

멀티밴드 방식을 적용한 MIMO-UWB 시스템의 성능 개선

이 준 행*, 김 수 남*, 김 기 두*

The Performance Improvement of MIMO-UWB Systems with Multiband Scheme

Jun-Haeng Lee*, Su-Nam Kim*, Ki-Doo Kim*

요 약

WPAN의 통신방식으로 표준화 작업이 진행 중에 있는 UWB(Ultra Wide Band)는 상용화하는데 있어서 구현상의 어려움이나 기존 시스템과의 간섭 등 여러 가지 문제점을 가지고 있다. 본 논문에서는 이러한 문제점을 극복하기 위한 방안으로 구현상의 어려움을 감소시키는 MIMO(Multi-Input Multi-Output) 구조에 대해 설명하고 기존에 사용하고 있는 PCS나 WLAN과 같은 협대역 시스템의 간섭에 적게 영향을 받도록 하기 위하여 멀티밴드 방식을 적용하기 위한 UWB 송수신 시스템 구조를 제안하고, 수치적 분석 기반의 시뮬레이션을 이용하여 잡음 및 협대역 간섭에 대한 특성을 분석한다.

Key word: UWB, MIMO, Multiband, WPAN

ABSTRACT

UWB, which is now in a process of being standardized in WPAN communication, has some problems such as difficulty of implementation and interference with existing systems. To overcome these problems we will explain the MIMO structure to alleviate difficulties of implementation. In this paper we propose the UWB transceiver structure using multiband scheme to mitigate narrow band interference from PCS or WLAN which is widely used these days and analyze the effect of noise and narrow band interference by simulation based on numerical analysis.

1. 서 론

UWB 통신 방식은 연속적인 정현파를 사용하는 기존의 무선 통신 방식과는 달리 Insec 이하의 짧은 펄스를 사용하여 전송한다. 따라서 높은 채널 용량과 데이터 전송률을 가지며 다중 경로에 대한 세밀한 분해가 용이하여 위치 예측과 rake 수신이 가능하다^{[1][2]}. 또한 저전력 초광대역의 특징을 가지므로 WPAN (Wireless Personal Area Network)에 적합한 통신 방식이다 하지만 UWB는 Insec 이하의

짧은 펄스를 이용하여 변조하기 때문에 기존의 시스템과 비교할 때 송수신기 구현에 많은 어려움이 따른다. 특히 수신단에서는 송신신호가 2차 미분된 형태의 UWB신호를 매우 정밀한 상관기 회로에 의해서 복원해야 하고 또한 초 광대역의 안테나가 요구된다^[3]. 이러한 구현상의 어려움을 극복하기 위한 방안으로 IEEE에서의 표준화 작업은 3.1GHz ~ 10.6GHz 대역을 하나의 밴드로 사용하는 단일밴드 방식과 UWB 대역을 몇 개로 나누어 사용하는 멀티밴드 방식이 동시에 진행되고 있다^{[4][5]}. 구현상의

* 국민대학교 전자정보통신공학부(kdk@kookmin.ac.kr)

※ 이 논문은 2004학년도 국민대학교 교내연구비 지원에 의한 것임
논문번호 040177-0510 접수일자 2004년 9월 8일

문제뿐만 아니라 기존에 상용화 되어 서비스 하고 있는 협대역 시스템과의 간섭문제도 반드시 고려해야 할 사항중 하나이다.

멀티밴드 시스템의 구조는 초고속 데이터 전송 및 기존 IEEE 802.11a와의 원활한 공존이 가능한 장점뿐만 아니라 협대역 잡음에 강인함을 가지고 있다는 것이다. 단일밴드의 경우 협대역 잡음은 전 대역의 신호에 영향을 미치게 되지만 멀티밴드일 경우는 협대역 잡음이 발생한 대역의 신호에만 영향을 미치게 된다. 결국 수신단에서는 협대역 잡음이 발생하지 않은 나머지 밴드로 원래의 신호를 복원 할 수 있게 되므로 오류의 확률을 낮출 수 있다. 따라서 기존의 단일밴드를 사용하는 통신 방식보다는 협대역 간섭에 강한 멀티밴드로의 통신구조가 더 효율적이다. 하지만 UWB 시스템에서는 사용 주파수 대역을 멀티밴드로 분할하였다 하더라도 각 서브밴드는 코 어런스 대역폭을 만족하지 못할 수 있다. 따라서 기존의 MC-CDMA에서 처럼 각 서브밴드가 주파수 선택적 페이딩을 겪지 않도록 구성하고 각 서브밴드의 출력을 MRC(Maximal Ratio Combining) 기법을 이용¹⁶⁾하여 결합하는 접근 방법은 부적절할 수 있다.

본 논문에서는 각각의 서브밴드별로 다중경로 신호에 의한 페이딩을 극복하기 위하여 수신단은 Zero-Forcing 기법을 채택하며 각 서브밴드로부터 수신된 신호는 ML(Maximum Likelihood) 기준에 의거하여 원 신호를 복원할 수 있도록 멀티밴드 방식을 위한 MIMO-UWB 시스템의 송수신구조를 제안하고 시뮬레이션을 통한 성능 분석을 한다.

II. 기존 UWB 시스템 모델

2.1 기존의 PPM-IRMA 신호

Ultra short 임펄스를 이용해서 정보를 전송하는 시스템을 IR(Impulse Radio) 시스템이라고 한다. 그림 1은 PPM-IRMA(Impulse Radio Multiple Access) 시스템에서 m 번째 사용자가 심볼 $s_m(q)$ 를 전송할 때의 타이밍 다이어그램을 나타낸다. 여기서 $s_m(q)$ 는 0, 1, 2, ..., A-1의 값을 가질 수 있으며 T_f 는 프레임 간격을 N_f 는 하나의 심볼내에 반복되는 프레임 개수를 나타낸다.

