

초광대역 다중접속 방식에 따른 다중사용자 간섭신호의 전력 파라미터 분석

이 준 용[◦], 김 창 경^{*}

Analysis on Power Parameter of Multiuser Interference under various UWB Multiple Access Schemes

Joon-Yong Lee[◦], ChangKyeong Kim^{*}

요 약

본 논문에서는 초광대역 통신시스템의 확산코드 정합필터링 방식이 서로 다른 다중 접속 방식에 따라 다중사용자 간섭신호의 전력 파라미터에 어떠한 영향을 미치는가에 대하여 개시한다. 보다 구체적으로, 다중 접속 시스템에 사용되는 확산코드 정합필터의 길이가 다중사용자 간섭신호의 평균전력, 최대전력, 그리고 최대전력 대 평균전력 비율에 미치는 영향을 분석하였다. 간단화된 환경에 대하여 이론적 분석을 수행하였고, 모의실험을 통하여 이를 검증하였다.

Key Words : ultra-wideband, multiuser interference, peak-to-average power ratio, ranging

ABSTRACT

In this study, we examine the effect of spreading sequence matched filtering on the power parameters of ultrawideband (UWB) multiuser interference (MUI) under different multiple access (MA) scenarios. More specifically, we investigate the manner in which the length of the sequence MF affects the average power, peak power, and the peak-to-average ratio (PAR) of the matched filtered version of an MUI signal. The results of the analysis performed for a simplified scenario are supported by the simulation results obtained for a realistic multipath environment.

I. 서 론

펄스 방식의 초광대역 (ultra-wideband, UWB) 통신 시스템은 많은 경우 사용자의 수가 매우 많은 환경에서 사용된다. 특히 거리추정 (ranging) 시스템, 저속 통신 시스템의 경우 수천 개의 송신기가 함께 존재하는 환경을 가정하기도 한다. 이러한 경우 다중사용자 간섭 (multiuser interference, MUI) 은 시스템의 성능을 저하시키는 주요한 요인이 되

기도 한다. MUI 신호의 평균전력 (average power) 은 신호 대 간섭비에 영향을 미치므로 통신 시스템의 성능에 영향을 주게 된다. MUI 신호의 최대전력 (peak power)은 특별히 거리추정 시스템의 성능에 큰 영향을 미치게 된다. 초광대역 거리추정 시스템은 많은 경우, 문턱 검출 방식 (threshold detection)을 활용한다. 이 경우, 수신 신호가 정합필터 (matched filter)를 통과한 출력이 특정 문턱값을 넘어서는 최초의 시간을 직선경로 (direct path)

※ 이 논문은 2010년도 정부 (교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업지원을 받아 수행된 것임 (No. 2010-0025422).

◦ 주저자 겸 교신저자 : 한동대학교 정보통신공학과, joonlee@handong.edu, 정회원

* 한동대학교 정보통신공학과, paul3000@handong.edu, 학생회원

논문번호 : KICS2012-11-529, 접수일자 : 2012년 11월 13일, 최종논문접수일자 : 2012년 12월 31일

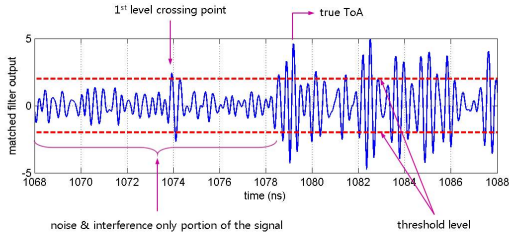


그림 1. 문턱값 검출 기법을 활용한 초광대역 신호의 직선경로 도착시간 추정 방식.
 Fig. 1. Threshold-based UWB ToA estimation scenario. Noise and interference may cause an early false alarm error.

신호의 도착시간으로 추정하게 된다 (그림 1 참조). 따라서 직선경로 신호가 도착하기 이전의 신호 부분, 즉 잡음과 간섭신호로만 이루어진 신호의 정합필터 출력이 문턱값보다 클 경우 큰 거리추정 오차가 발생하게 된다. 이 문턱값이 잡음과 간섭신호의 전력에 대비하여 결정되는 경우가 많으므로, MUI 신호의 최대전력 대 평균전력 비율 (peak-to-average ratio, PAR)이 클수록, 오차의 확률도 더불어 증가하게 된다^[1].

이전에 발표된 논문 [2]에서 초광대역 시스템의 다중접속 (multiple access, MA) 방식이 MUI 신호의 PAR에 미치는 영향에 대해 개시한 바 있다. 그 영향은 확산코드 정합필터링, 즉 MUI 신호를 확산코드 (spreading code)에 따라 평균화 (averaging)를 수행할 때 보다 현저하게 나타난다. 그 이유는 다중접속 방식에 따라 펄스의 지연 패턴 (shift pattern) 혹은 극성 (polarity) 등, 다른 파라미터의 랜덤화가 이루어지고, 이에 따라 평균화의 방식도 달라지기 때문이다^[3].

초광대역 다중접속 시스템의 PAR에 관한 연구 결과들이 이전에 발표된 바 있다^[4,5]. 그러나 이 연

구 결과들은 확산코드 정합필터링 방식에 따른 영향에 대하여는 고찰하고 있지 않다. 본 논문에서는 정합필터를 통과한 MUI 신호의 평균전력, 최대전력, 그리고 PAR 값이 다중접속 방식에 따라 어떻게 영향을 받는지에 대해 살펴본다. 상기 파라미터들이 확산코드 정합필터의 길이에 따라 변하는 패턴은 어떤 다중접속 방식을 사용하는가에 따라 다르게 나타난다. 이러한 사실은 다중사용자 간섭신호의 전력을 고려하여 초광대역 시스템을 설계할 때 매우 유용하게 활용될 수 있을 것으로 기대된다.

본 논문에서 정합필터링은 펄스 파형에 따른 필터링과 확산코드에 따른 필터링의 두 단계로 구성된다고 가정한다. 그리고 시간도약 (time hopping, TH) 및 직접확산 (direct sequence, DS) 방식의 전형적인 두 가지 다중접속 방식을 고려한다. 우선 단순화된 모델에 대한 확률적 분석 결과를 소개하고, 다중 경로 환경을 가정한 모의실험 결과도 함께 제시한다.

II. UWB 다중사용자 간섭신호의 전력 모델

2.1. 시스템 모델

본 논문에서는 다중접속 채널 내에 동일한 다중접속 방식을 사용하는 $N_u + 1$ 개의 송신기가 존재한다고 가정한다. 그리고 0 번째 송신기에 의해 송신된 신호가 사용자가 수신하고자 하는 신호라고 가정한다. 또한 본 연구에서는 MUI 신호에 대한 영향 평가에만 초점을 두고 있기 때문에, 채널 상에 잡음 및 다중경로 신호는 존재하지 않는다고 가정한다 (III-2.2 절에서는 다중경로 채널을 고려한다). 또한 모든 사용자에 의해 송신된 신호는 0 번째 수신기에서 동일한 전력으로 수신된다고 가정한다.

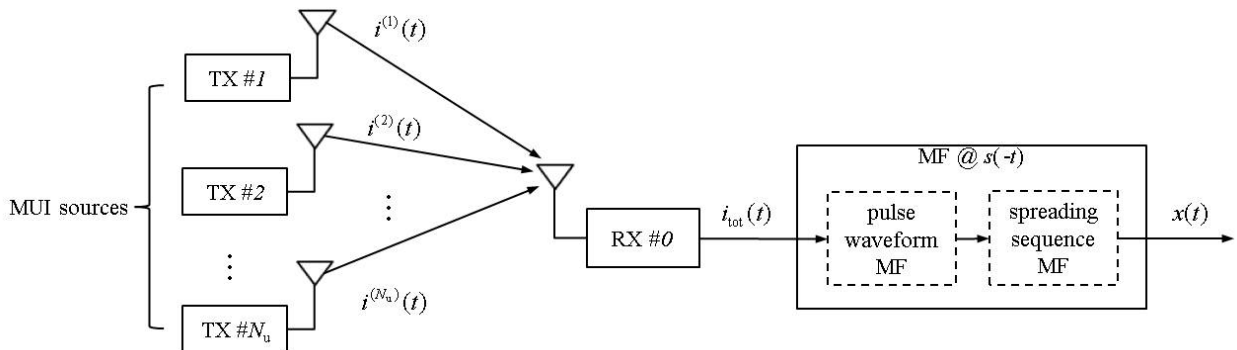


그림 2. 수신단의 구조
 Fig. 2. Block diagram of the receiver. The incoming interference signal is matched filtered and averaged over N_a time frames..

