
CDMA-MIMO 통신 시스템에서 빔형성기 기반의 코드 동기 획득 기술

김상준* · 백선영** · 안진영** · 손경수***

Beamformer-based Acquisition in CDMA-MIMO Communication Systems

Sangchoon Kim* · Sunyoung Baek** · Jinyoung An** · Kyoungsoo Son***

이 논문은 2007년도 동아대학교 교내학술연구비(공모과제)에 의해 연구되었음

요 약

본 논문에서는 CDMA-MIMO 상향링크 시스템에서 프리엠블 탐색을 위한 MIMO 채널에서 코드 동기 획득 기법에 대해 연구한다. 다중 송신 및 수신 안테나가 빔형성을 위해서 사용된다. 송수신 빔형성 기반의 ML 코드 동기 획득 기술의 성능이 동기 획득 확률을 통하여 이론적으로 분석된다. MIMO 코드 동기 획득 시스템에서 동기 획득의 성능과 평균 동기 획득 시간을 평가한다. 다중 송신 안테나가 코드 동기 획득 시스템에 송신 빔 이득을 제공하고 그 결과로 빔형성 기반의 MIMO 시스템이 SIMO에 비교하여 더 우수한 동기 획득 성능을 얻을 수 있음을 보인다.

ABSTRACT

This paper proposes the code acquisition scheme on a MIMO channel for preamble search in a CDMA-MIMO uplink system. The multiple transmit/receive antennas are used for beamforming. The performance of a ML code acquisition technique based on transmit and receive beamforming is analyzed by considering the detection probability. The acquisition performance and MAT for a MIMO code acquisition system are numerically evaluated. It is shown that multiple transmit antennas can give the code acquisition system a transmit beamforming gain and result in much better performance than a SIMO case.

키워드

beamformer, multiple input multiple output (MIMO), code acquisition, code division multiple access (CDMA)

I. 서론

다중입력 다중출력(MIMO : Multiple Input Multiple Output) 시스템을 사용하는 무선통신은 최근의 라디오

통신 분야에서 기술적으로 가장 획기적인 개발 중의 하나로 대두되었다 [1]. 다중안테나는 무선 링크의 자유도 (degree of freedom)를 증가시켜서 다른 사용자로부터의 신호들을 공간적으로 분리하게 할 수 있다. 이러한

* 동아대학교 전자공학과 조교수

** 동아대학교 전자공학과 석사과정

*** 삼성전기 주임연구원

MIMO 기술은 CDMA(Code Division Multiple Access) 통신 시스템의 성능을 향상시키기 위해서도 사용되었다 [2]. 또한 다중안테나는 CDMA 시스템에서 코드 동기 획득 단계와 추적 단계로 구성된 코드 동기화 과정을 위해서도 활용될 수 있다.

다중 접속 간섭 신호(MAI : Multiple Access Interference)가 코드 동기 획득 성능에 영향을 줄 수 있기 때문에 간섭 신호를 줄인다면 동기 획득 시스템의 성능을 상당히 개선시킬 수 있다. [3]에서 CDMA 시스템의 신호 전송 지연 시간 추정 문제가 적응 안테나 어레이를 사용하는 구조에서 논의되었다. [6]에서 ML(Maximum-Likelihood) 코드 동기 획득 시스템의 성능이 CDMA SIMO (Single Input Multiple Output) 시스템에서 분석되었다. CDMA 동기 획득 시스템에서 대다수의 연구는 다중 수신 안테나만을 이용하는데 초점을 맞추었다 [3-7]. MIMO-CDMA 동기 획득 시스템에서의 성능에 대한 연구는 거의 관심을 두지 않았다. [9]에서 MIMO-CDMA 하향링크 시스템의 코드 동기 획득 성능에 대한 연구가 진행되었다. [10]에서는 [6]에서 사용된 Non-coherent 코드 동기 획득 시스템이 다중 송수신 안테나를 사용하는 경우로 확장하여 적용되었고 그 성능 결과는 다중 송신 안테나를 사용하는 것으로부터 얻을 수 있는 기대와는 다른 결과를 가져왔다. 송신 안테나의 수가 증가함에 따라 낮은 문턱치에서 동기 획득 성능 및 평균 동기 획득 시간(MAT : Mean Acquisition Time) 성능 저하가 발생되었다.