여기서 k 를 프레임 인덱스라고 하면 $k = qN_f + r$, $r \in [0, N_f - 1]$ 으로 표현되며 k 번째 프레임에서의 심볼은 $s_m(\lfloor k/N_f \rfloor)$ 로 표현된다. 이때 $\lfloor x \rfloor$ 는 x 를 넘지 않는 정수수를 의미한다 그리고 다중 접속을 위해서 사용자마다 서로 직교하는 position-hopping 코드 $\widetilde{c}_m(k)$ 를 이용한다⁷⁾. 여기서 하나의 프레임은 $T_f = N_c T_c + T_g$ 가 되고 T_g 는 보호시간을 의미한다. PPM-IRMA 시스템에서 사용하는 가우시안 펄스 함수 $w(t)$ 의 폭은 T_w 로 나타내며 $\widetilde{c}_m(k)$ 에 의해서 펄스가 위치할 칩이 결정되고 그 칩의 시작점으로부터 펄스 시작점까지의 시간을 τ 로 나타낸다. 이 τ 를 이용해서 심볼을 0~A-1로 구분한다. 기존의 UWB 시스템에서 m 번째 사용자의 전송 신호는 식 (1)과 같이 표현 할 수 있다.

$$v_m(t) = P \sum_{k=0}^{\infty} w(t - kT_f - \widetilde{c}_m(k)T_c - \tau_{s_m(\lfloor k/N_f \rfloor)}) \quad (1)$$

여기서 P 는 전송 파워를 조절하는 크기를 의미한다.

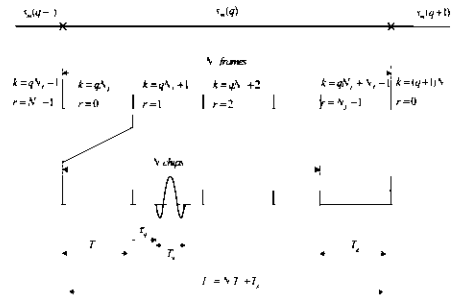


그림 5 m 번째 사용자의 q 번째 심볼에서의 타이밍 다이어그램

Fig 1 Timing diagram of q th symbol of m th user

2.2 단일밴드 방식을 사용한 MIMO-UWB 모델

실제 시스템을 구현하는 측면에서 볼 때 UWB 통신은 매우 짧은 펄스를 사용하기 때문에 클럭을 맞추기가 쉽지 않다. 따라서 비교적 낮은 클럭을 사용하여 구현이 가능하도록 하기 위해서 다소 복잡

하지만 IRMA 시스템을 MIMO 구조로 구성하며, 그림 2는 MIMO 구조를 갖는 IRMA 시스템 구조를 나타낸다.

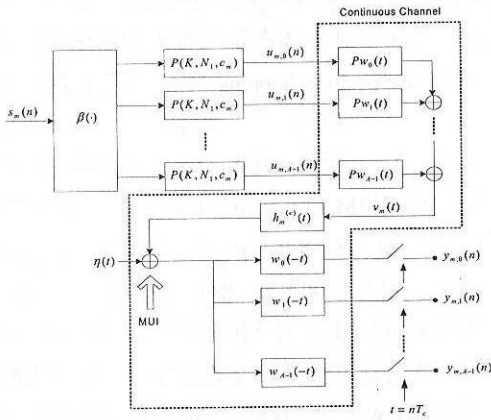


그림 6. MIMO PPM-IRMA의 downlink 구조 (m번째 사용자 수신기)
Fig 2. MIMO PPM-IRMA model for the downlink (mth user receiver).

그림 2에서 m번째 사용자의 송신신호 $v_m(t)$ 는 식 (2)와 같다.

$$v_m(t) = \sum_{a=0}^{A-1} v_{m,a}(t) \quad (2)$$

이때 $v_{m,a}(t)$ 는 m번째 사용자의 a번째 브랜치에서의 신호를 나타내며 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_{m,a}(t) = P \sum_{k=-\infty}^{\infty} \beta_a(s_{m,k}) \times w(t - kT_f - \tau_m(k)T_c - \tau_a) \quad (3)$$

여기서 $s_{m,k}$ 는 $s_{m,k} = s_m(\lfloor k/N_f \rfloor)$ 로 정의되며, $\beta_a(\cdot)$ 는 심볼에 따라 브랜치를 선택하는 함수로서 식 (4)와 같이 정의된다.

$$\beta_a(s) = \begin{cases} 1, & s = a \\ 0, & \text{그외} \end{cases}, s, a \in [0, A-1] \quad (4)$$

SISO(Single-Input Single-Output) 구조의 경우에

는 심볼 값을 구분하는 파라미터 τ 에 따라서 시스템 클럭이 결정된다. 이때 τ 가 1nsec 이하의 매우 작은 시간이기 때문에 시스템을 구현하려면 수 GHz대의 고속 클럭이 요구된다. 하지만 MIMO 구조의 경우에는 심볼값에 따라서 τ 만큼 시간 이동된 가우시안 펄스를 심볼의 종류 만큼 사용함으로써 시스템 클럭이 τ 가 아닌 T_c 에 의해 결정된다. 따라서 수십 MHz의 클럭으로도 시스템 구현이 가능해진다.

III. 제안한 멀티밴드 MIMO-UWB 시스템 모델

3.1 TDD IRMA

단일밴드 방식을 사용한 MIMO-UWB 시스템에서는 BS(Base Station)와 사용자간의 양방향 통신을 위해서 uplink나 downlink시 K개의 심볼을 전송하는 TDD 방식을 사용한다. TDD uplink/downlink slot은 그림 3과 같이 구성된다. Downlink시에 K개의 심볼로 구성된 burst를 전송하고 다음 burst를 전송 할 때까지 걸리는 시간을 silence time L_{si} 라고 하면 $L_{si} = N_1 T_c + \delta_1 + \delta_2$ 로 정의된다. 이때 N_1, δ_1, δ_2 는 각각 $N_1 = KN_f N_c, \delta_1 = L_1 T_c, \delta_2 = L_2 T_c$ 와 같이 정의된다. L_{si} 를 다시 정의하면 $L_{si} = (N_1 + L) T_c$ 이고 이때 L 은 $L = L_1 + L_2$ 로 정의된다^[8].