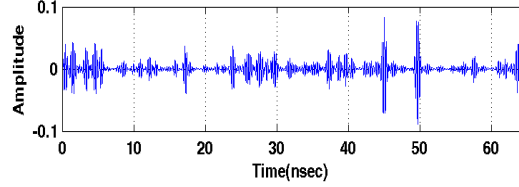
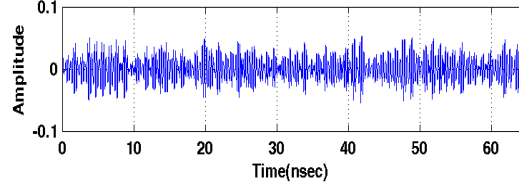
그림 2는 수신기의 구조를 보여준다. l 번째 수신기에 의해 송신된 신호는 다중접속 방식에 따라 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$i^{(l)}(t) = \begin{cases} \sum_{j=-\infty}^{\infty} w(t-jT_f - c_j^{(l)}T_c - \delta^{(l)}), & \text{for the TH case,} \\ \sum_{j=-\infty}^{\infty} d_j^{(l)}w(t-jT_f - \delta^{(l)}), & \text{for the DS case,} \end{cases} \quad (1)$$

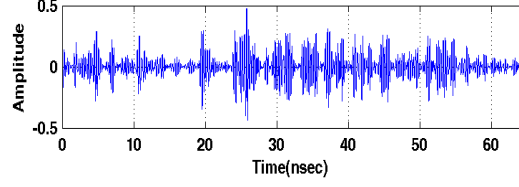
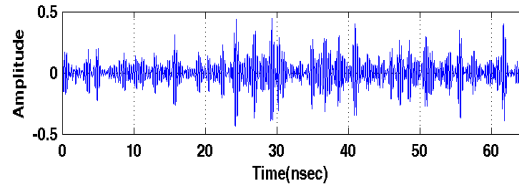
여기서 $w(t)$ 는 상관기 (correlator)의 기준신호 (template waveform)이다. 파라미터 T_f 와 T_c 는 각각 frame time과 chip time을 나타낸다. TH 방식의 경우, 펄스의 도약 패턴은 유사잡음 (pseudo noise) 코드 $\{c_j^{(l)}\}$ 에 의해 지정된다. 변수 $c_j^{(l)}$ 는 $0 \leq c_j^{(l)} < N_h$ 를 만족하는 정수이며 $N_h T_c = T_f$ 가 된다. DS 방식의 경우 펄스의 극성은 ± 1 의 값을 갖는 변수 $d_j^{(l)}$ 에 의해 결정된다. 파라미터 $\delta^{(l)}$ 은 양수이며, 사용자간에 존재하는 비동기 시간지연을 나타낸다. 여기서는 $\delta^{(0)} = 0$ 이라고 일반성을 잃지 않고 가정할 수 있다. 그리고 데이터 변조는 존재하지 않는다고 가정한다. 다중사용자에 의한 간섭신호는 다음과 같이 합하여지며, 여기서 첨자 (l)은 l 번째 송신기와 관련된 신호를 의미한다.

$$i_{\text{tot}}(t) = \sum_{l=1}^{N_a} i^{(l)}(t). \quad (2)$$

수신된 MUI 신호는 신호 $s(-t)$ 에 matching된 상관기를 통과하게 되며, 상관기의 출력 신호 $x(t)$ 는



(a) $N_a = 1$



(b) $N_a = 64$

그림 3. 평균화를 (a) 수행하지 않은 경우와 (b) 수행한 경우의 신호 $x(t)$ 의 예시.
Fig. 3. Example generations of $x(t)$: (a) without and (b) with integration in the TH and DS cases.

$$x(t) = \frac{1}{N_a} \int_{-\infty}^{\infty} i_{\text{tot}}(\zeta)s(\zeta-t)d\zeta \quad (3)$$

로 주어진다. 신호 $s(t)$ 는 기준신호 $w(t)$ 로 이루어

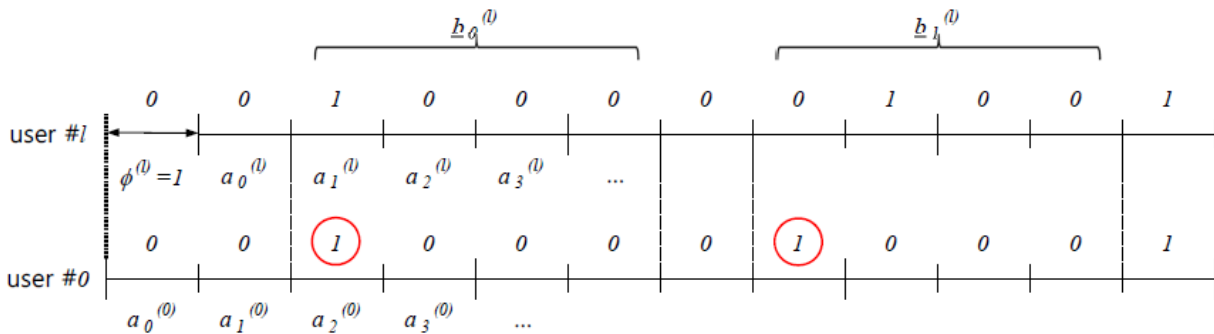


그림 4. TH 방식에서의 간섭신호 $\{i^{(l)}(t)\}$ 을 나타내는 time diagram.
Fig. 4. Discrete time diagram showing interference signals $\{i^{(l)}(t)\}$ for the TH case.

진 펄스열 (pulse train)이며 다중접속 방식에 따라 다음과 같이 정의된다.

$$s(t) = \begin{cases} \sum_{k=0}^{N_a-1} w(t-kT_f - c_k^{(0)} T_c), & \text{for the TH case} \\ \sum_{k=0}^{N_a-1} d_k^{(0)} w(t-kT_f), & \text{for the DS case.} \end{cases} \quad (4)$$

신호 $x(t)$ 는 다음 (5) 식과 같이 나타낼 수 있으며,

$$x(t) = \begin{cases} \frac{1}{N_a} \sum_{l=1}^{N_h} \sum_{k=0}^{N_a-1} \sum_{j=-\infty}^{\infty} R_w(t-(j-k)T_f - (c_j^{(l)} - c_k^{(0)})T_c - \delta^{(l)}), & \text{TH의 경우,} \\ \frac{1}{N_a} \sum_{l=1}^{N_h} \sum_{k=0}^{N_a-1} \sum_{j=-\infty}^{\infty} d_k^{(0)} d_j^{(l)} R_w(t-(j-k)T_f - \delta^{(l)}), & \text{DS의 경우.} \end{cases} \quad (5)$$

여기서 $w(t)$ 의 자기상관함수 $R_w(\tau)$ 는

$$R_w(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} w(t)w(t-\tau)dt \text{ 로 정의된다. 그리고}$$

$R_w(\tau)$ 는

$$R_w(\tau) = 0, \text{ if } |\tau| > \frac{T_c}{2} \quad (6)$$

를 만족한다고 가정한다. 파라미터 N_a 는 확산코드 정합필터의 길이, 즉 수신된 신호에 대하여 시행하는 평균화의 회수를 나타낸다.