본 논문은 CDMA 상향링크의 프리앰블 탐색을 위하여 MIMO 채널을 활용할 수 있는 MIMO 코드 동기 획득 구조를 제안한다. 여기서는 [6]에서 연구된 수신 빔형성기 기반의 SIMO 동기 획득 시스템이 다중 송수신 빔형성기를 가지는 MIMO 시스템으로 일반화시키는 구조로 확장하고자 한다. 다시 말해서 희망하는 사용자 신호는 향상시키고 간섭 신호는 억제할 수 있는 빔형성기로 구성된 안테나 어레이가 MIMO 채널에서 코드 동기 획득 시스템에 적용될 수 있다. CDMA 상향링크의 주파수 선택적 Rayleigh 페이딩 채널에서 MIMO 안테나를 가진 ML 코드 동기 기법의 동기 획득 확률이 이론적으로 분석된다. 제안된 송수신 빔형성기를 가진 MIMO 동기 획득 구조가 SIMO 경우와 비교했을 때 동기 획득 성능을 상당히 개선할 수 있음을 보여준다.

II. 동기 획득 성능 분석

CDMA 상향링크에서 송수신 빔형성을 통하여 시스템의 성능을 향상시키기 위하여 단말기와 기지국은 안테나 어레이를 채택할 수 있다. 여기서 수신 빔뿐만 아니라 송신 빔형성 이득을 활용하는 동기 획득 기법을 제안한다. 송수신기 구조는 수신측에서의 수신 빔형성 블록과 송신측에서의 송신 빔형성 블록으로 구성된다.

A. MIMO 채널 모델

송신 및 수신 안테나는 각각 N_t 개와 N_r 개의 안테나 요소로 구성된 균일하게 배열된 선형 어레이를 사용한다. 송수신 빔형성을 위한 두 개의 인접하는 안테나 사이의 간격은 반파장으로 가정한다. 이 때 인접하는 안테나 사이의 위상 차이는 $e^{j\pi \sin \phi}$ 이고 여기서 각도 ϕ 는 각각의 신호 경로의 평균 DOD(Direction of Departure) 혹은 DOA(Direction of Arrival)를 나타낸다. DOA와 DOD는 시불변이라고 가정한다. 송수신 다중경로 성분에 대해서 안테나 어레이에서 나타나는 MIMO 채널 페이딩 계수는 신호의 DOD와 DOA에 의한 위상 변이 성분을 제외하고는 완전한 상관성이 있다고 가정한다. 여기서는 각각의 신호 경로 성분들이 클러스트 각퍼짐이 작을 때인 경우만을 고려한다. 그리하여 클러스트 각퍼짐은 MIMO 채널 모델에서 무시될 수 있다(그림 1).

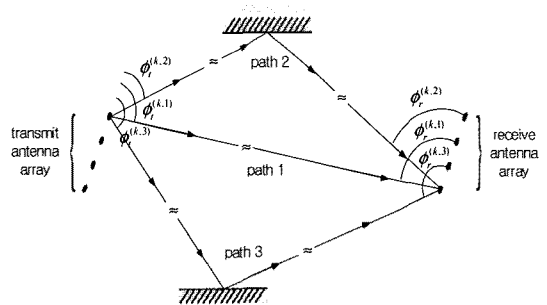


그림 1. 간단화된 MIMO 채널
Fig. 1. Simplified MIMO channel

따라서 MIMO 채널 페는 중첩의 원리에 의해 주어진다.

