

실내 환경의 채널에서 MIMO 안테나로 구성된 UWB 시스템의 성능 분석

정회원 김수남, 강동욱, 김기두

Performance Analysis of a UWB System with MIMO Antennas in Indoor Channel Environments

Su-Nam Kim, Dong-Wook Kang, Ki-Doo Kim Regular Members

요 약

WPAN의 통신방식으로 표준화 작업이 진행 중에 있는 UWB(Ultra Wide Band)는 기존 시스템과 간섭으로 인하여 전송 전력에 큰 제약이 따른다. 본 논문에서는 이러한 문제점을 극복하기 위한 방안으로 여러 개의 송수신 안테나 구성에 의한 MIMO(Multi-Input Multi-Output) 채널을 형성하고 이에 따른 성능을 분석한다. 또한 MIMO 채널 형성 시 발생하는 안테나 사이의 간섭을 시뮬레이션을 통하여 획득하고 이것이 시스템에 미치는 영향을 분석한다. 본 논문에서 제안하는 UWB 시스템은 다중경로로 인한 신호간의 간섭 및 다중 사용자로 인한 간섭을 상쇄시키는 최소제곱(least square) 방식과 ML 검출기(Maximum Likelihood Detector) 구조를 갖는다.

Key Words : UWB; MIMO Antenna, WPAN.

ABSTRACT

UWB(Ultra Wide Band) under standardization for WPAN has a restriction in transmitting power because of interference with existing systems. To overcome the restriction, in this paper, we construct the MIMO(Multi-input-Multi-Output) channel using multi-transmit/receiver antennas and analyze the performance of the proposed system. In addition, through numerical simulation, we obtain the interference property among these antennas and analyze the effect of an interference to the system. The proposed UWB system has a ML detector and the least square method will be used to cancel the multi-user interference and the inter symbol interference caused by multipath.

I. 서 론

UWB 통신 방식은 연속적인 정현파를 사용하는 기존의 무선 통신 방식과는 달리 ns정도의 매우 짧은 펄스를 사용하여 전송한다. 따라서 높은 채널 용량과 데이터 전송률을 가지며 다중 경로에 대한 세밀한 분해가 용이하여 위치 예측과 rake 수신이 가능하다. 또한 저전력과 초광대역의 특징을 가지므로 WPAN에 적합한 통신 방식이다. 하지만 수신단에

서는 송신신호가 2차 미분된 형태의 UWB 신호를 매우 정밀한 상관계 회로에 의해서 복원해야 하고 또한 초광대역의 안테나가 요구된다. 더욱이 UWB 시스템은 광대역 신호의 사용으로 인하여 기존의 무선 통신 시스템과 대역을 공유하여 사용하기 때문에 타 시스템에 간섭을 미치지 않도록 송신 전력을 제한하여야 한다. 실제로 FCC에서는 UWB 시스템을 사용하기 위한 각 주파수 대역별 송신 전력의 상한선을 규정하고 있다^[1]. 이러한 엄격한 제약

* 국민대학교 전자정보통신공학부 (kdk@kookmin.ac.kr)
논문번호 : 2004-07-092 접수일자 : 2004년 7월 9일

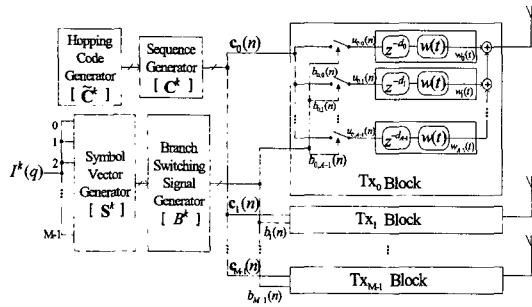
조건 하에서 신뢰성 있는 통신이 이루어 질 수 있도록 적합한 변조 방식과 UWB 파형의 조건 등에 대한 연구가 진행 되고 있다. 또한 여러 개의 송신 안테나와 수신 안테나를 구성 하고 flat-fading MIMO 채널을 가정하여, 다이버시티 이득을 통한 전송 신뢰도를 높이는 방법과 공간 멀티플렉싱 기법 등을 통하여 채널 용량을 증가시키기 위한 연구 등이 진행되고 있다^[21-15].

본 논문에서는 여러 개의 송신 안테나와 수신 안테나를 구성하여, 실내 환경에 대한 MIMO 채널을 형성하고, 다중 경로의 존재 시 및 채널간의 간섭이 발생 될 경우 이들에 대한 UWB 시스템의 성능을 분석한다. 여기서 BS(Base Station)와 사용자간의 양방향 통신을 위해 TDD방식을 적용하고, PPM 방식으로 변조된 UWB 통신 시스템에 대하여 제안된 시스템의 성능을 분석 한다.

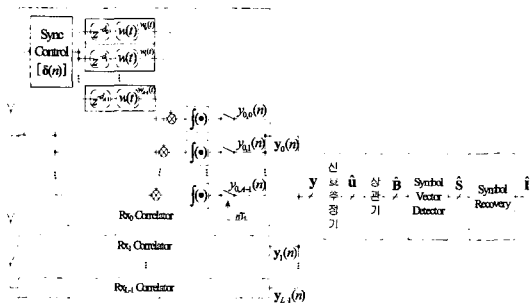
II. 시스템 모델

2.1 송·수신단

MIMO 채널에 대한 송수신기 구조를 그림 2.1에 나타내었다. 송신기는 하나의 심볼을 M개의 안테나를 통하여 송신하며 L개의 수신 안테나를 통하여 수신한다.



a) 송신단 구조



b) 수신단 구조

그림 2.1. 송·수신단 구조

TDD 방식에 의하여 양방향 통신을 지원하도록 하며 이때 한번의 상향/하향 링크 시 전송되는 심볼의 수는 Q개로 가정하고 상향/하향 링크 사이에는 채널의 최대 지연시간 만큼의 보호시간(guard time)을 두어 각각의 링크에 의한 신호는 서로 간섭이 없는 것으로 가정한다^[6]. 이때 k번째 사용자에 의한 q번째 심볼 구간(T_q)에 전송되는 심볼을 $I^k(q)$ 라 하면 $I^k(q) \in \{0, 1, \dots, A-1\}$ 이고 T_q 구간 내에서 N_f 번 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 hopping 코드에 의하여 결정된다. 이에 대한 타이밍 구조는 그림 2.2 와 같다.