그림 3은 $x(t)$ 가 다중접속 방식에 따라 다른 통계적 특성을 가질 수 있음을 보여주는 예시이다. 그림에 나타난 파형은 가우시안 (Gaussian) 펄스와 IEEE 802.15.4a 채널 모델을 이용하여 생성한 신호 $x(t)$ 의 예시이다. 모든 확산코드는 uniform 코드라고 가정하였다 (III-2 절에 개시된 모의실험도 동일한 가정 하에 수행되었다). 확산코드에 따른 평균화를 수행하지 않았을 때, 즉 $N_a=1$ 일 때에는 TH와 DS의 두 가지 경우에 $x(t)$ 의 시간 평활도 (temporal flatness)가 크게 다르지 않음을 볼 수 있다. 그러나 $N_a=64$ 일 때, 두 경우의 시간 평활도가 매우 다르게 나타남을 볼 수 있다.

본 연구에서는 $t \in [0, T_f]$ 구간에서 $x(t)$ 의 평균 전력, 최대전력, 그리고 PAR을 분석, 비교하였다.

상기 전력 파라미터는 $\Phi_{\text{mui}}, \Omega_{\text{mui}}, \Gamma_{\text{mui}}$ 로 각각 표기하며, 다음과 같이 정의한다.

$$\Phi_{\text{mui}} = \frac{1}{T_f} \int_0^{T_f} x^2(t)dt, \quad (7)$$

$$\Omega_{\text{mui}} = \max_{0 \leq t \leq T_f} x^2(t), \quad (8)$$

$$\Gamma_{\text{mui}} = \frac{\Omega_{\text{mui}}}{\Phi_{\text{mui}}}. \quad (9)$$

2.2. 이산 시간 모델 (discrete-time model)

상기 전력 파라미터들의 정확한 도출은 사용자간의 비동기성, 즉 파라미터 $\delta^{(l)}$ 의 존재로 인하여 매우 어려운 작업이다. 파라미터 $\delta^{(l)}$ 가 연속적인 값을 가짐에 따라, 서로 다른 시간 지연을 갖는 상관함수들이 서로 부분적으로 겹칠 수 있기 때문이다. 전력 파라미터들의 도출 과정을 간소화하기 위하여, 파라미터 $\delta^{(l)}$ 가 N_h 개의 이산값을 갖는다고 가정한다. 즉, $\delta^{(l)} = \phi^{(l)} T_c$ 를 만족하며, 여기서 $\phi^{(l)} \in \{0, 1, \dots, N_h - 1\}$ 은 균등 분포를 갖는 확률변수이다. 이 가정 하에서는 (5) 식에 나타난 모든 시간지연이 T_c 의 정수배를 만족하게 되어, 상기 언급한 상관함수들 간의 부분적인 겹침을 피할 수 있다. 다음 절에서는 (7)-(9) 식에 나타난 전력 파라미터들을 코드 변수 (code variable)의 함수로 유도하였다.

2.2.1. TH 방식

먼저 그림 4에 나타난 바와 같이 TH 시나리오에 서의 간섭신호 $i^{(l)}(t)$ 에 대해 살펴보기로 한다. 각 타임 슬롯 (time slot)에서 펄스의 존재 여부는 변수 $a_n^{(l)}$ 로 나타낸다. 한 프레임 내에 존재하는 N_h 개의 타임 슬롯 중에 시간도약 수열에 의해 지정되는 한 개의 위치만 1로 표시되고, 나머지는 모두 0으로 표시된다. 각 사용자에게 의해 송신된 간섭신호는 확산코드 정합필터를 통과하게 된다. 이 과정에서 모든 간섭신호들은 0 번째 사용자의 코드 변수를 기준으로 평균화가 이루어진다. 이 과정을 보다 명료하게 표현하기 위해 벡터 $\{b_j^{(l)}\}_{j=0}^{N_a-1}$ 를 정의한다. 이 벡터들은 $a_n^{(0)}=1$ 인 타임 슬롯의 위치에서 시작하는 N_h 개의 연속적인 $\{a_n^{(l)}\}$ 의 값들을 그 원소로 갖는다. 즉, 벡터 $\{b_j^{(l)}\}_{j=0}^{N_a-1}$ 는 수열 $\{a_n^{(l)}\}$ 의 원소들 중 “1”의 위치를 기준으로 calibrate 한

것이라고 할 수 있다. 또한 이것을 $N_h \times N_a$ 행렬 $\mathbf{A}^{(l)}$ 로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{A}^{(l)} \simeq \left[\begin{array}{c|c|c} b_0^{(l)} & b_1^{(l)} & \cdots & b_{N_a-1}^{(l)} \\ \hline b_{10}^{(l)} & b_{11}^{(l)} & \cdots & b_{1,N_a-1}^{(l)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{N_h-1,0}^{(l)} & b_{N_h-1,1}^{(l)} & \cdots & b_{N_h-1,N_a-1}^{(l)} \end{array} \right]. \quad (10)$$

여기서 $b_{ij}^{(l)} = a_{jN_h+i-\phi^{(l)}+c_j^{(0)}}$, $0 \leq i \leq N_a-1$, $0 \leq j \leq N_a-1$ 로 정의된다. 예를 들어, $N_h = N_a = 4$, $\phi^{(l)} = 1$ 이고, 0 번째와 l 번째 사용자의 원소 “1”이 다음과 같이 주어진다면,

$$\begin{cases} a_2^{(0)} = a_7^{(0)} = a_{11}^{(0)} = a_{12}^{(0)} = 1, \\ a_1^{(l)} = a_7^{(l)} = a_{10}^{(l)} = a_{12}^{(l)} = 1, \end{cases} \quad (11)$$

행렬 $\mathbf{A}^{(l)}$ 은

$$\mathbf{A}^{(l)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

로 정의되게 된다. 행렬 $\mathbf{A}^{(l)}$ 의 각 열의 “1”의 가능한 개수는 0, 1, 혹은 2가 된다. 각 사용자의 행렬은 다음과 같이 더하여 지며,

$$\mathbf{A}_{\text{sum}} = \sum_{l=1}^{N_a} \mathbf{A}^{(l)} = \left[\alpha_0 | \alpha_1 | \cdots | \alpha_{N_a-1} \right], \quad (13)$$

여기서 벡터 $\alpha_j = \sum_{l=1}^{N_a} b_j^{(l)}$ 이다. 위 식에서 정의된 행렬 \mathbf{A}_{sum} 의 N_a 개의 열에 대하여 다음과 같이 평균화를 수행한다.

$$\underline{\beta} = \frac{1}{N_a} \sum_{j=0}^{N_a-1} \alpha_j = [\beta_0, \beta_1, \cdots, \beta_{N_h-1}]^t. \quad (14)$$

이제 앞 절에서 정의된 전력 파라미터 Φ_{mui} , Ω_{mui} , Γ_{mui} 는 위 식에서 정의된 벡터 $\underline{\beta}$ 를 이용하여 다음과 같이 정의될 수 있다.

$$\begin{cases} \Phi_{\text{mui}} = A_\Phi \cdot \Phi_{\text{dsc}} \\ \Omega_{\text{mui}} = A_\Omega \cdot \Omega_{\text{dsc}} \\ \Gamma_{\text{mui}} = A_\Gamma \cdot \Gamma_{\text{dsc}} \end{cases} \quad (15)$$

여기서 Φ_{dsc} , Ω_{dsc} , Γ_{dsc} 는

$$\begin{cases} \Phi_{\text{dsc}} = \frac{1}{N_h} \|\underline{\beta}\|^2, \\ \Omega_{\text{dsc}} = \max_{0 \leq i \leq N_h-1} \beta_i^2, \\ \Gamma_{\text{dsc}} = \frac{\max_i \beta_i^2}{\|\underline{\beta}\|^2}, \end{cases} \quad (16)$$

로 정의된다. 그리고 상수 A_Φ , A_Ω , A_Γ 는

$$\begin{cases} A_\Phi = \frac{1}{T_c} \int_{-\frac{T_c}{2}}^{\frac{T_c}{2}} R_w^2(t) dt, \\ A_\Omega = \max_{-\frac{T_c}{2} \leq t \leq \frac{T_c}{2}} R_w^2(t), \\ A_\Gamma = \frac{A_\Omega}{A_\Phi}, \end{cases} \quad (17)$$

로 정의되고, 첨자 “dsc”는 파라미터가 이산 시간 모델을 통하여 얻어짐을 의미한다.

