

OFDM 시스템에서 주파수 선택적 페이딩 채널과 RF 불완전 변환 극복을 위한 기저대역 신호보상 기법

준회원 김재길*, 정회원 김정빈*, 준회원 황진용*, 신동철* 종신회원 안재민*

Baseband Signal Compensation Scheme for Frequency Selective Fading Channel and RF Impairments in OFDM System

Jae-kil Kim* *Associate Member*, Jeong-been Kim* *Regular Member*,
Jinyong Hwang*, Dong-chul Shin* *Associate Members*, Jaemin Ahn* *Lifelong Member*

요약

본 논문에서는 직접변환 RF 송수신기를 채용하는 직교주파수분할다중화(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) 송수신기의 IQ 불균형과 수신기의 위상잡음, 그리고 주파수 선택적 페이딩에 의한 채널 왜곡을 종합적으로 분석하여 기저대역에서 이들 왜곡을 보상하는 보상기법을 제안한다. 제안된 보상기법은 훈련심벌을 이용하여 합성 왜곡성분을 추정하는 초기 왜곡추정과 데이터 심벌에 포함되는 파일럿 심벌을 이용한 잔여 왜곡 성분 추정과정을 포함하고 있으며 이들을 종합하여 합성왜곡성분을 제거한다. 시뮬레이션 결과로부터 제안된 보상기법은 IQ 불균형, 위상잡음과 주파수 선택적 페이딩 채널이 혼합된 신호왜곡을 동시에 보상할 수 있음을 확인하였다.

Key Words : OFDM, Direct Conversion Transceiver, IQ Imbalance, Phase Noise, Multipath Fading

ABSTRACT

In this paper, we propose a new compensation scheme for combined channel distortions and RF impairments based on the analysis of the impacts of IQ(In-phase/Quadrature) imbalance and phase noise on the OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) system in the direct conversion transceiver and frequency selective fading channel distortion. The proposed scheme estimates the combined distortion by the use of training symbols and the residual distortion by pilot symbols and compensates the combined distortion, including IQ imbalance, phase noise and multipath fading at the same time. The simulation results show that the proposed scheme compensates the combined distortion of IQ imbalance, phase noise and multipath fading simultaneously.

I. 서론

OFDM 방식은 제한된 주파수 자원을 효율적으로 활용할 수 있고 고속의 데이터 전송률을 제공할 수 있기 때문에 많은 무선통신시스템에서 사용된다.

IEEE와 3GPP에서 4세대 무선통신기술인 IMT-Advanced의 후보로 표준화가 추진 중인 802.16m과 LTE-Advanced도 OFDM을 기반으로 하고 있는 기술이다. 또한, 무선통신기술은 소형화 및 시스템의 고집적화를 위해 직접변환 RF 송수신기를 사용하는

※ 본 연구는 2009년도 충남대학교 재직교원 학술연구비 지원과제(2009-1659)로 수행된 연구결과임

* 충남대학교 전자전파정보통신공학과 이동멀티미디어통신 연구실(stone0517@cnu.ac.kr, jbkim@cnu.ac.kr, jinyong@cnu.ac.kr, dcshein@cnu.ac.kr, jmahn@cnu.ac.kr)

논문번호 : KICS 2009-11-568, 접수일자 : 2009년 11월 11일, 최종논문접수일자 : 2009년 12월 28일

추세이다. 반면, 직접변환 RF 송수신기의 직접변환 과정에서의 발생하는 RF 불완전 성분인 IQ 불균형과 위상잡음은 치명적인 시스템 성능 저하를 일으킨다. 특히 부반송파간의 직교성 유지가 중요한 OFDM 시스템에서 IQ 불균형과 위상잡음은 부반송파들 간에 간섭을 발생시켜 기저대역 데이터 수신 성능 저하를 초래한다¹¹. 한편, 무선통신채널의 일반적인 특징인 주파수 선택적 페이딩 현상은 송수신기의 IQ 불균형과 결합되어 더욱 복잡한 신호왜곡을 일으켜 OFDM 수신 성능 열화를 가속화시키기 때문에 이를 추정하고 보상하는 방법의 필요성이 제기되고 있다²¹.

이에 OFDM 수신기의 위상잡음에 의해 발생하는 간섭의 영향을 제거하는 방법들이 주파수 영역에서 연구가 수행되었고^{3,14,15}, IQ 불균형과 위상잡음이 같이 존재할 경우 각각의 간섭의 영향을 시간 영역과 주파수 영역을 나누어 보상하는 연구가 수행되었다 [7][8]. 지금까지 수행된 모든 연구들은 다중경로 채널 및 수신기의 IQ 불균형과 위상잡음까지만 모델링하여 연구를 수행하였다. 하지만 송신기 및 수신기의 IQ 불균형과 위상잡음이 주파수 선택적 페이딩 채널에서 복합적으로 나타나는 경우 각각의 영향을 나누어 보상하는 것은 아직 시도되지 않았다.

본 논문에서는 [2]에서 제안된 혼련심벌 구조를 적용하여 주파수 선택적 페이딩 채널 특성, IQ 불균형과 위상잡음을 하나의 왜곡행렬로 추정하고, 이를 이용하여 OFDM 심벌단위로 변화하는 위상잡음을 재추정하여 전체 왜곡을 보상하는 기저대역 신호보상기법을 제안한다. 한편, [9]에서는 IQ 불균형 추정 및 보상을 위한 파일럿 심벌 구조를 채용하였으며 해당 OFDM 심벌에서의 위상잡음의 영향까지도 추정할 수 있을 것으로 판단된다. 그러나 random process로 정의되는 위상잡음의 특성상 OFDM 데이터 심벌 사이사이에 삽입되는 파일럿 심벌만으로는 데이터 부반송파 위치에서의 IQ 불균형과 위상잡음의 복합왜곡을 추정하기에는 한계가 있을 것으로 예상된다.

서론에 이어 II장에서는 주파수 선택적 페이딩 채널과 결합된 RF 불완전 성분을 분석하여 각각의 성분들을 나누어 행렬식으로 정리하고, III장에서는 왜곡성분을 나타내는 행렬식을 하나의 왜곡행렬로 묶어 추정하고 보상하는 알고리즘을 제안하였으며, IV장에서는 제안된 알고리즘의 성능을 검증한 뒤 V장에서 결론을 맺는다.