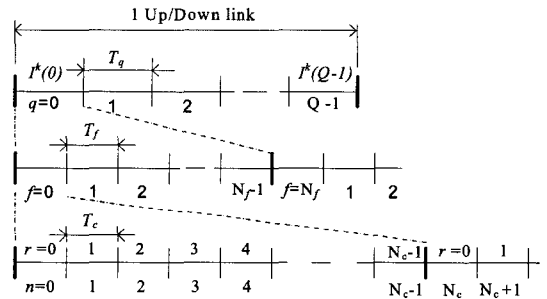


그림 2.2. 타이밍 구조도

2.1.1 Sequence Generator

k번째 사용자의 f번째 프레임구간에 할당된 hopping 코드를 $\tilde{c}_m^k(f)$ 으로 표현하고 이때 hopping 코드의 주기는 P_c 로써 본 논문에서는 편의상 한번의 상향/하향 링크 구간을 한 주기로 가정하여 $P_c = QN_f$ 로 한다. 여기서 $\tilde{c}_m^k(f) \in [0, N_c - 1]$ 으로 m은 송신안테나 인덱스를 나타낸다. 또한 \tilde{c}_m^k 는 $\tilde{c}_m^k(f)$ 에 대한 벡터표현으로 한번의 상향/하향 링크 구간동안의 hopping 코드를 나타내며 $\tilde{c}_m^k := [\tilde{c}_m^k(0), \tilde{c}_m^k(1), \dots, \tilde{c}_m^k(QN_f)]^T$ 와 같이 정의된다. 따라서 k번째 사용자의 모든 송신 안테나를 고려한 hopping 코드 벡터는 식 (2.1)과 같다.

$$\tilde{C}^k := [(\tilde{c}_0^k)^T, (\tilde{c}_1^k)^T, \dots, (\tilde{c}_{M-1}^k)^T]^T \quad (2.1)$$

Sequence Generator는 hopping 코드 벡터에 의하여 발생된 코드를 T_f 간격의 sequence로 생성하는 블록이다. 따라서 m번째 안테나의 hopping sequence는 $c_m(n) = \delta\left(r - \tilde{c}_m\left(\frac{n}{N_f}\right)\right)$ 와 같이 나타낼 수 있다. 여기서 $[a]$ 는 a를 넘지 않는 최대 정수를, $\delta(\cdot)$ 는

Kronecker 델타함수를 나타내고 n, r 및 프레임 인덱스 j 의 관계는 $n = jN_c + r = \frac{n}{N_c} N_c + r$, $r \in [0, N_c - 1]$ 이다.

m 번째 송신 안테나의 a 번째 브랜치에서 Q 개의 심볼 구간에 대한 hopping sequence matrix를 $C_{m,a}^k := \text{diag}\{c_{m,0}^k, c_{m,1}^k, \dots, c_{m,q}^k, \dots, c_{m,Q-1}^k\}$ 와 같이 정의할 경우 A 개의 브랜치에 대한 hopping sequence matrix $C_m^k := \text{diag}\{C_{m,0}^k, C_{m,1}^k, \dots, C_{m,A-1}^k\}$ 와 같이 정의할 수 있고, 모든 송신 안테나를 고려한 hopping sequence matrix는 식 (2.2)와 같이 표현된다.

$$C^k := \text{diag}\{C_0^k, C_1^k, \dots, C_{M-1}^k\} \quad (2.2)$$

앞에서 $c_{m,q}^k$ 는 $c_m(n)$ 중에서 q 번째 심볼 구간에서의 hopping sequence $c_{m,q}^k(i)$ 만을 벡터로 표현한 것으로 $c_{m,q}^k = [c_{m,q}^k(0), c_{m,q}^k(1), \dots, c_{m,q}^k(i), \dots, c_{m,q}^k(N_c N_f - 1)]^T$ 이다. 이때 $c_{m,q}^k(i) = c_m(i + qN_c N_f)$, $0 \leq i < N_c N_f - 1$ 이다.

2.1.2 Symbol Vector Generator

각 송신 안테나를 통하여 매 T_c 구간에서 전송되는 심볼을 생성시키기 위한 블록으로 전송 심볼 $r^k(q)$ 로부터 각 안테나로 전송될 심볼 $s_m^k(q)$ 을 생성한다. 본 논문에서는 모든 송신 안테나가 동일한 심볼을 전송하도록 한다. 즉 m 번째 안테나로 부터 전송되는 심볼을 $s_m^k(q)$ 라 하면 $s_m^k(q) = r^k(q)$ 이다. Q 개의 심볼에 대한 표현을 $s_m^k = [s_m^k(0), s_m^k(1), \dots, s_m^k(Q-1)]^T$ 와 같이 할 경우 모든 송신 안테나를 고려한 전송 심볼 벡터는 식 (2.3)과 같이 정의한다.

$$S^k := [(s_0^k)^T, (s_1^k)^T, \dots, (s_{M-1}^k)^T]^T \quad (2.3)$$

2.1.3 Branch Switching Signal Generator

매 T_c 구간마다 m 번째 안테나에서 a 번째 브랜치의 스위칭 신호를 $b_{m,a}^k(q)$ 라 할 경우 $b_{m,a}^k(q)$ 는 브랜치 인덱스 a 와 전송심볼 $s_m^k(q)$ 의 값이 동일하면 1로 설정된다. 즉 $\gamma(b)$ 를 $b=0$ 이면 1, $b \neq 0$ 이면 0을 갖는 함수라 할 경우 $b_{m,a}^k(q) = \gamma(a - s_m^k(q))$ 와 같이 표현된다.

