

스펙트럼 집성을 위한 멀티 밴드 DFT-S OFDM 시스템에서 직교 불균형과 위상 잡음의 영향 분석 및 보상

Influences and Compensation of Phase Noise and IQ Imbalance in Multiband DFT-S OFDM System for the Spectrum Aggregation

유상범 · 유흥균 · 최진규* · 김진업*

Sang-Burm Ryu · Heung-Gyoon Ryu · Jinkyu Choi* · Jin-Up Kim*

요 약

차세대 이동 통신 시스템을 위한 LTE-advanced(Long Term Evolution advanced)에서는 100 MHz의 대역폭과 1 Gbit/s의 전송 속도가 요구된다. 그러므로 사용 가능한 주파수의 확장을 위하여 최근 스펙트럼 집성 방법이 연구 되고 있다. 빈 주파수를 모아서 사용함으로써 대역 효율이 증가한다. 그러나 송수신기는 Digital RF 및 SDR(Software Define Radio)기반의 수신기가 연구되고 있다. 그러므로 주파수 합성기와 증폭기는 광대역으로 동작하며 송수신기에서는 RF 불균형이 증가한다. LTE advanced의 상향 링크는 복수의 전력 증폭기를 사용하는 DFT-S OFDM이다. 그러나 위상 잡음과 직교 불균형이 포함된 수신기의 주파수 영역에서 ICI의 영향이 증가한다. 본 논문에서는 멀티 밴드 OFDM 시스템에서 위상 잡음과 직교 불균형을 고려하여 수신부의 주파수 영역에서 ICI(Inter Carrier Interference)의 영향을 분석한다. 또한, 상향 링크 시스템을 고려하여 주파수 영역에서 위상 잡음과 직교 불균형에 의한 영향을 분리하여 채널을 정확하게 추정하여 보상하고, 직교 불균형과 위상 잡음을 보상하는 방식을 제안한다. 제안된 방식을 사용하여 성능 개선이 2 dB 개선됨을 보였다.

Abstract

100 MHz bandwidth and 1 Gbit/s data speed are needed in LTE-advanced for the next generation mobile communication system. Therefore, spectrum aggregation method has been studied recently to extend usable frequency bands. Also bandwidth utilization is increased since vacant frequencies are used to communicate. However, transceiver structure requires the digital RF and SDR. Therefore, frequency synthesizer and PA must operate over wide-bandwidth and RF impairments also increases in transceiver. Uplink of LTE advanced uses DFT-S OFDM using plural power amplifier. The effect of ICI increases in frequency domain of receiver due to phase noise and IQ imbalance. In this paper, we analyze influences of ICI in frequency domain of receiver considering phase noise and IQ imbalance in multiband system. Also, we separate phase noise and IQ imbalance effect from channel response in frequency domain of uplink system. And we propose a method to estimate the channel exactly and to compensate IQ imbalance and phase noise. Simulation result shows that the proposed method achieves the 2 dB performance gain of BER= 10^{-4} .

Key words : LTE-Advanced, Spectrum Aggregation, Multiband, Phase Noise, IQ Imbalance

「본 연구는 지식경제부 및 한국산업기술평가관리원의 산업원천기술개발사업(정보통신)의 일환으로 수행하였음(KI1001869, 이동통신 무선접속 방식의 환경 적응형 자율제어 기술 연구)」

충북대학교 전자공학과(Department of Electronic Engineering, Chungbuk National University)

*한국전자통신연구원 인터넷연구부 스마트 무선기술연구팀(Smart Radio Research Team, ETRI(Electronics and Telecommunications Research Institute))

· 논문 번호 : 20100805-104

· 교신저자 : 유흥균(e-mail : ecomm@cnu.ac.kr)

· 수정완료일자 : 2010년 9월 30일

I. 서 론

차세대 이동 통신 시스템을 위한 LTE-advanced는 최대 100 MHz의 대역폭과 다운 링크에서 1 Gbit/s의 전송 속도와 상향 링크에서 500 Mbit/s의 전송 속도를 지원한다^[1]. 그러나 실제적으로 사용할 수 있는 대역이 부족하여 연속적인 주파수 채널 사용이 어려운 문제가 있다. 그러므로 합리적인 한도 내에서 불연속 스펙트럼을 이용할 수 있도록 하였다. 반송파 집성(carrier aggregation) 기술은 둘 이상의 구성 반송파(component carrier)를 집성하는 기술로써 100 MHz까지의 대역폭과 스펙트럼 집성을 지원하기 위한 LTE advanced의 기술이다^[2].