II. 주파수 선택적 페이딩 채널과 결합된 RF 불완전 성분 모델

주파수 선택적 페이딩 채널 환경에서 OFDM 시스템 송수신기의 신호의 흐름은 그림 1 과 같이 간단한 블록다이어그램으로 나타낼 수 있다. 그림 1에서 n 과 k 는 각각 OFDM 심벌의 시간영역에서의 샘플 인덱스와 주파수 영역에서의 부반송파 인덱스이고, 함수들은 시간영역과 주파수 영역에서 샘플링된 OFDM 시스템의 기저대역 신호와 채널응답으로써 $d(n) = IFFT\{D(k)\}$ 는 왜곡이 없는 기저대역 송신신호, $\tilde{d}(n) = IFFT\{\tilde{D}(k)\}$ 는 송신기의 발전기에서 발생하는 IQ 불균형에 의해 왜곡된 기저대역 송신신호, $h(n) = IFFT\{H(k)\}$ 는 채널응답, $\tilde{r}(n) = IFFT\{\tilde{R}(k)\}$ 는 채널 이외의 왜곡이 없는 기저대역 수신신호, $y(n) = IFFT\{Y(k)\}$ 는 수신기의 발전기에서 발생하는 IQ 불균형과 위상동기루프(Phase Locked loop, PLL)에서 발생하는 위상잡음에 의해 왜곡된 기저대역 수신신호이다. 본 장에서는 각각의 신호와 신호를 왜곡시키는 RF 불균형성분인 IQ 불균형과 위상잡음을 송수신기 각각의 입장에서 모델링한다. 그리고 주파수 선택적 페이딩 채널환경에서 송수신기에서 발생한 모든 왜곡성분들을 주파수 영역에서 행렬식으로 정리한다.

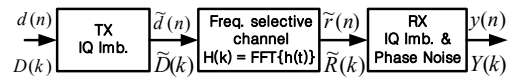


그림 1. 다중경로 채널의 계수와 RF impairment 성분이 결합된 기저대역 시스템의 등가모델
Fig. 1. Baseband system model including RF impairment and multipath fading channel coefficient

2.1 송신기 IQ 불균형 모델

시간영역에서 송신기와 신호모델은 그림 2 와 같은 형태로 모델링할 수 있다²¹. 기저대역 송신신호는 $d(t) = i(t) + jg(t)$ 로 표현하였다.

만약 IQ 불균형이 존재하지 않을 때 RF 송신신호 $s(t)$ 는 식(1)과 같이 복소 반송파 $e^{j2\pi f_c t}$ 와 $d(t)$ 의 곱에서 실수부를 취하여 구할 수 있다.

$$s(t) = Re\{d(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad (1)$$

그러나 직접변환 RF 송신기에 IQ 불균형이 발생하면 RF 송신신호 $s(t)$ 는 식(2)와 같이 변형된다.

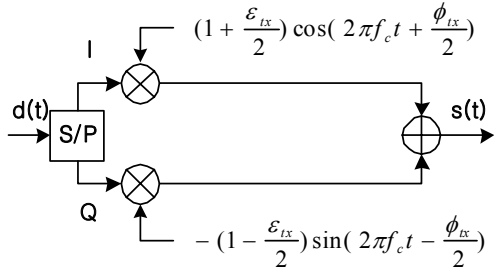


그림 2. 송신기 IQ 불균형 모델
Fig. 2. IQ Imbalance model at transmitter

$$s(t) = i(t)\left(1 + \frac{\epsilon_{tx}}{2}\right)\cos\left(2\pi f_c t + \frac{\phi_{tx}}{2}\right) - q(t)\left(1 - \frac{\epsilon_{tx}}{2}\right)\sin\left(2\pi f_c t - \frac{\phi_{tx}}{2}\right) \quad (2-1)$$

여기서 ϵ_{tx} 와 ϕ_{tx} 는 직접변환 RF 송신기의 in-phase와 quadrature-phase 성분에서 발생하는 이득과 위상 불균형성분을 나타내며 참고문헌 [2]에서 유도한 것과 같은 방식으로 정리하면 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$s(t) = Re\{\tilde{d}(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad (2-2)$$

여기서 $\tilde{d}(t)$ 는 직접변환 RF 송신기에 의해 왜곡된 기저대역 등가 송신신호로서 식(3)과 같이 주어진다.

$$\tilde{d}(t) = \tilde{i}(t) + j\tilde{q}(t) = \alpha d(t) + \beta d^*(t) \quad (3)$$

위 식에서 $(\cdot)^*$ 은 켈레복소수이고, α 와 β 는 IQ 불균형에 의한 왜곡 성분으로 [2]의 연산방법을 따르면 다음과 같이 정리된다.

$$\alpha = \cos\frac{\phi_{tx}}{2} + j\frac{\epsilon_{tx}}{2}\sin\frac{\phi_{tx}}{2}$$

$$\beta = \frac{\epsilon_{tx}}{2}\cos\frac{\phi_{tx}}{2} + j\sin\frac{\phi_{tx}}{2} \quad (4)$$

식(3)에서 기저대역 등가송신신호 $d(t)$, $\tilde{d}(t)$ 를 FFT 크기로 샘플링을 하면 $d(n)$, $\tilde{d}(n)$ 와 같고, $d(n)$, $\tilde{d}(n)$ 에 FFT를 적용하면 주파수영역 송신신호 $\tilde{D}(k)$ 를 식(5)와 같이 얻을 수 있다.

$$\tilde{D}(k) = FFT\{\alpha d(n) + \beta d^*(n)\} = \alpha D(k) + \beta D^*(-k)$$

(단, $k = -\frac{N}{2}, \dots, 0, \dots, \frac{N}{2} - 1$)

위 식에서 k 와 N 은 각각 주파수 영역의 부반송파 인덱스와 전체 부반송파 수를 나타낸다. OFDM 시스템에서 IQ 불균형이 존재할 경우 식(5)와 같이 k 번째 부반송파는 $-k$ 번째 부반송파의 간섭을 받는다[2]. 식(5)로부터 주파수영역의 왜곡이 없는 기저대역 송신신호 $\{D(k), D^*(-k)\}$ 를 이용하여 왜곡이 발생한 식(5)의 기저대역 송신신호를 행렬 형태로 표현하면 식(6)과 같다.

$$\begin{bmatrix} \tilde{D}(k) \\ \tilde{D}^*(-k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha & \beta \\ \beta^* & \alpha^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D(k) \\ D^*(-k) \end{bmatrix} \quad (6)$$

2.2 수신기의 IQ 불균형과 위상잡음 모델

시간영역에서 직접변환 RF 수신기를 그림 3 과 같은 형태로 모델링할 수 있다[2]. 그림 3 에서 ϵ_{rx} 와 ϕ_{rx} 는 직접변환 RF 수신기의 이득과 위상 불균형 성분이며, $\theta(t)$ 는 위상잡음으로써 반송파에 위상이 더해진 형태로 표현된다.