여기서 $B_{m,a}^k := [b_{m,a}^k(0), b_{m,a}^k(1), \dots, b_{m,a}^k(Q-1)]^T$ 를 m 번째 안테나의 a 번째 브랜치에서 Q 개 심볼에 대한 스위칭 벡터로 정의하면

$B_m^k := [(B_{m,0}^k)^T, (B_{m,1}^k)^T, \dots, (B_{m,A-1}^k)^T]^T$ 는 모든 브랜치를 고려한 스위칭 벡터이고, 모든 송신 안테나에 대한 스위칭 벡터는 식 (2.4)와 같이 표현할 수 있다.

$$B^k := [(B_0^k)^T, (B_1^k)^T, \dots, (B_{M-1}^k)^T]^T \quad (2.4)$$

2.1.4 UWB 펄스파형 생성기

m 번째 안테나에서 a 번째 브랜치의 펄스 생성기의 입력신호는 $u_{m,a}^k(n) = c_m^k(n)b_{m,a}^k(n)$ 과 같이 나타낼 수 있다. 여기서 $b_{m,a}^k(n) = \gamma(a - s_m^k(\frac{n}{N_c}))$ 이다. Q 개의 심볼에 대한 벡터 표현은 식 (2.5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$u_{m,a}^k = \begin{bmatrix} b_{m,a}^k(0)c_{m,0}^k \\ b_{m,a}^k(1)c_{m,1}^k \\ \vdots \\ b_{m,a}^k(Q-1)c_{m,Q-1}^k \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

식 (2.5)는 $u_{m,a}^k = C_{m,a}^k B_{m,a}^k$ 에 의하여 구해지며 모든 브랜치를 고려하면 $u_m^k = C_m^k B_m^k$ 에 의하여 획득할 수 있다. 결국 모든 송신 안테나와 브랜치를 고려한 입력 신호 벡터는 $u^k := C^k B^k$ 로 표현 가능하다. 따라서 N_c 명의 사용자를 고려한 경우

$$u := \sum_{k=0}^{N_c-1} u^k \text{ 이다.}$$

전송 변조 방식에 따라 해당 브랜치에서의 펄스 파형기 형태가 결정된다. PPM의 경우 입력 신호를 심볼 값에 따라 일정량 지연시킨 후 UWB 신호파형 $w(t)$ 으로 전환시켜줄 수 있다. 이와 같이 신호의 값에 따라 입력을 다중입력(multi-input)으로 처리할 경우 실제 구현 측면에서 디지털 신호처리부의 전체적인 시스템 클럭 속도를 $1/T_c$ 로 할 수 있다는 장점이 있다. 따라서 M 개의 안테나를 통하여 전송될 송신신호는 식 (2.6)과 같이 나타난다.

$$P \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{a=0}^{A-1} \left\{ c_m^k(n) \gamma \left(a - s_m^k \left(\frac{n}{N_c} \right) \right) \right\} * u_b(t) \quad (2.6)$$

여기서 $w_a(t) = w(t - \tau_a)$ 이고 τ_a 는 심볼 값에 의한 시간지연을 의미한다. UWB 한 펄스당 에너지를 E_p 라 할 경우, P 는 하나의 UWB 펄스를 송신할 때의 에너지를 E_p 조절하기 위한 인자로서 하나의 심볼을 전송할 때의 에너지는 $E_p = MN_f E_p$ 이다.

2.1.5 연속 신호 채널

그림 2.3에서와 같이 m 번째 송신 안테나에서 a 번째 브랜치의 펄스 생성기부터 l 번째 수신안테나에서 b 번째 브랜치의 상관기까지의 신호는 전체 통신 구조에서 연속 신호로 존재하는 구간이다.

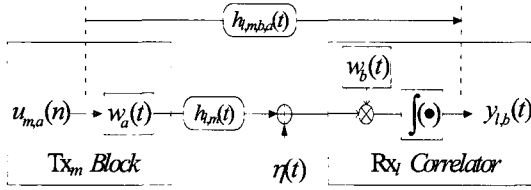


그림 2.3. 연속신호 채널 구성

이에 대한 임펄스 응답 ($h_{l,m,b,a}(t) := w_a(t) * h_{l,m}(t) * w_b(-t)$)을 연속신호 채널로 정의하면, l 번째 수신 안테나의 b 번째 브랜치에서 T_c 간격으로 샘플링 된 상관기의 출력은

$$y_{l,b}(n) = P \sum_{a=0}^{A-1} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{p=0}^{L_{max}} h_{l,m,b,a}^k(p)$$

$\times u_{m,a}(n-p) + \eta_{l,b}(n)$ 와 같이 나타낼 수 있다. 여기서 $\eta_{l,b}(n) = \eta(t) * w_b(-t)|_{t=nT_c}$ 이다. 그리고 $h_{l,m,b,a}(p) := h_{l,m,b,a}(t)|_{t=pT_c-\Delta t_{l,m}}$ 는 전체 채널 응답을 매 T_c 간격으로 샘플링 한 것을 의미하며, 이 샘플링 간격은 l 번째 수신 안테나에서 수신된 신호 중 가장 강한 경로에 의하여 결정된다. 이를 위하여 수신단에서는 M 개의 송신 안테나와 l 번째 수신 안테나 사이의 각 채널의 특성을 추정할 수 있고 각 채널들은 서로 uncorrelated 되어 채널별로 가장 강한 경로에 의한 샘플 추출이 가능하다고 가정한다. 여기서 $\Delta t_{l,m}$ 은 샘플링 시 각 수신 안테나 사이 및 송신 안테나별 신호에 의한 timing offset 값을 나타낸다. L_{max} 는 채널 응답의 최대 길이로서 모든 $h_{l,m,b,a}(t)$ 에 대하여 가장 긴 채널 응답 길이를 보이는 것에 의하여 결정된다.

