$$

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

수신기의 성능을 평가하기 위해서는 수신기 출력에 서뿐 아니라 입력에서의 SNIR에 대한 정의가 필요하다. 총 수신 전력은 데이터 구간 당 수신 에너지로 정의되며 식(7)과 같다.

$$P_{in} \approx E\{\|\mathbf{x}[n]\|^2\} \quad (7)$$

또 희망 항, 간섭 항, 잡음 항 사이를 구별하기 위해 $\mathbf{x}[n]$ 을 식(8)과 같이 표현한다.

$$\mathbf{x}[n] = \mathbf{D}[n] + \mathbf{I}_{ISI}[n] + \mathbf{I}_{MAI}[n] + \mathbf{n}[n] \quad (9)$$

여기서, $\mathbf{D}[n] \approx \mathbf{H}_i \beta_i \mathbf{a}_i[n]$

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

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

이때 각각 희망 신호 성분, ISI 성분, MAI 성분을 뜻한다.

따라서 희망 사용자에 대한 $\mathbf{x}[n]$ 의 SNIR은 다음과 같다.

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

수신기 출력에서의 SNIR은 그림 2의 점 C에서 측정된다.

IV. 채널 추정

시공간 빔포머는 특정 방향과 특정 시간에 들어오는 신호 전력은 추출하므로 빔포머 출력 전력에서의 피크는 입력신호를 가르킨다.

표준 빔포머는 식(9)와 같이 무게 벡터로 시공간 manifold 벡터를 사용한다.

$$\omega_{1,Std}(\theta, \ell) = \mathbf{S}(\theta) \otimes (\mathbf{J}^T \mathbf{c}_\ell) \quad (9)$$

표준 빔포머는 입력 신호 $\mathbf{x}[n]$ 과 가능한 각 필드 $\omega_{1,Std}(\theta, \ell)$ 상관을 측정하는 일반화된 시공간 정합 필터이며 빔포머 출력에서의 전력 피크는 입력 신호를 가르킨다. 식(10)은 표준 빔포머의 전력을 나타낸다.

$$P_{Std}(\theta, \ell) \approx E\{|\omega_{1,Std}^H(\theta, \ell) \mathbf{x}[n]|^2\}$$

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

여기서 $\omega_{1,Std}$ 은 관심 희망자에 대한 시공간 빔포머이

며, 이는 희망 항을 유지한 채로 간섭 항(MAI와 ISI)을 제거하는 것이 목적이다.

표준 빔포머는 성능이 뛰어나지 않음으로 다른방법을 생각해야 한다. 최소-분산(MV) 빔포머는 비희망 DOA/TOA 신호는 최대로 억제하고 반면에 특정 방향에 따라서는 이득을 유지하게 하는 것이다.

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

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

위 식의 해는 식(11)과 같다.

$$\omega_{1,MV} = \frac{\mathbf{R}_{xx}^{-1} \cdot \omega_{1,Std}(\theta, \ell)}{\omega_{1,Std}^H(\theta, \ell) \cdot \mathbf{R}_{xx}^{-1} \cdot \omega_{1,Std}(\theta, \ell)} \quad (11)$$

MV 빔포머의 출력 전력은 식(12)와 같다.

$$P_{MV} \approx E\{|\omega_{1,MV}^H(\theta, \ell) \mathbf{x}[n]|^2\}$$

$$= \frac{1}{\omega_{1,MV}^H(\theta, \ell) \cdot \mathbf{R}_{xx}^{-1} \cdot \omega_{1,MV}(\theta, \ell)} \quad (12)$$

V. 시뮬레이션 결과

모든 시뮬레이션에서 사용자 1이 관심의 사용자이며 모든 사용자는 같은 전력을 가진다. 즉, $\|\beta_i\| = 1$ for $\forall i$ 이다. 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	0 0	1	90	6	-0.006 + j0.564
	0 1	2	120	13	-0.576 - j0.137
	0 0				
	1 1	3	40	4	-0.091 + j0.243
	0 1				
	0 1				
1 1	4	40	7	+0.046 + j0.312	
1	5	80	7	+0.123 + j0.386	

그림 3은 표준 빔포머로 얻은 추정 결과를 보인다. 그림에서 어떤 피크는 상대적으로 약하며 실제의 DOA와 TOA에 정확히 일치하지 않는다. 희망 사용자와 관련된 다중로의 DOA와 TOA를 정확하게 추정할 수 없다. 특히, 4번째 다중로의 DOA 파라미터는 다른 파라미터에 비해 나쁘게 추정된다. 이는 표준 빔포머의 공간 signature 이득은 어떤 DOA에 대해 상대적으로 넓은 주엽을 가진다는 사실 때문이다.

그림 4와 그림 5의 위 그림은 수신기에 필요한 모든

채널 파라미터가 기지라는 가정에서의 시뮬레이션 결과이고 아래 그림은 R_{xx} 의 추정으로 얻은 성능의 결과이다.