RF 수신신호 $r(t)$ 의 기저대역등가신호를 $\tilde{r}(t)$ 이라고 하면, $r(t)$ 는 식(7)과 같이 표현된다.

$$r(t) = Re\{\tilde{r}(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad (7)$$

통과대역으로 수신된 신호 $r(t)$ 를 그림 3 과 같이 모델링되는 직접변환 RF 수신기를 통과시키면 왜곡된 기저대역 수신신호 $y(t)$ 의 실수와 허수성분을 식(8)과 같이 얻을 수 있다.

$$Re\{y(t)\} = \frac{1}{2}\left(1 + \frac{\epsilon_{rx}}{2}\right)\left\{\tilde{r}(t)e^{-j(\theta(t) + \frac{\phi_{rx}}{2})} + \tilde{r}^*(t)e^{j(\theta(t) + \frac{\phi_{rx}}{2})}\right\}$$

$$Im\{y(t)\} = \frac{1}{2j}\left(1 - \frac{\epsilon_{rx}}{2}\right)\left\{\tilde{r}(t)e^{-j(\theta(t) - \frac{\phi_{rx}}{2})} - \tilde{r}^*(t)e^{j(\theta(t) - \frac{\phi_{rx}}{2})}\right\} \quad (8)$$

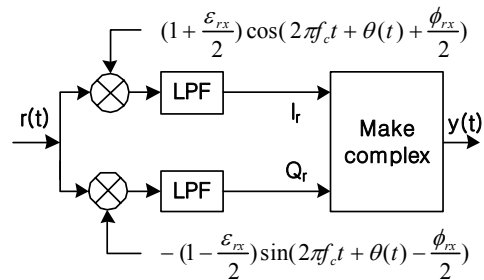


그림 3. 수신기 IQ 불균형과 위상잡음 모델
Fig. 3. Model of IQ imbalance and Phase Noise at receiver

식(8)로부터 $y(t) = Re\{y(t)\} + jIm\{y(t)\}$ 를 이용하여 정리하면 다음과 같다.

$$y(t) = \frac{1}{2}\tilde{r}(t)e^{-j\theta(t)}\left\{\left(1 + \frac{\epsilon_{rx}}{2}\right)e^{-j\frac{\phi_{rx}}{2}} + \left(1 - \frac{\epsilon_{rx}}{2}\right)e^{j\frac{\phi_{rx}}{2}}\right\} + \frac{1}{2}\tilde{r}^*(t)e^{j\theta(t)}\left\{\left(1 + \frac{\epsilon_{rx}}{2}\right)e^{j\frac{\phi_{rx}}{2}} - \left(1 - \frac{\epsilon_{rx}}{2}\right)e^{-j\frac{\phi_{rx}}{2}}\right\} \quad (9)$$

$$= \gamma\tilde{r}(t)e^{-j\theta(t)} + \delta\tilde{r}^*(t)e^{j\theta(t)}$$

여기서 수신기에서의 IQ 불균형에 의한 왜곡 성분 γ 와 δ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\gamma = \cos\frac{\phi_{rx}}{2} - j\frac{\epsilon_{rx}}{2}\sin\frac{\phi_{rx}}{2} \quad (10)$$

$$\delta = \frac{\epsilon_{rx}}{2}\cos\frac{\phi_{rx}}{2} + j\sin\frac{\phi_{rx}}{2}$$

식(9)에서 위상잡음은 $\theta(t)$ 는 random process 이며 $p(t) = e^{-j\theta(t)}$ 로 정의하고, 식(5)와 같이 시간영역 신호인 $y(t)$, $\tilde{r}(t)$, $p(t)$ 의 샘플 신호 $y(n)$, $\tilde{r}(n)$, $p(n)$ 에 FFT를 적용하면 왜곡된 주파수영역신호 $Y(k)$ 를 식(11)과 같이 쓸 수 있다.

$$Y(k) = FFT\{\gamma\tilde{r}(n)p(n) + \delta\tilde{r}^*(n)p^*(n)\} = \gamma\tilde{R}(k) * P(k) + \delta\tilde{R}^*(-k) * P^*(-k) \quad (11)$$

(단, $k = -\frac{N}{2}, \dots, 0, \dots, \frac{N}{2} - 1$)

*은 주파수 영역에서의 원형 컨볼루션을 나타낸다. IQ 불균형은 k 번째 부반송파에 $-k$ 번째 부반송파의 간섭만 일으키지만, 위상잡음 함수 $p(n)$ 는 FFT 이후 왜곡되지 않은 기저대역신호에 컨볼루션되어 k 번째 부반송파에 모든 부반송파의 간섭을 일으킨다.

송신기와 마찬가지로 식(11)로부터 OFDM 심벌 내에서 서로 대칭 부반송파 신호인 주파수영역의 신호 $\{Y(k), Y^*(-k)\}$ 를 행렬식으로 나타내면 식(12)와 같다.

$$\begin{bmatrix} Y(k) \\ Y^*(-k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \gamma & \delta \\ \delta^* & \gamma^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{R}(k) * P(k) \\ \tilde{R}^*(-k) * P^*(-k) \end{bmatrix} \quad (12)$$

2.3 주파수 선택적 페이딩 채널에서의 왜곡성분 모델

시간영역에서 왜곡된 기저대역 등가송신신호 $\tilde{d}(t)$ 는 주파수 선택적 페이딩 채널 $h(t)$ 를 통과한 후 기저대역 등가신호 $\tilde{r}(t)$ 의 형태로 식(13)과 같이

수신된다.

$$\tilde{r}(t) = \tilde{d}(t) * h(t) + n(t) \quad (13)$$

$h(t)$ 는 채널의 임펄스 응답을 나타내고, $n(t)$ 는 평균이 0 이고 양측대파 전력밀도가 $N_0/2$ 인 백색 부가잡음을 의미하며, *는 컨볼루션을 나타낸다. 여기서 식(5), (11)과 같이 시간영역신호인 $\tilde{r}(t)$, $\tilde{d}(t)$, $h(t)$, $n(t)$ 의 샘플 신호 $\tilde{r}(n)$, $\tilde{d}(n)$, $h(n)$, $n(n)$ 에 FFT를 적용하면 식(13)은 식(14)와 같다.

