논문 2007-44TC-7-14

실내 채널 모델링에 기반한 MIMO-UWB 시스템의 구조 및 성능 개선

(The Improvement of Performance and Structure of the MIMO-UWB System Based on Indoor Channel Modeling)

김 수 남*, 정 희 석**,정 경 훈***, 김 기 두****

(Su-Nam Kim, Hee-Seok Jung, Kyeong-Hoon Jung, and Ki-Doo Kim)

요 약

본 논문에서는 다양한 방식의 MIMO 기법에 쉽게 적용이 가능한 송수신 시스템 모델을 제안하고 이들의 성능 분석 시 필요한 채널간의 상관 특성 획득이 가능한 MIMO 채널 모델을 제시한다. 실내 환경에서의 채널 모델링을 통하여 MIMO 채널 형성에 따른 안테나 사이의 간섭을 시뮬레이션을 통하여 획득하고 주파수 선택적 채널 하에서 MIMO-UWB 시스템의 성능을 분석한다. 특히 채널 전달함수의 역행렬 계산시 과다한 연산량을 줄이기 위하여, 임의의 한 수신 안테나에서 각각의 송신 안테나 신호를 복원하며, 각 수신 안테나에서 추정된 송신 신호를 결합하는 방법을 채택하였다.

Abstract

In this paper, we suggest the novel MIMO-UWB transceiver structure which can easily be adapted for various MIMO schemes and presents MIMO channel model for obtaining correlation characteristics among channels to analyze the performance. From the indoor channel modeling, we obtain the interferences among antennas due to the MIMO channel formation through numerical simulation and analyze the performance of MIMO-UWB system under frequency selective fading. Especially, to reduce the excessive computational complexity due to the inverse matrix computation of channel transfer function, we take the scheme combining the transmitting signals estimated from each receiving antenna after recovering each transmitting antenna signal from a receiving antenna.

Keywords: UWB, MIMO, indoor channel modeling, frequency selective channel

I. 서 론

UWB 시스템은 광대역 신호의 사용으로 인하여 기존의 무선 통신 시스템과 대역을 공유하여 사용하기 때문에 타 시스템에 간섭을 미치지 않도록 송신 전력을 제한해야 한다. 실제로 FCC에서는 각 주파수 대역별 송신 전력의 상한선을 규정하고 있다[1]. 이러한 엄격한 제약 조건 하에서 신뢰성 있는 통신이 이루어 질 수 있도록 적합한 변조방식과 UWB 파형의 조건 등에 대한 연구가 진행 되고 있다. 또한, 여러 개의 송신 안테나와 수신 안테나를 구성 하고 flat-fading MIMO 채널을 가정하여, 다이버시티 이득을 통한 전송 신뢰도를 높이는 방법과 공간 멀티 플렉싱 기법 등을 통하여 채널 용량을 증가시키기 위한 연구 등이 진행되고 있다[2-5]. 본 논문에서는 다양한 방식의 MIMO 기법에 쉽게 적용할 수 있는 송수신 구조를 제안한다. 실내 환경에서의 채널 모델링을 이용하여 MIMO 채널 형성에 따른 안테나 사이의 간섭을 시뮬레이션을 통하여 획득하고 주파수

* 정회원, LG전자 이동통신기술연구소
(Research Center for Mobile Communication, LG Electronics)
** 학생회원, *** 정회원, **** 정회원-교신저자,
국민대학교 전자공학부
(School of Electronics Engineering Kookmin University)
※ 본 연구는 국민대학교 2006년 교내 연구비 지원으로 수행되었음.
접수일자: 2007년3월5일, 수정완료일: 2007년7월9일

선택적 채널하에서 MIMO 시스템의 성능을 분석한다. 더욱이 WPAN에서는 100MHz이상의 고속 데이터 전송 속도에 비하여 UWB채널의 전파 지연은 수백 ns임을 고려하면 다중경로로 인한 심볼간의 간섭을 피할 수 없게 된다. 따라서 본 논문에서 제안하는 UWB 시스템의 수신기는 다중경로로 인한 신호간의 간섭 및 다중 사용자로 인한 간섭을 상쇄시킬 수 있도록 least square방식을 이용한 ZF(Zero Forcing) 수신 구조와 ML (Maximum Likelihood) detector 구조를 갖도록 하고, 시스템의 클럭 속도를 줄이기 위한 방안으로 송수신단을 병렬 구조로 구성한다.

본 논문의 Ⅱ장에서는 기존에 정립되어 있는 MIMO 시스템에 대한 사항과 더불어 MIMO-UWB와 관련된 기존의 연구들에 대하여 기술한다. Ⅲ장에서는 다양한 방식의 MIMO 기법에 쉽게 적용이 가능한 송수신 시스템 모델을 제안하고 이들의 성능 분석시 필요한 채널간의 상관 특성의 획득이 가능한 MIMO 채널 모델을 제시한다. Ⅳ장에서는 제안된 모델들에 대한 수학적 성능 분석 및 MIMO 안테나 구성에 따른 채널의 상관특성의 추출과 시스템의 성능 열화 정도를 시뮬레이션을 통하여 획득한다. Ⅴ장에서는 Ⅳ장의 결과를 근거로 다중안테나 구성에 의한 간섭의 영향을 분석하고, Ⅵ장에서 결론을 맺는다.

Ⅱ. 시스템 개요

MIMO 안테나 구성에 기인한 송수신기 구조를 그림 2.1에 나타내었다. 송신기는 하나의 심볼을 M개의 안테나를 통하여 송신하며 L개의 수신기 안테나를 통하여 수신한다.

각각의 사용자는 상호상관이 우수한 호핑 코드에 의하여 구분된다. 각각의 송신 안테나에서 방사될 신호의 생성 및 수신 신호 처리를 위한 블록은 병렬 구조로 구성된다. 전송 블록 내의 브랜치 수는 전송 심볼의 종류(A)와 같으며, 호핑 코드에 의하여 형성된 시퀀스가 모든 브랜치 입력으로 전송된다. 전송하고자 하는 심볼 값에 의하여 해당 브랜치만 on 되고 나머지는 off 상태를 유지하게 된다. 심볼 값에 따른 전송 신호의 파형은 펄스 성형필터에 의하여 결정된다. 한편 각 송신 안테나 별로 전송될 심볼은 Symbol Vector Generator에 의하여 결정된다. 이때 공간 멀티플렉싱 기법을 적용하기 위해서는 각 안테나 별로 서로 다른 데이터를 할당 하도록 한다. 반면 공간 다이버시티 기법을 이용하기 위해서는 동일한 심볼을 각 송신안테나로 전송하도록 한다. 이때 채널간의 간섭을 상쇄시키기 위하여 space time 코드 등을 적용 할 수 있다.