2.2.2. DS 방식

DS 방식의 경우, l 번째 사용자의 각 프레임은 한 개의 0이 아닌 원소를 가지며 그 값은 코드 변수 $d_j^{(l)}$ 의 값에 따라 ± 1 으로 정해진다. 여기서 0이 아닌 원소의 위치는 각 프레임의 첫 번째 슬롯에서 주기적으로 나타난다고 일반성을 잃지 않고 가정할 수 있다. 그리고 벡터 $\{b_j^{(l)}\}$ 은 0 번째 사용자의 각 프레임의 첫 번째 슬롯의 위치를 기준으로 정의되며, 이에 따라 행렬 $\mathbf{A}^{(l)}$ 은 다음과 같이 정의된다.

$$\mathbf{A}^{(l)} \doteq \left[\begin{array}{c|c|c} b_0^{(l)} & b_1^{(l)} & \cdots & b_{N_a-1}^{(l)} \\ \hline b_{10}^{(l)} & b_{11}^{(l)} & \cdots & b_{1,N_a-1}^{(l)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{N_h-1,0}^{(l)} & b_{N_h-1,1}^{(l)} & \cdots & b_{N_h-1,N_a-1}^{(l)} \end{array} \right]. \quad (18)$$

여기서 행렬의 원소 $b_{ij}^{(l)}$ 은

$$= \begin{cases} d_j^{(0)} d_j^{(l)} \phi_K(i - \phi^{(l)}) & \text{if } i = \phi^{(l)}, \\ 0, & \text{otherwise,} \end{cases} \quad (19)$$

로 정의되며, $\phi_K(n)$ 은 Kronecker 델타 함수를 나타낸다. TH의 경우에 대하여 (13)-(17) 식에서 정의되었던 파라미터들은 DS의 경우에도 동일하게 정의된다.

III. UWB 다중사용자 간섭신호의 전력 분석

3.1. 전력 파라미터 분석

본 절에서는 앞 절에서 정의된 전력 파라미터들의 값을 도출해 본다. 구체적으로 파라미터 Φ_{dsc} 와 Ω_{dsc} 의 기댓값을 구한다. 모든 코드 변수들은 균등 분포를 갖는다고 가정한다. 즉, 확산코드 $\{c_j^{(l)}\}$ 와 $\{d_j^{(l)}\}$ 는 각각 독립이고 동일한 분포를 갖는 (independent and identically distributed, iid) 확률변수라고 가정한다. 파라미터의 값을 닫힌 꼴로 유도하기 어려운 경우, 특정한 가정 하에 그 값을 평가하였다.

3.1.1. TH 방식

(16) 식에 따르면, 파라미터 Φ_{dsc} 는 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned} \Phi_{\text{dsc}} &= \frac{1}{N_h} \|\underline{\beta}\|^2 \\ &= \frac{1}{N_h N_a^2} \left\| \sum_{j=0}^{N_a-1} \sum_{l=1}^{N_u} b_j^{(l)} \right\|^2. \end{aligned} \quad (20)$$

따라서, TH의 경우, Φ_{dsc} 의 값은 벡터 $\{b_j^{(l)}\}$ 의 원소들 중 “1”의 값을 갖는 원소들의 개수와 그 위치에 따라 결정된다. 여기서 벡터 $b_j^{(l)}$ 의 원소들 중 “1”의 개수를 $m_j^{(l)}$ 로 정의한다. 이때 $m_j^{(l)}$ 의 값은 II-2.1 절에서 언급된 바와 같이 0, 1, 2 중 하나의 값을 갖게 된다. 파라미터 $m_j^{(l)}$ 의 값이 랜덤하기 때문에 Φ_{dsc} 의 계산이 매우 어렵게 된다. 그러나 $N_a N_u$ 의 값이 매우 크다고 가정하면, 약한 대수의 법칙 (weak law of large numbers)에 의해 다음이 만족된다.

$$\frac{1}{N_a N_u} \sum_{j=0}^{N_a-1} \sum_{l=1}^{N_u} m_j^{(l)} \rightarrow E\{m_j^{(l)}\}. \quad (21)$$

뿐만 아니라, 코드 변수 $c_j^{(l)}$ 이 균등 분포를 갖는 iid 확률변수이므로 $E\{m_j^{(l)}\}$ 의 값은 1이 된다. 따라서

매우 큰 $N_a N_u$ 에 대하여 $\{b_j^{(l)}\}$ 의 원소들 중 “1”의 개수는 $N_a N_u$ 로 근사하게 된다. 또한 벡터 $\{b_j^{(l)}\}$ 의 합으로 정의되는 벡터 $N_a \underline{\beta}$ 의 각 원소는 다항 확률변수 (multinomial random variable)들의 결과값 (outcome)으로 모델링 될 수 있다. 즉, $N_a N_u$ 의 “공” (원소 “1”)을 N_h 개의 “상자” (타임 슬롯)에 임의로 집어 넣는 “boxes-and-balls” 모델을 적용할 수 있는 것이다. 그러면 파라미터 확률변수 $\{\beta_0, \beta_1, \dots, \beta_{N_h-1}\}$ 의 결합 확률질량함수 (joint probability mass function)는 다음과 같이 계산될 수 있다.

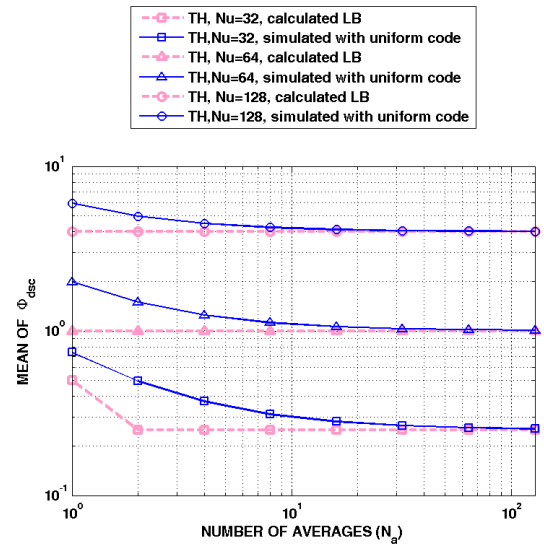


그림 5. TH 방식에서 $N_h = 64$ 일 때의 평균전력 (Φ_{dsc})의 기댓값 및 그 하한.