한번의 상향하향 링크 구간 동안 k 번째 사용자 수신기에서 l 번째 수신안테나의 b 번째 브랜치 상관기 출력 신호 벡터는

$$\mathbf{y}_{l,b}^k = P \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{a=0}^{A-1} \mathbf{H}_{l,m,b,a}^k \mathbf{u}_m^k + \boldsymbol{\eta}_{l,b}$$

와 같이 표현될 수 있다. 여기서 $\mathbf{H}_{l,m,b,a}^k$ 는 k 번째 사용자로부터 형성된 연속채널 임펄스 응답 $h_{l,m,b,a}(p)$ 의 Toeplitz convolution matrix로 식 (2.7)과 같이 정의 된다.

$$\mathbf{H}_{l,m,b,a}^k = \begin{bmatrix} h_{l,m,b,a}(0) & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{l,m,b,a}(L_{max}) & \dots & h_{l,m,b,a}(0) \\ 0 & \dots & h_{l,m,b,a}(L_{max}) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

그리고 $\boldsymbol{\eta}_{l,b} := [\eta_{l,b}(0), \eta_{l,b}(1), \dots, \eta_{l,b}(L_{max} + QN_s N_f - 1)]^T$ 이다. 따라서 l 번째 수신안테나의 상관기 출력 신호 벡터는 $\mathbf{y}_l^k = P \sum_{m=0}^{M-1} \mathbf{H}_{l,m}^k \mathbf{u}_m^k + \boldsymbol{\eta}_l$ 와 같이 표현된다. 또한 모든 L 개의 수신 안테나에서의 상관기 출력 신호 벡터는 M 개의 안테나가 동일한 심볼과 동일한 hopping 코드를 사용하므로 식 (2.8)과 같이 표현된다.

$$\mathbf{y}^k = P \mathbf{H}^k \mathbf{u}_m + \boldsymbol{\eta} \quad (2.8)$$

여기서 $\mathbf{H}_{l,m}^k$ 및 \mathbf{H}^k 는 식 (2.9) 및 식 (2.10)과 같고 $\boldsymbol{\eta}_l := [\eta_{l,0}^T, \eta_{l,1}^T, \dots, \eta_{l,A-1}^T]^T$, $\boldsymbol{\eta} := [\boldsymbol{\eta}_0^T, \boldsymbol{\eta}_1^T, \dots, \boldsymbol{\eta}_{L-1}^T]^T$ 이다.

$$\mathbf{H}_{l,m}^k := \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{l,m,0,0}^k & \mathbf{H}_{l,m,0,1}^k & \dots & \mathbf{H}_{l,m,0,A-1}^k \\ \mathbf{H}_{l,m,1,0}^k & \mathbf{H}_{l,m,1,1}^k & \dots & \mathbf{H}_{l,m,1,A-1}^k \\ \vdots & \vdots & \mathbf{H}_{l,m,b,a}^k & \vdots \\ \mathbf{H}_{l,m,A-1,0}^k & \mathbf{H}_{l,m,A-1,1}^k & \dots & \mathbf{H}_{l,m,A-1,A-1}^k \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$\mathbf{H}^k := \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{0,0}^k + \mathbf{H}_{0,1}^k + \dots + \mathbf{H}_{0,M-1}^k \\ \mathbf{H}_{1,0}^k + \mathbf{H}_{1,1}^k + \dots + \mathbf{H}_{1,M-1}^k \\ \vdots \\ \mathbf{H}_{L-1,0}^k + \mathbf{H}_{L-1,1}^k + \dots + \mathbf{H}_{L-1,M-1}^k \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

따라서 연속 신호 채널의 입력 \mathbf{u}^k 와 출력 \mathbf{y}^k 는 각각 AM 및 AL개의 MIMO 구조로 형성되어 있다.

2.1.6 신호 추정기 및 상관기

채널을 거치면서 발생하는 ISI로부터의 간섭을 최소화하기 위하여 본 시스템에서는 least-squares 방법을 적용한다. 즉 식 (2.8)로부터 수신단에서 보내온 \mathbf{u}_m^k 신호를 추정해야 한다. 따라서 \mathbf{u}_m^k 의 추정신호를 $\hat{\mathbf{u}}_m^k$ 라 할 경우 $\mathbf{y}^k - P \mathbf{H}^k \hat{\mathbf{u}}_m^k$ 의 각 인자들의 제곱의 합이 최소화 되도록 $\hat{\mathbf{u}}_m^k$ 를 설정해야 한다. 각 제곱의 합을 J 라 할 경우 $J = (\mathbf{y}^k - P \mathbf{H}^k \hat{\mathbf{u}}_m^k)^T (\mathbf{y}^k - P \mathbf{H}^k \hat{\mathbf{u}}_m^k)$ 와 같이 표현할 수 있고 벡터 $\hat{\mathbf{u}}_m^k$ 에 따라서 J 값이 최소화되기 위해서 $\frac{\partial J}{\partial \hat{\mathbf{u}}_m^k} = 0$ 를 만족하면 된다. 또한 J 의 Hessian을 양수로 가정하면 추정신호 $\hat{\mathbf{u}}_m^k$ 는 식 (2.11)과 같이 표현된다.

$$\hat{\mathbf{y}}_m^k = (1/P)\{(\mathbf{H}^k)^T \mathbf{H}^k\}^{-1}(\mathbf{H}^k)^T \mathbf{y}^k \quad (2.11)$$

또한 모든 사용자의 hopping sequence들이 서로 직교하고 M개의 송신 안테나에서 모두 동일한 hopping 코드를 사용한다고 가정하면 k번째 사용자만의 신호를 hopping sequence matrix(C_m^k)를 이용하여 추출 할 수 있다. 즉 m번째 송신 안테나에서 Q개의 심볼 구간에 대하여 임의의 브랜치 a에서의 hopping 구간은 sequence 매트릭스($C_{m,a}^k$)에 의하여 표현되고, k번째 사용자가 이 브랜치에서 어떤 심볼 구간에 전송을 하였는지는 $(C_{m,a}^k)^T C_{m,a}^k = \text{diag}\{R_{c_{m,a}^k}(0), R_{c_{m,a}^k}(0), \dots, R_{c_{m,a}^k}(0)\}$ 의 연산으로 알 수 있다. 여기서 $R_{c_{m,a}^k}(n)$ 은 hopping sequence($c_{m,a}^k(n)$)의 자기상관함수로 $(c_{m,a}^k)^T c_{m,a}^k$ 이다. 만일 하나의 심볼이 T_q 심볼 구간동안 N_f 번 반복하여 전송되었다면 $R_{c_{m,a}^k}(0)$ 은 N_f 이다. 따라서 상관기 출력신호 ($\hat{B}_m^k(q)$)는 식 (2.12)와 같이 표현된다.

$$\hat{B}_m^k(q) = G_m \mathbf{y}^k \quad (2.12)$$

여기서 G_m 을 수신기 전체의 전달함수로 정의하며 $G_m := \frac{1}{P} \frac{1}{N_f} (C_m^k)^T \{(\mathbf{H}^k)^T \mathbf{H}^k\}^{-1} (\mathbf{H}^k)^T$ 이다.

k번째 사용자의 신호는 M개의 송신 안테나 블록이 모두 동일한 신호와 동일한 hopping 코드를 사용하기 때문에 임의의 한 송신기 블록으로부터 유추된 신호로써 결정한다. 이와 같은 방법은 송신 안테나의 수가 수신 안테나의 수보다 많을 경우 각각의 송신 안테나를 통하여 전송된 신호를 유추할 때 발생하는 문제를 극복할 수 있고, 수신기는 송신기의 안테나 수에 상관없이 신호를 복원할 수 있다.