L개의 수신 안테나에 각각 연결되어 있는 Rx-block에서는 심볼의 수만큼 브랜치가 존재한다. 각 브랜치에는 송신단에서 심볼 값에 따라 결정된 전송 신호 파형을 검출하기 위한 상관기가 존재한다. 이때 m번째 송신 안테나의 a 번째 브랜치의 펄스 생성기부터 l번째 수신안테나에서 b번째 브랜치의 correlator 까지의 임펄스 응답을 연속신호 채널로 정의한다. LMA^2개의 채널로부터 수신된 모든 다중경로 신호로부터 M개의 송신 안테나별 신호를 추정하기 위하여 least square 방법에 기반한 ZF 수신 구조를 적용하고, 원래의 심볼을 복

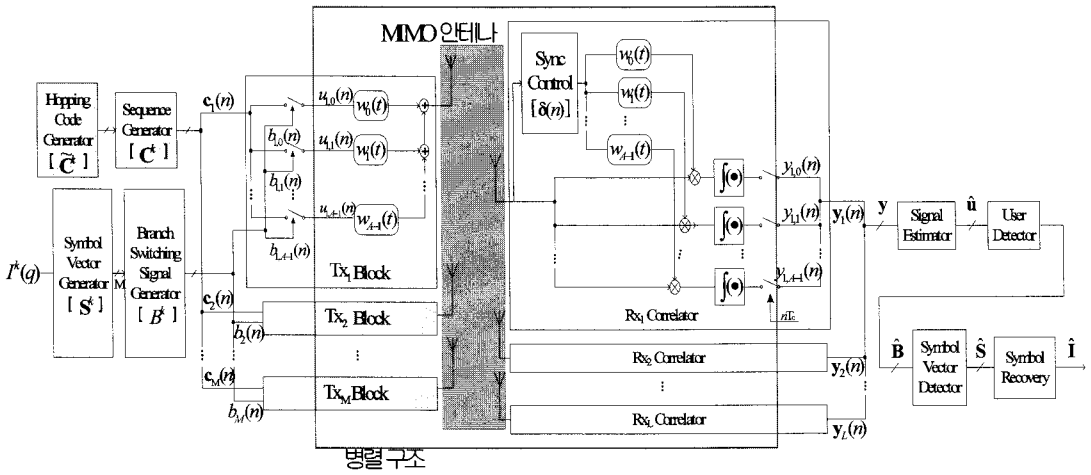


그림 2.1 송·수신단 구조
Fig. 2.1 Block diagram of transceiver.

원하기 위하여 ZF 수신구조의 출력신호로부터 ML 기준을 적용한다. 본 논문의 MIMO 시스템은 TDD 방식에 의하여 양방향 통신을 지원하도록 한다[6].

이때 한 번의 상향/하향 링크시 M개의 안테나를 통하여 전송 되는 심볼 벡터 $I^k(q)$의 수는 Q이고 상향/하향 링크 사이에는 채널의 최대 지연 시간 만큼 보호시간(guard time)을 두어 각각 링크에 의한 신호는 서로 간섭이 없는 것으로 가정한다. 여기서 $I^k(q)$는 k번째 사용자에 의한 q번째 심볼 구간(T_q)에 전송되는 심볼 벡터이다.

$I^k(q)$는 T_q 구간 내에서 N_f번 반복하여 전송된다. 이때 T_f 구간을 하나의 프레임 구간으로 정의하며 $T_f = T_q/N_f$ 이고, T_f 구간 내에서 UWB 펄스가 전송되는 시점은 호핑 코드에 의하여 결정된다. 이에 대한 타이밍 구조를 그림 2.2에 나타내었다.

MIMO 안테나 기법들은 공간 다이버시티 방식, 공간 멀티플렉싱 방식, 공간 멀티플렉싱과 다이버시티를 결합한 방식 등으로 구분 할 수 있다. 이들 방법들은 원 데이터의 적절한 조율 및 반복 후 여러 개의 안테나를 이용하여 전송 하거나 각 안테나 별로 서로 다른 심볼을 전송함으로써 다이버시티 이득 혹은 전송률을 높이고 있다. 따라서 수신기 구조는 임의의 순간에 각 안테나별로 전송되는 신호를 유추 하도록 한다. 즉 본 논문의 수신기는 L개의 수신 안테나 신호로부터 각 송신 안테나 부에서 어떠한 신호를 전송 하였는지를 유추한다. 이는 수신단 구조가 송신단에서 어떠한 MIMO 안테나 기법을 적용하였는지에 국한되지 않기 때문에 채널의 상황 및 데이터 전송 속도 변화 등의 조건에 따라서 송신단이 어떠한 전송 기법을 적용 할지라도 수신단은 이에 쉽게 적응할 수 있다.

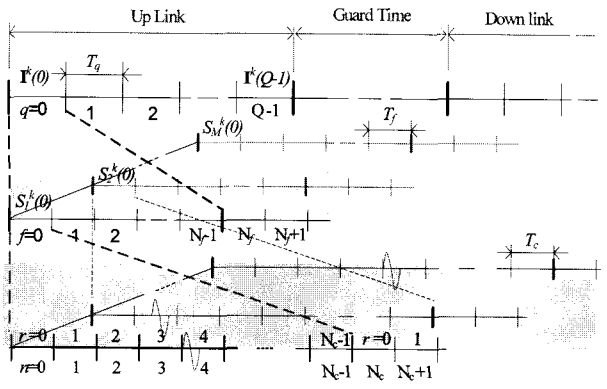


그림 2.2 타이밍 구조도
Fig. 2.2 Timing diagram.