$$\mathbb{H} = \sum_{q=1}^{Q_k} \beta_{k,q} e^{j\theta_{k,q}} \Phi(\phi_r^{(k,q)}) \Phi(\phi_t^{(k,q)})^H \quad (1)$$

여기서 Q_k 는 k 번째 사용자의 독립적인 경로의 수이고, $\beta_{k,q}$, $\theta_{k,q}$, $\phi_r^{(k,q)}$, $\phi_t^{(k,q)}$ 는 각각 k 번째 사용자의 q 번째 경로 신호의 크기, 위상, DOA, DOD를 나타낸다. $\Phi(\phi_r^{(k,q)})$ 와 $\Phi(\phi_t^{(k,q)})$ 는 송수신 안테나에서 k 번째 사용자의 q 번째 경로 신호의 DOA와 DOD에 의한 어레이 반응 벡터를 나타낸다. 각각 다음과 같이 정의한다.

$$\Phi(\phi_r^{(k,q)}) = [1 \ e^{j\pi \sin \phi_r^{(k,q)}} \ \dots \ e^{j\pi(N_r-1)\sin \phi_r^{(k,q)}}]^T \quad (2)$$

$$\Phi(\phi_t^{(k,q)}) = [1 \ e^{j\pi \sin \phi_t^{(k,q)}} \ \dots \ e^{j\pi(N_t-1)\sin \phi_t^{(k,q)}}]^T \quad (3)$$

B. 수신 신호 모델

송신기는 DOD에 대한 정보나 송신 빔을 위한 송신 어레이 반응 벡터에 대한 정보를 필요로 한다. 전체적인 전송 전력은 모든 송신 안테나에 동일하게 할당한다. 송신 신호에 대해 균형잡힌(balanced) QPSK 변조를 적용한다. 수신기에서는 참고문헌 [6]에서 묘사된 ML 코드 동기 획득을 위한 직렬 및 병렬 구조를 코드 동기 획득을 위해서 사용한다. 이 구조는 M_p 병렬 I/Q 상관기 그룹을 따르는 M_p 수신 빔형성기로 구성된다. 여기서 각각의 그룹은 N_r I/Q 상관기로 구성된다. 코드 동기 획득을 위한 간단화된 Non-coherent QPSK 복조기 및 수신 빔형성기는 참고문헌 [6]에 기술되어 있다.

본 논문에서는 CDMA 상향링크 주파수 선택적 Rayleigh 페이딩 채널 하에서 주어진 사용자에 대한 DOD 혹은 가장 신호의 크기가 센 경로 성분(첫 번째 경로 성분)에 대한 송신 어레이 반응 정보가 송신기에 알려져 있다고 가정한다. 그리하여 송신기에서 송신 빔은 첫 번째 경로의 DOD에 의한 송신 어레이 반응 벡터에 정확히 상응하는 가중치 벡터를 사용하여 이루어진다. 실제로는 송신 빔형성 가중치 벡터 정보가 신호를 전송하기 전에 송신기에 제공되어야 한다 [8]. K 명의 사용자로부터 p 번째 수신 안테나에 수신되는 전체 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} r^{(p)}(t) = & \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^{N_t} \sqrt{\frac{E_{k,c}}{N_t}} \sum_{q=1}^{Q_k} \beta_{k,q} \cos(2\pi f_c t + \theta_{k,q}) \\ & + (p-1)\pi \sin \phi_r^{(k,q)} - (n-1)\pi(\sin \phi_t^{(k,q)} - \sin \phi_t^{(k,1)}) \\ & \cdot \sum_{m=-\infty}^{\infty} d_{m,k} c_{t,m}^{(k)} h(t-mT_c - \tau_{k,q}) \\ & + \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^{N_t} \sqrt{\frac{E_{k,c}}{N_t}} \sum_{q=1}^{Q_k} \beta_{k,q} \sin(2\pi f_c t + \theta_{k,q} \\ & + (p-1)\pi \sin \phi_r^{(k,q)} - (n-1)\pi(\sin \phi_t^{(k,q)} - \sin \phi_t^{(k,1)}) \\ & \cdot \sum_{m=-\infty}^{\infty} d_{m,k} c_{t,m}^{(k)} h(t-mT_c - \tau_{k,q}) \\ & + n_1^{(p)}(t) \cos(2\pi f_c t) - n_2^{(p)}(t) \sin(2\pi f_c t) \end{aligned} \quad (4)$$