2.1.7 Symbol Vector Detector

상관기의 출력 신호로부터 송신단에서 전송된 심볼 벡터(S^k)의 값을 추정하는 블록으로 ML detector 즉, 상관기 출력 신호 $\hat{B}_m(q)$ 와 가능한 송신신호들 ($B_m(q)$)과의 Euclidean 거리가 최소화되는 신호를 판단하여 송신 심볼 벡터를 추정한다. 이 Euclidean 거리를 상관기 출력 신호의 파워에 대하여 정규화 시켜주고, 이를 최소화 하도록 하는 B_m 으로부터 추정된 신호를 \hat{S}^k 라 하면 이는 식 (2.13)과 같이 표현된다.

$$\hat{S}^k = \underset{B_m \in A_B}{\text{argmin}} \left\| (\hat{B}_m^k - B_m) \right\|_{\Sigma_B^{-1}}^2 \quad (2.13)$$

여기서 A_B 는 모든 가능한 송신 브랜치 스위칭 벡터를 나타내고, Σ_B 은 $\hat{B}_m^k(q)$ 의 covariance matrix로서 $\Sigma_B := G_m \Gamma_{\eta} G_m^T = G_m E[\eta(q)\eta(q)^T] G_m^T$ 이다. 이렇게 추정된 출력신호(\hat{S}^k)로부터 원래의 전송 심볼($I^k(q)$)을 복원하는 블록이 Symbol Recovery로 본 논문에서는 $\hat{I}^k(q) = \hat{s}_m^k(q)$ 이다.

III. 성능 분석

Probe sequence를 이용하여 Q개의 심볼이 전송되는 구간에서의 채널 특성을 추정 할 수 있고 그 특성은 전송 구간 내에서는 변하지 않는다고 가정하면 least-squares 방식을 이용한 수신기는 다중 채널로 인한 신호간의 간섭과 다중 사용자로 인한 간섭을 상쇄시키는 구조가 된다^[7]. 따라서 연속 채널 전달함수 H가 full rank를 가지고 있다고 하면, 임의의 전송 심볼(I^k)에 의한 수신기 출력신호(\hat{B}_{m,I^k})는 $\hat{B}_{m,I^k} = B_{m,I^k} + G_m \eta$ 이 된다. 여기서 B_{m,I^k} 는 전송 심볼(I^k)에 의하여 형성된 브랜치 스위칭 벡터이다. 따라서 I^k 에 의한 에러 확률은 식 (3.1)과 같다.

$$\begin{aligned} P_e(E | I^k \text{ send}) \\ = \Pr(\cup I \in A_f / I^k) \delta_{I,I^k}^T \Sigma_B^{-1} \delta_{I,I^k} + 2\eta^T G_m^T \Sigma_B^{-1} \delta_{I,I^k} < 0 \end{aligned} \quad (2.14)$$

여기서 $\delta_{I,I^k} := B_{m,I^k} - B_{m,I}$ 를 나타내고, A_f 는 $I = [I(0), I(1), \dots, I(Q-1)]$ 에 의하여 표현 가능한 모든 심볼 벡터 집합을 나타낸다. 식 (3.1)에 union bound를 적용하고 각각의 심볼 벡터에 의한 에러가 상호 배타적이고 전송 심볼 벡터의 발생 확률이 균등하다고 가정할 경우 평균 심볼 에러 확률(SER)은 식 (3.2)와 같이 나타난다.

$$SER \leq \frac{1}{2A^Q} \sum_{q=1}^Q \binom{Q}{q} \frac{q(A-1)^q}{Q(A^q-1)} \sum_{I \in A_f} \sum_{I \in A \setminus I^k} \text{erfc} \left(\frac{d(I, I^k)}{\sqrt{2\sigma}} \right) \quad (2.15)$$

여기서 $d(I, I^k) := \delta_{I,I^k}^T \Sigma_B^{-1} \delta_{I,I^k}$ 이고 σ^2 은 $2\eta^T G_m^T \Sigma_B^{-1} \delta_{I,I^k}$ 의 분산을 나타낸다.

IV. 시뮬레이션

제안한 UWB 시스템에 대하여, TDD 통신 방식 중 하향 링크에 대하여 송신기 안테나와 수신기 안테나 수의 변화에 따른 성능을 분석한다. 변조 방식은 이진 PPM(A=2)으로 하며 심볼 구분을 위한 지연 시간은 심볼값이 0 일때는 0ns, 심볼값이 1일때는 $T_c/2ns$ 으로 한다. 사용자 수(N_u)는 8, 한번의 하향 링크 당 2개의 심볼을 전송하며, 프레임 간격(T_f)은 100ns로 한다^[8]. 따라서 수신단에서의 샘플링 간격(T_s)은 12.5ns이다. 각 송신 안테나의 송신 전력은 전체 송신 전력이 동일하도록 송신 안테나의 수에 따라서 조절된다. 또한 심볼 반복 전송 회수(N_r)의 증가에 따라 UWB 펄스의 전송 전력을 조정하여 전체적으로 심볼 당 전송 전력을 일정하게 유지한다. UWB 펄스 파형으로는 가우시안 펄스 $w(t) = \sqrt{\tau^3/3}(2/\pi)^{1/4} \exp(-t^2/\tau^2)$ 를 사용하며, 수신 신호는 이 펄스의 2차 미분형태로 가정하고 수신 신호에 대한 자기 상관값의 정점($R_w(0)$)이 1로 정규화 되도록 펄스의 진폭을 조정한다. 이에 따른 수신 신호의 자기상관함수는 $R_w(t) = \exp(-t^2/2\tau^2) \times [1 - 2(t/\tau)^2 + (t/\tau)^4/3]$ 이다. 여기서 τ 는 가우시안 펄스의 폭을 결정짓는 파라미터로서 UWB 통신의 점유대역과 직접적인 관련이 있다. 시뮬레이션 시 UWB 시스템의 점유 대역은 1~12GHz로 설정하며 이를 위한 τ 의 값은 0.261ns로 송신 UWB 펄스의 폭은 약 1.5ns이다. 따라서 MIMO 채널 형성 시 필터의 통과대역은 1~12GHz로 적용한다.