Fig. 5. Simulated mean of the average power (Φ_{dsc}) and its lower bound with $N_h = 64$ for the TH-MA case. The simulation was performed using uniform spreading codes.

$$\begin{aligned} &P_{\beta_0 \beta_1 \dots \beta_{N_h-1}}(\beta_0, \beta_1, \dots, \beta_{N_h-1}) \\ &= \begin{cases} \frac{(N_a N_u)!}{(N_a \beta_0)! (N_a \beta_1)! \dots (N_a \beta_{N_h-1})!} N_h^{-N_a N_u}, \\ \quad \text{if there } \exists \text{ a set of integers } \{n_i\}_{i=0}^{N_h-1} \\ \quad \text{such that } \beta_i = \frac{n_i}{N_a}, 0 \leq n_i \leq N_a N_u, \\ \quad \forall i, \text{ and } \sum_{i=0}^{N_h-1} n_i = N_a N_u, \\ 0, \quad \text{otherwise.} \end{cases} \end{aligned} \quad (22)$$

이제 파라미터 Φ_{dsc} 의 기댓값은 $N_a N_u$ 개의 원소를 갖는 집합을 N_h 개로 나누는 모든 가능한 분할(partition)을 열거하는 수치 계산(numerical computing)을 통하여 구할 수 있다. 그러나 이 방법은 $N_a N_u$ 의 값이 클 때에는 매우 복잡해진다. 따라서 본 절에서는 $E\{\Phi_{dsc}\}$ 의 값을 직접 계산하는 대신에, 그 하한(lower bound)를 구하도록 한다. 이 하한은 $N_a N_u$ 개의 원소 “1”이 N_h 개의 슬롯에 가능한 한 고르게 할당될 때 이루어진다. 즉, Φ_{dsc} 는 부등식

$$\Phi_{dsc} \geq \frac{1}{N_h N_a^2} [(\nu+1)^2 \mu + \nu^2 (N_h - \mu)] \quad (23)$$

을 만족하며, 여기서

$$\nu = \left\lfloor \frac{N_a N_u}{N_h} \right\rfloor, \quad \mu = N_a N_u - \nu N_h \quad (24)$$

로 정의된다. (23) 식에 의하면, N_a 의 값이 무한히 커질 때, $E\{\Phi_{dsc}\}$ 은 N_u^2/N_h^2 로 근사함을 알 수 있다.

$E\{\Phi_{dsc}\}$ 의 값을 평가하기 위하여 몬테카를로 모의실험(Monte-Carlo simulation)을 시행하였다. 시간도약 수열은 균등분포를 갖도록 생성되었다. 모의실험 결과와 (23) 식에서 구한 하한이 그림 5에 나타나 있다. 하한의 값이 $N_a = N_h/N_u$ 인 지점에서

꺾이는 것을 볼 수 있다. 이것은 각 슬롯에 정확히 한 개의 원소 “1”이 할당되고 난 연후에는, N_a 값이 정수배로 증가하더라도 하한에는 영향을 주지 않기 때문이다. 또한 N_a 의 값이 증가할수록 모의실험 결과가 하한으로 근사해감도 확인할 수 있다. 이것은 $N_a N_u$ 가 증가할수록, 각 슬롯에 할당되는 “공”의 개수가 약한 대수의 법칙에 의하여 그 평균인 $N_a N_u/N_h$ 로 근접하기 때문이다.

TH의 경우 Ω_{dsc} 의 값을 계산하기 위해서는 다항 확률변수의 결과값들의 최댓값을 찾아야 한다. 이 최댓값의 분포를 구하는 것은 확률이론에서 많이 다루어지는 전형적인 문제이다. David와 Barton [6]이 제안한 근사에 의하면, Ω_{dsc} 의 분포는 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$F_{\Omega_{dsc}}(w) \simeq \begin{cases} e^{-\lambda(k)}, & k = \lfloor N_a \sqrt{w} \rfloor, \text{ if } w \geq 1, \\ 0, & \text{ otherwise.} \end{cases} \quad (25)$$

여기서 $\lambda(k)$ 는

$$\lambda(k) = \frac{N_h}{(k+1)!} \left(\frac{N_a N_u}{N_h} \right)^{k+1} \exp\left(-\frac{N_a N_h}{N_h}\right) \quad (26)$$

로 정의된다. Ω_{dsc} 의 기댓값의 이론값과 모의실험을 통해 얻어진 값은 그림 6에 비교되어 있다.

3.1.2. DS 방식

DS 방식의 경우, Φ_{dsc} 의 평균은 비교적 쉽게 계산될 수 있다. 파라미터 β_i 는 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned} \beta_i &= \frac{1}{N_a} \sum_{j=0}^{N_a-1} \sum_{l=0}^{N_u} b_{ij}^{(l)} \\ &= \frac{1}{N_a} \sum_{j=0}^{N_a-1} \sum_{l=0}^{N_u} d_j^{(0)} d_j^{(l)} \phi_K(i - \phi^{(l)}) \\ &= \frac{1}{N_a} \sum_{j=0}^{N_a-1} \sum_{\substack{l=0 \\ \phi^{(l)}=i}}^{N_u} d_j^{(0)} d_j^{(l)} \end{aligned} \quad (27)$$

여기서 $\phi^{(l)} = i$ 를 만족하는 정수 l 의 개수를 ξ_i 로 정의한다. 그러면 수열 $\{d_j^{(0)} d_j^{(l)}\}$ 의 각 원소가 평균이 0인 iid 확률변수이기 때문에 $E\{\beta_i^2\} = \frac{\xi_i}{N_a}$ 가 만족된다. 따라서, Φ_{dsc} 의 평균은

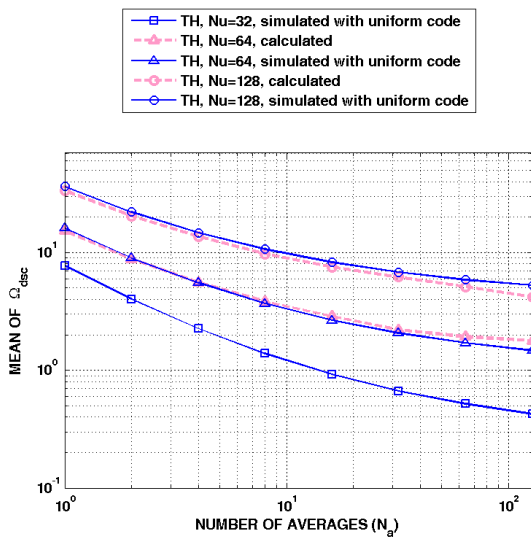


그림 6. TH 방식에서 $N_h = 64$ 일 때의 최대전력 (Ω_{dsc})의 기댓값.
Fig. 6. Calculated and simulated values of the mean of the peak power (Ω_{dsc}) with $N_h = 64$ for the TH-MA case. The simulation was performed using uniform spreading codes.

$$E\{\Phi_{\text{dsc}}\} = \frac{1}{N_h} \sum_{i=1}^{N_h} \frac{\xi_i}{N_a} = \frac{N_u}{N_h N_a} \quad (28)$$

로 얻어진다. 그림 7에서 모의실험 결과가 이론값과 거의 일치함을 확인할 수 있다.

이제 Ω_{dsc} 의 값을 찾아보도록 한다. (27) 식에 나타난 바와 같이, $\phi^{(l)} = i$ 를 만족하는 정수 l 이 존재하는 경우, β_i 는 ± 1 의 값을 동일한 확률로 갖는 N_a 개의 iid 확률변수들의 합을 구한 뒤, 여기에 $1/N_a$ 를 곱한 것과 같아진다. 만약 $\phi^{(l)} = i$ 를 만족하는 정수 l 이 존재하지 않을 경우엔 $\beta_i = 0$ 이 된다. 여기서 γ_i 를 $\gamma_i = \beta_i^2$ 으로 정의하면, N_h 개의 확률변수 $\{\gamma_i\}_{i=0}^{N_h-1}$ 는 동일한 분포를 갖지 않을 수도 있다. 왜냐하면 γ_i 가 ξ_i 의 값에 종속 (dependent) 이기 때문이다. 따라서 Ω_{dsc} 는 독립이고 동일한 분포를 갖지 않는 (independent and non-identically distributed, iid) 확률변수들의 최댓값이 되며, 그 평균을 구하는 것은 매우 어려운 작업이 된다. 따라서 본 절에서는 다음의 두 가지 경우에 한하여 Ω_{dsc} 의 기댓값을 계산하였다. 아래의 두 경우는 정수 $\{0, 1, \dots, N_h - 1\}$ 가 파라미터 $\{\phi^{(l)}\}_{l=1}^{N_u}$ 에 가능한 한 고르게 할당되는 경우에 해당된다. 이러

한 가정 하에서는 iid 확률변수가 아닌, iid 확률변수들의 최댓값에 대한 결과를 적용할 수 있게 된다.