여기서 $E_{k,c}/N_t$ 는 k 번째 사용자의 각각의 송신 안테나에 의한 PN 칩 당 신호의 에너지이고 T_c 는 하나의 칩 구간을 나타낸다. k 번째 사용자의 데이터는 $d_{m,k}$ 로 나타내고 N 개의 PN 칩 구간에서 모두 1로서 가정한다. $c_{t,m}^{(k)}$ 와 $c_{r,m}^{(k)}$ 는 k 번째 사용자의 I/Q PN 확산 열을 나타낸다. $h(t)$ 는 펄스 정형 필터의 임펄스 반응이고 $\tau_{k,q}$ 는 k 번째 사용자의 q 번째 경로 성분의 전파 지연 시간을 표시한다. $n_1^{(p)}(t)$ 와 $n_2^{(p)}(t)$ 는 협대역 가우시안 잡음 과정을 나타낸다.

C. Non-coherent 복조기 및 빔형성기 출력

각각의 수신 안테나에서 I/Q 빔형성기 출력을 얻기 위하여 코드 동기 획득을 위한 Non-coherent QPSK 복조기와 수신 빔형성기를 고려한다. k 번째 사용자의 신호의 크기가 가장 센 경로 성분의 p 번째 안테나에서의 수신 빔형성 가중치 벡터의 I/Q 성분이 N 칩 샘플을 가지고 누적된 I/Q 출력과 곱해진다. 실제 시스템에서는 처음으로 도달한 수신 빔형성 가중치 요소는 초기 동기화 단계에서 반드시 확보되어야 한다. 코드 동기 획득 과정에서 수신 빔형성 가중치 값을 얻기 위해서 참고문헌 [6]에 주어진 방법을 고려할 수도 있다. 여기서 신호의 크기가 가장 센 경로 성분의 알려진 DOA에 상응하는 수신 어레이 반응 벡터가 수신 빔형성 가중치 벡터로 사용된다고 가정한다. 간섭과 잡음 신호는 공간적으로 뿐만 아니라 시간적으로도 백색 잡음이라고 가정한다면 각각의 상관기 출력에서 I/Q 잡음 항들은 $I_0/2$ 분산을 가진 가우시안으로 볼 수 있다. 이때 $I_0/2$ 분산은 칩간 간섭 신호, MAI 그리고 배경 잡음의 I/Q 채널에 기여한 부분을 포함한다.

그리하여 결합된 출력 신호를 얻기 위해서 각각의 상

관기에서 얻어진 역확산된 신호는 수신 빔형성에서 사용된 가중치와 곱해진다. 결과적으로 k번 째 사용자 신호가 희망하는 신호라고 가정하면 s번 째 H_1 셀에서 누적된 IQ 빔형성기 출력은 다음과 같이 얻어진다. 여기서 H_1 셀은 k번 째 사용자의 수신 신호와 PN 발생기와 타이밍 오차가 하나의 칩 구간 사이에 존재하는 정확한 페이즈 가정을 정의한다.