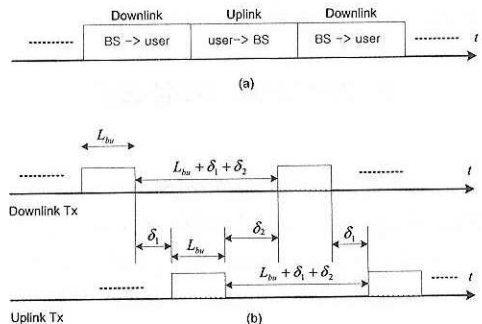


그림 3. (a) TDD uplink/downlink slots
(b) TDD IRMA의 타이밍 파라미터

Fig 3. (a) TDD uplink/downlink slots
(b) Timing parameters for TDD-IRMA slots

만약 보호시간을 고려하게 되면 $N_c = N'_c$ 가 되며

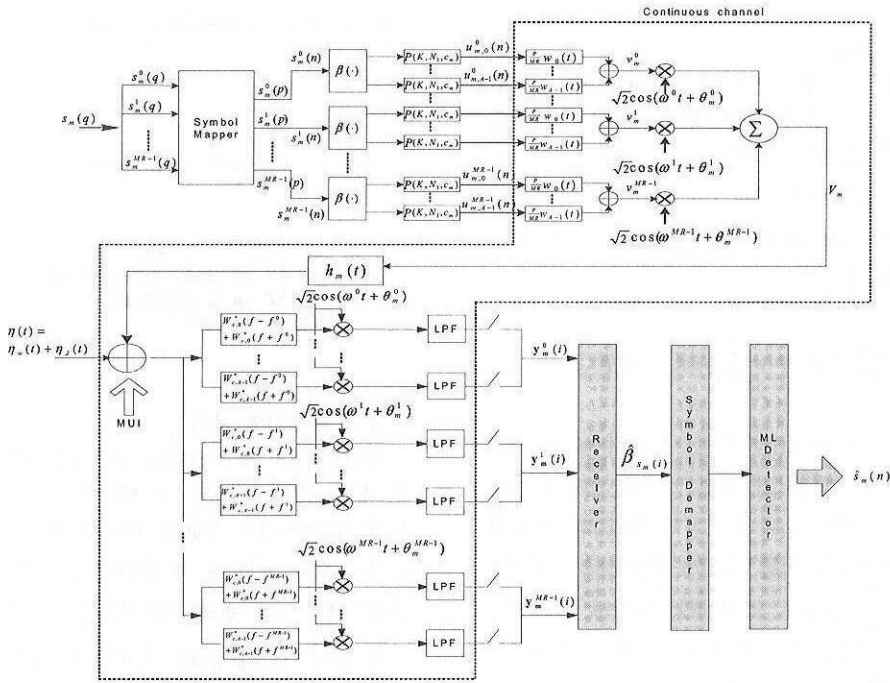


그림 4. m 번째 사용자의 멀티밴드 MIMO PPM-IRMA model downlink 구조

Fig 4. Multiband MIMO PPM-IRMA model for the downlink(m th user receiver).

이때 N'_c 은 $N'_c = N_c + N_g$ 로 정의된다. N_g 는

$$N_g = \frac{T_g}{T_c}$$

로 정의되는 정수를 의미한다.

3.2 송신신호 분석

본 논문에서 제안한 멀티밴드 방식의 MIMO-UWB 시스템은 그림 4와 같이 나타낼 수 있다. UWB 통신 방식이 수 nsec의 작은 펄스를 사용하기 때문에 사용 대역폭이 매우 넓다. 따라서 넓은 대역폭에 맞는 안테나를 설계하는 문제와 더불어 고속의 클럭을 사용해야 한다는 문제도 발생한다. 또한 UWB는 기존 시스템과 주파수를 공유해서 사용하기 때문에 그에 따른 간섭문제를 반드시 해결해야만 한다. 따라서 본 논문에서는 UWB통신의 구현상의 문제점 및 기존 시스템에 의해 발생하는 간섭의 효과를 감소시키기 위한 방안으로 MIMO 구조의 UWB 통신에 멀티밴드 방식을 가미시켜 구성하였다.

제안한 시스템에서 입력 심볼 $s_m(q)$ 는 각 서브밴드마다 심볼 매핑을 거쳐서 $s_m^{mr}(p)$ 의 형태로 출력

된다. 이때 $s_m^{mr}(p)$ 는

$s_m^{mr}(p) = s_m^{mr}((mr + q) \bmod K)$ 와 같은 매핑률이 적용된다. 단일밴드 시스템에서와 같이 심볼을 나타내는 인덱스 p 를 칩 인덱스 n 으로 표현 하면 심볼 매핑의 출력은 $s_m^{mr}(n)$ 으로 나타 낼 수 있다. 이때 mr 은 서브캐리어를 p 는 심볼 매핑을 거치고 난 후 심볼을 나타내는 인덱스이고 K 는 burst를 구성하는 심볼 수를 의미한다. 심볼 매핑을 거치고 난 후 심볼은 각각 서브캐리어가 곱해져서 송신된다. 송신신호는 식 (5)와 같이 표현된다.

$$V_m = \sqrt{2} \sum_{mr=0}^{MR-1} v_m^{mr} \cos(w^{mr}t + \theta_m^{mr}) \quad (5)$$

이때 v_m^{mr} 은 m 번째 사용자의 mr 번째 서브밴드의 신호를 나타내며 식 (6)과 같이 정의된다.

$$v_m^{mr} = \frac{P}{MR} \sum_{a=0}^{A-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} u_{m,a}^{mr}(n) w_a(t - nT_c) \quad (6)$$

여기서 $u_{m,a}^{mr}(n)$ 은 m 번째 사용자의 mr 번째 서

브랜드의 a 번째 브랜치에서의 신호를 의미한다.

3.3 채널 모델

본 논문에서는 최대 지연시간(100nsec)에 동일한 시간 간격으로 수신되는 400개의 다중경로 채널을 고려한다. 각 경로의 크기는 평균이 0인 가우시안 변수 c_k 로 표현되며 최대지연 시간동안 선형적으로 감소한다고 가정하면 채널 $h(t)$ 는 식 (7)과 같이 표현할 수 있다⁹⁾.

$$h(t) = \sum_{k=0}^{399} c_k \left(1 - \frac{k}{400}\right) \delta(t - kT_p) \quad (7)$$

여기서 T_p 는 다중경로에 의한 시간 지연을 나타낸다. 제한한 시스템에서의 채널은 그림 4에 나타난 것과 같이 송신단의 a 번째 칩성형 필터부터 수신단의 b 번째 브랜치를 거친 신호가 샘플링되기 전까지를 채널 $h_{m,b,a}(t)$ 로 정의했다. 그리고 멀티밴드 시스템에서 서브밴드가 차지하는 전력 스펙트럼은 그림 5와 같다.