기존에 제시된 시스템[7]과 같이 L개의 수신 안테나를 가지는 수신기의 l번째 수신안테나의 correlator 출력 신호 벡터는 식 (2.1)과 같이 표현할 수 있다.[7]

$$y_l^k = P\sum_{m=1}^{M} H_{l,m}^k u_m + \eta_l \tag{2.1}$$

한편 L개의 수신 안테나에 있는 모든 상관기 출력 신호 벡터는 식 (2.2)과 같이 표현할 수 있다.

$$y^k = PH^k u + \eta \tag{2.2}$$

여기서 H^k는 채널행렬로 식 (2.3)과 같고, η는 잡음성분으로 $\eta := [\eta_1^T, \eta_2^T, \cdots, \eta_L^T]^T$이다.

$$H^k := \begin{bmatrix} H_{1,1}^k & H_{1,2}^k & \cdots & H_{1,M}^k \\ H_{2,1}^k & H_{2,2}^k & \cdots & H_{2,M}^k \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ H_{L,1}^k & H_{L,2}^k & \cdots & H_{L,M}^k \end{bmatrix} \tag{2.3}$$

Ⅲ. 제안한 수신기 구조

기존에 제시된 채널행렬의 pseudo inverse가 요구되는 수신기의 경우[7]는 채널행렬의 차원이 $LQAN_cN_f \times MQAN_cN_f$이기 때문에 이것을 실제로 구현 할 경우 연산량이 많아지는 단점이 존재한다.

따라서 본 논문의 수신기에서는 이와 같은 문제점을 극복하기 위한 방안으로 임의의 한 수신 안테나에서 각각의 송신안테나 신호를 복원하며, 각 수신 안테나에서 추정된 송신 신호를 결합하는 방법으로 그 구조를 변화시킨다. 이와 같은 수신기 구조는 그림 3.1과 같다.

식 (2.1)과 같이 표현된 l번째 수신 안테나의 correlator 출력 신호 벡터 y_l^k는 식 (3.1)과 같이 표현할

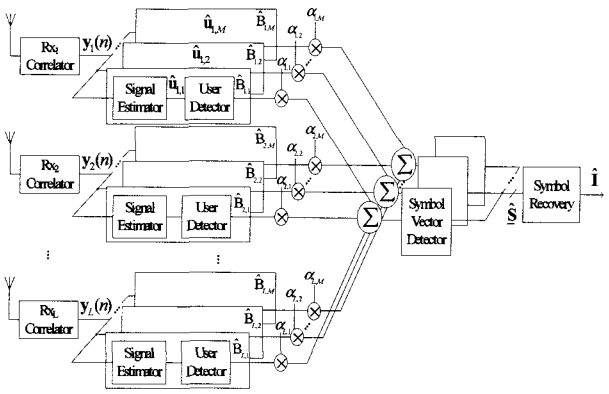


그림 3.1 수신 시스템의 구조
Fig. 3.1 Block diagram of receiver system.

수 있다. 즉 수신기에서 m'번째 송신 안테나 블록의 신호를 복원한다고 가정하면 수신된 신호 y_l^k는 m'번째 송신 안테나 블록의 신호와 나머지 안테나 블록으로 인한 신호 및 잡음성분으로 구분할 수 있다.

$$y_l^k \equiv PH_{l,m'}^k u_{m'}^k + P\sum_{\substack{m=1 \\ m\neq m'}}^{M} H_{l,m}^k u_m^k + \eta_l \tag{3.1}$$

y_l^k로부터 m'번째 송신 안테나에서 전송된 신호 $u_{m'}^k$를 복원하기 위한 수신기의 전달함수($G_{l,m'}$)는 식 (3.2)와 같이 표현된다.

$$G_{l,m'} = \frac{1}{PN_f}\left\{C_{m'}^k\right\}^T\left\{H_{l,m'}^T H_{l,m'}\right\}^{-1} H_{l,m'}^T \tag{3.2}$$

식 (2.3)에서의 채널행렬 H를 $H_{l,m'}$로 전환함으로써 행렬의 차수를 줄여 역행렬 계산시 연산량을 감소시킨다. 따라서 l번째 수신 안테나에서 $u_{m'}^k$으로부터 추정되는 브랜치 스위칭 신호 $\hat{B}_{l,m'}$은 식 (3.3)과 같다.

$$\begin{aligned}\hat{B}_{l,m'} &= G_{l,m'}y_l^k \\ &= B_{m'} + \frac{1}{N_f}C_{m'}^T\left\{H_{l,m'}^T H_{l,m'}\right\}^{-1}\sum_{\substack{m=1\\m\neq m'}}^{M} H_{l,m'}^T H_{l,m}u_m + G_{l,m'}\eta_l \\ &= B_{m'} + \frac{1}{N_f}C_{m'}^T\left\{R_{(l,m')(l,m')}\right\}^{-1}\sum_{\substack{m=1\\m\neq m'}}^{M} R_{(l,m')(l,m)}u_m + G_{l,m'}\eta_l\end{aligned} \tag{3.3}$$

여기서 $R_{(l',m')(l,m)}$는 m'번째 송신 안테나부터 l'번째 수신안테나 사이의 채널행렬과 m번째 송신 안테나부터 l번째 수신안테나와 사이의 채널행렬과의 상호 상관값을 나타내는 행렬이다.