$$\tilde{R}(k) = \tilde{D}(k)H(k) + N(k) \quad (14)$$

식(6), (12), (14)를 결합하면 주파수 영역에서의 기저대역 송신신호 $D(k)$ 가 직접변환 송신기에 의한 왜곡, 주파수 선택적 페이딩 왜곡, 그리고 직접변환 수신기에 의한 왜곡을 거쳐 수신된 왜곡된 수신신호 $Y(k)$ 에 대한 관계식을 얻을 수 있으며 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} Y(k) \\ Y^*(-k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \gamma & \delta \\ \delta^* & \gamma^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P(0) & 0 \\ 0 & P^*(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H(k) & 0 \\ 0 & H^*(-k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha & \beta \\ \beta^* & \alpha^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D(k) \\ D^*(-k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \gamma & \delta \\ \delta^* & \gamma^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sum_{m=-N/2}^{N/2-1} P(m) * \tilde{R}(k-m) \\ \sum_{m=-N/2}^{N/2-1} P^*(-m) * \tilde{R}^*(-k+m) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} W(k) \\ W^*(-k) \end{bmatrix} \quad (15)$$

위 식에서 k 는 부반송파 인덱스이고, N 은 전체 부반송파 수를 나타내며, $W(k)$ 는 주파수 영역에서 수신기의 왜곡성분에 의해 왜곡된 백색부가잡음이다. 위 행렬식은 주파수 영역에서 OFDM 부반송파의 대칭관계를 이용한 것이다. 위상잡음은 Common Phase Error(CPE)와 ICI 성분으로 나누어 표현할 수 있고, 위상잡음의 가장 큰 왜곡성분은 CPE성분인 $P(0)$ 이다[1][3][4][5][7]. 식(15)의 왜곡성분들을 각각 나누어 정의 하면 식(16)와 같다.

$$[G_k] = \begin{bmatrix} \gamma & \delta \\ \delta^* & \gamma^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P(0) & 0 \\ 0 & P^*(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H(k) & 0 \\ 0 & H^*(-k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha & \beta \\ \beta^* & \alpha^* \end{bmatrix}$$

$$\overline{ICI}_k = \begin{bmatrix} \gamma & \delta \\ \delta^* & \gamma^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sum_{m=-N/2}^{N/2-1} P(m) * \tilde{R}(k-m) \\ \sum_{m=-N/2}^{N/2-1} P^*(-m) * \tilde{R}^*(-k+m) \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\overline{W}_k = \begin{bmatrix} W(k) \\ W^*(-k) \end{bmatrix}$$

$[G_k], \overline{IC}_k, \overline{W}_k$ 는 채널과 송수신기의 왜곡성분이 포함된 왜곡행렬, 위상잡음에 의한 간섭벡터, 수신기의 왜곡성분에 의해 왜곡된 잡음벡터를 나타낸다.

III. 왜곡행렬 추정 및 보상 알고리즘

II장에서 보인바와 같이 시스템 성능을 저하시키는 왜곡성분들은 채널, IQ 불균형에 의한 왜곡성분과 위상잡음의 CPE를 포함하는 왜곡행렬 $[G_k]$ 과 간섭행렬 \overline{IC}_k 로 나누어진다. 본 장에서는 그림 4와 같이 참고문헌 [2]에서 제안된 훈련심벌 구조를 이용하여 왜곡행렬 $[G_k]$ 를 추정하여 일괄적으로 보상하고 데이터심벌에 포함된 파일럿심벌을 이용하여 계속해서 변하는 잔여 위상잡음의 CPE 성분을 추정된 뒤 제거하는 알고리즘을 제안한다. 제안된 보상기법을 적용한 수신기를 간단히 표현하면 그림 5와 같다.

그림 4의 긴 훈련심벌의 구조는 심벌 내 마주보는 $k, -k$ 번째 부반송파를 하나의 벡터로 정의 했을 때, 두 개의 긴 훈련심벌의 k 번째 벡터들이 서로 직교하는 구조를 갖고, 그림 5의 동작 순서를 간단히 설명하면 아래와 같다.

- 1) 두 개의 긴 훈련심벌로부터 왜곡행렬을 추정한다.
- 2) 추정된 왜곡행렬로 훈련심벌 뒤에 이어서 수

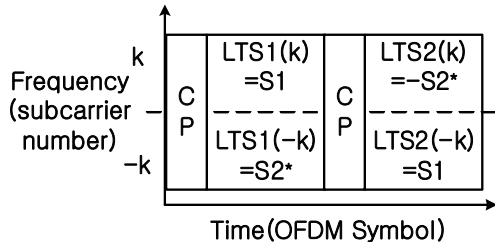


그림 4. Alamouti 기법이 적용된 프리앰블의 부반송파 할당 방식
Fig. 4. Preamble format using the Alamouti scheme

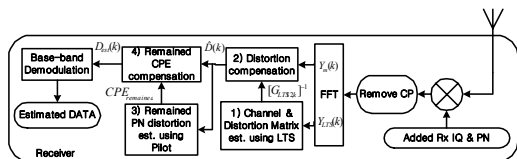


그림 5. 제안된 보상기법을 적용한 수신기 블록다이어그램
Fig. 5. Block diagram of receiver using proposed compensation scheme

신되는 데이터 심벌을 보상한다.

- 3) 보상된 데이터 심벌의 파일럿을 추출하여 잔여 CPE를 추정한다.
- 4) 추정된 잔여 CPE로부터 데이터 심벌을 보상한다.