그림 5에서 $(f^{mr} - f^{mr-1}) \geq BW_{sub}$ 이므로 서브밴드는 서로 중첩되지 않고 서브 캐리어 간의 간섭은 존재하지 않는다고 가정한다. 이때 f^{mr} 은 mr 번째 서브밴드의 중심 주파수를 의미한다. 따라서 mr 번째 서브밴드의 채널 $h_{m,b,a}^{mr}(t)$ 는 식 (8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$h_{m,b,a}^{mr}(t) = \sum_{k=0}^{399} c_k r_w(t + \tau_b - \tau_a - kT_p) \times \left(1 - \frac{k}{400}\right) \cos(2\pi f^{mr} kT_p) \quad (8)$$

여기서 $r_w(t)$ 는 가우시안 펄스 $w(t)$ 의 자기상관 함수로서 식 (9)와 같이 정의된다⁹⁾.

$$r_w(t) = \exp(-t^2/2\tau^2) [1 - 2(t/\tau)^2 + (t/\tau)^4/3] \quad (9)$$

이때 $r_w(0) = 1$ 로 정규화 되어 있고, 파라미터 τ 는 UWB 시스템의 대역폭을 조절할 때 사용되는 인자로 UWB 펄스 폭과 직접적인 관련이 있다. 예를 들어 단일밴드일 경우 펄스 폭을 0.7ns로 제한하기 위한 τ 값은 0.1225ns이다¹⁰⁾.

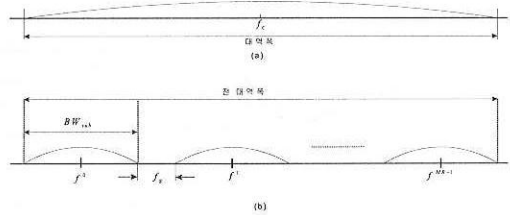


그림 9. (a) 단일밴드 시스템의 전력 스펙트럼 밀도 (b) 멀티밴드 시스템의 전력 스펙트럼 밀도
Fig 5. (a) PSD of a singleband system (b) PSD of a multiband system

3.4 수신신호 분석

채널을 거친 송신신호는 그림 4의 대역통과 필터를 통해 대역 제한된 후 반송파를 복조하고 저역 통과 필터를 거쳐 샘플링 된다. 이때 반송파의 동기 오차는 없는 것으로 가정한다. m 번째 사용자의 수신기에서 mr 번째 서브밴드의 b 번째 브랜치에서의 출력 $y_{m,b}^{mr}(n)$ 는 식 (10)과 같이 나타낼 수 있다.

$$y_{m,b}^{mr}(n) = \frac{P}{MR} \sum_{a=0}^{A-1} \sum_{\ell=0}^{L_1} h_{m,b,a}^{mr}(k) u_{m,a}^{mr}(n-k) + \eta_{w,b}^{mr}(n) + \eta_{j,b}^{mr}(n) \quad (10)$$

식 (10)에서 $\eta_{w,b}^{mr}(n)$ 과 $\eta_{j,b}^{mr}(n)$ 은 각각 가우시안 잡음과 협대역 간섭을 의미하고,

$\eta_{w,b}^{mr}(n) = \eta_{w,b}^{mr}(t)|_{t=nT_c}$,
 $\eta_{j,b}^{mr}(n) = \eta_{j,b}^{mr}(t)|_{t=nT_c}$ 와 같이 정의된다. 이때 MUI(Multi User Interference) 성분은 ZF(Zero Forcing) 수신기에 의하여 제거된다고 가정한다. 가우시안 잡음과 협대역 간섭은 각각 식 (11), (12)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\eta_{w,b}^{mr}(t) = LP\{[\eta_{w,b}^{mr}(t) \cos(w^{mr}t + \theta_m^{mr})]\} \quad (11)$$

$$\eta_{j,b}^{mr}(t) = LP\{[\eta_{j,b}^{mr}(t) \cos(w^{mr}t + \theta_m^{mr})]\} \quad (12)$$

식 (11)과 (12)에서 $\eta_{w,b}^{mr}(t)$ 와 $\eta_{j,b}^{mr}(t)$ 는 대역통과 필터를 거친 후의 잡음을 나타내고, LP는 신호가 저역통과 필터를 거친다는 것을 의미한다.

식 (10)을 행렬 형태로 표현하면 $\overrightarrow{Y_{m,b}^{mr}}(i)$ 는 $\overrightarrow{Y_{m,b}^{mr}}(i) = [y_{m,b}^{mr}(i(2N_1+1)), \dots, y_{m,b}^{mr}(i(2N_1+1)+N_{L_1}-1)]^T$ 로 정의되며 식 (13)과 같이 표현된다. 여기서 $N_{L_1} = N_1 + L_1$ 이다.

$$\overrightarrow{Y_{m,b}^{mr}}(i) = \frac{P}{MR} \sum_{a=0}^{A-1} \overrightarrow{H_{m,b,a}^{mr}} \overrightarrow{U_{m,a}^{mr}}(i) + \overrightarrow{\eta_b^{mr}}(i) \quad (13)$$

식 (13)에서 $\overrightarrow{H_{m,b,a}^{mr}}$, $\overrightarrow{U_{m,a}^{mr}}(i)$, $\overrightarrow{\eta_b^{mr}}(i)$ 는 각각 식 (14), (15), (16)과 같이 정의된다.

$$\overrightarrow{H_{m,b,a}^{mr}} = \begin{pmatrix} h_{m,b,a}^{mr}(0) & \cdots & 0 \\ \vdots & & \vdots \\ h_{m,b,a}^{mr}(L_1) & & h_{m,b,a}^{mr}(0) \\ \vdots & & \vdots \\ 0 & \cdots & h_{m,b,a}^{mr}(L_1) \end{pmatrix} \quad (14)$$

$$\overrightarrow{U_{m,a}^{mr}}(i) = \overrightarrow{C_m} \beta_a(\overrightarrow{S_m^{mr}}(i)),$$

$$\overrightarrow{C_m} = [\overrightarrow{C_{m,0}}, \overrightarrow{C_{m,1}}, \dots, \overrightarrow{C_{m,K-1}}] \quad (15)$$

$$\overrightarrow{\eta_b^{mr}}(i) = \overrightarrow{\eta_{w,b}^{mr}}(i) + \overrightarrow{\eta_{j,b}^{mr}}(i) \quad (16)$$