실내 환경의 MIMO 채널의 응답 특성은 공간좌표를 $x \times y \times z$ 차원으로 표시 할 경우 $0m \times 0m \times 0m$ 에서 $5.06m \times 5m \times 2.75m$ 의 정방형 공간의 사무실내에서 송신기와 수신기 사이에 LOS가 존재하는 것으로 가정하여 획득한다. 본 논문에서 고려하는 채널은 송신기 및 수신기 안테나의 공간적 위치에 의하여 그 응답 특성이 결정되는 것으로 각 다중경로 신호는 virtual source에 의하여 전송되는 것으로 가정한다. 또한 virtual source의 위치는 송신기와 실내의 차원에 의하여 결정되며 수신기의 위치와는 무관하게 결정 된다. 각 virtual source로 인한 신호의 시간 지연과 감쇠특성은 virtual source와 수신기 사이의 거리에 의하여 결정되며 전체적인 채널의 응답은 각각의 virtual source에 의한 응답특성의 중첩으로 정의한다. 여기서 각 virtual source에 의한

응답 특성은 에너지의 감소가 시간에 따라 지수적으로 감소하는 Rayleigh 분포의 탭 계수에 의하여 모델링 되며 위상은 $[-\pi, \pi)$ 에서 균일 분포함수를 따르고 진폭은 주파수에 반비례하는 특성을 갖는다^{[9],[10]}. 따라서 m 번째 송신 안테나로부터 l 번째 수신 안테나 사이의 채널 응답이 $h_{l,m}(t)$ 라면 이것은 [9],[10]에 준하여 형성되며 본 논문에서는 M개의 송신 안테나로부터 기인된 각각의 virtual source가 모든 수신 안테나에 대하여 전송 신호를 생성한다고 가정한다. 이때 virtual source가 전송 신호를 생성하기 위한 파라미터 값은 모든 수신 안테나에 대하여 동일하게 적용한다. 따라서 l 번째 수신 안테나에서 수신된 신호는 각각의 송신안테나의 virtual source로부터 기인된 다중경로신호의 가중합으로 표현한다. MIMO 채널의 형성방법은 그림 4.1과 같으며 이때 형성된 채널의 최대 지연 확산은 160ns이다. 따라서 100ns동안 2개의 심볼을 전송하기 때문에 심볼간에 간섭이 발생 할 수 있다.

그림 4.2는 하나의 송신 안테나가 $2.5m \times 4.5m \times 2.5m$ 의 위치에 배치되고 수신 안테나는 $1.5m \times 0.5m \times 0.5m$ 부터 $3.5m \times 0.5m \times 0.5m$ 까지 1cm 간격으로 배치될 경우의 상관 특성을 나타낸다. 이때 상관특성을 획득하기 위한 기준이 되는 수신 안테나의 위치는 $2.5m \times 0.5m \times 0.5m$ 이다. 여기서 τ 는 채널의 지연시간을 나타내며, Δd 는 기준 안테나와의 거리를 나타낸다. 여기서 $\tau=0$ 일때 거리에 따른 상관특성을 그림 4.3에 나타내었다. 수신 안테나 사이의 거리가 10cm정도 떨어질 경우 상관특성은 급격히 떨어지며, 결과적으로 경로 다이버시티 효과를 얻을 수 있다

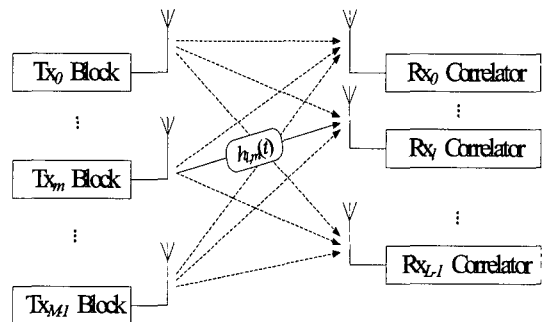


그림 4.1. MIMO 채널 형성

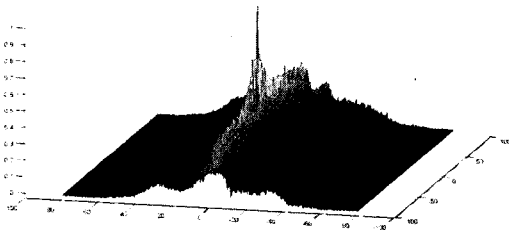


그림 4.2. 여러 개의 수신안테나를 사용할 때 각 안테나별 상관 특성

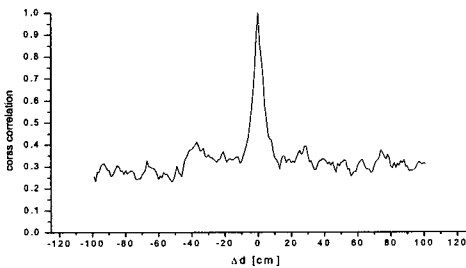


그림 4.3. $\tau = 0$ 일때 수신 안테나 사이의 거리에 따른 상관 특성

그림 4.4는 채널의 자기상관 특성($\Delta d=0$)을 보여 준다. 0.3ns 내에 자기상관특성은 상대적으로 많이 떨어짐을 알 수 있다. 이는 다중 경로에 의한 분해 능력이 상대적으로 우수하여 ISI를 충분히 줄일 수 있다는 것을 의미한다.