$$Y_{k,I} = N \sum_{n=1}^{N_t} \sqrt{\frac{E_{k,c}}{N_t}} \left[N_r \beta R(\tau'_{s,k,l}) \cos \theta_{k,1} + \sum_{q=2}^{Q_k} \beta_{k,q'} \right. \\ \left. \cdot R(\tau'_{s,k,q'}) \sum_{p=1}^{N_r} \cos(\theta_{k,q'} + (p-1)\pi(\sin \phi_r^{(k,q')} - \sin \phi_r^{(k,l)})) \right. \\ \left. - (n-1)\pi(\sin \phi_t^{(k,q)} - \sin \phi_t^{(k,l)}) \right] + n_I \quad (5)$$

$$Y_{k,Q} = N \sum_{n=1}^{N_t} \sqrt{\frac{E_{k,c}}{N_t}} \left[N_r \beta_{k,l} R(\tau'_{s,k,l}) \cos \theta_{k,1} + \sum_{q=2}^{Q_k} \beta_{k,q'} \right. \\ \left. \cdot R(\tau'_{s,k,q'}) \sum_{p=1}^{N_r} \sin(\theta_{k,q'} + (p-1)\pi(\sin \phi_r^{(k,q')} - \sin \phi_r^{(k,l)})) \right. \\ \left. - (n-1)\pi(\sin \phi_t^{(k,q)} - \sin \phi_t^{(k,l)}) \right] + n_Q \quad (6)$$

여기서 $\tau'_{s,k,q}$ 는 s번 째 H_1 셀에서 k번 째 사용자의 q번 째 경로 성분의 타이밍 오차를 나타낸다. $R(\cdot)$ 는 펄스 정형화된 정합 필터의 출력을 표시한다. 간섭과 잡음 신호는 공간 및 시간영역에서 백색 잡음으로 고려하여 n_I 와 n_Q 의 IQ 잡음 항들은 분산 $NN_r I_o/2$ 을 가진 가우시안으로 가정할 수 있다.

D. 결정변수

s번 째 H_1 셀에서 IQ 수신 빔형성기 출력의 제곱 합은 다음과 같이 주어진다.

$$E[Z_k] = E[Y_{k,I}^2 + Y_{k,Q}^2] \\ = B_{s,k} + B_n \quad (7)$$

여기서

$$B_{s,k} = N^2 \frac{E_{k,c}}{N_t} \left[N_r^2 N_t^2 E[\beta_{k,1}^2] R^2(\tau'_{s,k,1}) \right. \\ \left. + \sum_{q=2}^{Q_k} N_r N_t E[\beta_{k,q'}^2] R^2(\tau'_{s,k,q'}) \right] \quad (8)$$

$$B_n = NN_r I_o \quad (9)$$

송수신 빔형성 이득은 각각 N_r^2 과 N_t^2 에 비례하여 희망하는 신호 전력의 첫 번째 성분에 기여를 한다는 사실을 알 수 있다. 송신 빔형성은 다른 경로 성분의 전력을 단 하나의 안테나를 사용하는 경우에 비하여 N_r 배수만큼 증가시킨다. 한편 송신 빔형성기는 잡음 성분에는 어떠한 영향도 미치지 않는다. 수신 빔형성은 다른 경로 성분과 잡음 전력에 단 하나의 안테나를 사용하는 경우에 비하여 N_r 배수만큼 증가시킨다. 그리하여 송신 빔형성은 신호 대 잡음 비를 수신 빔형성과 동일한 양 만큼 증가시키는 효과가 있다. 따라서 동기 획득 성능은 송신 빔형성에 의해서도 개선시킬 수 있다.