- Case 1: $N_u \leq N_h, 0 \leq \xi_i \leq L, \forall i$. 여기서 $L = 1$.
- Case 2: $N_u = LN_h, \xi_i = L, \forall i, L \geq 1$. 여기서 L 은 정수.

Case 1에서는 $\xi_i \neq 0$ 를 만족하는 γ_i 파라미터들이 iid 확률변수들이 되며, Case 2에서는 모든 파라미터 γ_i 가 iid 확률변수가 된다. 이때, Ω_{dsc} 의 기댓값은 다음과 같이 얻어진다^[7].

$$E\{\Omega_{\text{dsc}}\} = E\{\max_{0 \leq i \leq N_h-1} \gamma_i\} = \begin{cases} \sum_{k=0}^{\infty} \left[1 - F_{\gamma_i}^{N_u} \left(\frac{k^2}{N_a^2} \right) \right], & \in \text{case 1,} \\ \sum_{k=0}^{\infty} \left[1 - F_{\gamma_i}^{N_h} \left(\frac{k^2}{N_a^2} \right) \right], & \in \text{case 2.} \end{cases} \quad (29)$$

여기서 $F_{\gamma_i}(\gamma)$ 은 파라미터 γ_i 의 확률분포함수 (probability distribution function)을 의미한다. LN_a 가 짝수일 경우, $\xi_i \neq 0$ 을 만족하는 모든 정수 i 에 대하여 γ_i 의 확률질량함수는 다음과 같이 계산된다.

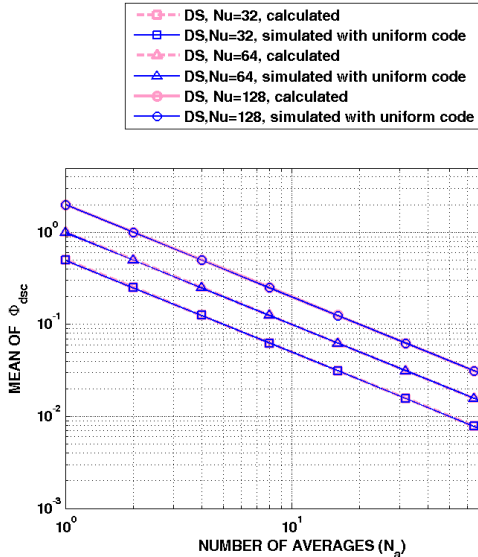


그림 7. DS 방식에서 $N_h = 64$ 일 때의 평균전력 (Φ_{dsc})의 기댓값.

Fig. 7. Calculated and simulated values of the mean of the average power (Φ_{dsc}) with $N_h = 64$ for the DS-MA case. The simulation was performed using uniform spreading codes.

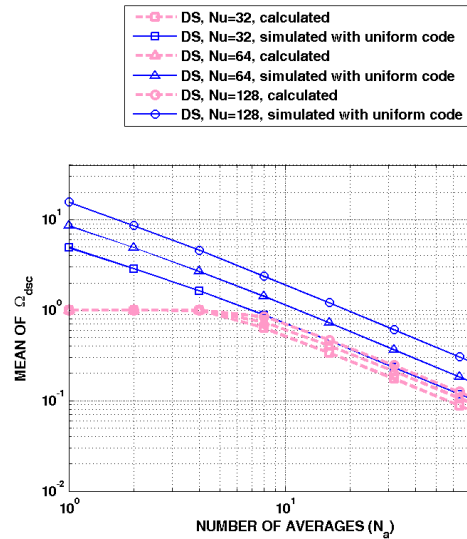


그림 8. DS 방식에서 $N_h = 64$ 일 때의 최대전력 (Ω_{dsc})의 기댓값.

Fig. 8. Calculated and simulated values of the mean of the peak power (Ω_{dsc}) with $N_h = 64$ for the DS-MA case. The simulation was performed using uniform spreading codes.

$$P_{\gamma_i}(r) = \begin{cases} \left(\frac{LN_a}{2} - \frac{N_a \sqrt{\gamma}}{2} \right) 2^{1-LN_a}, & \text{if there } \exists \text{ an integer } 0 \leq m \leq \frac{LN_a}{2} \\ & \text{such that } \gamma = \left(\frac{2m}{N_a} \right)^2, \\ \left(\frac{LN_a}{2} \right) 2^{-LN_a}, & \text{if } \gamma = 0, \\ 0, & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (30)$$

또한 LN_a 가 홀수일 경우, 이 확률질량함수는 다음과 같이 주어진다.

$$P_{\gamma_i}(r) = \begin{cases} \left(\frac{LN_a}{2} - \frac{N_a \sqrt{\gamma}}{2} \right) 2^{1-LN_a}, & \text{if there exists an integer} \\ & 0 \leq m \leq \frac{LN_a-1}{2} \\ & \text{such that } \gamma = \left(\frac{2m+1}{N_a} \right)^2, \\ 0, & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (31)$$

여기서 $\xi_i \neq 0$ 이다. 그림 8은 위에서 구한 Ω_{dsc} 의 평균과 모의실험 결과를 비교한 것이다. 이론값이 실험값에 비해 다소 작게 나타남을 볼 수 있다. 이것은 $E\{\Omega_{dsc}\}$ 의 계산이 Case 1과 Case 2에 한하여 수행되었기 때문이다.

3.2. 결과 분석 및 비교

3.2.1. 이산 시간 모델

앞 절에서는 두 가지 다중접속 방식 하에서의 파라미터 Φ_{dsc} 및 Ω_{dsc} 의 평균을 유도하고 이에 대한 모의실험 결과를 개시하였다. Φ_{dsc} 의 기댓값은 TH의 경우 N_a 가 증가함에 따라 N_u^2/N_h^2 으로 접근하였으나, DS의 경우 계속 감소하는 것을 볼 수 있었다. 또한 TH 방식의 Ω_{dsc} 의 평균이 Φ_{dsc} 의 평균보다 보다 빠르게 감소하는 것으로 나타났다. 이것은 펄스의 랜덤한 위치에 따라 평균화를 수행하는 것

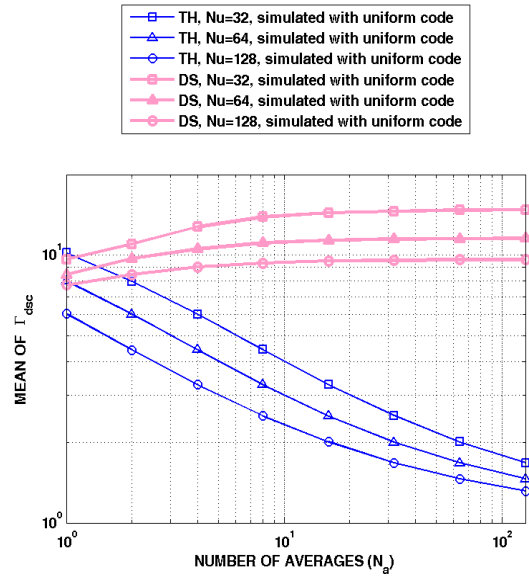


그림 9. $N_h = 64$ 일 때의 PAR (Γ_{dsc})의 기댓값.
Fig. 9. Simulated mean of the PAR (Γ_{dsc}) with $N_h = 64$. The simulation was performed using uniform spreading codes.

이 평균전력보다는 최대전력을 감소시키는데 보다 현저한 영향을 준다는 것을 의미한다. 그러나 TH 방식과 DS 방식의 Ω_{dsc} 의 값을 비교해보면, TH 방식에서 Ω_{dsc} 가 여전히 더 느리게 감소하는 것으로 나타났다.