식 (15)에서 $\overrightarrow{C_{m,k}}$ 는 m번째 사용자의 k번째 심볼의 position-hopping 시퀀스를 나타내며, $\overrightarrow{C_{m,k}} = [\overrightarrow{C_{m,k}(0)}, \overrightarrow{C_{m,k}(1)}, \dots, \overrightarrow{C_{m,k}(N_1-1)}]^T$ 이다. 식 (16)에서 $\overrightarrow{\eta_{w,b}^{mr}}(i)$, $\overrightarrow{\eta_{j,b}^{mr}}(i)$ 은 각각 식 (17), (18)과 같이 정의된다.

$$\overrightarrow{\eta_{w,b}^{mr}}(i) = [\eta_{w,b}^{mr}(i(2N_1+1)), \dots, \eta_{w,b}^{mr}(i(2N_1+1)+N_{L_1}-1)] \quad (17)$$

$$\overrightarrow{\eta_{j,b}^{mr}}(i) = [\eta_{j,b}^{mr}(i(2N_1+1)), \dots, \eta_{j,b}^{mr}(i(2N_1+1)+N_{L_1}-1)] \quad (18)$$

식 (13)에서 심볼에 의해 구분되어진 모든 브랜치를 고려하게 되면 $\overrightarrow{Y_m^{mr}}$ 로 나타낼 수 있고 이것은

$$\overrightarrow{Y_m^{mr}} = [(\overrightarrow{Y_{m,0}^{mr}}(i))^T, \dots, (\overrightarrow{Y_{m,A-1}^{mr}}(i))^T]^T$$

와 같이 정의되며 식 (19)와 같이 표현할 수 있다.

$$\overrightarrow{Y_m^{mr}}(i) = \frac{P}{MR} \overrightarrow{H_m^{mr}} \overrightarrow{U_m^{mr}}(i) + \overrightarrow{\eta^{mr}}(i) \quad (19)$$

이때 채널 행렬 $\overrightarrow{H_m^{mr}}$ 은

$$\overrightarrow{H_m^{mr}} = \begin{pmatrix} \overrightarrow{H_{m,0,0}^{mr}} & \overrightarrow{H_{m,0,1}^{mr}} & \cdots & \overrightarrow{H_{m,0,A-1}^{mr}} \\ \overrightarrow{H_{m,1,0}^{mr}} & \overrightarrow{H_{m,1,1}^{mr}} & \cdots & \overrightarrow{H_{m,1,A-1}^{mr}} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \overrightarrow{H_{m,A-1,0}^{mr}} & \overrightarrow{H_{m,A-1,1}^{mr}} & \cdots & \overrightarrow{H_{m,A-1,A-1}^{mr}} \end{pmatrix} \quad (20)$$

이 $\overrightarrow{U_m^{mr}}(i) = [(\overrightarrow{U_{m,0}^{mr}}(i))^T, \dots, (\overrightarrow{U_{m,A-1}^{mr}}(i))^T]^T$,
 $\overrightarrow{\eta^{mr}}(i) = [(\overrightarrow{\eta_0^{mr}}(i))^T, \dots, (\overrightarrow{\eta_{A-1}^{mr}}(i))^T]^T$ 이다.

식 (16)에서 모든 서브밴드를 고려하면 식 (21)로 나타낼 수 있다.

$$\overrightarrow{Y_m}(i) = \frac{P}{MR} \overrightarrow{H_m} \overrightarrow{U_m}(i) + \overrightarrow{\eta}(i) \quad (21)$$

이때 $\overrightarrow{Y_m}(i)$ 는

$$\overrightarrow{Y_m}(i) = [(\overrightarrow{Y_m^0}(i))^T, \dots, (\overrightarrow{Y_m^{MR-1}}(i))^T]^T,$$

$$\overrightarrow{U_m}(i) = [(\overrightarrow{U_m^0}(i))^T, \dots, (\overrightarrow{U_m^{MR-1}}(i))^T]^T,$$

$$\overrightarrow{\eta}(i) = [(\overrightarrow{\eta^0}(i))^T, \dots, (\overrightarrow{\eta^{MR-1}}(i))^T]^T$$

이고 제안된 시스템의 채널 행렬 $\overrightarrow{H_m}$ 은 식 (22)와 같이 표현된다.

$$\overrightarrow{H_m} = \begin{pmatrix} \overrightarrow{H_m^0} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \overrightarrow{H_m^1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \overrightarrow{H_m^{MR-1}} \end{pmatrix} \quad (22)$$

마지막으로 m번째 수신기에서 모든 사용자를 고려하면 $\overrightarrow{U}(i) = \sum_{\mu=0}^{N_s-1} \overrightarrow{U_\mu}(i)$ 이므로 m번째 사용자의 수신신호는 식 (23)과 같다

$$\overrightarrow{Y_m}(i) = \frac{P}{MR} \overrightarrow{H_m} \overrightarrow{U}(i) + \overrightarrow{\eta}(i) \quad (23)$$

3.5 수신기 모델

제한된 시스템에서는 채널에 의한 감쇠 효과 및 여러 다른 사용자에 의한 간섭 효과를 줄이기 위해서 ZF(Zero Forcing) 수신기를 사용하며 이는 식 (24)와 같이 표현된다.

$$\vec{G}_m = \text{diag}(\vec{C}_m^T, \dots, \vec{C}_m^T)(\vec{H}_m^T \vec{H}_m)^{-1} \frac{\vec{H}_m^T}{N_f} \quad (24)$$

식 (24)에서 $\text{diag}(\vec{C}_m^T, \dots, \vec{C}_m^T)$ 는 \vec{C}_m^T 가 A개 존재하는 $(K \ A \ MR) \times (N_1 \ A \ MR)$ 행렬이다. 따라서 ZF 수신기의 출력은 식 (25)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \vec{\beta}_{s_m(i)} &= \vec{G}_m \vec{Y}_m(i) \\ &= \frac{P}{MR} \vec{G}_m \vec{H}_m \vec{U}_m(i) + \vec{\eta}(i) \\ &= \vec{\beta}_{s_m} + \vec{G}_m \vec{\eta}(i) \end{aligned} \quad (25)$$

수신기 출력 $\vec{\beta}_{s_m(i)}$ 는

$$\vec{\beta}_{s_m(i)} := [(\vec{\beta}_{s_m(i)}^0)^T, (\vec{\beta}_{s_m(i)}^1)^T, \dots, (\vec{\beta}_{s_m(i)}^{MR-1})^T]^T$$

로 정의되는 $(K \ A \ MR) \times 1$ 행렬이 된다.

