

# MIMO-OFDM 시스템을 위한 가상 기준 신호를 이용한 채널 추정 기법

## Channel Estimation Using Virtual Pilot Signal for MIMO-OFDM Systems

서희진 · 박선호 · 김진홍 · 심병호

Heejin Seo · Sunho Park · Jinhong Kim · Byonghyo Shim

### 요 약

본 논문에서는 다중 입출력 안테나 OFDM 통신시스템에서 가상 기준 신호(virtual pilot signal)를 사용하는 한 연관정지향 채널 추정 기법을 제안한다. 기준 신호만을 이용하여 채널을 추정하는 기존 방식과 달리 제안하는 기법은 기준 신호와 데이터를 동시에 사용하여 채널을 추정한다. 또한, 제안하는 기법에서 채널을 추정하기 위해 사용할 데이터를 선택하는 알고리즘을 제안한다. 모의실험을 통해 제안하는 기법이 기존 채널 추정에 비해 향상된 성능을 갖는 것을 확인할 수 있다.

### Abstract

In this paper, we proposed a soft decision-directed channel estimation based on MMSE estimation for MIMO-OFDM system. While the conventional method employs only pilot signals for channel estimation, the proposed algorithm performs channel estimation using pilot and reliable data signals. We also proposed selection criterion among reliable data signal for channel estimation. From numerical simulations, we show that the proposed channel estimator achieves 1 dB performance gain over conventional channel estimators.

Key words: Channel Estimation, Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM), Multi-Input Multi-Output(MIMO), Decision-Directed Channel Estimation, Iterative Detection and Decoding

### I. 서 론

최근 다음 세대 무선통신의 신뢰성과 처리량을 높이기 위한 대용량 입출력 직교주파수 다중화(massive MIMO-OFDM) 시스템이 많은 주목을 받고 있다. 대용량 MIMO-OFDM 시스템을 구현하는 데에 발생하는 주요한 문제는 안테나 수의 증가로 인해 발생하는 기준 신호(pilot signal)

오버헤드의 증가 문제이다. 기준 신호의 증가는 제한된 자원 안에서 데이터로 사용할 수 있는 자원의 양을 감소시키므로 전체 데이터 전송량을 감소시킨다. 하지만 이를 막기 위해 기준 신호의 양을 줄이는 것 또한 채널 추정의 신뢰성을 떨어뜨리고, 링크 성능과 결국 데이터 전송량에 영향을 미치기 때문에 바람직하지 않다.

지금까지 MIMO-OFDM 시스템의 성능을 향상시키기

「이 논문은 2015년도 두뇌한국21플러스사업, 미래창조과학부 및 정보통신기술연구진흥센터의 정보통신·방송 연구개발사업[B0126-15-1017, 주파수 센싱 기반의 스펙트럼 관리 및 미래전파통신 플랫폼 연구] 및 2015년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업(2014R1A5A1011478)에 의하여 지원되었음.

서울대학교 전기정보공학부 뉴미디어통신공동연구소(School of Electrical and Computer Engineering and Institute of New Media and Communications, Seoul National University)

· Manuscript received October 2, 2015 ; Revised December 3, 2015 ; Accepted December 11, 2015. (ID No. 20151002-12S)

· Corresponding Author: Byonghyo Shim (e-mail: bshim@snu.ac.kr)

위해 판정 지향적(decision directed) 채널추정에 관한 여러 연구가 있었다. 기존 연구에서는 다른 송신안테나로부터의 간섭을 억제시키는 방법이 제안되었다<sup>[1][2]</sup>. 좀 더 자세하게는 인접한 심볼로부터 예측된 채널추정과 데이터심볼의 잠정적인 판정이 사용되었다. 채널 디코더를 이용한 연관판정에 기반한 연구에서는 수정된 Kalman 필터가 사용되기도 하였다<sup>[3]</sup>.

본 논문에서는 대용량 MIMO-OFDM 시스템에서 반복 검출 및 복호화(Iterative Detection and Decoding: IDD) 방법에 기반하여 데이터 신호를 활용한 채널 추정 신뢰도를 높이는 기법을 제안한다. 신뢰도가 높은 데이터 심볼을 가상의 기준 신호(Virtual Pilot Signal: VPS)로 활용함으로써, 채널 추정의 정확도 및 데이터 검출과 복호 성능을 향상시킬 수 있다. MIMO-OFDM 시스템에 관한 시뮬레이션을 통하여 제안된 방법이 기존의 채널 추정 기법에 비해 상당한 성능 이득이 있음을 보였다.