각각의 수신 안테나에서 상관기 출력에 대해 NT_c 누적 구간을 초과하여 W 개의 연속적인 에너지 측정치를 누적하고 시간 다양성을 위한 상관기 출력을 동일한 가중치로 결합함으로써 결정변수는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\eta = \sum_{w=1}^W Z_{k,w} \quad (10)$$

E. 동기 획득 확률

s번 째 H_1 셀과 신호가 존재하지 않는 H_0 셀에서의 결정 변수 η 의 확률 밀도 함수는 참고문헌 [6]에서 처럼 주어진다. gH_1 셀이 있다고 가정한다. 그리하여 결정 문턱치 η_0 를 가진 동기 획득 확률은 다음과 같이 쉽게 주어질 수 있다.

$$P_D = \sum_{i=1}^g \int_{\eta_0}^{\infty} \left[1 - \exp\left(-\frac{\eta_i}{V_n}\right) \sum_{k=0}^{W-1} \left(\frac{\eta_i}{V_n}\right)^k \frac{1}{k!} \right]^{N-g} \\ \cdot \prod_{\substack{u=1 \\ u \neq i}}^g \left[1 - \sum_{w=1}^W a_{u,w} \exp\left(-\frac{\eta_i}{\lambda_{u,w}}\right) \right] \\ \cdot \sum_{w=1}^W \frac{a_{i,w}}{\lambda_{i,w}} \exp\left(-\frac{\eta_i}{\lambda_{i,w}}\right) d\eta_i \quad (11)$$

여기서

$$a_{i,w} = \lambda_{i,w}^{W-1} \prod_{j=1, j \neq w}^W (\lambda_{i,w} - \lambda_{i,j})^{-1} \quad (12)$$

여기서 $\lambda_{u,w}$ 는 IQ 빔형성기 출력으로 구성된 복소가 우시안 랜덤 벡터의 공분산 $W \times W$ 행렬의 w번째 고유치이다. 공분산 행렬은 u번째 H_1 셀에서 신호와 간섭 성

분으로 구성된다. P_D 는 H_1 셀에서 수신 빔형성기 출력들 중에 하나가 가장 큰 값을 가지고 문턱치보다 클 동기 획득 확률을 의미한다. N_r 는 전체적인 시험 셀의 수를 나타낸다.

III. 평균 동기 획득 시간

본 논문에서 참고문헌 [6]에서 논의된 빔형성기 기반의 SIMO 동기 획득을 위한 MAT 분석 기법이 제안된 MIMO 동기 획득 시스템을 위해서 적용하여 MAT 성능을 평가하고자 한다. MAT는 다음과 같이 주어질 수 있다.

$$E[T_{\text{avg}}] = (T + \overline{T}_r(1 - P_D)) / P_D \quad (13)$$

여기서 T 는 시간 불확실성 영역의 모든 시험 셀에서 수신 빔형성기 출력을 얻기 위해서 필요한 전체적인 처리 시간으로 다음과 같이 주어진다.

$$T = N_w \tau_c / T_\Delta M_p \quad (14)$$

탐색 윈도우 크기는 $N_w = 2r_m / cT_c$ 로 주어진다. r_m 은 기지국과 단말기 사이의 최대 거리를 나타내고 c 는 빛의 속도를 나타낸다. τ_c 는 각각의 시험 셀에서 상관기 출력을 얻는데 필요한 처리 시간이고 T_Δ 는 탐색 간격을 표시한다. \overline{T}_r 은 동기 획득을 놓치는 경우의 평균 리셋 시간을 의미한다.

IV. 수치적인 시뮬레이션 결과

CDMA 상향링크 MIMO 채널에서 송수신 빔형에 기반을 둔 ML 코드 동기 획득 기법의 성능이 직렬 병렬 플리엠프 탐색을 위하여 수치적인 시뮬레이션에 의해 평가된다. 가장 먼저 도달한 경로 성분의 송수신 어레이 반응 벡터들은 알고 있다고 가정한다. I/Q PN 코드의 주기는 칩 구간 $T_c = 0.8138 \mu s$ 을 가진 $2^{15} T_c$ 이라고 가정한다. $N = 256$ PN 칩, $W = 1$, $r_m = 20 \text{ km}$, $f_d = 100 \text{ Hz}$,