LTE-advanced의 상향 링크에서는 광 대역화 지원을 위해 DFT-S(Discrete Fourier Transform Spreading) OFDM을 복수의 반송파로 단순 반복 확장한 기술인 Nx-DFT-S OFDM 방식, 그리고 한 개의 DFT 단말만 사용하고 다수개의 반송파에 불연속적인 부반송파 할당을 허용하는 clustered DFT-S OFDM 방식이 고려되고, 이중 Nx-DFT-S OFDM이 복수의 전력 증폭기를 사용하는 환경에 더 적합하고 밴드당 각각의 HARQ 적용 및 링크 적응이 용이하고 캐리어 집성에 적응이 좋은 관계로 Nx-DFT-S OFDM 기반으로 하고 있다^[3].

스펙트럼 집성을 위한 수신기의 구조는 분산되어 있는 밴드를 동시에 수신할 수 있어야 하며, 수신 회로의 구성에 따라 단일 구조와 다중 구조로 구분되며, 스펙트럼이 인접할 경우 단일 구조로서 수신기를 구성할 수 있고 인접하지 않을 경우 다중 구조로서 구성하여야 한다^[4]. 그러므로 이상적인 송수신 구조는 송신기는 Digital RF 기술을 사용하여 DAC(Digital to Analog Converter)와 HPA(High Power Amplifier)로만 구성되고, 수신기는 LNA(Low Noise Amplifier)후의 신호 처리를 바로 샘플링하여 여러 주파수 대에 걸쳐 있는 신호를 처리하는 방법이 연구되고 있다. 그러나 단위 개별 소자인 주파수 합성부, 가변 이득 증폭기는 광대역 특성이 요구되나, 위상 잡음 및 대역 내 잡음 증가를 야기시킬 뿐만 아니라 저잡음 증폭부를 포함한 RF 전치 단의 주파수 선택도가 우수하지 않을 경우 ADC 이후의 증첩된 잡음량이 증가하여 SNR이 열화된다.

또한, 상향 링크 시스템에서 DFT(Discrete Fourier Transform) 확산함으로써 송신 신호의 PAPR(Peak to Average Power Ratio)을 감소시킬 수 있지만 주파수 영역에서의 데이터는 매우 큰 진폭 변화가 발생할 수 있다. 그러므로 수신기의 주파수 영역에서의 ICI의 영향으로 성능 저하가 2~3 dB 이상 예상된다. 이러한 ICI의 영향을 수신기에서 보상하는 연구가 매우 중요하다^[5].

본 논문에서는 멀티밴드 OFDM 시스템의 수신기에서 위상 잡음과 직교 불균형의 영향으로 주파수 영역에서 ICI의 영향이 증가하여 SNR 성능이 열화됨을 분석하였다. 기존 연구 결과에서 참고문헌 [6], [7]에서 직교 불균형과 위상 잡음의 영향으로 OFDM 시스템의 성능 열화를 분석하였다. 그러므로 앞서의 결과를 이용하여 멀티 밴드 OFDM 통신 시스템에서의 영향을 분석한다.

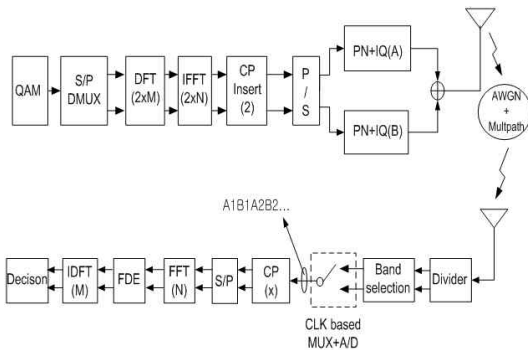
OFDM에서는 위상 잡음과 직교 불균형으로 인한 ICI를 제거하기 위하여 많은 연구가 진행되어 왔다. 참고문헌 [8]에서는 위상 잡음만을 제거하기 위한 효과적인 등화기의 사용 방법인 PNS(Phase Noise Suppression)가 제시되었지만, 주파수 오프셋과 멀티패스 채널이 적용되면 성능이 열화된다. 참고문헌 [9]에서는 OFDMA 시스템에서 위상 잡음이 일정 주기를 가지며 채널 임펄스 응답에 CPE(Common Phase Error)만 존재할 수 있다고 가정하고 채널을 제거하였지만 위상 잡음 발생이 모든 부반송파에 랜덤하게 적용된다면 그렇지 않다. 참고문헌 [10]에서는 블록 타입 파일럿의 경우 효과적인 ICI 제거 기법이 제안되었으나, 위상 잡음은 매 심볼마다 모두 다르다. 참고문헌 [11]에서는 직교 불균형과 위상 잡음이 동시에 존재하는 경우 채널로부터 각각을 추정하고 제거하였으나, DFT 확산은 고려되지 않았다.