## II. 시스템 모델

### 2-1 MIMO-OFDM 시스템

MIMO-OFDM 시스템에서 주파수( $k$ )-시간( $n$ ) 간의 격자구조에서 기준 신호가 전송되는 위치의 수신 신호는

$$z_{k,n}^{(r)} = \sqrt{P_p} h_{k,n}^{(r,t)} r_{k,n}^{(t)} + n_{k,n}^{(r)} \quad (1)$$

로 주어진다. 여기서  $r_{k,n}^{(t)}$ 은  $t$  번째 전송 안테나로부터 전송된 기준 신호 심볼,  $z_{k,n}^{(r)}$ 은  $r$  번째 수신 안테나에서 수신된 신호,  $P_p$ 는 기준 신호의 전송 세기를 나타낸다.

### 2-2 기존 MMSE 채널 추정 알고리즘

기존의 기법은 기준신호를 이용하여 채널 정보를 획득한다. 일반적으로, 기준 신호는 적절히 선택된 주파수-시간 자원을 사용한다. 기준 신호로 지정된 자원에서 수신된 신호들을 벡터로 표현하면 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{z}_r = \sqrt{P_p} \mathbf{R}_t \mathbf{h}_{r,t} + \mathbf{n}_r \quad (2)$$

위 식에서,  $\mathbf{z}_r = [z_0^{(r)}, \dots, z_{N_p-1}^{(r)}]^H$ 는 수신 신호의 벡터,  $\mathbf{z}_p^{(r)}$ 는  $r$  번째 수신 안테나에서 수신된  $p$  번째 자원에서

얻어진 수신 신호이고, 여기에서  $0 < p < N_p - 1$ ,  $N_p$ 는 윈도우 안에서 수신된 총 기준 신호의 수이다.  $\mathbf{R}_t = \text{diag}(r_0^t, \dots, r_{p-1}^t)$ 는 기준 신호의 대각행렬,  $\mathbf{h}_{r,t} = [h_0^{(r,t)}, \dots, h_{N_p-1}^{(r,t)}]^H$ 는 채널 정보의 벡터,  $\mathbf{n}_{r,t} = [n_0^{(r,t)}, \dots, n_{N_p-1}^{(r,t)}]^H$ 는 잡음 신호의 벡터를 의미한다. 기준 신호가 유니타리(unitary) 특성을 만족한다고 가정하면( $\mathbf{R}_t \mathbf{R}_t^H = \mathbf{I}$ ) 채널 정보의 MMSE 추정값  $\hat{\mathbf{h}}_{r,t}$ 는 다음과 같이 얻어진다.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{h}}_{r,t} &= \text{Cov}(\mathbf{h}_{r,t}, \mathbf{z}_r) \text{Cov}(\mathbf{z}_r, \mathbf{z}_r)^{-1} \mathbf{z}_r \\ &= \underbrace{\text{Cov}(\mathbf{h}_{r,t}, \mathbf{h}_{r,t})}_{\mathbf{w}_{r,t}^H} (\text{Cov}(\mathbf{h}_{r,t}, \mathbf{h}_{r,t}) + \mathbf{I})^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{P_p}} \mathbf{R}_t^H \mathbf{z}_r \right) \end{aligned} \quad (3)$$

이때,  $\text{Cov}(a, b) = E[ab^H] - E[a]E[b^H]$ 는 공분산을 의미한다. MMSE 추정은 두 단계로 이루어진다. 첫째, 수신된 신호를 기준 신호를 이용하여 디스크램블(descramble)한다( $1/\sqrt{P_p} \mathbf{R}_t^H \mathbf{z}_{r,t}$ ). 둘째, 디스크램블된 신호에 필터  $\mathbf{w}_{r,t}^H$ 를 적용한다. 필터  $\mathbf{w}_{r,t}^H$ 를 생성하는데 있어 채널 벡터의 공분산 행렬  $\text{Cov}(\mathbf{h}_{r,t}, \mathbf{h}_{r,t})$ 이 필요한데, 이는 주파수-시간 도메인에서 파일럿 신호들의 상대적인 위치를 고려한 파라미터에 의해 계산될 수 있다. 널리 알려진 Jake 모델에서는 인접한 두 채널이  $\Delta k$  주파수와  $\Delta n$  시간 간격을 가진다고 하였을 때 다음과 같은 상관관계를 얻을 수 있다.