이때 각 서브밴드의 수신기 출력 $\vec{\beta}_{s_m(i)}^{mr}$ 은

$$\vec{\beta}_{s_m(i)}^{mr} := [\vec{\beta}_0^T(s_m(i)), \dots, \vec{\beta}_{A-1}^T(s_m(i))]^T$$

로 정의되며 $(K \ A) \times 1$ 행렬이 된다.

3.6 ML(Maximum Likelihood) 검출

수신기를 거친 심볼은 심볼 매핑의 역과정에 해당되는 심볼 디매핑을 거쳐 원래의 심볼 순서로 재정렬된다. 심볼 디매핑을 거친 후에는 식 (26)과 같은 ML 검출법에 따라서 심볼을 복원한다.

$$\hat{s}_m(i) = \arg \min_s \|\vec{\beta}_{s_m} - \vec{\beta}_s\|_{\Sigma^{-1}}^2 \quad (26)$$

$\vec{\beta}_{s_m}$ 과 $\vec{\beta}_s$ 는 각각 수신기를 통해 추정된 심볼과 수신 가능한 심볼을 나타내고, Σ 는 수신기를 통과한 잡음의 상관행렬로서 식 (27)과 같이 정의된다.

$$\Sigma = E[\vec{\eta}(i) \vec{\eta}^T(i)] = \vec{G}_m \Gamma_{\vec{\eta}} \vec{G}_m^T \quad (27)$$

이때 수신기를 통과하기 전 잡음의 상관행렬을 의미하는 $\Gamma_{\vec{\eta}}$ 은 식 (28)과 같다.

$$\Gamma_{\vec{\eta}} = E[\vec{\eta}(i) \vec{\eta}^T(i)] \quad (28)$$

여기서 두 가지 잡음성분 $\vec{\eta}_w(i)$ 와 $\vec{\eta}_f(i)$ 는 uncorrelated이므로 상호상관 성분은 0이 된다. 따라서 식 (28)은 식 (29)와 같이 나타낼 수 있고, 각 잡음 성분의 파워는 식 (30)과 같이 표현된다.

$$\Gamma_{\vec{\eta}} = E[\vec{\eta}_w(i) \vec{\eta}_w^T(i)] + E[\vec{\eta}_f(i) \vec{\eta}_f^T(i)] \quad (29)$$

$$R_w(0) = \frac{N_a}{2}, \quad R_f(0) = \frac{(ISR)E_b}{2N_c} \frac{\alpha}{W_f T_w}$$

(30)

이때 α 는 $\alpha = \frac{T_w}{T_c}$ 로 정의되며, 가우시안 펄스의

펄스폭 T_w 와 hopping 시퀀스의 주기 T_c 와의 비를 의미한다. 결국 식 (26)을 통해서 수신한 심볼과 수신가능한 모든 심볼과의 차이의 제곱을 최소화시키는 심볼을 찾아 송신한 심볼을 복원하게 된다. 따라서 수신한 심볼 s_m 에 대한 에러 확률은 식 (31)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} P_e(s_m) &= \Pr\left\{ \bigcup_{s \in A_s \setminus T_{s_m}} \vec{\delta}_s^T \Sigma^{-1} \vec{\delta}_s + 2 \vec{\eta}^T (\vec{G}_m)^T \Sigma^{-1} \vec{\delta}_s < 0 \right\} \end{aligned} \quad (31)$$

이때 $\vec{\delta}_s = \vec{\beta}_{s_m} - \vec{\beta}_s$, A_s 는 모든 가능한 심볼의 조합을 의미한다. 식 (31)을 upper bound를 적용해 정리하면 식 (32)와 같다.

$$P_e(s_m) \leq \sum_{s \in A_s \setminus s_m} \Pr\{d_s(s_m) + \vec{\eta}^T \vec{V}_s < 0\}$$

(32)

이때 $d_s = \vec{\delta}_s^T \Sigma^{-1} \vec{\delta}_s$, $\vec{V}_s = 2(\vec{G}_m)^T \Sigma^{-1} \vec{\delta}_s$ 로 정의된다. 식 (32)에서 $d_s(s_m)$ 은 상수이고, $\vec{\eta}^T \vec{V}_s$ 는 평균이 0인 가우

시안 랜덤 변수이다. 분산 σ^2 은 $\sigma^2 = \overrightarrow{V_s^T} \overrightarrow{V_s} \sigma_\eta^2$ 이고 이때 $\sigma_\eta^2 = E[\eta^2(n)]$ 이기 때문에 심볼의 여러 확률은 식 (33)과 같이 나타 낼 수 있다.

$$Pr\{d_s(s_m) + \overrightarrow{\eta}^T \overrightarrow{V_s} < 0\} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{d_s(s_m)}{\sqrt{2 \overrightarrow{V_s^T} \overrightarrow{V_s} \sigma_\eta}}\right) \quad (33)$$

모든 심볼이 같은 확률을 가진다고 가정하면 최종 SER은 식 (34)로 표현된다.

$$SER \leq 1 - \left(1 - \frac{1}{2A^K} \sum_{s \in A} \sum_{s \in A} \operatorname{erfc}\left(\frac{d_s(s)}{\sqrt{2 \overrightarrow{V_s^T} \overrightarrow{V_s} \sigma_\eta}}\right)\right)^{1/K} \quad (34)$$

IV. 시뮬레이션 결과 및 성능 분석

제안된 멀티밴드 시스템의 성능을 분석하기 위한 시스템 파라미터는 [11]에서 사용된 것과 동일하게 한다. 즉, 사용자수 $N_c=4$, 심볼 주기 $T_f=100ns$, hopping 주기 $T_c=25ns$, 보호시간 $T_g=0$, 보호밴드 $f_g=0$ 으로 가정하며 TDD방식중 하향링크에 대한 시뮬레이션을 한다. 한번의 하향링크 당 전송되는 심볼수는 $K=2$, 채널 길이는 $L_1=4$, 송신 파워의 크기는 $P=1$ 로 가정한다. 또한 다른 사용자에 의한 간섭 MUI는 서브밴드간에 주파수 대역이 서로 겹치지 않기 때문에 발생하지 않는 것으로 가정했다.