본 논문에서는 Nx-DFT-S OFDM에서 위상 잡음과 직교 불균형과 비선형 에러가 동시에 존재하는 경우 채널 추정과정에서 생길 수 있는 ICI의 영향을 적극적으로 제거하고 채널을 정확하게 추정하였다. 추정 데이터를 사용하여 ZF(Zero Forcing)와 ICI 제거 기법만을 사용할 경우와 제안된 적응적 ICI 제거 기법을 사용할 경우와의 성능 비교를 통하여 위상 잡음과 직교 불균형을 억압함으로써 성능 개선이 이루어짐을 알 수 있었다.

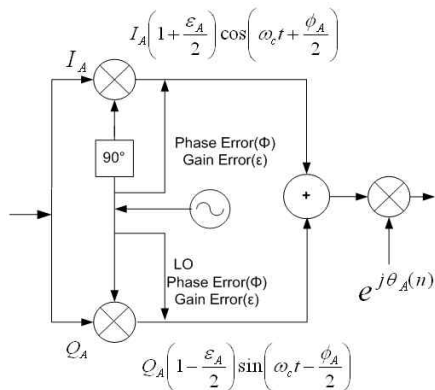
II장에서는 멀티 밴드 OFDM 시스템에서의 위상 잡음과 직교 불균형의 영향에 대해 분석하고, III장에서는 기존의 분석된 SINR 사용하여 멀티 밴드 OFDM 시스템에서의 SINR을 구한다. IV장에서는 제안된 적응형 채널 추정 기법의 구조에 대해 설명하고, ICI 제거 기법과 연동하기 위한 설명과 ZF와 ICI 제거를 사용한 제안 방법의 구조를 설명하고, VI장에서는 ICI 제거 기법에 대해 설명한다. V장에서는 시뮬레이션 결과를 통하여 검증한다.

II. 멀티 밴드 통신 OFDM 시스템의 RF 불균형

멀티밴드 통신을 위한 송수신 구성도는 그림 1의 (a)와 같다. 단일 사용자가 두 개의 밴드를 사용하고 가정하였다. 수식 전개의 편의 상 $x(t)$ 는 2개의 밴드로 동시 전송된 송신 신호이며, 그림 1의 (b)와



(a) 멀티 밴드 통신을 위한 DFT-S OFDM
(a) DFT-S for multiband communication



(b) 위상 잡음과 직교 불균형
(b) Phase noise and I/Q imbalance

그림 1. 멀티 밴드 DFT-S OFDM 시스템
Fig. 1. Multiband DFT-S OFDM system.

같이 서로 위상 잡음과 직교 불균형이 발생한다. 또한, 위상 잡음과 직교 불균형은 송신기에서만 발생시킨다.

송신된 데이터는 채널을 통과하고 대역 선택 과정과 고속 클럭에 의해 동작하는 다중화기에 의하여 TDM 신호로 전환된다. 전환된 TDM 수신 신호는 역다중화가 되고 순환 지연이 제거된 후에 FFT 처리 후 채널을 보상하고, ICI가 제거된 후에 IDFT하여 판정하여 수신한다.

$$x(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k^A e^{j(\frac{2\pi k}{N} + f_A)t}, & x_A(t) \\ \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k^B e^{j(\frac{2\pi k}{N} + f_B)t}, & x_B(t) \end{cases} \quad (1)$$