$$E[h_{k,n}^{(r,t)} h_{k+\Delta k, n+\Delta n}^{(r,t)}] = \left( \sum_{i=0}^{P-1} P_i e^{j2\pi M f_s \tau_i} \right) J_0(2\pi f_d T_s \Delta t) \quad (4)$$

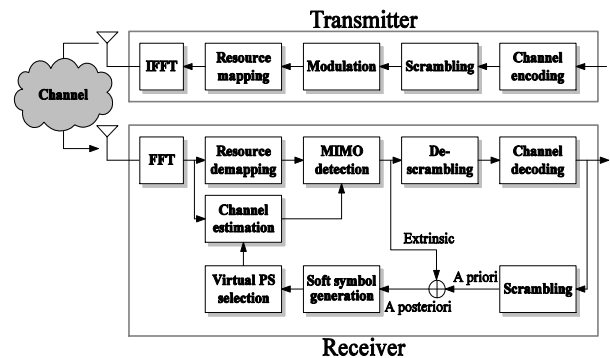


그림 1. 제안하는 기법의 블록 선도  
Fig. 1. Block diagram of proposed method.

여기서  $f_s$  와  $f_d$  는 각각 인접한 두 채널의 주파수 간격과 도플러 주파수를 나타낸다.  $T_s$  는 OFDM 심볼의 주기,  $J_0(x)$  는 0차 베셀함수를 나타낸다.

### III. 가상 기준 신호를 이용한 채널추정

본 장에서는 심볼의 연관정을 이용하여 데이터를 선택하고, 이를 활용하는 채널 추정 기법을 제안한다. 제안된 기법의 블록 선도가 그림 1에 도시되어 있다. 채널 디코더로부터 얻어진 사전 로그우도비(log-likelihood ratio)는 MIMO 검출기의 외부 로그우도비와 결합하여 소프트 심볼로 전환된다. 소프트 심볼 중 신뢰할만한 가상 기준 신호 선정 후, 선택된 가상 기준 신호를 이용하여 채널이 재추정된다. 채널 추정에 이용되는 가상 기준 신호는 두 가지 조건을 충족시켜야 한다. 첫 번째는, 선택된 심볼이 채널 추정에 이용할 수 있을 만큼 충분한 신뢰성을 가져야 한다는 것이다. 이를 위해, 사후 로그우도비의 값이 충분히 커야 한다. 두 번째는, 가상 기준 신호 위치의 채널은 원래의 기준 신호 위치의 채널과 높은 상관도를 가져야 한다. 이를 만족시키지 않는 경우, 선택된 가상 기준 신호는 채널 재추정에 아무런 영향을 주지 못하기 때문이다. 향상된 채널 추정 값을 얻은 뒤, 다음 IDD 반복의 MIMO 검출을 위해 사용된다.

#### 3-1 VPS를 이용한 채널 재추정

앞서 언급하였듯이, 제안된 기법에서는 가상 기준 신호를 도입하였다. 이때, 가상 기준 신호로 선별된 위치의 수신 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$y_d^{(r)} = \sqrt{P_d} \sum_{i=0}^{N_i-1} g_d^{(r,i)} x_d^{(i)} + v_d^{(r)} \quad (5)$$

이때,  $y_d^{(r)}$  는 윈도우 안에서의  $d$  번째 가상 기준 신호 위치의  $r$  번째 수신 안테나의 신호를 의미하고,  $0 \leq d \leq N_d - 1$  이며,  $N_d$  는 윈도우 안의 가상 기준 신호의 개수이다.  $P_d$  는 데이터 신호의 전송 세기,  $g_d^{(r,i)}$  는  $i$  번째 전송 안테나로부터  $r$  번째 수신 안테나 사이의 채널,  $x_d^{(i)}$  는 데이터 신호,  $v_d^{(r)}$  는 잡음을 나타낸다. 식 (2)와 식 (5)를 조합하

면, 채널 추정을 위한 수신 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} z_r \\ y_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{P_p} R_t & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \sqrt{P_d} X_0 & \cdots & \sqrt{P_d} X_{N_d-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{r,t} \\ g_{r,0} \\ \vdots \\ g_{r,N_d-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_r \\ v_r \end{bmatrix} \quad (6)$$