파라미터 Γ_{dsc} 는 두 가지 다중접속 방식에서 현저하게 다른 패턴을 나타냄을 그림 9에서 볼 수 있다. N_a 가 증가함에 따라, TH 방식에서는 감소하지만 DS 방식에서는 증가함을 보여준다. 파라미터 Φ_{dsc} 와 Ω_{dsc} 의 N_a 에 따른 감소율이 두 가지 방식에서 다르게 나타남으로 인해, Γ_{dsc} 의 패턴이 현저하게 달라지는 것이다. 기령 TH 방식의 경우, 최대전력이 평균전력에 비해 N_a 에 따라 더 빠르게 감소하기 때문에 Γ_{dsc} 는 감소하게 된다. 반면에, DS 방식의 경우, 평균전력의 감소율이 최대전력의 감소율보다 크기 때문에 Γ_{dsc} 는 증가하게 된다. 재미있는 것은 TH 방식은 DS 방식에 비해 확산코드 정합필터링에 따른 평균전력과 최대전력의 감소 효과가 모두 더 작으나, PAR의 감소 효과는 더 크다는 것이다.

3.2.2. 연속 시간 모델

이제까지는 이산 시간 모델을 적용하여 확산코드 정합필터링이 전력 파라미터에 미치는 영향을 살펴

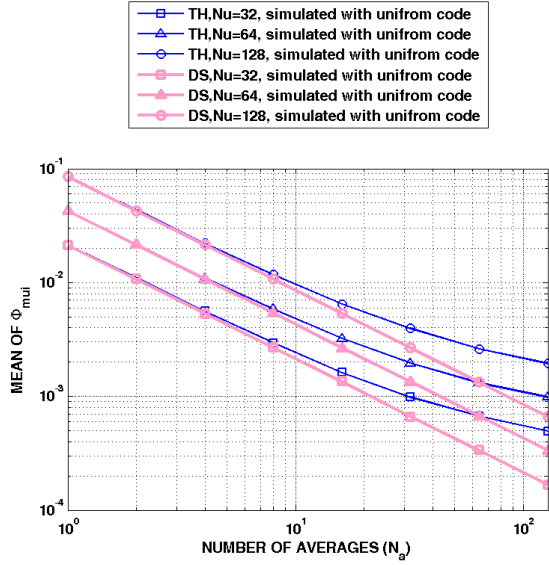


그림 10. $N_h = 64$, $T_c = 1\text{ns}$ 일 때, 다중경로 환경에서의 평균전력 (Φ_{mui})의 기댓값.

Fig. 10. Comparison among the mean values of the average power (Φ_{mui}) with $N_h = 64$ and $T_c = 1\text{ns}$ for a multipath environment. Channel impulse responses were generated using the IEEE 802.15.4a CM1 channel model, and uniform spreading codes were used.

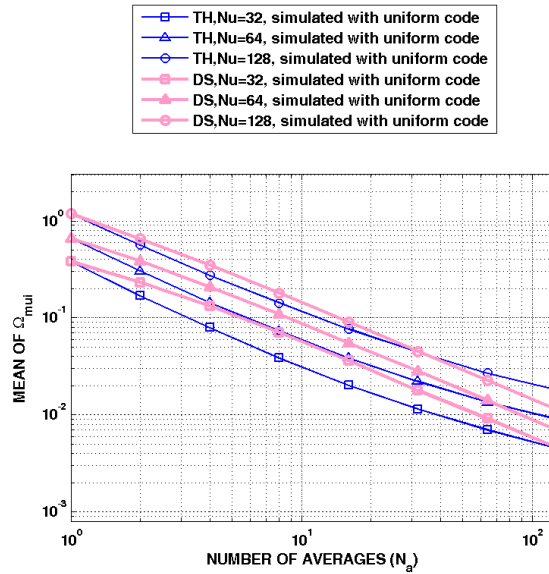


그림 11. $N_h = 64$, $T_c = 1\text{ns}$ 일 때, 다중경로 환경에서의 최대 전력 (Ω_{mui})의 기댓값.

Fig. 11. Comparison among the mean values of the peak power (Ω_{mui}) with $N_h = 64$ and $T_c = 1\text{ns}$ for a multipath environment. Channel impulse responses were generated using the IEEE 802.15.4a CM1 channel model, and uniform spreading codes were used.

보았다. 본 절에서는 비동기 시간지연 파라미터인 $\delta^{(l)}$ 이 연속적인 값을 갖는, 보다 실제적인 시나리오

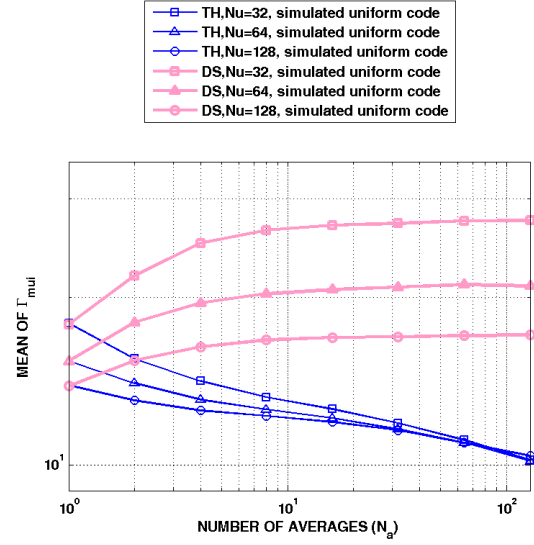


그림 12. $N_h = 64$, $T_c = 1\text{ns}$ 일 때, 다중경로 환경에서의 PAR (Γ_{mui})의 기댓값.

Fig. 12. Comparison among the mean values of the PAR (Γ_{mui}) with $N_h = 64$ and $T_c = 1\text{ns}$ for a multipath environment. Channel impulse responses were generated using the IEEE 802.15.4a CM1 channel model, and uniform spreading codes were used.

를 가정하도록 한다. 또한 채널에 다중 경로가 존재한다고 가정한다. 이러한 환경에서 간섭신호 $i_{\text{tot}}(t)$ 은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$i_{\text{tot}}(t) = \sum_{l=1}^{N_u} \sum_{r=1}^{\infty} g_r^{(l)} i^{(l)}(t - t_r^{(l)}). \quad (32)$$

여기서 $t_r^{(l)}$ 과 $g_r^{(l)}$ 은 l 번째 송신기로부터 송신되어 r 번째 경로를 통해 도착한 신호의 도착 시간 및 진폭을 각각 나타낸다. 몬테카를로 모의실험을 통하여 (7)-(9) 식에서 정의된 파라미터 Φ_{mui} , Ω_{mui} , Γ_{mui} 의 평균을 평가하였다. 모의실험은 IEEE 802.15.4a CM 1 채널 모델을 사용하여 수행되었고, 파라미터 $\delta^{(l)}$ 이 $[0, T_f]$ 구간에서 균등 분포를 갖는다고 가정하였다. 수신단의 기준신호 $w(t)$ 는 다음 식과 같은 가우시안 펄스의 7계도 함수로 모델링되었다³¹.

$$w(t) = \frac{-t}{\sqrt{2\pi}\sigma^9} \left(\frac{t^6}{\sigma^6} - \frac{21t^4}{\sigma^4} + \frac{105t^2}{\sigma^2} - 105 \right) \cdot e^{-t^2/2\sigma^2} \quad (33)$$

위 식에서 $\sigma = 123.02 \times 10^{-12}$ 초이다.