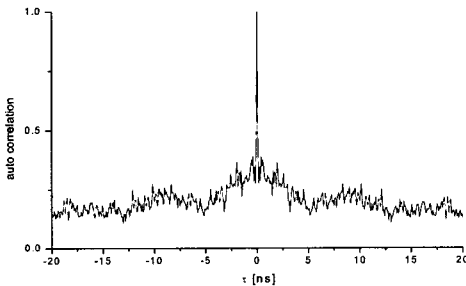


그림 4.4. 채널의 자기상관 특성 [$\Delta d=0$]

그림 4.5는 송신 안테나를 2m×4.5m×2.5m부터 3m×4.5m×2.5m까지 1cm간격으로 배치하고 수신 안테나는 2.5m×0.5m×0.5m에 배치 할 경우, $\tau=0$ 일 때 거리에 따른 상관특성을 나타낸다. 이때 상관특성을 획득하기 위해 기준이 되는 송신 안테나의 위치는 2.5m×4.5m×2.5m이다. 역시 송신기 안테나의

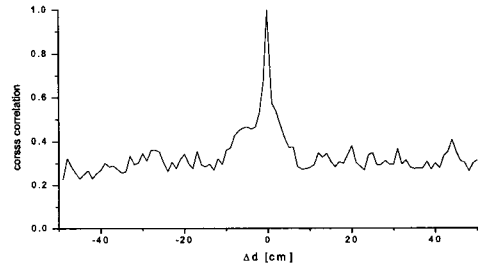


그림 4.5. $\tau = 0$ 일때 송신기 거리에 따른 상관 특성

거리를 10cm이상 할 경우 송신 안테나 사이의 간섭이 상대적으로 줄어드는 것을 알 수 있다.

이와 같은 사실은 0.3ns 내에 자기상관 특성은 충분히 떨어지고 이 시간동안 전파가 이동하는 거리는 약 10cm이기 때문에 송신기(수신기)의 안테나 사이의 거리를 10cm 정도 이격시킨다면 다중 안테나로 인한 채널간 간섭을 줄일 수 있다.

송신 안테나수의 변화에 따른 성능 분석을 위한 시뮬레이션은 수신 안테나를 2.5m×0.5m×0.5m에 한 개 두고 송신 안테나는 2.5m×4.5m×2.5m, 3.0m×4.7m×2.5m, 3.49m×4.38m×2.5m 및 4.22m×4.01m×2.5m에 배치한다. 이는 수신기와의 거리는 항상 일정하게 유지하도록 하여 수신기에서의 수신 전력에 의한 영향을 최소화 하고, 송신기 사이의 거리는 50cm 간격으로 배열하여 채널간의 상관 특성을 충분히 줄이기 위한 것이다.

수신 안테나 수의 변화에 따른 성능 분석을 위한 시뮬레이션은 송신 안테나를 2.5m×4.5m×2.5m에 한 개 두고 수신 안테나는 2.5m×0.5m×0.5m를 기준으로 수신 안테나 사이의 거리는 1cm 및 10cm 간격으로 배치하되 송수신기 사이의 거리는 일정하도록 배열한다. 여기서 각각의 안테나는 완전히 분리되어 있는 것으로 가정한다.

송신 안테나의 수(M)와 수신 안테나의 수(L)를 각각 M=1~4, L=1~4로 할 경우 BER은 각각 그림 4.6, 그림 4.7과 같다. 그림 4.6은 수신 안테나의 수를 한 개로 고정하고 송신 안테나의 수를 증가 시킬 경우의 성능으로 송신 안테나 수의 증가에 따라 형성된 각각의 채널은 서로 uncorrelated 되었다고 가정하고 [10]에 의하여 형성된 1000번의 채널에 대한 평균 BER을 획득한다. M의 변화에 따른 성능은 송신 안테나의 위치가 방의 구석에 위치하면 상대적으로 강한 다중경로가 발생 할 수 있기 때문에, 송신기 안테나의 위치에 의한 virtual source의 위치에 따라서 약간의 성능 차이가 날 수 있으며

이는 0.1dB 이내로 존재한다. 시뮬레이션에서 한 개의 송신기만을 사용할 때는 방의 코너에 존재하지만 송신 안테나의 수가 증가 할수록 구석위치에서 벗어나기 때문에 송신 안테나의 수가 증가 할수록 미소하지만 약간 성능이 개선되는 것을 알 수 있다. 하지만 실제 채널 사이의 correlation이 존재할 경우 이로 인한 성능열화가 발생될 것이다. 따라서 송신기 안테나 사이의 거리를 충분히 이격시킴으로써 채널간의 상관특성을 개선하는 방법을 고려할 수 있고, 이때에는 각 송신기 사이의 시스템 동기 부분에 대한 충분한 고려가 있어야 할 것이다.

그림 4.7은 송신 안테나 수를 한 개로 고정하고 수신 안테나 개수의 증가에 따른 성능을 나타낸다. 수신 안테나의 간격을 10cm 이상 충분히 이격시킨다면 수신 신호들 사이의 상관 특성이 충분히 줄어들기 때문에 경로 다이버시티 효과를 얻을 수 있으며 상대적으로 수신 안테나를 1cm 이격 시킨 경우보다 약 0.4~0.6dB 정도 좋은 성능을 얻을 수 있다. 또한 1cm 간격으로 수신 안테나를 배치하여 수신안테나 사이의 상관특성이 나빠진다고 해도 그림 4.7에 나타난 바와 같이 실제 얻을 수 있는 성능 개선은 확연하다.

그림 4.8은 송신기 안테나를 2.5m×4.5m×2.5m에 한 개 배치하고, 한 개의 수신 안테나는 2.5m×0.5m×0.5m에, 다른 수신 안테나는 2.5m×0.5m×0.5m을 기준으로 x축 방향으로 1cm씩 거리를 이동시킬 경우 다양한 SNR에 따른 BER 곡선이다. 이것은 수신 안테나 사이의 상관 특성이 시스템에 미치는 영향에 대한 것으로 상관특성이 충분히 떨어지는 시점과 그래프의 성능이 특정 값으로 수렴하는 위치가 거의 같다는 것을 알 수 있다.