L개의 수신 안테나로부터 추정된 $\hat{B}_{l,m'}$신호들로부터 m'번째 송신 안테나 블록의 전송 신호를 유추하기 위하여 다양한 결합 기법을 사용할 수 있다. 이때 $\alpha_{l,m}$은 l번째 수신 안테나 블록에서 m번째 송신블록의 전송 신호를 유추하기 위하여 곱해지는 가중치로 결합방식에 따라 그 값을 조절할 수 있다. 예를 들어 동일 비율 결합일 경우는 1로, 최대 비율 결합 방법을 사용할 경우는 $E[\hat{B}_{l,m}]/Var[\hat{B}_{l,m}]$이다. 여기서 $E[\cdot]$은 평균을, $Var[\cdot]$은 분산을 의미한다. 따라서 추정된 $\hat{B}_{m'}$신호는 식 (3.4)와 같다.

$$\begin{aligned}\hat{B}_{m'} &= \frac{1}{L}\sum_{l=1}^{L}\alpha_{l,m'}\hat{B}_{l,m'} = \frac{1}{L}\sum_{l=1}^{L}\alpha_{l,m'}B_{m'} \\ &+ \frac{1}{PLN_f}C_{m'}^T\sum_{l=1}^{L}\sum_{\substack{m=1\\m\neq m'}}^{M}\alpha_{l,m'}R_{(l,m')(l,m')}^{-1}R_{(l,m')(l,m)}u_m + \frac{1}{L}\sum_{l=1}^{L}\alpha_{l,m'}G_{l,m'}\eta_l\end{aligned} \tag{3.4}$$

따라서 m'번째 송신 안테나부터 전송된 심볼 $s_{m'}$의 추정은 식 (3.5)와 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}\hat{\underline{s}}_{m'} &= V_m\hat{B}_{m'} \\ &= \underline{s}_{m'} + \Im_{m'} + \xi_{m'}\end{aligned} \tag{3.5}$$

여기서 벡터 V_m은 $V_m = [0I_{Q\times Q}, I_{Q\times Q}, 2I_{Q\times Q}, \ldots, (A-1)I_{Q\times Q}]$와 같이 정의한다.

또한, $\underline{s}_{m'} = \frac{1}{L}\sum_{l=1}^{L}\alpha_{l,m'}s_{m'}$이고, $\Im_{m'}$와 $\xi_{m'}$는 각각 m'번째 송신 안테나 신호를 분석할 때 발생되는 채널에 의한 간섭 성분과 잡음 성분으로 식 (3.6)과 식 (3.7)로 표현된다.

$$\Im_{m'} = \frac{1}{PLN_f}V_m C_{m'}^T\sum_{l=1}^{L}\sum_{\substack{m=1\\m\neq m'}}^{M}\alpha_{l,m'}R_{(l,m')(l,m')}^{-1}R_{(l,m')(l,m)}C_m B_m \tag{3.6}$$

$$\xi_{m'} = \frac{1}{L}\sum_{l=1}^{L}\alpha_{l,m'}V_m G_{l,m'}\eta_l \tag{3.7}$$

모든 안테나를 고려한 송신 신호에 대한 추정은 식 (3.8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}\hat{\underline{S}}^k &= \begin{bmatrix}\hat{\underline{s}}_1^k \\ \hat{\underline{s}}_2^k \\ \vdots \\ \hat{\underline{s}}_M^k\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\underline{s}_1^k \\ \underline{s}_2^k \\ \vdots \\ \underline{s}_M^k\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}\Im_1 \\ \Im_2 \\ \vdots \\ \Im_M\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}\xi_1 \\ \xi_2 \\ \vdots \\ \xi_M\end{bmatrix} \\ &= \underline{S}^k + \Im + \xi\end{aligned} \tag{3.8}$$

따라서 $\hat{\underline{S}}^k$는 식 (3.9)와 같이 표현된다.

$$\hat{\underline{S}}^k = \underset{\underline{S}\in A_{\underline{S}}}{\operatorname{argmin}}\left\|\left(\hat{\underline{S}}^k - \underline{S}\right)\right\|_{\Sigma_{\hat{\underline{S}}}^{-1}}^2 \tag{3.9}$$

여기서 $A_{\underline{S}}$는 모든 가능한 송신 심볼 벡터 S의 각 인자에 결합을 위하여 사용된 가중치를 고려해 준 벡터들의 집합을 나타내고, $\Sigma_{\hat{\underline{S}}}$은 $\hat{\underline{S}}^k$의 covariance 행렬이다. 또한 수신단이 송신단에서 어떠한 전환행렬을 이용했는지 알고 있다면 이 전환행렬 T에 준하는 역변환행렬 $\perp$를 이용하여 전송 심볼 I^k는 식 (3.10)과 같은 방법으로 계산할 수 있다. 이때 전환행렬 T는 그림 (2.1)에서 $I^k(q)$로부터 S^k를 생성하는 행렬을 나타낸다.

$$I^k = \perp\hat{\underline{S}}^k \tag{3.10}$$

Ⅳ. 성능 분석

채널 전달 함수의 역행렬을 계산해서 연산량이 많아지는 기존에 제안된 수신 시스템[7]의 단점을 극복하기 위하여 각각의 수신 안테나에서 송신 안테나별 신호를 각각 분석한다. 즉 각 수신 안테나의 ML검출기는 수신된 신호로부터 각각의 송신 안테나에서 전송된 데이터를 추출한다. 모든 수신 안테나에서 추정된 m번째 송신 안테나 신호의 추정 값들은 적절한 결합법칙을 이용하여 결합되고 이를 근거로 송신 신호를 유추한다. 이때 임의의 l번째 수신 안테나에서는 각각의 송신 안테나와 형성되는 채널 응답 특성을 probe 시퀀스를 이용하여 획득, Q개의 심볼 벡터가 전송되는 구간에서의 채널 특성을 추정 할 수 있다. 그 특성은 전송 구간 내에서는 변하지 않는다고 가정한다. 따라서 각 수신안테나에서 m번째 송신 안테나에서 송신된 신호를 유추하기 위한 전달 함수가 식 (3.2)와 같이 표현되기 때문에 전달 함수 내의 역행렬을 계산 할 때 그 연산량은 확연히 줄어들게 된다.