$T_\Delta = 1/2$ 이라고 가정한다. 단말기로부터의 신호는 주파수 선택적 Rayleigh 채널에서 전체 신호 전력의 0.57, 0.29, 0.14배의 3개의 다중경로 성분이 한 개의 PN 칩 단위로 도달한다고 가정한다. 단 하나의 수신 안테나를 가진 동기 획득 구조는 역확산을 위해 4개의 I/Q 상관기를 사용한다. 각각 $N_t = 4$ 와 $N_r = 2$ 를 가진 $M_p = 1$ 와 $M_p = 2$ 를 고려한다. 메시지 크기는 60ms이고 접속 슬롯은 200ms의 평균 시간 간격을 가지고 전송된다고 가정한다. 수신 빔형성기의 경우 동기 획득 구조에서 처리 시간은 $68.4 \times W/M_p$ 이다.

그림 2와 3은 각각 칩단 신호 대 간섭신호비(SIR_c)가 -18dB인 경우에 송수신 빔형성이 동기 획득 확률과 MAT에 미치는 영향을 보여주고 있다. 그림들에서 (N_t, N_r)는 N_t 송수신 안테나와 N_r 수신 안테나를 사용하고 있음을 의미한다. 송수신 빔형성 과정은 SISO에 비교하여 동기 획득 성능을 상당히 개선하고 있다. 빔형성을 위한 송수신 안테나의 수를 증가시키면 MAT도 감소함을 알 수 있다. 따라서 신호의 세기가 가장 센 경로 성분에 대한 송수신 어레이 반응 벡터가 알려져 있고 송수신 빔형성 가중치 벡터로 사용한다면 송수신 빔형성 이득을 활용하는 동기 획득 과정은 SISO, SIMO, MISO (Multiple Input Single Output)의 경우들보다 더 우수한 성능을 얻을 수 있다.

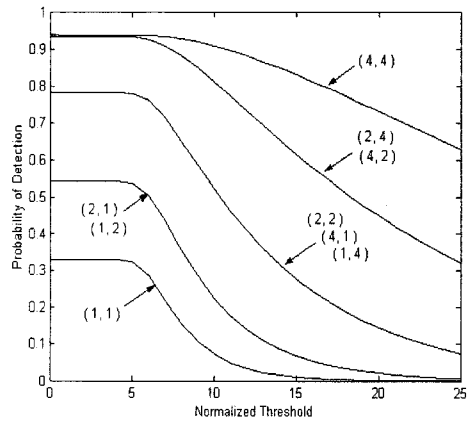


그림 2. 송수신 빔형성이 동기 획득 확률에 미치는 영향
Fig. 2. Effects of transmit/receive beamforming on the probability of detection

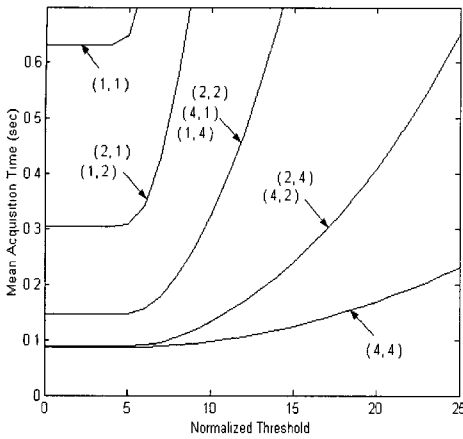


그림 3. 송수신 빔형성이 평균 동기 획득 시간에 미치는 영향

Fig. 3. Effects of transmit/receive beamforming on the mean acquisition time

V. 결론

본 논문은 수신 빔형성기 기반의 SIMO 동기 획득 시스템을 송신 빔형성까지도 포함한 MIMO 경우로 일반화를 시켰다. 빔형성 기반의 MIMO 코드 동기 획득 시스템의 동기 획득 성과 MAT를 이론적으로 분석하고 수치적인 시뮬레이션에 의해 평가하였다. 신호의 세기가 가장 센 경로 성분에만 대한 송수신 어레이 반응 벡터를 알고 있고 송수신 빔형성 가중치 벡터로 사용한다면 송수신 빔형성 이득을 이용하는 동기 획득 과정은 SISO, SIMO, MISO의 경우들보다 더 우수한 성능을 얻을 수 있음을 보였다. 더구나 N_t 과 N_r 의 곱이 일정하면 송수신 빔형성에 의하여 동일한 성능을 얻을 수 있음을 관찰하였다.