이때,  $y_r = [y_0^{(r)}, \dots, y_{N_d-1}^{(r)}]^T$  는 수신 벡터,  $X_i = \text{diag}([x_0^{(i)}, \dots, x_{N_d-1}^{(i)}]^T)$  는 데이터 신호의 대각행렬,  $g_{r,i} = [g_0^{(r,i)}, \dots, g_{N_d-1}^{(r,i)}]^T$  는 데이터 신호의 채널 벡터,  $v_r = [v_0^{(r)}, \dots, v_{N_d-1}^{(r)}]^T$  는 잡음 벡터이다. 수신된 기준 신호와는 반대로 수신된 가상 기준 신호는 여러 전송 안테나로부터 수신된 데이터 심볼 행렬  $X_i$  로 구성된다. 이때  $X_i$  는 랜덤 변수이고,  $X_i$  의 통계는 로그우도비로부터 유도될 수 있다.  $L(c_{t,i}^{(i)})$ ,  $\dots, L(c_{t,Q}^{(i)})$  가 데이터 심볼  $x_t^{(i)}$  에 매핑된  $Q$  코드 비트의 로그우도비라고 하면  $x_t^{(i)}$  의 평균과 분산은 다음과 같다.

$$E[x_t^{(i)}] = \sum_{\theta \in \Theta} \theta \prod_{k=1}^Q \underbrace{\frac{1}{2} (1 + c_{t,k}^{(i)} \tanh(L(c_{t,k}^{(i)}/2))}_{\text{Pr}(c_{t,k}^{(i)})} \quad (7)$$

$$E[|x_t^{(i)}|^2] = \sum_{\theta \in \Theta} |\theta|^2 \prod_{k=1}^Q \underbrace{\frac{1}{2} (1 + c_{t,k}^{(i)} \tanh(L(c_{t,k}^{(i)}/2))}_{\text{Pr}(c_{t,k}^{(i)})} \quad (8)$$

이 때 집합  $\Theta$  는 모든 가능한 심볼의 정상도(constellation)를 대표한다.  $\bar{X}_i = \text{diag}([E[x_0^{(i)}], \dots, E[x_{N_d-1}^{(i)}]]^T)$  라는 것을 생각하면, 이로부터 MMSE 기법을 사용하여 추정된 채널은 다음과 같이 얻어진다.

$$\hat{\mathbf{h}}_{r,t} = \text{Cov}\left(\mathbf{h}_{r,t}, \begin{bmatrix} \mathbf{z}_r \\ \mathbf{y}_r \end{bmatrix}\right) \text{Cov}\left(\begin{bmatrix} \mathbf{z}_r \\ \mathbf{y}_r \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \mathbf{z}_r \\ \mathbf{y}_r \end{bmatrix}\right)^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{z}_r \\ \mathbf{y}_r \end{bmatrix} \quad (9)$$

위 식에서,

$$\text{Cov}\left(\mathbf{h}_{r,t}, \begin{bmatrix} \mathbf{z}_r \\ \mathbf{y}_r \end{bmatrix}\right) = \begin{bmatrix} \sqrt{P_p} E[h_{r,t} h_{r,t}^H] R_t^H \\ \sqrt{P_p} \sum_{i=0}^{N_d-1} E[h_{r,t} g_{r,i}^H] \bar{X}_i^H \end{bmatrix}^T \quad (10)$$

$$\text{Cov}\left(\begin{bmatrix} \mathbf{z}_r \\ \mathbf{y}_r \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \mathbf{z}_r \\ \mathbf{y}_r \end{bmatrix}\right) = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}^T \quad (11)$$

이고,

$$A_{11} = P_p R_t E[h_{r,t} h_{r,t}^H] R_t^H + \sigma^2 I \quad (12)$$

$$A_{12} = \sqrt{P_d} \sqrt{P_p} R_t \sum_{i=0}^{N_t-1} E[h_{r,t} g_{r,t}^H] \bar{X}_i^H \quad (13)$$

$$A_{21} = \sqrt{P_d} \sqrt{P_p} \sum_{i=0}^{N_t-1} \bar{X}_i E[g_{r,t} h_{r,t}^H] R_t^H \quad (14)$$

$$A_{22} = P_d \sum_{i=0}^{N_t-1} \sum_{j=0}^{N_t-1} E[X_i E[g_{r,t} g_{r,t}^H] X_j^H] + I \quad (15)$$