3.1 훈련심벌을 이용한 왜곡행렬 추정

그림 4와 같이 참고문헌 [2]에서 제안된 두 개의 긴 훈련심벌(long training symbol)이 동일한 왜곡의 영향을 받는다고 가정하면, 긴 훈련심벌의 주파수 영역신호를 식(11), 식(12)와 동일한 방법으로 $\{Y_{LTS1}(k), Y_{LTS1}^*(-k)\}$ 와 $\{Y_{LTS2}(k), Y_{LTS2}^*(-k)\}$ 을 수신된 순서로 행렬식을 정리하면 식(17)과 같다.

$$\begin{aligned} [Y_{LTS2,k}] &= \begin{bmatrix} Y_{LTS1}(k) & Y_{LTS2}(k) \\ Y_{LTS1}^*(-k) & Y_{LTS2}^*(-k) \end{bmatrix} \\ &= [G_{LTS2,k}] \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \end{bmatrix} + [IC_k] + [W_k] \quad (17) \\ &= [G_{LTS2,k}] [S_{LTS2,k}] + [IC_k] + [W_k] \end{aligned}$$

$[Y_{LTS2,k}]$ 는 왜곡된 훈련심벌들을 수신된 순서로 배치시킨 행렬이고, $[S_{LTS2,k}]$ 는 훈련심벌로부터 생성된 수신 측에서 알고 있는 프리앰블 신호이다. 모든 k 번째 부반송파에 대하여 $[S_{LTS2,k}]$ 는 항상 역행렬이 존재하기 때문에 식(18)과 같이 왜곡행렬 $[G_{LTS2,k}]$ 을 추정할 수 있다.

$$[G_{LTS2,k}] \approx [Y_{LTS2,k}] [S_{LTS2,k}]^{-1} \quad (18)$$

식(18)은 그림 5의 채널과 왜곡행렬을 추정하는 블록이 수행한다.

3.2. 잔여 CPE성분 추정 및 보상알고리즘

OFDM 패킷이 전송되는 동안 주파수 선택적 페이딩 채널이 변하지 않는다고 가정하더라도 위상동기 오류에 의해 위상잡음은 계속 발생하므로 왜곡행렬을 보정한 후에도 위상잡음에 의해 시스템 성능 저하가 발생한다. 특히 잔여 CPE 성분에 의한 위상회전은 성능저하의 가장 큰 요인이 된다.

주파수 영역에서 왜곡행렬이 보상된 기저대역 수신데이터 심벌행렬 $[\hat{D}_m(k) \hat{D}_m^*(-k)]^T$ 은 식(19) 과정을 수행하는 그림 5의 왜곡 보상 블록에서 추정된 왜곡행렬로 왜곡된 수신신호를 보상하여 얻을 수 있다. 그러나 왜곡행렬이 보상되어도 잔여 위상잡음의 CPE 성분이 남게 된다. 본래의 기저대역 송

신신호와 왜곡행렬로 보상된 수신데이터 심벌 $\hat{D}_m(k)$ 의 관계를 다시 정리하면 식(20)과 같다.

$$\begin{bmatrix} \hat{D}_m(k) \\ \hat{D}_m^*(-k) \end{bmatrix} = [G_{LTS12,k}]^{-1} \begin{bmatrix} Y_m(k) \\ Y_m^*(-k) \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\hat{D}_m(k) = CPE_{remaining} D_m(k) + Z_m(k) \quad (20)$$

위 식에서 m 은 OFDM 패킷 내 데이터 심벌번호이고, k 는 데이터심벌 내 부반송파 번호이다. 그리고 $D_m(k)$ 는 m 번째 OFDM 심벌의 왜곡되지 않은 기저대역 송신신호이고, $Z_m(k)$ 는 왜곡행렬이 보상된 간섭성분 $ICI_m(k)$ 과 백색부가잡음 $W_m(k)$ 을 합한 잡음신호이다.

그림 5의 위상잡음 추정 블록에서 수신된 OFDM 데이터 심벌 내의 파일럿을 추출하여 식(21)과 같이 잔여 CPE 성분을 추정하고, 그림 5의 잔여 CPE 보상 블록에서 식(22)와 같이 각각의 OFDM 데이터 심벌의 잔여 CPE를 제거하여 기저대역 수신신호를 추정한다.

$$CPE_{remaining} \approx \frac{\sum_{k \in k_p} \hat{D}_m(k) D_m^*(k)}{\sum_{k \in k_p} D_m(k) D_m^*(k)} \quad (21)$$

$$D_{estimated}(k) = \hat{D}_m(k) / CPE_{remaining} \quad (22)$$

k_p 는 OFDM 데이터 심벌 내 파일럿의 부반송파 인덱스 이다.

IV. 모의실험

주파수 선택적 채널에서 IQ 불균형과 위상잡음 발생 시 제안된 수신기법에 따른 성능을 평가하기 위하여 IEEE 802.11a OFDM WLAN 표준을 기준으로 16QAM 변조방식을 사용하였고, 하나의 OFDM 패킷은 참고문헌 [2]에서 제안된 두 개의 훈련심벌과 100 개의 데이터 심벌로 구성하였다.

그림 6와 같이 Power Spectral Density(PSD)가 Lorentzian spectrum으로 모델링된^[1] 위상잡음과 각 경로별 독립적인 특성과 Rayleigh 분포를 갖는 다중경로 채널로서 RMS 지연확산이 150 ns인 그림

7 과 같은 주파수 선택적 페이딩 채널 모델을 사용하여 모의실험을 수행하였다.

그림 8은 IQ 불균형이 송수신기에 동일하게 이득 $\epsilon = 0.1$ 과 위상 $\phi = 8^\circ$ 으로 존재하고, 수신기 위상잡음이 100 kHz 에서 -105 dBc/Hz 일 때 SNR = 25 dB 에서 RMS 지연확산이 150 ns 인 다중경로 채널을 통과한 기저대역 수신신호의 보상 전과 후의 정상도이다. 데이터 심벌의 왜곡행렬 보상 후에도 잔여 위상잡음은 정상도의 위상 회전으로 나타난다. 잔여 위상잡음의 CPE 성분을 제거하게 되면 정상도가 제자리를 찾아가게 되지만, 보상되지 않은 잔여 ICI 성분은 정상도의 퍼짐 현상으로 나타난다.