위상 잡음을 위해 위상 잡음의 등가 모델은 참고 문헌 [7]을 참조하여 사용하였으며, 수신 단에서의 위상 잡음의 주파수 영역에서의 영향은 아래와 같다. 송신 단에서의 위상 잡음과 주파수 옵셋의 주파수 영역에서의 영향은 $e^{j\Phi(n)}$ 으로 나타낼 수 있으며, $\Phi(n) \ll 1$ 일 경우 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$Q_L = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N}Ln} \cdot (1 + j\Phi(n)) \quad (2)$$

직교 불균형의 영향은 송신 신호를 $x(t)$ 라 할 때 $x(t) = I(t) + jQ(t)$ 이다. 참고문헌 [8]를 참조하면 $\alpha = \cos\frac{\phi}{2} - j\frac{\epsilon}{2}\sin\frac{\phi}{2}$ 이고, $\beta = \frac{\epsilon}{2}\cos\frac{\phi}{2} - j\sin\frac{\phi}{2}$ 일 때 다음 식과 같이 나타낼 수 있다. ϕ 는 I 채널과 Q 채널에 위상 에러이고, ϵ 은 이득 에러이다.

$$r(t) = \alpha x(t) + \beta x^*(t) \quad (3)$$

위상 잡음과 직교 불균형이 포함된 송신 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$s(t) = (\alpha^A x_A(t) + \beta^A x_A^*(t)) \cdot e^{j\Phi_A(t)} + (\alpha^B x_B(t) + \beta^B x_B^*(t)) \cdot e^{j\Phi_B(t)} + n(t) \quad (4)$$

AWGN과 다중 경로 채널을 통과한 수신된 신호의 샘플된 데이터는 아래의 식과 같이 표현될 수 있다.

$$r(n) = s(n) \otimes h(n) + v(n). \quad (5)$$

여기서 $s(n)$, $h(n)$, $v(n)$, $r(n)$ 은 각각 송신 신호, 채널 임펄스 응답, 복소 가우시안 잡음, 수신된 신호이다.

식 (5)의 수신 신호가 대역 통과 필터에 의해 대역이 선택된 후 TDM된 신호는 순환 지연을 제거한 다음 FFT 처리된다. FFT 후의 복원된 신호는 아래와 같으며, A 밴드로 보낸 X^A 의 신호만을 고려하면 k 번째 부 반송파에서 복조된 신호는 다음과 같이 유도될 수 있다. $X^{\#}$ 은 α 와 β 에 의해 조절되는 $x^*(t)$ 에 의한 mirror 이미지 성분이다. $Q_0 = 1 + \frac{j}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \Phi(n)$ 이며 CPE항이고, $Q_{i-k} = \frac{j}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N}(i-k)n}$. $\Phi(n)$ 이며 ICI항이다.

$$\begin{aligned} Y_k^A &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r_A[n] \cdot e^{-j2\pi kn/N} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \{(\alpha^A x_A(n) + \beta^A x_A^*(n)) \cdot e^{j\Phi_A(n)} \\ &\quad \otimes h_A(n) + v_A(n)\} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} \alpha^A X_i^A \cdot H_i \cdot e^{j\left[\frac{2\pi}{N}n((i-k)+\Phi_A(n))\right]} \\ &\quad + \beta^A X_i^{A\#} \cdot H_i \cdot e^{j\left[\frac{2\pi}{N}n((i-k)+\Phi_A(n))\right]} + N_k^A \\ &= (\alpha^A H_k^A X_k^A + \beta^A H_k^A X_k^{A\#}) \cdot Q_0 \\ &\quad + \sum_{i=0, i \neq k}^{N-1} (\alpha^A H_k^A X_k^A + \beta^A H_k^A X_k^{A\#}) \cdot Q_{i-k} + N_k^A \quad (6) \end{aligned}$$

III. 멀티 밴드 OFDM 시스템의 SINR

송신 단의 직교 불균형에 의한 IRR(Image Rejection Ratio)는 다음과 같다^[8]. P_s 는 희망 신호의 전력이며, P_i 는 이미지 신호의 전력이다.

$$IRR = \frac{P_s}{P_i} = \frac{|\alpha|^2}{|\beta|^2} \quad (7)$$

또한 SINR을 구하면 다음 식과 같다. P_N 은 AWGN 잡음의 전력이며, $P_N = P_{N_i} + P_{N_o} = \sigma_{N_i}^2 + \sigma_{N_o}^2 = \sigma_N^2$ 이다.