M개의 송신 안테나로부터 전송된 신호 추정을 위하여 식 (3.8)과 같이 표현된 신호 구성과 이것으로부터 심볼 복원 과정에서, 기존의 수신 시스템[7]에서와 같이 전환행렬의 역행렬에 의한 전송 심볼 I^k의 전환과정에서 손실이 발생하지 않는다고 가정한다. 그러면 식 (3.9)로 표현된 Symbol Recovery 블럭 즉, $\hat{\underline{S}}^k$를 이용한 k번째 사용자의 전송 심볼 I^k에 대한 추정 $\hat{I}^k$는 식 (4.1)과 같이 간단히 표현될 수 있다.

$$\hat{I}^k = \underset{\underline{S}\in A_{\underline{S}}}{\operatorname{argmin}} \left\| \left(\hat{\underline{S}}^k - \underline{S}\right) \right\|^2_{\Sigma^{-1}_{\hat{\underline{S}}}} \tag{4.1}$$

이때 $\Sigma_{\hat{\underline{S}}}$은 식 (3.8)과 같이 나타난 $\hat{\underline{S}}^k$의 조건부 분산행렬로, 채널에 의한 간섭 신호와 잡음에 의한 신호가 서로 uncorrelate 되어 있다면 식 (4.2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \Sigma_{\hat{\underline{S}}} &= Var[\mathfrak{I} + \xi | H] \\ &= \Sigma_{\mathfrak{I}} + \Sigma_{\xi} \end{aligned} \tag{4.2}$$

여기서 $\Sigma_{\mathfrak{I}}$와 Σ_{ξ}는 각각 채널에 의한 간섭 성분의 분산행렬과 잡음에 의한 분산행렬이고, i번째 행과 j번째 열의 부행렬을 각각 $\sigma_{\mathfrak{I}}(i,j)$, $\sigma_{\xi}(i,j)$라 하면 식 (4.3), 식 (4.4)로 표현된다.

$$\begin{aligned} \sigma_{\mathfrak{I}}(i,j) = & \frac{1}{(LN_f)^2} V_i C_i^T \\ & \times \sum_{l=1}^{L} \sum_{\substack{m=1 \\ m\neq i}}^{M} \sum_{\tilde{l}=1}^{L} \sum_{\substack{\tilde{m}=1 \\ \tilde{m}\neq j}}^{M} \alpha_{l,i}\alpha_{\tilde{l},j} \Re_{(l,i)(l,m)} \boldsymbol{u}_m \boldsymbol{u}_{\tilde{m}}^T \Re^T_{(\tilde{l},j)(\tilde{l},\tilde{m})} C_j V^T \end{aligned} \tag{4.3}$$

$$\sigma_{\xi}(i,j) = \frac{1}{L^2} V_i \sum_{l=1}^{L} \alpha_{l,i}\alpha_{l,j} G_{l,i} E[\eta_l \eta_l^T] G_{l,j}^T V_j^T \tag{4.4}$$

여기서 $\Re_{(l,m)(l',m')} := \boldsymbol{R}^{-1}_{(l,m)(l,m)} \boldsymbol{R}_{(l,m)(l',m')}$와 같이 정의되는 상관행렬로 $\boldsymbol{H}_{l,m}$과 $\boldsymbol{H}_{l',m'}$의 상관특성을 $\boldsymbol{H}_{l,m}$의 자기상관으로 정규화 시킨 것이다. 따라서 식 (4.1)에 의한 I^k 추정에 union bound를 적용할 경우 에러 확률은 식 (4.5)와 같다.

$$\begin{aligned} & P_e\left(E|I^k send\right) \\ & = \Pr\left\{ \bigcup_{\underline{S}\in A_{\underline{S}} \setminus \underline{S}^k} \delta^T_{\underline{S}^k} \Sigma^{-1}_{\hat{\underline{S}}} \delta_{\underline{S}^k} + 2\mathfrak{I}^T \Sigma^{-1}_{\hat{\underline{S}}} \delta_{\underline{S}^k} + 2\xi^T \Sigma^{-1}_{\hat{\underline{S}}} \delta_{\underline{S}^k} < 0 \right\} \\ & \leq \sum_{\underline{S}\in A_{\underline{S}} \setminus \underline{S}^k} \frac{1}{2} erfc\left(\frac{d_{\underline{S}}(\underline{S}^k)}{\sqrt{2(\sigma_c^2 + \sigma_n^2)}} \right) \end{aligned} \tag{4.5}$$

여기서 $A_{\underline{S}}$는 전송 심볼 $I = [I(0), I(1), \cdots, I(Q-1)]$에 의하여 나타낼 수 있는 모든 가능한 벡터 $\underline{S}$에 대한 집합을 나타내고, $\delta_{\underline{S}^k}$는 k번째 사용자가 전송한 심볼 $\underline{S}^k$와 $A_{\underline{S}}$ 내 임의의 벡터 $\underline{S}$와의 차이로 $\delta_{\underline{S}^k} := \underline{S}^k - \underline{S}$이다. 또한 $d_{\underline{S}}(\underline{S}^k) := \delta^T_{\underline{S}} \Sigma^{-1}_{\hat{\underline{S}}} \delta_{\underline{S}}$ 이고, σ_c^2 및 σ_n^2은 각각 $2\mathfrak{I}^T \Sigma^{-1}_{\hat{\underline{S}}} \delta_{\underline{S}^k}$ 및 $2\xi^T \Sigma^{-1}_{\hat{\underline{S}}} \delta_{\underline{S}^k}$의 분산을 나타낸다. 만일 $A_{\underline{S}}$내의 각 심볼 벡터에 의한 에러가 상호 배타적이며 전송 심볼 벡터의 발생 확률이 균등하다고 가정할 경우 평균 심볼 에러 확률(SER)은 식 (4.6)과 같이 유도될 수 있다.

$$\begin{aligned} & SER \leq \\ & 1 - \left(1 - \frac{1}{2A^{MQ}} \sum_{q=1}^{Q} \binom{Q}{q} \frac{q(A^M - 1)^q}{Q(A^{MQ} - 1)} \sum_{\underline{S}_i \in A_{\underline{S}}} \sum_{\underline{S} \in A_{\underline{S}} \setminus \underline{S}_i} erfc\left(\frac{d_{\underline{S}}(\underline{S}_i)}{\sqrt{2(\sigma_n^2 + \sigma_c^2)}} \right) \right)^{\frac{1}{M}} \end{aligned} \tag{4.6}$$

만일 데이터 전송률을 최대로 하기 위하여 공간 멀티플렉싱 방법을 채택하고 이들 방법의 한 가지 예로 전환행렬 T를 단위행렬로 가정한다면, 심볼은 임의의 한 안테나를 통해서만 전송되고 각 안테나마다 서로 다른 심볼들이 전송되게 된다. 이러한 경우 식 (3.5)로 표현되는 $\hat{\underline{s}}_{m'}$으로부터 직접 송신 신호를 유추할 수 있게