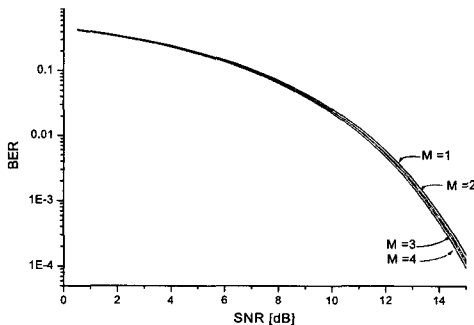


그림 4.6. 송신 안테나 수 변화에 따른 성능

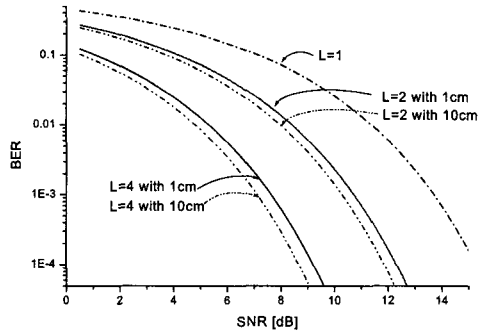


그림 4.7. 수신 안테나 수 변화에 따른 성능

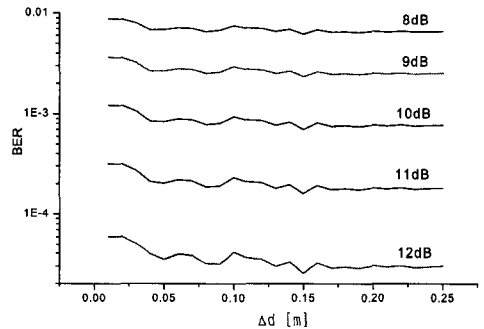


그림 4.8. 수신 안테나 사이의 거리에 따른 성능

V. 결론

본 논문은 다중 경로가 존재하는 MIMO 채널에서 TDD 방식 중 하향 링크 시의 성능을 분석한 것이다. 수신기에서는 한 번의 하향 링크 시 수신되는 모든 심볼에 대하여 신호처리를 하고 특히 이 구간에서의 채널이 probe sequence 등의 사용으로 그 특성을 획득할 수 있고 quasi-static하다고 가정할 경우 안테나 사이의 공간적 배치에 따른 채널간의 간섭 양과 이에 따른 성능을 분석한 것이다.

송신기 안테나의 수를 증가시킨다 하여도 상관특성이 서로 존재하지 않도록 충분히 이격시킨다면 그로 인한 성능 열화는 존재하지 않을 것이며, 실내 공간 내의 임의의 위치에 수신기가 존재한다고 해도 수신 전력을 상대적으로 일정하게 할 수 있기 때문에 전체적인 시스템의 안정을 도모 할 수 있다. 또한 타 시스템과의 간섭으로 인하여 매우 낮은 전력을 사용하는 UWB 통신 시스템에서 수신 안테나의 수의 증가는 수신 SNR을 증가시키고 다이버시

티 효과를 얻을 수 있다. 이때 수신 안테나 사이의 간격은 상관 특성이 충분이 없어질 수 있도록 해야 하며 시뮬레이션 결과 약 10cm의 이격으로 충분한 효과를 얻을 수 있다는 것을 알 수 있다. 하지만 본 논문에서 제안한 수신기 구조는 하향 링크 동안에 전송 되는 심볼의 수, 심볼 반복 회수, 수신 안테나 수 등이 증가하면 $(H^T H)^{-1}$ 의 연산으로 신호처리량이 상당부분 늘어난다는 것을 예측 할 수 있다. 따라서 모든 수신 심볼에 대한 신호처리보다는 심볼 단위 정도의 신호처리 방안 또한 제시되어야 할 것이다.

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 high-throughput 4G WLAN," IEEE Communication Letters, vol. 8, pp. 419-421, July 2004.

[3] M. Weisenhorn and W. Hirt, "Performance of binary antipodal signaling over the indoor UWB MIMO channel," IEEE International Conf. on Communications, vol. 4, pp. 2872-2878, May 2003.

[4] W. Siriwongpairat, M. Olfat, and K. J. R. Liu, "On the performance evaluation of TH and DS UWB MIMO system," IEEE Wireless Communications and Networking Conf. vol. 3, pp. 1800-1805, March 2004.

[5] B. M Hochwald and T. L. Marzetta, "Unitary space-time modulation for multiple-antenna communications in Rayleigh flat fading," IEEE Trans. on Information Theory, vol. 40, no. 2, pp. 543-564, March 2000.

[6] C. J. Le Martret and G. B. Giannakis, "All-digital impulse radio with multiuser detections for wireless cellular systems,"

IEEE Trans. on Communications, vol. 50, no. 9, pp. 1440-1450, September 2002.

[7] J. Proakis, Digital Communications, New York: McGraw -Hill, 1995.

[8] 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.

[9] J. Kunisch and J. Pamp. (2002, June) Radio channel model for indoor UWB WPAN environments. 022881r0P802-15_SGa-IMST-Response-Call-Contributions-UWB-Channel Model.pdf. Proposal for IEEE P802.15.3a channel model. [Online] Available: <http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Jul02/>

[10] J. Kunisch and J. Pamp, "An ultra-wideband space-variant multipath indoor channel model," IEEE Conf. on UWB systems and Technologies, pp. 290-294, November 2003.

김 수 남(Su-Nam Kim) 정회원
 1998년 2월: 국민대학교 전자공학과 졸업
 1998년 ~ 2000년: 삼성전자 시스템 LSI 사업부 연구원
 2002년 2월: 국민대학교 전자공학과 석사
 2002년 ~ 현재: 국민대학교 전자공학과 박사과정
 <관심분야> UWB, MIMO, 디지털 통신

강 동 욱(Dong-Wook Kang) 정회원
 1986년 2월: 서울대학교 전자공학과 졸업
 1988년 2월: 서울대학교 전자공학과 석사
 1995년 2월: 서울대학교 전자공학과 박사
 2000년 ~ 2001년: Lucent Technology, USA, MTS
 1995년 ~ 현재: 국민대학교 전자정보통신공학부 부교수
 <관심분야> 영상통신, 디지털방송

김 기 두(Ki-Doo Kim) 정회원
 제29권 9C 참조
 현재: 국민대학교 전자정보통신공학부 교수