$$SINR = \frac{P_s}{P_i + P_N} = \frac{|\alpha|^2 E_s / N_0}{|\beta|^2 E_s / N_0 + 1} \quad (8)$$

OFDM 시스템에서 국부 발진기의 위상 잡음으로 인한 성능 저하를 평가하기 위하여 위상 잡음을 가지는 SINR은 다음과 같다^[7]. P_p 는 위상 잡음에 의한 간섭 신호 전력이고, 이것은 P_{CPE} 와 P_{ICI} 로 나누어질 수 있다. 아래 식에서 σ_ϕ^2 는 위상 잡음의 분산이다.

$$SINR = \frac{P_s}{P_p + P_n} = \frac{P_s}{(P_{CPE} + P_{ICI}) + P_N} = \frac{E_s / N_0}{1 + 4\sigma_\phi^2 \cdot E_s / N_0} \quad (9)$$

멀티 밴드 통신의 경우, SINR은 각 사용 밴드의 SINR의 합에 평균을 구하였고, 시뮬레이션 통하여 검증하였다.

$$SINR_M = (SINR_A + SINR_B) / 2 \quad (10)$$

IV. 멀티 밴드 시스템에서 적응형 ICI 제거 기법

멀티 밴드의 수신 신호가 다중 경로 채널을 통과하고, 채널 응답이 위상 잡음과 직교 불균형의 영향을 받게 되면 성능이 열화된다. 그러므로 이러한 성분들을 억압함으로써 채널 추정을 정확하게 할 수 있으며, 채널 보상 후 위상 잡음을 보상하고 직교 불균형을 추정한다. 그러므로 각각 분리하여 보상하여 수신 성능을 개선시킬 수 있다. 채널 임펄스 응답으로부터 위의 영향을 적응적으로 제거하기 위하여 그림 2의 방법을 사용하였다. 프리엠블을 사용하여 채널을 추정한 후에 주파수 영역에서의 채널 추정 데이터를 이용하여 2개의 밴드에 입력된 수신 신호의 채널 보상을 하게 된다.

제안한 방법의 기본 동작은 다음과 같다.

- 1) 수신된 preamble로부터 채널 성분 추출 및 채널 성분에 포함된 위상 잡음 및 비선형 증폭기 왜곡 및 직교 불균형의 영향을 줄이기 위한 채널 추정 동작을 수행한다.
- 2) ZF(Zero Forcing) 등화 과정을 채널의 영향과 ICI 제거 동작을 수행한다.

순환 지연이 제거된 수신 신호의 FFT 후단에서의 보상 신호 처리 과정은 다음과 같다.

$$\tilde{H}_k^A = Y_k^A / X_k^A \quad (11)$$

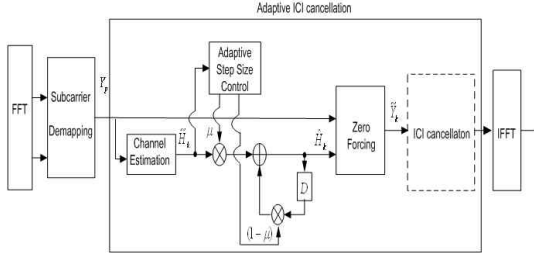


그림 2. 다중 경로 채널에서 적응형 ICI 제거
Fig. 2. Adaptive ICI cancellation in multipath channel.

위 식에서와 같이 간단한 LS(Least Square) 기반에 의해 채널 추정 동작을 한다.

채널 추정 성분은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \tilde{H}_k^A &= \alpha^A H_k^A Q_0^A + \alpha^A \cdot \beta^A H_k^A \left(\frac{X_k^{A\#}}{X_k} \right) Q_0^A + \frac{ICI^A + N_k^A}{X_k} \\ &= H_k^A \cdot \left(\alpha^A + \beta^A \left(\frac{X_k^{A\#}}{X_k^A} \right) \right) Q_0^A + W_k^A \end{aligned} \quad (12)$$

식 (12)에서 채널 응답의 W_k^A 는 ICI와 비선형 복소 왜곡 성분과 AWGN 잡음 항이다. \tilde{H}_k^A 에 미치는 랜덤한 위상 잡음의 영향을 줄이기 위하여 식 (13)의 알고리즘을 사용한다. 여기서 μ 는 채널 추정을 위한 스텝 사이즈이다. 그림 3의 적응적 스텝 사이즈 콘트롤은 μ 의 값을 채널 채널 응답에 따라 적응적으로 선택하기 위한 블록이다. 그러므로 식 (13)의 값이 채널 응답의 평균 전력에 반비례하며, μ 는 $0 < \mu \leq 1$ 인 값을 가져야만 한다.