된다. 즉 $\hat{I}^k$를 계산하기 위하여 식 (3.8)과 같이 전체 송신 안테나의 추정신호 $\hat{\underline{S}}^k$의 재구성 과정이 필요 없게 되고, $I^k_{m'}$을 직접 $\hat{\underline{s}}^k_{m'}$로부터 유추 할 수 있게 되기 때문에 $I^k_{m'}$의 추정은 식 (4.7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{I}^k_{m'} = \underset{\underline{s}\in A_{\underline{s}_m}}{\operatorname{argmin}} \| \hat{\underline{s}}^k_{m'} - \underline{s} \|^2_{\Sigma^{-1}_{\hat{\underline{s}}_{m'}}} \tag{4.7}$$

여기서 $\Sigma_{\hat{\underline{s}}_{m'}}$은 $\hat{\underline{s}}^k_{m'}$의 조건부 분산으로 식 (4.8)과 같다.

$$\begin{aligned}\Sigma_{\hat{\underline{s}}_{m'}} &= Var[\Im_{m'} + \xi_{m'}|H] \\ &= \Sigma_{\Im_{m'}} + \Sigma_{\xi_{m'}}\end{aligned} \tag{4.8}$$

식 (4.8)에서 $\Sigma_{\Im_{m'}}$와 $\Sigma_{\xi_{m'}}$는 각각 식 (4.9)와 식 (4.10)으로 표현된다.

$$\begin{aligned}\Sigma_{\Im_{m'}} = \frac{1}{(PLN_f)^2} V_m C^T_{m'} \sum_{l=1}^{L} \sum_{\substack{m=1 \\ m\neq m'}}^{M} \sum_{\tilde{l}=1}^{L} \sum_{\substack{\tilde{m}=1 \\ \tilde{m}\neq m'}}^{M} \alpha_{l,m'}\alpha_{\tilde{l},m'} \\ \times \boldsymbol{R}^{-1}_{(l,m')(l,m')} \boldsymbol{R}_{(l,m')(l,m)} \boldsymbol{u}_m \boldsymbol{u}^T_{\tilde{m}} \boldsymbol{R}^T_{(\tilde{l},m')(\tilde{l},\tilde{m})} \boldsymbol{R}^T_{(\tilde{l},m')(\tilde{l},m')} \boldsymbol{C}_{m'} \boldsymbol{V}^T_m\end{aligned} \tag{4.9}$$

$$\Sigma_{\xi_{m'}} = \frac{1}{L^2} V_m \sum_{l=1}^{L} \alpha^2_{l,m'} \boldsymbol{G}_{l,m'} E[\eta_l \eta_l^T] \boldsymbol{G}^T_{l,m'} \boldsymbol{V}^T_m \tag{4.10}$$

따라서 $I^k_{m'}$ 추정시 union bound를 적용한 에러확률은 식 (4.11)과 같다.

$$\begin{aligned}P_e(E|I^k_{m'} send) &= \Pr\left\{ \bigcup_{\underline{s}\in A_{\underline{s}} \setminus \underline{s}^k_{m'}} \delta^T_{\underline{s}^k_{m'}} \Sigma^{-1}_{\hat{\underline{s}}_{m'}} \delta_{\underline{s}^k_{m'}} + 2\xi^T_{m'} \Sigma^{-1}_{\hat{\underline{s}}_{m'}} \delta_{\underline{s}^k_{m'}} + 2\Im^T_{m'} \Sigma^{-1}_{\hat{\underline{s}}_{m'}} \delta_{\underline{s}^k_{m'}} < 0 \right\} \\ &\leq \sum_{\underline{s}\in A_{\underline{s}} \setminus \underline{s}^k_{m'}} \frac{1}{2} erfc\left(\frac{d_{\underline{s}}(\underline{s}^k_{m'})}{\sqrt{2(\sigma_c^2 + \sigma_n^2)}} \right)\end{aligned} \tag{4.11}$$

여기서 $A_{\underline{s}}$는 전송 심볼 I_m에 의하여 나타낼 수 있는 모든 벡터 $\underline{s}$의 원소에 결합을 위한 가중치가 고려된 벡터의 집합이다. 이 $A_{\underline{s}}$내의 임의의 벡터 $\underline{s}$와 $\underline{s}^k_{m'}$의 차이를 $\delta_{\underline{s}^k_{m'}}$로 정의하며 $\delta^T_{\underline{s}^k_m} := \underline{s}^k_m - \underline{s}$이다. 식 (4.11)은 union bound를 적용한 결과로 $d_{\underline{s}}(\underline{s}^k_{m'}) = \delta^T_{\underline{s}^k_{m'}} \Sigma^{-1}_{\hat{\underline{s}}_{m'}} \delta_{\underline{s}^k_{m'}}$이고 σ_c^2 및 σ_n^2은 각각 $2\Im^T_{m'} \Sigma^{-1}_{\hat{\underline{s}}_{m'}} \delta_{\underline{s}^k_{m'}}$ 및 $2\xi^T_{m'} \Sigma^{-1}_{\hat{\underline{s}}_{m'}} \delta_{\underline{s}^k_{m'}}$의 분산을 나타낸다. 만일 $A_{\underline{s}}$내의 각 심볼 벡터에 의한 에러가 상호 배타적이며 전송 심볼 벡터의 발생 확률이 균등하다고 가정할 경우 평균 심볼 에러 확률(SER)은 식 (4.12)와 같다[8].

$$\begin{aligned}SER \leq \frac{1}{2A^Q} \sum_{q=1}^{Q} \binom{Q}{q} \frac{q(A-1)^q}{Q(A^Q-1)} \\ \times \sum_{\underline{s}_i \in A_{\underline{s}}} \sum_{\underline{s}\in A_{\underline{s}} \setminus \underline{s}_i} erfc\left(\frac{d_{\underline{s}}(\underline{s}_i)}{\sqrt{2(\sigma_n^2 + \sigma_c^2)}} \right)\end{aligned} \tag{4.12}$$

V. 수치적 시뮬레이션

제안된 수신 시스템의 성능 평가를 위한 실내 환경의 MIMO 채널의 응답 특성 획득 과정 및 송수신 안테나의 위치와 개수는 기존에 제안된 수신 시스템[8]의 성능 평가를 위한 시뮬레이션 조건과 모두 동일하다고 가정한다. 또한 송신단에서는 데이터 전송율을 최대로 하기 위하여 공간 멀티플렉싱 방법을 채택하고 이들 방법의 한 가지 예로 전환행렬 T를 단위행렬로 할 경우에 대한 성능을 분석한다.