그림 6은 심볼의 반복전송 수에 따른 성능을 보여준다. 이때 E_b/N_0 는 10dB로 고정하였다. 단일밴드의 경우 N_f 가 약 35회 정도까지는 성능개선이 관측 된다. 하지만 그 이후부터는 BER은 더 이상 개선되지 않는데 이는 hopping 주기 $T_c=25ns$ 에 대하여 단일밴드 시스템의 UWB 펄스 폭이 0.7ns임을 고려하면 N_f 를 약 35이상 반복할 경우 반복에 의하여 심볼들이 서로 겹쳐지는 현상이 발생 한다. 이때부터는 N_f 의 증가에 따라 인접 심볼간에 서로 간섭이 발생하여 더 이상의 성능개선은 도모할 수 없게 된다. MR = 2인 경우에서도, 2개의 서브밴드에 적합하도록 조정된 UWB 펄스의 폭은 1.09ns이며, 약 25회 반복 이후에는 심볼간의 간섭이 발생하기 때문에 이 이상의 반복으로

인한 성능개선은 기대 할 수 없다.

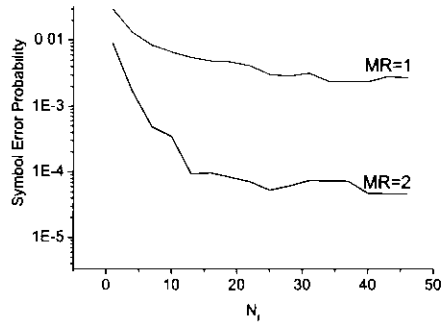


그림 6. 프레임 반복횟수 N_f 에 따른 성능 비교
Fig 6. Performance comparison by frame repetition number N_f

그림 7과 그림 8은 각각 단일밴드 및 제안한 멀티밴드 시스템의 협대역 간섭에 의한 성능을 나타낸다. 멀티밴드 시스템에서의 서브밴드 개수(MR)는 4, 8, 12로 설정하였으며, 각 경우의 총 점유 대역폭은 모두 2.6GHz이다. 이때 보호 대역은 존재하지 않고 수신단에서의 대역통과 필터에 의하여 서브밴드간의 간섭은 없는 것으로 가정한다. 따라서 MR = 4일 경우는 각 서브밴드의 폭이 650MHz이고, 이를 위한 식 (9)에서의 τ 값은 0.49ns이다. MR = 8일 경우 각 서브밴드의 폭은 325MHz이고 τ 값은 0.91ns, MR = 12일 경우 각 서브밴드의 폭은 216MHz이고 τ 값은 8.4ns이다. 이때 UWB 펄스의 폭은 단일밴드일 경우 0.7ns이고, MR = 4, 8, 12일 경우 각각 1.094ns, 2.659ns, 5.167ns 이다. 시뮬레이션 시 단일밴드 및 멀티밴드 시스템에서 고려되는 협대역 간섭의 대역폭은 MR = 12인 멀티밴드 시스템의 2번째 서브밴드에 대하여 100% 중첩된 경우로 가정한다. 서브밴드의 수에 관계없이 채널의 다중경로 수는 400개로 가정된다. 그림 7과 그림 8은 각각 신호대 협대역 잡음의 비(ISR: Interference to Signal power Ratio)가 5dB와 10dB일 경우에 대한 BER 성능을 나타낸다. 그림 7에서 ISR에서 E_b/N_0 가 15dB 일 때 MR = 12일 경우의 SER ($\approx 1.91 \times 10^{-4}$)은 MR = 4 일 경우의 SER ($\approx 1.41 \times 10^{-2}$)에 비해 약 18.68dB(73.82배) 개선됨을 확인할 수 있다. 또한 그림 8에서는 E_b/N_0 가 15dB 일때 MR = 12 일 경우의 SER

($\approx 1.58 \times 10^{-3}$)은 MR = 4 일 경우의 SER($\approx 7.11 \times 10^{-2}$)에 비해 약 16.53dB(45배) 개선됨을 확인할 수 있다 이는 주파수 다이버시티로 인한 이득 및 협대역 간섭신호의 영향을 소수의 서브밴드로 제한하고 각 서브밴드별 수신 신호를 ML 기준에 의하여 추정함으로써 수신단에서 간섭에 의한 영향을 줄여 주기 때문이다.

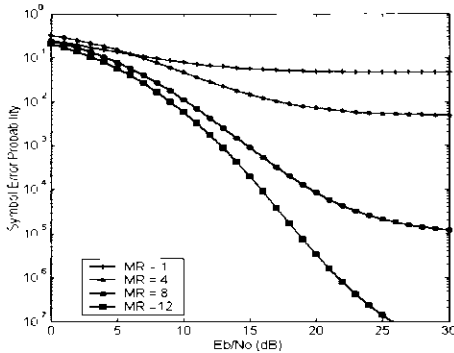


그림 7 ISR=5dB 인 경우에 대한 SER 비교
Fig 7. SER comparison when ISR=5dB.

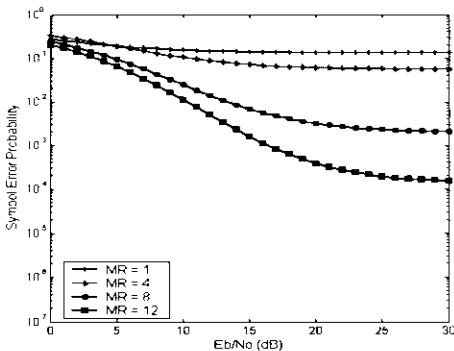


그림 8. ISR=10dB 인 경우에 대한 SER 비교
Fig 8 SER comparison when ISR=10dB.