그림 9~12는 RMS 지연확산 50 ns, 150 ns인 주파수 선택적 페이딩 채널에서 채널의 영향만 존

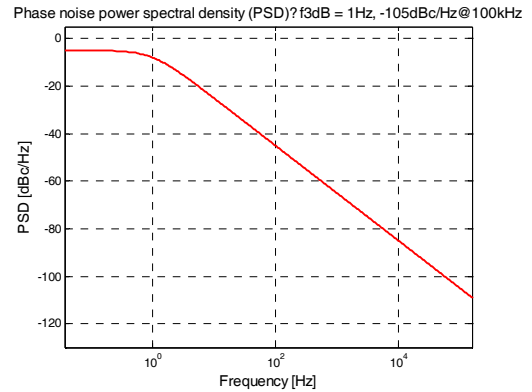


그림 6. 위상잡음의 PSD
Fig. 6. PSD of Phase Noise

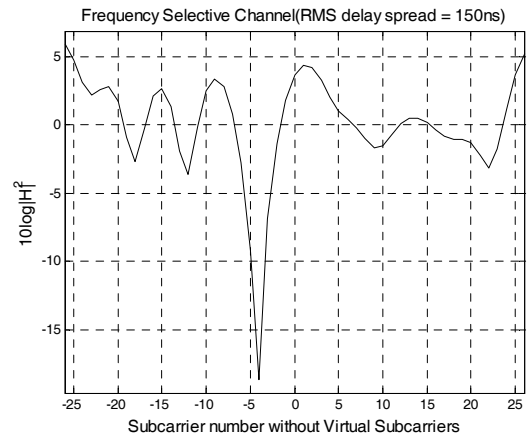
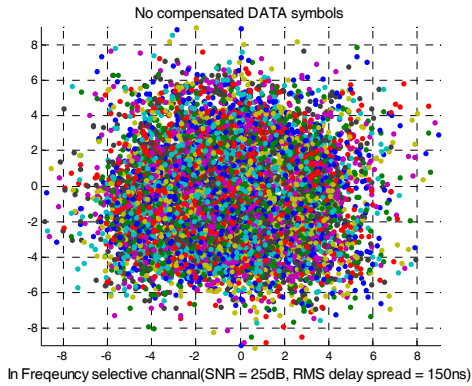
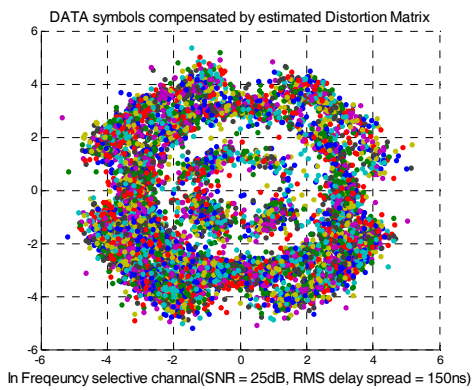


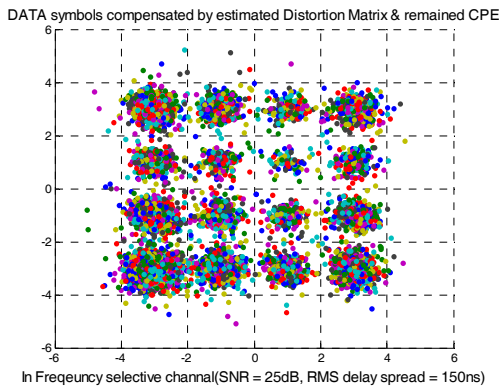
그림 7. 주파수 선택적 페이딩 채널의 주파수 특성
Fig. 7. Spectrum of frequency selective fading channel



(a)



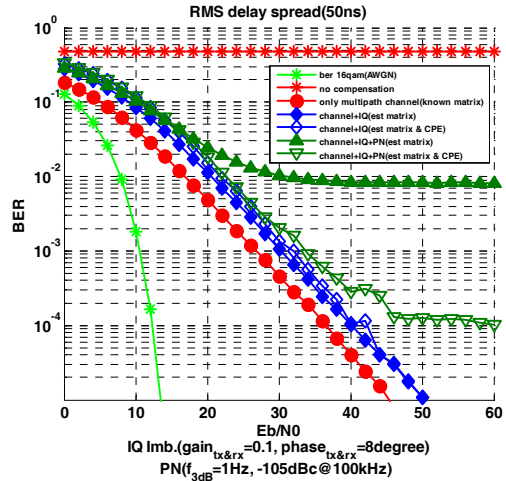
(b)



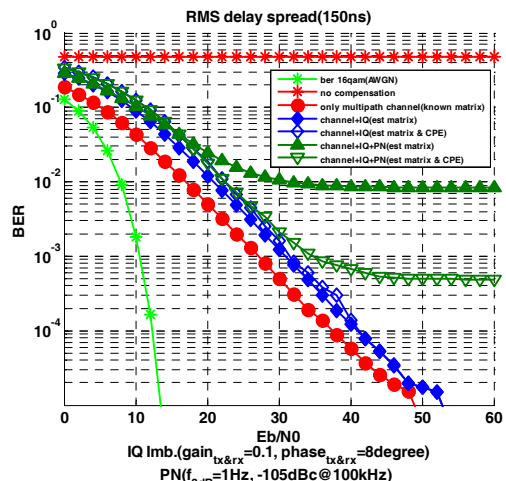
(c)

그림 8. 기저대역 수신신호의 정상도(SNR=25dB). (a) 보상 전. (b) 왜곡행렬 보상 후. (c) 잔여 CPE 제거 후
Fig. 8. Constellation of baseband signal at receiver (a) before compensation (b) after compensating distortion matrix (c) after removing remained CPE

재할 경우 (“only multipath channel”), 채널과 IQ불균형의 영향만 존재할 경우 (“channel+IQ”), 채널, IQ불균형과 위상잡음의 영향이 같이 존재할 경우



(a)

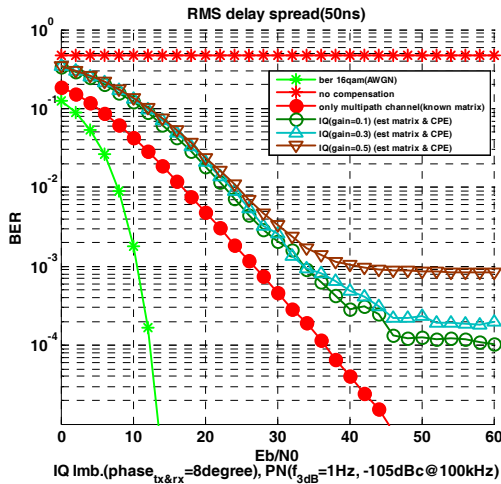


(b)

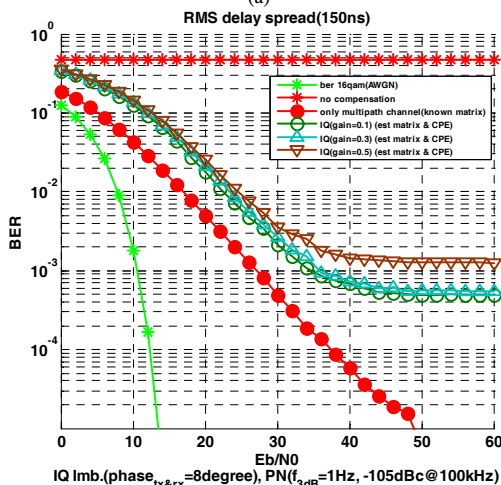
그림 9. 제안된 알고리즘의 16-QAM BER 성능 (a) RMS 지연확산 50ns (b) RMS 지연확산 150ns