수신 안테나 수의 변화에 따른 성능 분석을 위한 시뮬레이션은 송신 안테나를 2.5m×2.4m×2.5m 및 2.5m×2.6m×2.5m에 두 개 두고 수신 안테나는 2.4m×0.5m×0.5m에 위치한 안테나를 기준으로 x축 방향으로 1㎝마다 이격시키면서 배치하는 것과 10㎝ 간격으로 배치하는 경우에 대하여 성능을 평가한다. 그림 5.1은 수신 안테나 수의 변화에 따른 성능을 보여준다. 제안된 시스템은 기존에 제안된 시스템과 같이 수신 안테나의 수가 증가하면 수신단에서는 그에 상응하는 만큼의 SNR이 좋아지기 때문에 성능이 개선됨을 확인할 수 있다. 수신 안테나의 수가 두 배 증가하면 그림 5.1에서와 같이 성능은 3dB 개선됨을 확인 할 수 있다. 기존에 제안된 시스템과 마찬가지로 수신 안테나 사이의 거리변

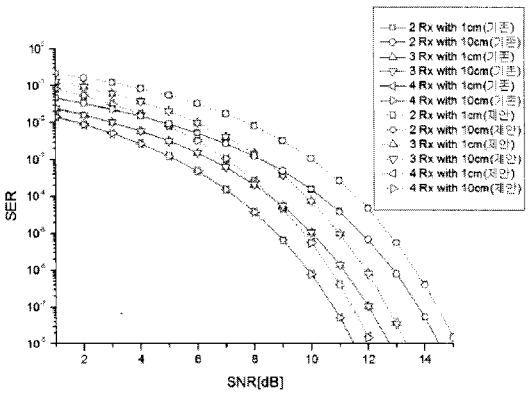


그림 5.1 수신 안테나 수 및 간격 변화에 따른 성능
Fig. 5.1 Performance according to variation of distance and the number of Rx antennas.

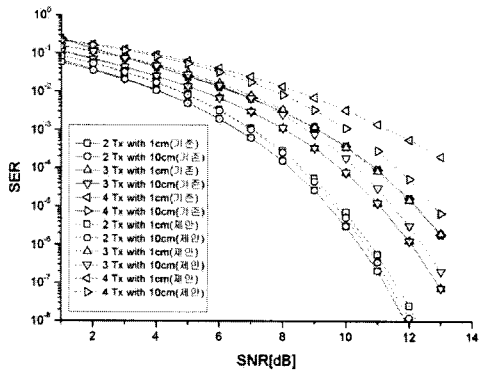


그림 5.2 송신 안테나 수 및 간격 변화에 따른 성능
Fig. 5.2 Performance according to variation of distance and the number of Tx antennas.

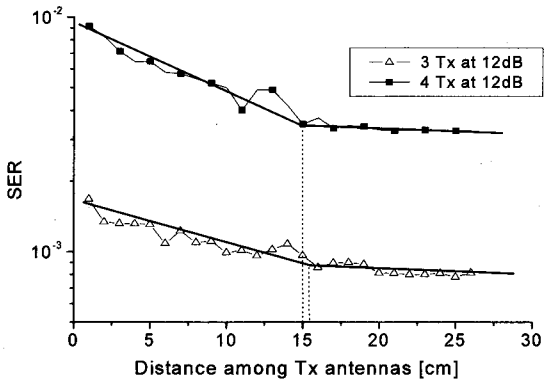


그림 5.3 송신 안테나의 간격 변화에 따른 시스템의 성능
Fig. 5.3 Performance of System according to variation of distance between Tx antennas.

화에 따른 상관특성과 성능은 무관하다.

송신 안테나수의 변화에 따른 성능 분석을 위한 시뮬레이션은 수신 안테나를 2.4m×0.5m×0.5m의 위치부터 x축으로 20cm간격으로 총 4개의 안테나를 배치한다. 또한 송신 안테나는 2.5m× 2.4m×2.5m의 위치에 기준 안테나를 배치하고 나머지는 y축 방향으로 1cm 및 10cm간격으로 송신 안테나의 수를 증가 시켜가며 배치한다. 그림 5.2는 송신 안테나의 개수 변화에 따른 성능의 변화를 보여준다.

송신 안테나의 수가 증가할 경우 심볼당 전송 전력이 감소되기 때문에 그림 5.2에서와 같이 송신 안테나의 수가 2배로 증가하면 심볼당 송신 전력의 크기가 1/2로 줄어들기 때문에 3dB 정도 성능이 떨어진다. 송신 안테나 사이의 거리에 따른 특성을 살펴보면 송신 안테나의 거리가 10cm에서 1cm로 근접하면 기존에 제안된 시스템[7]과 달리 그 성능이 나빠지는 것을 알 수 있다. 더욱이 이러한 현상은 송신 안테나의 수가 증가할수록 그 열화 정도가 더 심해진다. 이러한 특징은 $\Sigma_{\hat{s}_{m'}} = Var[\Im_{m'} + \xi_{m'}|H] = \Sigma_{\Im_{m'}} + \Sigma_{\xi_{m'}}$과 같이 $\hat{s}_{m'}$의 조건부 분산 $\Sigma_{\hat{s}_{m'}}$은 잡음에 의한 항목 $\Sigma_{\xi_{m'}}$과 채널의 간섭에 의한 항목 $\Sigma_{\Im_{m'}}$으로 구분되어지고, 송신안테나 사이의 거리가 근접해짐에 따라 $\boldsymbol{R}_{(l,m)(l,m')}$의 값이 증가하여 채널의 간섭에 의한 항목이 점점 커지기 때문이다. 더욱이 송신 안테나의 수가 증가 할수록 채널에 의한 상관값이 누적되기 때문에 성능은 더욱 나빠진다. 하지만 기존 시스템의 경우에서와 같이 m번째 송신 안테나로부터 서로 다른 수신 안테나 사이의 상관 행렬 $\boldsymbol{R}_{(l,m)(l',m)}$이 존재하지 않기 때문에 수신 안테나 사이의 거리에 의한 성능 열화는 발생하지 않는다.