이다. 식 (9)~(15)의 계산과정에서는 각 안테나 쌍에 의한 채널의 상관 값이 요구된다. 이 때, 다른 안테나 쌍의 채널 상관은 무시할 정도로 작다고 가정하면  $\hat{h}_{r,t}$ 의 채널 추정은

$$\hat{\mathbf{h}}_{r,t} = \begin{bmatrix} C_{hh} & C_{hg} \bar{X}_i^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{hh} + \frac{1}{P_p} I & C_{hg} \bar{X}_i^H \\ \bar{X}_i C_{gh} & \underbrace{\sum_{i=0}^{N_t-1} C_{gg} \otimes E[x_i x_i^H] + \frac{1}{P_d} I}_{\Sigma^{-1}} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{P_p}} R_t^H \mathbf{z}_r \\ \frac{1}{\sqrt{P_p}} \mathbf{y}_r \end{bmatrix} \quad (16)$$

이다. 위 식에서  $C_{hh} = \text{cov}(h_{r,t}, h_{r,t})$ ,  $C_{hg} = C_{gh}^H = \text{cov}(h_{r,t}, g_{r,t})$ ,  $C_{gg} = \text{cov}(g_{r,t}, g_{r,t})$  이고, 이들은 식 (4)에 의해 계산된다. 또한,  $x_i = [x_0^{(i)}, \dots, x_{N_d-1}^{(i)}]^T$  이고,  $X \otimes Y$ 는  $X$ 와  $Y$  간의 Hadamard (element-by-element) 곱셈 연산으로 정의된다.

### 3-2 가상 기준 신호 선택

제안된 기법에서 가장 중요한 것은 전체 데이터 신호 중에서 가상 기준 신호로 사용될 데이터를 선택하는 것이다. 서로 다른 안테나 쌍에 대한 채널 상관성이 없다고 가정하면, 최소자승오차(mean square error)는 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} MSE(I) &= E \left[ \left\| \hat{h}_{r,t} - \hat{h}_{r,t} \right\|^2 \right] \\ &= \frac{1}{P_p} \text{tr} \left( C_{hh} \left( C_{hh} + \frac{1}{P_p} I \right)^{-1} \right) \end{aligned}$$

$$- \left( \frac{1}{P_p} \right)^2 \frac{|E[x_i^{(l)}]|^2 C_{gh} (C_{hh} + \frac{1}{P_p} I)^{-2} C_{hg}}{A + \frac{1}{P_d} - |E[x_i^{(l)}]|^2 C_{gh} (C_{hh} + \frac{1}{P_p} I)^{-1} C_{hg}} \quad (17)$$

이 때,  $l$ 은 데이터의 인덱스,  $A = \sum_{i=0}^{N_t-1} E[|x_i^{(l)}|^2]$ 이다. 위 식을 살펴보면 첫 번째 항은 가상 기준 신호의 위치와 상관없이 불변이므로 최소자승오차를 최소화시키기 위해서는 두 번째 항을 최대화시키는 데이터 신호를 선택하여야 한다. 결국, 가상 기준 신호 선택 과정에서는 기준 신호와 데이터 신호 사이의 채널 상관성이 큰 영향을 미친다. 일반적으로 파일럿 신호는 균등하고 희소하게 위치해 있기 때문에 기준 신호의 상관성이 작다고 가정하면 ( $C_{hh} \approx I$ ), 간단한 비용 함수를 얻을 수 있다.

$$\phi(I) = |E[x_i^{(l)}]| \|C_{gh}\| \quad (18)$$

여기서 주목할 점은 가상 기준 신호 선택을 위한 비용 함수는 연관성의 신뢰성 ( $|E[x_i^{(l)}]|$ )과 데이터 신호와 기준 신호 사이의 채널 상관 ( $\|C_{gh}\|$ )의 곱으로 표현되는 것이다. 그 결과, 비용 함수를 최대화 하는  $N_d$ 개의 데이터를 선택하는 것으로 단순화 된다.

## IV. 모의실험 결과

시뮬레이션은 QPSK를 사용한 단일사용자 MIMO-OFDM을 기반으로 수행되었다. EVA 채널모델에서 12×12 MIMO 시스템을 가정하여 신호를 전송하였다<sup>[7]</sup>. 8×8 MIMO 시스템보다 큰 MIMO 시스템에서 파일럿 신호의 위치가 3GPP 표준에서 표준화 되어 있지 않으므로<sup>[8]</sup>, 각 슬롯에  $i$ 번째 전송 안테나를 위한 두 개의 파일럿  $R_i$ 를 매핑하였다. 성능 비교를 위해 제안된 기법과 기존의 LS, MMSE의 채널 추정 성능을 비교하였다. 제안된 기법에서는 32개의 VPS가 사용되었다.