Fig. 9. BER versus Eb/N0 performance for 16-QAM of proposed algorithm (a) at RMS delay spread 50ns (b) at RMS delay spread 150ns

(“channel+IQ+PN”)를 나누어 제안된 알고리즘의 Eb/N0에 따른 BER 성능을 보인다. “ber 16qam (AWGN)”은 채널 왜곡이 없는 환경에서 부가백색 잡음 이외의 아무런 왜곡성분이 존재하지 않을 경우의 성능이고, “no compensation”은 모든 왜곡성분이 존재할 때 보상을 해주지 않았을 경우의 성능을 나타낸다. 보상방법으로 “(known matrix)”는 알고 있는 IQ 불균형 왜곡 값과 채널 값으로 계산된 왜곡행렬로 보상을 한 경우, “(est matrix)”는 제안된 방법으로 추정된 왜곡행렬만 보상을 한 경우, “(est matrix & CPE)”은 제안된 방법으로 추정된 왜곡행



(a)



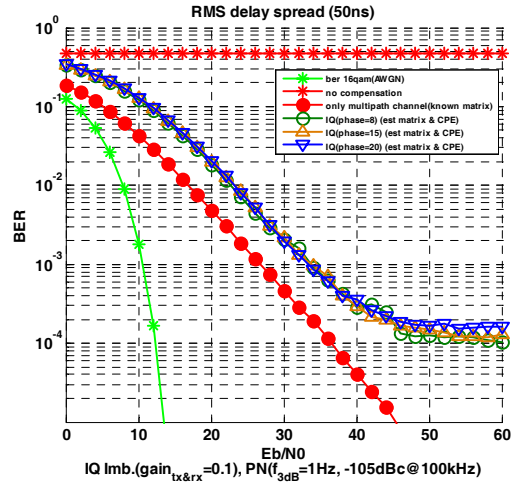
(b)

그림 10. 이득 불균형에 따른 BER 성능 비교 (a) RMS 지연확산 50ns (b) RMS 지연확산 150ns

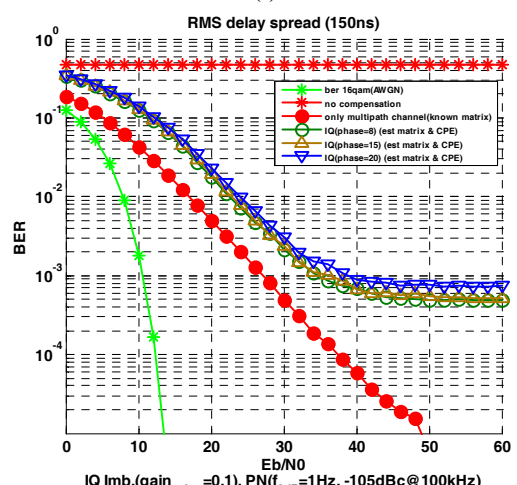
Fig. 10. BER versus Eb/N0 performance for 16-QAM in case increase gain imbalance (a) at RMS delay spread 50 ns (b) at RMS delay spread 150ns

결과 잔여 CPE를 보상했을 경우의 성능이다.

그림 9 는 IQ 불균형이 송수신기에 동일하게 이득 $\epsilon=0.1$ 과 위상 $\phi=8^\circ$ 으로 존재하고, 수신기 위상잡음이 100 kHz 에서 -105 dBc/Hz 일 때 제안된 방식의 성능을 비교한 것이다. 주파수 선택적 페이딩 채널 환경에서 제안된 방식은 IQ 불균형만 존재할 경우에는 채널의 영향만 존재했을 경우와 4 dB 의 성능차이를 보인다. 반면, IQ 불균형과 위상잡음이 공존할 때 왜곡행렬만 보상하면 잔여 위상잡음의 영향으로 error floor 현상이 발생한다. 이에 잔여 위상잡음의 CPE 성분을 제거해 주면 채널의



(a)



(b)

그림 11. 위상 불균형에 따른 BER 성능 비교 (a) RMS 지연확산 50ns (b) RMS 지연확산 150 ns

Fig. 11. BER versus Eb/N0 performance for 16-QAM in case increase phase imbalance (a) at RMS delay spread 50 ns (b) at RMS delay spread 150 ns

영향만 존재했을 경우와 약 5 dB 의 차이를 보인다. 그러나 RMS 지연확산 50 ns 에서는 $BER=10^{-4}$, RMS 지연확산이 150 ns 에서는 $BER=5 \times 10^{-4}$ 으로 error floor가 발생하는 것은 왜곡행렬과 잔여 CPE 추정 시에 고려하지 않은 위상잡음의 ICI 성분으로 인한 self noise의 영향 때문으로 추정된다[1].

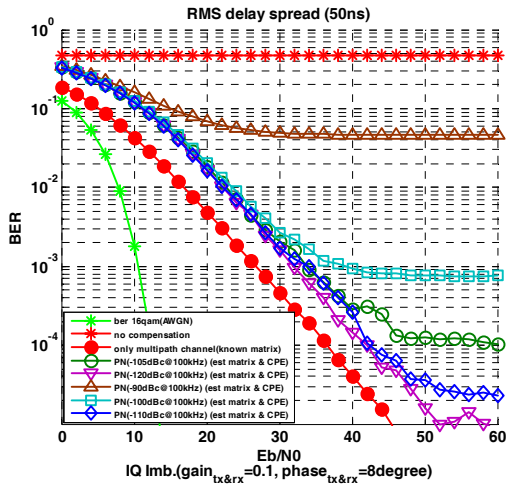
그림 10 과 그림 11 은 수신기 위상잡음이 100 kHz 에서 -105 dBc/Hz 일 때 주파수 선택적 페이딩 채널 환경에서 이득 불균형에 따른 성능과 위상 불균형에 따른 성능을 비교한 것이다. 각각의 경우