$$\mu = \frac{|\max(\tilde{H}_k^A)| - |\text{mean}(\tilde{H}_k^A)|}{|\text{mean}(\tilde{H}_k^A)|} \quad (13)$$

여기서 부반송파 매핑은 localized 매핑만을 고려하며 주파수 영역에서의 채널 대역은 협대역이고 채널의 변화는 어느 정도 선형적이라고 가정한다. 식 (14)에서 \hat{H}_k^A 는 \tilde{H}_k^A 와 \hat{H}_{k-1}^A 는 μ 에 의하여 조절되고 필터링 되는 결과이다.

$$\hat{H}_k^A = \mu \tilde{H}_k^A + (1 - \mu) \hat{H}_{k-1}^A \quad (14)$$

$$\text{if } |\tilde{H}_k^A - \hat{H}_k^A| > \mu, \quad \tilde{H}_k^A = \hat{H}_{k-1}^A \quad (15)$$

여기서 식 (15)는 원치 않는 RF 불균형으로 발생하

는 채널 추정 데이터의 잡음을 감소시키기 위하여 잡음이 큰 데이터인 경우 현재의 추정 신호를 폐화된 추정 신호로 대체하여 잡음을 감소시킬 수 있다. \tilde{H}_k^A 는 채널 추정 신호이며, 등화 과정 중에 채널 응답에서는 가우시안 분포를 가지는 ICI 성분은 일정 필터 동작에 의해 억제된다. 또한, 이 과정에서는 LS 채널 추정을 기반으로 하므로 신호의 크기와는 상관 없으며, 채널 추정 과정에서 RF 불균형 요소와 페이딩 때문에 위상이 중첩되어 비정상적으로 큰 값을 가지는 에러를 감소시킬 수 있으므로 정확한 채널 추정이 가능하다.

V. 위상 잡음과 직교 불균형의 추정 및 보상

순환 지연이 제거된 수신 신호의 FFT 후단에서 위상 잡음만을 고려한 경우 다음 식과 같이 채널을 제거한다.

$$\tilde{Y}_k = Y_k / \hat{H}_k = X_k Q_0 + \left(\frac{X_k^\#}{X_k} \right) Q_0 + \frac{ICI + N_k}{\hat{H}_k} \quad (16)$$

위 식의 첫 번째 항은 CPE 성분이고, 두 번째 항은 ICI 성분이다. 그 다음 채널이 제거된 상태에서 CPE 성분을 추정하기 위하여 파일럿 심볼을 사용하였으며, 추정 신호는 다음 식과 같다.

$$r_{cpe} = \frac{1}{N_p} \sum_{k \in S_p} CPE_k = \frac{1}{N_p} \sum_{k \in S_p} \left(\frac{Y_k}{X_k} \right). \quad (17)$$

식 (17)에서 N_p 는 파일럿 심볼의 개수이며, S_p 는 파일럿 심볼, W_k 는 ICI와 AWGN에 의해 발생한 총 간섭 성분이다.

위상 잡음의 CPE 성분은 일정하게 반복되는 성질을 가지므로 파일럿 심볼의 평균을 구하여 그 다음 데이터 심볼에 나누어지는 보상 방법이며, CPE가 보상된 데이터는 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$\tilde{Y}_k = X_k \tilde{Q}_0 + \left(\frac{X_k^\#}{X_k} \right) \tilde{Q}_0 + W_{ICI+AWGN}. \quad (18)$$

ICI를 제거하기 위하여 참고문헌 [12]의 방법을 사용한다. 식 (19)는 CPE가 억압된 신호로부터 파일럿을 사용하여 ICI의 첫 번째 항을 구한다. 그 다음 CPE가 제거된 신호 식 (18)의 \tilde{Y}_k 를 IFFT한 다음 판

정 제환 과정에 필요한 심볼과 같은 개수로 추출한다. IFFT되어 검출된 심볼을 \tilde{d}_s 라 하고, 이미 알고 있는 데이터 심볼은 d_s 이며, 식 (20)을 사용하여 ICI를 추정하고 참고문헌 [14]의 방법으로 MMSE(Minimum Mean Square Error) 과정을 통하여 ICI를 제거한다.