V. 결론

본 논문에서의 고려된 멀티밴드 UWB시스템은 각 서브밴드가 다중경로로 인한 페이딩을 겪고 이의 해결 방법으로 ZF방식을 적용했다. 여기서 ZF방식은 채널을 포함하여 각 서브밴드의 펄스 생성단계부터 각 서브밴드의 수신단을 전송 시스템으로 가정하며 이들의 분석 및 구현 방법으로 MIMO 구

조를 이용했다. 또한 주파수 및 시간 다이버시티 방법을 채택하여 다이버시티 효과를 최대로 하였으며 이들의 수신신호 복원을 위하여 ML 기준을 사용하며 제안된 시스템이 잡음과 NBI에 대한 성능을 시뮬레이션을 통하여 검증하였다. 여기서 MIMO 구조는, 시스템 구성 시 심볼에 의한 전송파형의 시간 간격을 조절하기 위하여 매우 정밀하고 고속의 시스템 클럭이 필요한 점을 극복하기 위한 방안으로 고려된 것으로 ns 단위 보다 훨씬 작아질 수 있는 클럭, 즉 고속의 시스템 구현 시 발생 될 수 있는 구현상의 난해한 점을 해결하기 위한 방법을 제시한다. 하지만 MIMO구조로 할 경우 각각의 입력을 위한 고정도의 PLL이 존재하여야 하고 펄스파형의 생성기 역시 각기 존재해야 한다.

시뮬레이션 결과에서와 같이 서브밴드의 수가 증가 할수록 협대역 간섭에 더욱 강인함을 알 수 있다. 이는 협대역 신호로 인하여 발생하는 간섭을 소수의 서브밴드로 제한함으로써수신단에서의 SNR에 대한 이득을 볼 수 있기 때문이다. 하지만 서브밴드 수의 증가는 수신단에서 ZF방식 및 ML방식을 적용하기위한 연산량이 증가되는 단점이 발생한다.

현재 UWB를 제품화하기 위해 가장 많이 고려되어야 할 부분이 기존 사용하고 있는 시스템(GPS, WLAN 등)과의 간섭문제이기 때문에 UWB 시스템은 기존 시스템에 간섭을 일으키지 않으면서 UWB 시스템 또한 기존 시스템들로부터 간섭 받는 것을 최소화 하도록 시스템을 구성해야하고 초 광대역을 사용하는 UWB 시스템의 구현상 어려운 점을 해결해야만 한다. 본 논문에서 제안한 MIMO 구조를 갖는 멀티밴드 UWB 시스템은 이러한 문제점들을 보완 할 수 있을 것으로 기대된다. 그리고 현재 UWB는 확실한 법적 근거를 기반으로 신속하게 물리계층 표준화 및 전 세계적 상업화가 그 어느 때 보다 활발히 진행되고 있지만 아직 표준화가 완료되지 않은 상태이기 때문에 개발의 여지가 많이 남아있다. 따라서 향후 UWB 추세에 발 빠르게 대처하기 위해서 멀티밴드 방식의 UWB 시스템에 대한 연구와 UWB 채널 및 기존 시스템과의 간섭 문제에 대한 연구가 지속되어야 할 것이다.

참고 문헌

[1] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Ultra-wide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple-access

communications," IEEE Trans. Communications, Vol. 48, pp. 679-691, April 2000.

[2] H. Lee, B. Han, Y. Shin and S. Im, "Multipath characteristics of impulse radio channels," in Proc. 51st Vehicular Technology Conf., Tokyo, Japan, Vol. 3, pp. 2487-2491, May 2000.

[3] R. J. M. Cramer, M. Z. Win, and R. A. Scholtz, "Evaluation of multipath characteristics of the impulse radio channel," in Proc. PIMRC '98, Boston, MA, September 1998.

[4] 이성수, 조상인, "UWB 네트워킹기술과 표준화," 한국통신학회지, Vol. 20, No. 2, pp. 184-192, Feb. 2003.

[5] [http:// grouper.ieee.org/groups/802/15/pub](http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub)

[6] S. Kondo and L. B. Milstein, "Performance of Multicarrier DS CDMA Systems," IEEE Trans. Communications, Vol. 44, No. 2, pp. 238-246, February 1996.

[7] R. A. Scholtz, "Multiple access with time-hopping impulse radio," in Proc. Milcom Conf., Boston, MA, pp. 447-450. October 1993.

[8] C. J. Le Martret and B. G. Georgios, "All digital impulse radio with multiuser detection for wireless cellular systems," IEEE Trans. Communications, Vol. 50, No. 9, pp. 1440-1450, September 2002.

[9] C. J. Le Martret and B. G. Georgios, "All-digital impulse radio for MUI/ISI-resilient multi-user communications over frequency-selective multipath channel," in Proc. Milcom Conf., Los Angeles, CA, Vol. 2, pp. 655-659, October 2000.

[10] A. Petroff and P. Withington, "PlusON Technology Overview," Time Domain Corporation, July 2001.

[11] M. Z. Win, X. Qiu, R. A. Scholtz, and V. O. K. Li, "ATM-based TH-SSMA network for multimedia PCS," IEEE Journal on Selected Areas Communications, Vol. 17, pp. 824-836, May 1999.

이 준 행(Jun-Haeng Lee)

준회원

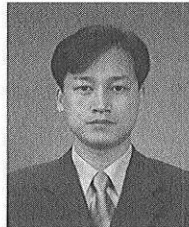


2002년 2월 국민대학교 전자공학과 졸업
2004년 2월 국민대학교 전자공학과 석사
2004년 " 현재: 삼성전자 연구원

<관심분야> 디지털 신호처리, CDMA 이동통신

김 수 남(Su-Nam Kim)

정회원

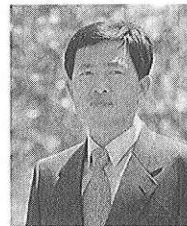


1998년 2월 국민대학교 전자공학과 졸업
1998년 " 2000년: 삼성전자 시스템 LSI 사업부 연구원
2002년 2월 국민대학교 전자공학과 석사
2002년 " 현재: 국민대학교 전자공학과 박사과정

<관심분야> 디지털 신호처리, 디지털 이동통신

김 기 두(Ki-Doo Kim)

정회원



1980년 2월 서강대학교 전자공학과 졸업
1988년 8월 The Pennsylvania State University, MS (Electrical Eng.)
1990년 12월 The Pennsylvania State University, Ph.D. (Electrical Eng.)

1980년 3월"1985년 12월: 국방과학연구소 연구원
1998년 2월"1999년 2월: USCD, USA 연구교수
1991년 2월" 현재: 국민대학교 전자정보통신공학부 교수
<관심분야> 디지털 신호처리, 디지털 통신