그림 4에서 Wiener-Hopf 빔포머와 역상관 빔포머 수신기는 이론적으로 간섭 전력을 완전히 제거한다는 것을 알 수 있고 시공간 정합 필터는 잡음 전력이 낮을 때 출력에서의 간섭 전력은 그의 성능을 제한함을 알 수 있다.(상)

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

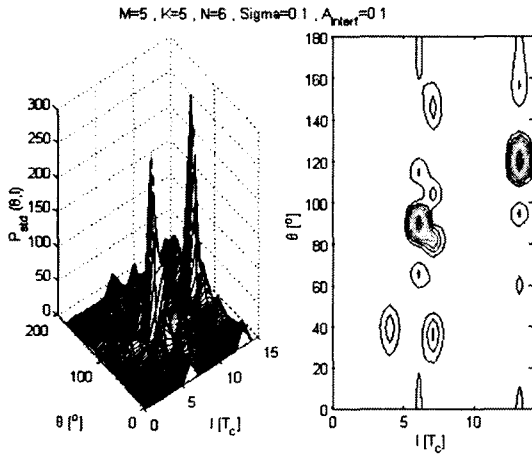


그림 3. 표준 빔포머 출력 전력

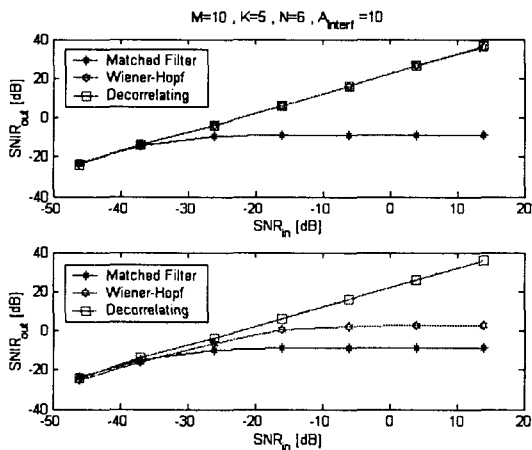


그림 4. 각 빔포머의 SNR_{in} 함수로서의 SNR_{out}

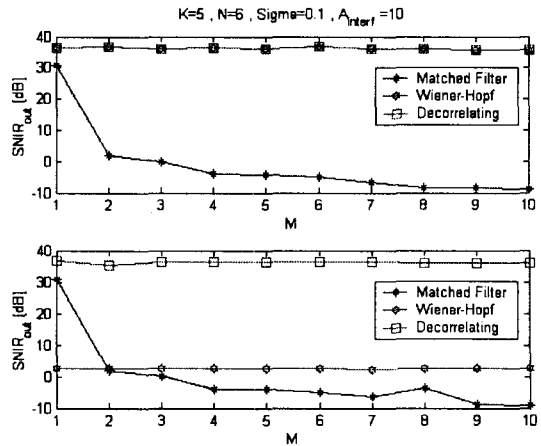


그림 5. 각 빔포머의 M 의 함수로서의 SNR_{out} .

그림 5는 사용자 수가 증가할 때의 결과이다. 이는 수신기의 이론적, 실제적 원근 문제를 보여 주며 만약 간섭 전력을 제거할 수 없다면 수신기 성능은 사용자 수가 증가함에 따라 열화됨을 알 수 있다.

그림 6은 원하는 사용자의 TOA가 기지이고 DOA가 부정합됐을때의 결과를 나타낸다. Wiener-Hopf 빔포머가 상대적으로 안 좋은 결과를 가짐을 알 수 있다.

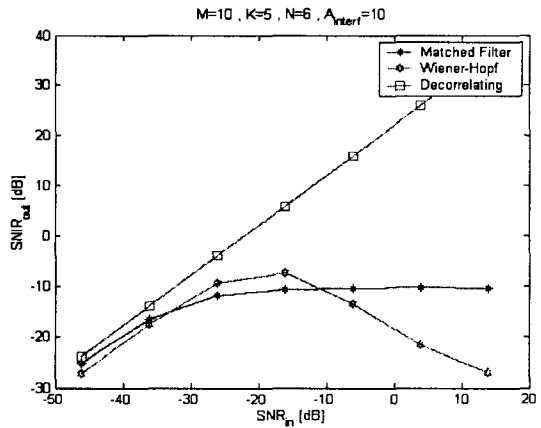


그림 6. DOA 파라미터 부정합 (TOA는 기지)

VI. 결론

본 논문은 다중로를 가진 페이딩 채널에서 시스템 파라미터를 추정하여 이를 여러 가지 시공간 빔포머에 적용시켜 시스템의 성능을 평가한 논문이다.

시뮬레이션 결과는 실제 성능과 이론적인 성능 사이에는 갭이 있음을 보여 준다. 이는 시간적으로 빠르게 변하는 채널환경에서 긴 관찰 구간에 대한 공분산

을 사용하는 것은 불가능하다는 것을 보여준다. 그리고 공분산 행렬의 길이에 영향을 받는 Wiener-Hopf 빔포머는 시공간 정합필터 보다 성능이 떨어지며 정확한 파라미터의 추정은 모든 빔포머에 중요하다는 것을 알았다.

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] 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.
- [3] 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.