$$\tilde{I}_0 = \frac{\sum_{k \in S_p} \tilde{Y}_p D_p^*}{\sum_{k \in S_p} |D_p|^2} \quad (19)$$

$$\hat{I}_D = \frac{\sum_{s \in S_d} \tilde{d}_s d_s^*}{\sum_{s \in S_d} |d_s|^2} \quad (20)$$

$$\tilde{Q}_s = \sigma_\varepsilon / D \quad (21)$$

여기서 위상 잡음 및 직교 불균형과 같은 RF 불균형 요소가 동시에 존재하므로 판정 제환(decision feedback)에 사용되는 스텝 사이즈를 적응적으로 조절하기 위하여 평균 에러 값 $\tilde{\sigma}_\varepsilon = E[Y_p - \tilde{Y}_k] = \frac{1}{N} \sum_{k \in S_p} |Y_p - \tilde{Y}_k|$ 을 구하여 식 (20)를 사용한다. 여기서 D 는 파일럿과 파일럿 사이의 부반송파의 수이다.

그림 3은 적응형 채널 추정과 ICI 제거 기법을 사용하여 직교 불균형을 추정하고 보상하는 제안된 방법의 블록다이어그램이다. FFT 후의 preamble에 위상 잡음과 직교 불균형이 혼합되어 있으면 직교 불

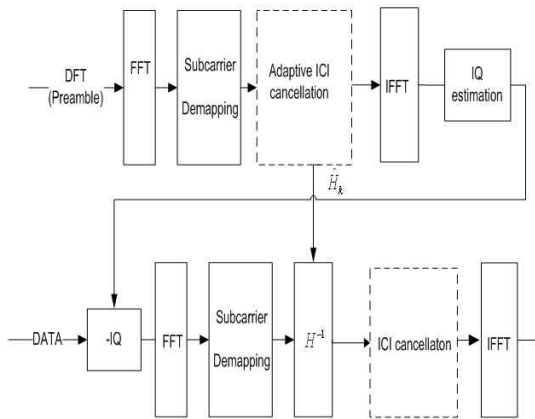


그림 3. 위상 잡음과 직교 불균형의 보상 방법
Fig. 3. Compensation of phase noise and IQ imbalance.

균형을 추정할 수 없다. 그러므로 먼저 위상 잡음을 제거함으로써 직교 불균형 추정이 가능하다. 본 논문에서의 방법은 참고문헌 [11]과 비슷한 구조이다. 그러나 DFT 확산된 preamble를 사용함으로써 추정 방법이 다르다. 그러므로 주파수 영역에서의 정확한 채널 추정과 위상 잡음의 영향을 제거함으로써 정확한 직교 불균형의 추정이 가능하다. IFFT한 후에 직교 불균형을 추정하고 시간 영역에서 수신 신호를 보상한다. 보상된 수신 신호는 채널을 보상하고 위상 잡음을 보상하게 된다. 직교 불균형의 추정은 프리앰블을 통해서 추정한다. 프리앰블은 $1, j, -1, -j$ 의 값을 갖는 PN 시퀀스를 사용한다. 수신 단에서 직교 불균형의 영향만이 남은 프리앰블의 신호를 IFFT하며 직교 불균형 특성을 가지는 신호는 다음과 같다.

$$r(t) = \tilde{\alpha} \tilde{s}(t) + \tilde{\beta} \tilde{s}^*(t) \quad (22)$$

수신된 프리앰블을 사용하여 다음과 같이 필요한 심볼을 판정 및 추출한다.

$$\tilde{S}(t) = \begin{cases} \tilde{S}_1(t) = \text{Re}\{r(t)\} > 0, 0 < \text{Im}\{r(t)\} < 1 \\ \tilde{S}_2(t) = \text{Im}\{r(t)\} > 0, 0 < \text{Re}\{r(t)\} < 1 \\ \tilde{S}_3(t) = \text{Re}\{r(t)\} < 0, 0 < \text{Im}\{r(t)\} < 1 \\ \tilde{S}_4(t) = \text{Im}\{r(t)\} < 0, 0 < \text{Re}\{r(t)\} < 1 \end{cases} \quad (23)$$