참고문헌

[1] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*, Keppel Towers, Singapore: Cambridge University Press, 2005

[2] F. Cardoso, M. Fernandes and D. Arantes, "Space-time processing for smart antennas in advanced receivers for the user terminal in 3G WCDMA systems," *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, vol. 48, no. 4, pp. 1082-1090, Nov. 2002

[3] S. Kim and S. L. Miller, "An adaptive antenna array based propagation delay estimation for DS-SS communication systems," *Proceedings of IEEE MILCOM*, pp. 333-337, vol. 1, Oct. 1998

[4] W. Ryu, M. Park, and S. Oh, "Code acquisition schemes using antenna arrays for DS-SS systems and their performance in spatially correlated fading channels," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 50, pp. 1337-1347, Aug. 2002

[5] S. Kim, "Improved MUSIC algorithm for the code-timing estimation of DS-SS multipath-fading channels in multiantenna systems," *IEEE Trans. on Veh. Tech.*, vol. 53, no. 1, pp. 1354-1369, Sept. 2004

[6] S. Kim, "Acquisition performance of CDMA systems with multiple antennas," *IEEE Trans. on Veh. Tech.*, vol. 53, no. 5, pp. 1341-1353, Sept. 2004

[7] S. Kim, "Approximate maximum likelihood approach for code acquisition in DS-SS systems with multiple antennas," *IEICE Trans. on Commun.*, vol. E88-B, no. 3, pp. 1054-1065, March 2005

[8] M. Shokair and Y. Akaiwa, "Performance of feedback-type adaptive array antenna in FDD systems with rake receiver," *IEICE Trans. on Commun.*, vol. E89-B, no. 2, pp. 539-544, Feb. 2006

[9] S. Won and L. Hanzo, "Differentially coherent acquisition in the multiple transmit/receive antenna aided DS-SS downlink," *Proceedings of IEEE WCNC*, vol. 2, pp. 1009-1014, April 2006

[10] S. Kim and J. An, "On the performance of code acquisition in MIMO CDMA systems," *IEICE Trans. on Commun.*, vol. E91-B, no. 2, pp. 628-632, Feb. 2008

저자소개



김상준(Sangchoon Kim)

1991년 연세대학교 전자공학과
(공학사)

1995년 미국 University of Florida
전기공학과 (공학석사)

1999년 미국 University of Florida 전기 및 컴퓨터공학과
(공학박사)

2000년~2005년 LG전자 책임연구원

2005년~현재 동아대학교 전자공학과 조교수

※ 관심분야: 이동/무선통신



백선영(Sunyoung Baek)

2007년 동아대학교 전기전자컴퓨터
공학부 전자전공 졸업(공학사)

2007년~현재 동아대학교 대학원
전자공학과 석사과정

※ 관심분야: 이동/무선통신, UWB, MIMO



안진영(Jinyoung An)

2007년 동아대학교 전기전자컴퓨터
공학부 전자전공 졸업(공학사)

2007년~현재 동아대학교 대학원
전자공학과 석사과정

※ 관심분야: 이동/무선통신, MIMO, OFDM



손경수(Kyoungsoo Son)

2006년 동아대학교 전기전자컴퓨터
공학부 전자전공 졸업(공학사)

2006년~2008년 동아대학교 전자공
학과 (공학석사)

2008년~현재 삼성전기 OS사업부 주임연구원

※ 관심분야: 신호처리 및 통신