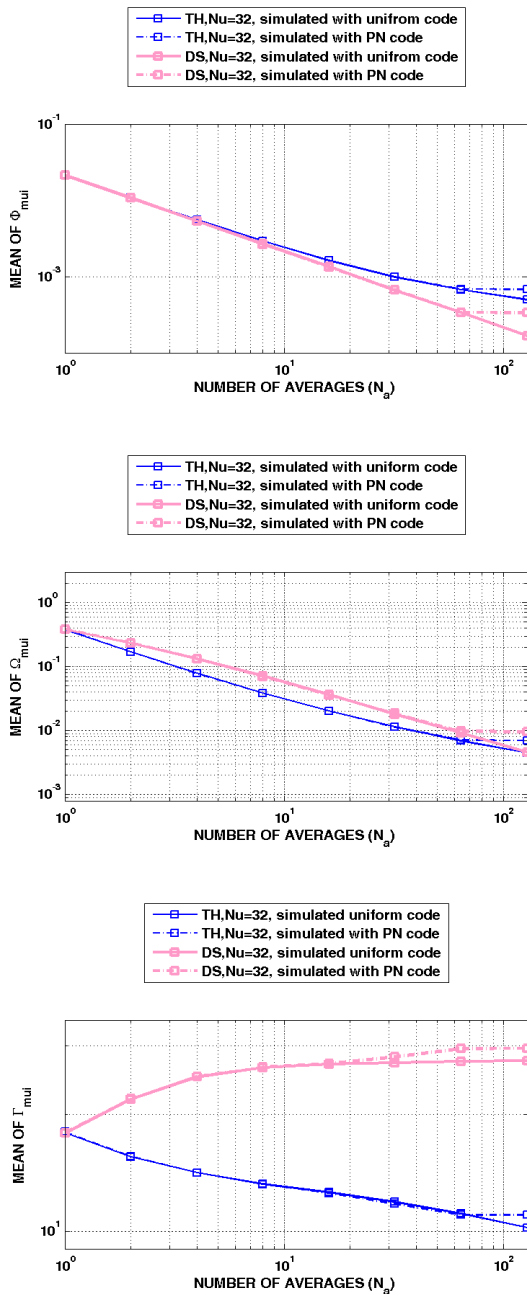


그림 13. $N_u = 32$ 일 때, 다중경로 환경에서 PN 코드 및 uniform 코드를 사용하여 평가된 전력 파라미터 값들의 비교. Fig. 13. Comparison among the mean values of the power parameters with $N_u = 32$ obtained using PN codes and uniform codes. Channel impulse responses were generated using the IEEE 802.15.4a CM1 channel model.

그림 10 - 그림 12는 uniform 코드를 사용하여 얻어진 모의실험 결과를 보여준다. N_a 에 따른 평균 전력, 최대전력, 그리고 PAR의 증감 패턴은 이산 시간 모델을 적용한 경우와 크게 다르지 않게 나타났다. 주목할 것은 확산코드 정합필터링을 수행하지 않았을 때, 즉 $N_a = 1$ 일 때, 다중접속 방식과 상

관없이 위 파라미터들의 평균이 같게 나타난다는 것이다. 그리고 이산 시간 모델을 적용한 경우와 비교하였을 때 한 가지 다른 점은, TH의 경우 Φ_{mui} 와 Ω_{mui} 의 감소율이 더 크게 나타난다는 것이다.

사용된 확산코드의 영향을 살펴보기 위하여, uniform 코드 대신에 PN 코드를 사용하여 모의실험을 수행하였다. TH 방식의 경우, Scholtz [8]가 제안한 확산코드를 사용하였다. 이 수열은 유한체 (finite field) 상에서 생성된 위수 (order) 61의 유한수열이다. 총 64개의 슬롯 중에서 61개의 슬롯에서 시간도약이 가능하다고 가정하였다. DS 방식의 경우 길이가 63인 Gold 수열을 사용하였다. 사용자의 수 (N_u)가 32 일 때, PN 코드를 사용하여 얻어진 모의실험 결과가 그림 13에 나타나 있다. PN 코드를 사용한 경우와 uniform 코드를 사용한 경우가 큰 차이를 보이지 않는다는 것을 알 수 있다. PN 코드를 사용하였을 때, $N_a = 64$ 인 경우와 $N_a = 128$ 인 경우의 결과가 거의 비슷하게 나타난 것을 볼 수 있는데, 이것은 코드의 주기성으로 나타난 현상이다.

IV. 결 론

본 논문에서 개시한 이론적 분석 결과는 채널에 왜곡 현상이 존재하지 않고, 간섭신호간의 전파 지연의 차이가 불연속적이라는 가정 하에 진행되었다. 이러한 가정들은 통신 환경을 지나치게 단순화한 면이 없지 않으나, 서로 다른 다중접속 방식 하에서의 확산코드 정합필터링이 MUI 신호의 전력에 어떻게 영향을 미치는지에 대한 이해를 제공해준다. 또한 본 논문에서 비교한 두 가지 다중접속 방식 하에서의 펄스 반복율 (pulse repetition rate)이 같다면, 공정한 조건 하에서 상호 비교가 이루어진 것이라고 가정하였다. TH 방식은 DS 방식에 비해 평균전력을 낮추는 데에 효과적이지 못하나, PAR을 줄이는 데에는 더 효과적인 것으로 나타났다. 이 결과는 직관적으로 이해해 볼 수 있다. 왜냐하면 펄스의 랜덤한 위치에 따라 평균화를 수행하는 것이 펄스의 랜덤한 극성에 따라 평균화를 수행하는 것보다, 시간 도메인 상에서 신호의 시간 평활도를 개선하는 데에 더 효과적이기 때문이다. 또한 사용된 확산코드가 충분한 무질서도 (randomness)를 갖고, 사용자간의 동기가 이루어지지 않는다는 가정 하에서는, 사용된 확산코드의 종류는 MUI 신호의 전력

파라미터에 큰 영향을 주지 않는 것으로 나타났다.

References

- [1] Joon-Yong Lee and Sungyul Yoo, "Performance of UWB ranging in multipath and multiuser environments," *J. KICS*, vol. 30, no. 12C, pp. 1125-1132, Dec. 2005.
- [2] J. Y. Lee and S. Yoo, "Large error performance of UWB ranging in multipath and multiuser environments," *IEEE Trans. on Microw. Theory*, vol. 54, no. 4, pp. 1887 - 1895, Apr. 2006.
- [3] J. Y. Lee, J. H. Chung, and A. Y. Kang, "Effect of CDMA schemes on UWB time-of-arrival estimation," in *Proc. IEEE Military Commun. Convergence (MILCOM)*, vol. 1, pp. 1 - 4, Oct. 2007.
- [4] D. Wu, P. Spasojevic, and I. Seskar, "Ternary complementary sets for multiple channel DS-UWB with reduced peak to average power ratio," in *Proc. IEEE Global Telecommun. Conf. (GLOBECOM)*, vol. 5, pp. 3230 - 3234, Nov. 2003.
- [5] S. Emami, C. Corral, and G. Rasor, "Peak-to-average power ratio (PAPR), fractional bandwidth and processing gain of UWB schemes," in *Proc. 2004 IEEE Int. Symp. on Spread Spectrum Techniques and App. (ISITA)*, pp. 929 - 933, Aug. 2004.
- [6] F. N. David and D. E. Barton, *Combinatorial Chance*, Port Jervis, New York: Lubrecht & Cramer Ltd., 1962.
- [7] H. A. David and H. N. Nagaraja, *Order Statistics*, Hoboken, New Jersey: Wiley & Sons, Inc., 2003.
- [8] R. A. Scholtz, P. V. Kumar, and C. J. Corrada-Bravo, "Signal design for ultra-wideband radio," in *Proc. Seq. and Their App. (SETA)*, May 2001.

이 준 용 (Joon-Yong Lee)



1993년 2월 홍익대학교 전자공학과 학사 졸업
 1997년 5월 University of Southern California 전자공학과 석사 졸업
 2002년 5월 University of Southern California 전자공

학과 박사 졸업

2002년 9월~현재 한동대학교 전산전자공학부 부교수

<관심분야> UWB 위치추적시스템, UWB 레이더 센서네트워크, UWB 채널 모델링

김 창 경 (ChangKyeong Kim)



2011년 2월 한동대학교 전산전자공학부 학사 졸업

2011년 2월~현재 한동대학교 정보통신공학과 석사과정

<관심분야> UWB 통신시스템, UWB 레이더 센서네트워크