그림 2는 1번 반복하였을 경우와 7번 반복하였을 경우의 비트오율 성능을 나타내었다. 제안하는 채널 추정 기법은 반복적인 검출 및 디코딩 과정에서 개선된 채널 추정을 제공함으로써 검출 및 디코딩 성능을 향상시켜, 기

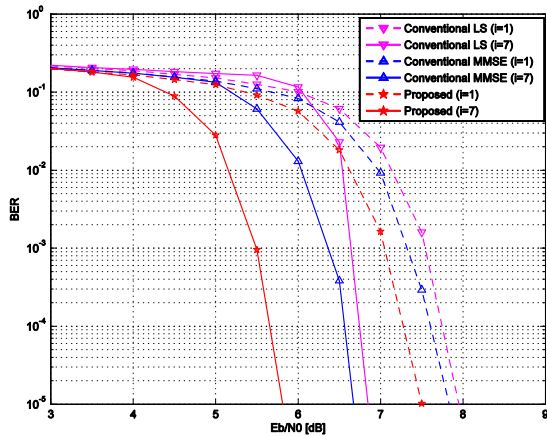


그림 2. 기존기법과 제안된 기법의 성능비교  
 Fig. 2. BER performance between conventional and proposed method.

존 기법에 비해 상당한 이득(약 1 dB 이득)을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

References

[1] Y. Li, "Simplified channel estimation for OFDM systems with multiple transmit antennas", *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 1, pp. 67-75, Jan. 2002.  
 [2] M. Munster, L. Hanzo, "Parallel-interference-cancellation-

assisted decision-directed channel estimation for OFDM systems using multiple transmit antennas", *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, vol. 4, pp. 2148-2162, Sep. 2005.  
 [3] S. Song, A. Singer, and K. Sung, "Soft input channel estimation for turbo equalization", *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 52, pp. 2885-2894, Oct. 2004.  
 [4] J. Choi, B. Shim, and A. Singer, "Efficient soft-input soft-output tree detection via an improved path metric", *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 58, no. 3, pp. 1518-1533, March 2012.  
 [5] J. Lee, B. Shim, and I. Kang, "Soft-input soft-output list sphere detection with a probabilistic radius tightening", *IEEE Trans. Wire. Commun.*, vol. 11, no. 8, pp. 2848-2857, Aug. 2012.  
 [6] 3GPP TS 36.101 V9.1.0(2009-09): "Evolved Universal Terrestrial Radio Access(E-UTRA); User Equipment(UE) radio transmission and reception(Release 9)".  
 [7] 3GPP TS 36.211 V9.1.0(2010-03): "Evolved Universal Terrestrial Radio Access(E-UTRA); Physical Channels and Modulation(Release 9)".  
 [8] B. M. Hochwald, S. ten Brink, "Achieving near-capacity on a multipleantenna channel", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, pp. 389-399, Mar. 2003.

서 회 진



2015년: 한양대학교 융합전자공학부 (공학사)  
 2015년~현재: 서울대학교 전기전자공학부 석박사통합과정 재학중  
 [주 관심분야] 무선통신 신호 처리

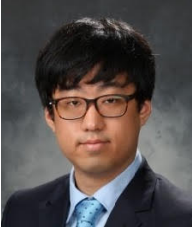
박 선 호



2008년: 고려대학교 전파통신공학과 (공학사)  
 2011년: 고려대학교 컴퓨터-전파통신공학과 (공학석사)  
 2015년: 고려대학교 컴퓨터-전파통신공학과 (공학박사)  
 2015년~현재: 서울대학교 뉴미디어통신

공동연구소 선임연구원  
 [주 관심분야] 무선이동통신, 5G 통신 시스템

김진홍



2015년: 서울과학기술대학교 전자IT미디어공학과 (공학사)  
2015년~현재: 서울대학교 전기전자공학부 석박사통합과정 재학중  
[주 관심분야] 회소신호처리

심병호



1995년: 서울대학교 제어계측공학과 (공학사)  
1997년: 서울대학교 제어계측공학과 (공학석사)  
2004년: University of Illinois Urbana-Champaign Mathematics (공학석사)  
2005년: University of Illinois at Urbana-Champaign Electrical and Computer Engineering (공학박사)  
2005년~2007년: 미 쉘컴사 선임 및 책임연구원  
2007년~2014년: 고려대학교 컴퓨터전파통신공학과 부교수  
2014년~현재: 서울대학교 전기전자공학부 부교수  
[주 관심분야] 정보이론, 통계적 신호처리, 무선이동통신