그림 5.3은 송신 안테나의 간격 변화에 따른 성능의 변화를 보여주고 있다. 이것은 수신 안테나는 2.5m×2.4m×2.5m와 2.5m×2.6m×2.5m로 20cm만큼 떨어져 수신 안테나로부터 발생될 수 있는 간섭은 피하도록 하고, 송신 안테나는 2.4m× 0.5m×0.5m에 위치에 한 개를 고정하고 나머지 송신 안테나들은 y축 방향으로 이동시켜 가면서 성능을 측정한 것이다. 사용된 총 송신 안테나의 개수가 3개와 4개인 경우로, 이때 신호대 잡음비는 12dB이다. 이러한 성능 변화의 원인은 송신 안테나의 공간적 배치가 멀어짐에 따라 채널 간 간섭으로부터 영향을 덜 받기 때문이다. 송신 안테나 사이의 거리가 약 15cm 이상 멀어지게 되면 성능은 수렴해 가는 것을 알 수 있다.

VI. 결 론

본 논문은 다중 경로가 존재하는 MIMO 채널에서 TDD 방식 중 하향 링크 시의 성능을 분석한 것이다. 기존의 시스템은 채널의 상관 특성에는 거의 영향을 받지 않지만 수신 전달 함수의 계산시 역행렬 계산으로 인하여 연산량이 많아질 수밖에 없다. 반면 본 논문에서 제안한 시스템은 전달함수를 고려할 때 각 수신 안테나 별로 계산하고 그 결과를 결합하기 때문에 복잡도를 줄일 수 있다. 하지만 송신안테나 사이의 간섭문제가 발생하는데, 이를 타개하기 위해 그림 5.3에서 확인한 바와 같이 송신 안테나 사이를 일정 거리 이상 유지하면 된다. 이때 송신 안테나 사이의 이격 거리는 수신기와 송신기 사이의 위치에 따라 다소 차이가 있을 수 있지만 대략 15~20cm 정도면 충분하다.

참 고 문 헌

[1] Federal Communications Commission (FCC). Revision of Part 15 of the commissions rules regarding ultra-wideband transmission systems. *First Report and Order*, ET Docket 98-153, FCC 02-48, adopted on February 14, 2002, released on April 22, 2002. [Online], Available: http://www.fcc.gov

[2] E. Baccarelli, M, Biagi, C. Pelizzoni, and P. Bellotti, "A novel multi-antenna impulse radio UWB transceiver for broadband high0throughput 4G WLAN," *IEEE Communication Letters,* vol. 8, pp. 419-421, July 2004.

[3] V.Tarokh and H. Jafarkhani, "A differential detection scheme for transmit diversity," *IEEE J. Select. Areas Communications.*, vol. 18, pp.11669-1174, July 2000.

[4] H. Jafarkhani and V.Tarokh, "Multiple transmit antenna differential detection form generalized orthogonal design," *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. 47, no. 6, pp. 2626-2631, September 2001.

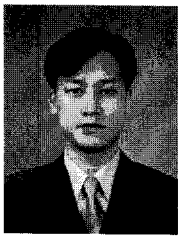
[5] S. H. Nam, C. S. Hwang, J. Chung, and V. Tarokh, "Differential space time block codes using QAM for four transmit antennas," *Proc. IEEE ICC 2004*, June 2004.

[6] M. Z. Win, X. Qiu, R. A. Scholtz, and V. O. K. Li, "ATM-based TH-SSMA network for multimedia PCS," *IEEE J, Select. Areas Communications,* vol. 17, pp. 824-836, May 1999.

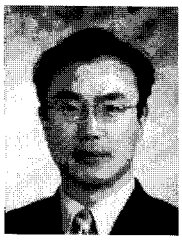
[7] 김수남, 강동욱, 김기두, "실내 환경의 채널에서 MIMO 안테나로 구성된 UWB 시스템의 성능 분석," *한국통신학회논문지* vol. 29, no. 11C, pp. 1564-1572, November 2004.

[8] 김수남, "실내 UWB 채널 모델링에 기반한 MIMO-UWB 시스템의 구성 방법 및 성능 분석," *박사학위논문*, 국민대학교, 2005.

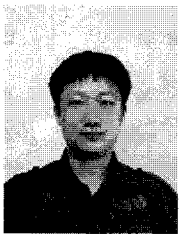
저 자 소 개



김 수 남(정회원)
1998년 2월 국민대학교 전자공학과 졸업
1998년~2000년 삼성전자 시스템 LSI 사업부 연구원
2002년 2월 국민대학교 전자공학과 석사
2006년 2월 국민대학교 전자공학과 박사
2006년 5월~2007년 4월: BK21 Post-Doc
2007년 5월~현재 LG전자 이동통신기술연구소
<주관심분야: UWB, MIMO, 디지털 통신>



정 경 훈(정회원)
1987년 2월 서울대학교 전자공학 졸업
1989년 2월 서울대학교 전자공학과 석사
1996년 2월 서울대학교 전자공학과 박사
1991년 한국영상산업진흥원 선임연구원
1997년~2005년 한동대학교 전산전자공학부 교수
2005년~현재 국민대학교 전자공학부 교수
<주관심분야: 영상통신, 디지털 방송>



정 희 석(학생회원)
2006년 2월 국민대학교 전자정보통신공학과 졸업
2006년~현재 국민대학교 전자공학과 석사과정
<주관심분야: 디지털통신, ICS>

김 기 두(정회원)-교신저자
1980년 2월 서강대학교 전자공학과 졸업
1980년~1985년 국방과학연구소 연구원
1988년 7월 미국 펜실베니아주립대학교 전자공학(MS)
1990년 12월 미국 펜실베니아주립대학교 전자공학(Ph.D.)
1997년~1998년 미국 UCSD, Visiting Scholar
1991년~현재 국민대학교 전자공학부 교수
<주관심분야: 디지털통신, 디지털신호처리>