V. 결론

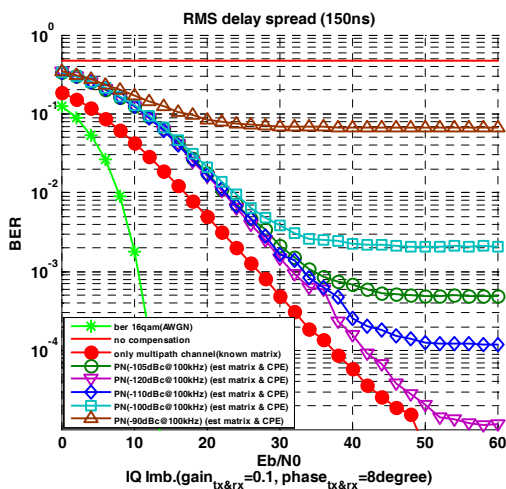
직접변환 RF 송수신기의 RF impairment성분인 IQ 불균형과 위상잡음의 왜곡 성분이 주파수 선택적 페이딩 채널의 왜곡 성분과 섞이게 되면 OFDM 시스템에 치명적인 성능 저하를 가져온다. 모든 왜곡 성분들이 섞인 상태에서 각각의 왜곡성분을 나누어 보상하는 것은 매우 복잡하기 때문에 본 논문에서는 주파수 선택적 페이딩 채널 환경에서 FFT 이후 기저대역 신호처리 시 모든 왜곡성분들을 하나의 간단한 왜곡행렬로 추정하여 보상한 후 잔여 위상잡음 성분을 제거하는 알고리즘을 제안하고 모의실험을 통해 성능을 확인하였다. 제안 방식은 FFT이후 채널 보상과 함께 IQ 불균형과 위상잡음의 보상이 이루어지기 때문에 시스템 구성의 복잡도를 낮추고, RF impairment에 대한 시스템의 민감도를 줄일 수 있다. 이는 OFDM 송수신기의 원천화에 직접변환 RF 송수신기 사용의 부담을 줄여 줄 것으로 기대된다.

참고 문헌

- [1] L.-H. Li, F.-L. Lin and H.-R. Chung, "Complete RF-System Analysis of Direct Conversion Receiver (DCR) for 802.11a WLAN OFDM System", *IEEE Trans. Vehic. Technol.*, Vol.56, No.4, pp.1696-1703, Jul. 2007.
- [2] Y. Jin, J. Kwon, Y. Lee and J. Ahn, "Obtained Diversity Gain in OFDM Systems under the Influence of IQ Imbalance", *IEICE Trans. Commun.*, vol. E91-B, No.3, pp. 814-820, Mar. 2008.
- [3] S. Tang, K. Gong, J. song, C. Pan and Z. Yang, "Intercarrier interference Cancellation with Frequency Diversity for OFDM Systems", *IEEE Trans. Broad.*, Vol.53, No.1, pp.132-137, Mar. 2007.
- [4] S. Wu and Y. Bar-Ness, "A phase noise suppression algorithm for OFDM-based WLANs", *IEEE Commun. Lett.*, Vol.6, No.12, pp.535-537, Dec. 2002.
- [5] D. Petrovic, W. Rave and G. Fettweis, "Phase Noise Suppression in OFDM Including Intercarrier Interference", *Proc. Intl. OFDM Workshop (InOWo)*, 2003.



(a)



(b)

그림 12. 위상잡음에 따른 BER 성능 비교 (a) RMS 지연확산 50ns (b) RMS 지연확산 150 ns

Fig. 11. BER versus Eb/N0 performance for 16-QAM in case increase Phase Noise (a) at RMS delay spread 50ns (b) at RMS delay spread 150 ns

각 불균형 성분들이 증가할수록 error floor 가 상승하는 것을 볼 수 있는데, 이득 불균형이 시스템의 성능 저하에 더 큰 영향을 주는 것을 알 수 있다.

그림 12 은 IQ 불균형이 송수신기에 동일하게 이득 $\epsilon = 0.1$ 과 위상 $\phi = 8^\circ$ 으로 존재할 때 주파수 선택적 페이딩 채널 환경에서 위상잡음에 따른 성능을 비교한 것으로, 위상잡음이 100 kHz 에서 -100 dBc/Hz 이상이 되면 시스템이 성능이 급격히 저하되는 것을 보인다. 이것은 위상잡음에 의한 부반송파간의 간섭이 시스템의 성능을 크게 저하시키는 것을 알 수 있다.

- [6] A. Tarighat and A. H. Sayed, "OFDM Systems with both Transmitter and Receiver IQ Imbalances", *Proc. IEEE Signal Processing Advanced in Wireless Communications*, Vol. 1, pp.735-739, Jun. 2005.
- [7] J. Tubbax, B. Côme, L. Van der Perre, S. Donnay, M. Engels, Hugo De Man and M. Moonen, "Compensation of IQ imbalance and phase noise in OFDM systems", *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol.4, No.3, pp.872-877, May 2005.
- [8] Q. Zou, A. Tarighat, and A. H. Sayed, "Joint Compensation of IQ Imbalance and Phase Noise in OFDM Wireless Systems", *IEEE Trans. Commun.*, Vol.57, No.2, pp.404-414, Feb. 2009.
- [9] K. W. Park and Y. S. Cho, "A detection method for an OFDM signal distorted by IQ imbalance", *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E89-B, No.3, pp.1016-1019, Mar. 2006.

황진용 (Jinyong Hwang)

준회원



2008년 2월 한남대학교 전자공학과 학사
 2009년 9월~현재 충남대학교 전자전파정보통신공학과 석사과정
 <관심분야> 차세대 이동통신, OFDM 이동통신

신동철 (Dong-chul Shin)

준회원



2009년 2월 한밭대학교 전자공학과 학사
 2009년 9월~현재 충남대학교 전자전파정보통신공학과 석사과정
 <관심분야> 차세대 이동통신, OFDM 이동통신

김재길 (Jae-kil Kim)

준회원



2009년 2월 충남대학교 전기정보통신공학부 학사
 2009년 3월~현재 : 남대학교 전자전파정보통신공학과 석사과정
 <관심분야> 차세대 이동통신, OFDM 이동통신

안재민 (Jaemin Ahn)

종신회원



1987년 2월 서울대학교 전자공학과 학사
 1989년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사
 1994년 8월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사
 1994년~1999년 삼성전자 선임연구원

2007년~2008년 정보통신연구진흥원 차세대이동통신사업단장, 정보통신부 차세대 이동통신PM
 1999년~현재 충남대학교 전기정보통신공학부 교수
 <관심분야> 차세대 이동통신 물리계층 및 Radio Resource management

김정빈 (Jeong-been Kim)

정회원



2005년 2월 충남대학교 정보통신공학부 학사
 2007년 2월 충남대학교 전자전파정보통신공학과 석사
 2007년 3월~현재 충남대학교 전자전파정보통신공학과 박사과정

<관심분야> 차세대 이동통신, OFDM 이동통신