판정된 수신 심볼은 아래와 같은 직교 불균형 특성을 가진다.

$$\tilde{S}_1(t) = (1 + \frac{\tilde{\varepsilon}(t)}{2}) \cos \frac{\tilde{\phi}(t)}{2} - j(1 + \frac{\tilde{\varepsilon}(t)}{2}) \sin \frac{\tilde{\phi}(t)}{2} \quad (24)$$

$$\tilde{S}_2(t) = (\frac{\tilde{\varepsilon}(t)}{2} - 1) \sin \frac{\tilde{\phi}(t)}{2} + j(1 - \frac{\tilde{\varepsilon}(t)}{2}) \cos \frac{\tilde{\phi}(t)}{2} \quad (25)$$

식 (24)의 실수부와 식 (25)의 허수부의 합을 취하면 다음 식과 같이 된다.

$$2 \sin \frac{\tilde{\phi}(n)}{2} = -\{\text{Im}\{\tilde{S}_1(t)\} + \text{Re}\{\tilde{S}_2(t)\}\} \quad (26)$$

위 식에서 $\tilde{\phi}$ 를 구하면 다음 식과 같이 된다.

$$\tilde{\phi}(n) = -2 \cdot \sin^{-1} \left\{ \frac{\text{Im}\{\tilde{S}_1(t)\} + \text{Re}\{\tilde{S}_2(t)\}}{2} \right\} \quad (27)$$

구하여진 $\tilde{\phi}(n)$ 을 사용하여 이득 에러를 구하면 S_1 의 실수를 사용하여 아래 식과 같이 구할 수 있다.

$$\tilde{\varepsilon}(n) = 2 \cdot \left[\frac{\text{Re}\{\tilde{S}_1(n)\}}{\cos(\frac{\tilde{\phi}(n)}{2})} - 1 \right] \quad (28)$$

식 (27)과 (28)을 사용하여 직교 불균형 에러를 추정한다. 그러나 파일럿을 주파수 영역에서 삽입함으로써 수신 시 주파수 영역에서의 데이터에 mirror 이미지에 영향을 주어서 시간 영역에서 완벽한 직교 불균형이 나타나지 않는다. 그러나 그 영향이 매우 적으므로 평균값을 취함으로써 영향을 줄일 수 있다. 식 (27)과 (28)의 직교 불균형 에러의 평균값으로 아래와 같이 보상을 할 때 사용한다.

$$\tilde{\phi}_m = \frac{1}{N} \sum_{s \in N} \phi(n), \quad \tilde{\varepsilon}_m = \frac{1}{N} \sum_{s \in N} \varepsilon(n) \quad (29)$$

VI. 시뮬레이션 결과 및 논의

시뮬레이션을 위한 조건은 다음과 같다.

- 변조 방식: 16 QAM
- 각 밴드의 OFDM 파라 메타: A 밴드= $M(60)$, B 밴드= $M(60)$, pilot=4, $N=512$.
- 동시 통신 대역 수: Dual
- 위상 잡음: -22 dBc, cutoff 10 kHz
- 직교 불균형: $\phi = 4 \sim 8$ 도, $\varepsilon = 0.1$
- 순환 지연: 32
- 다중 경로 채널: ITU-R(vehicular A channel)

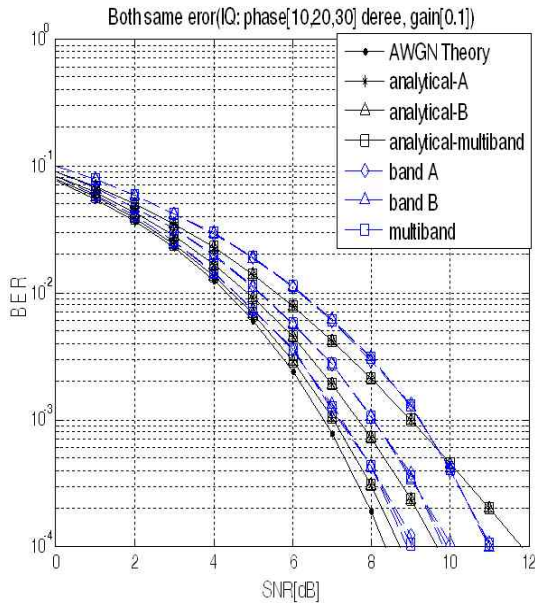
그림 4는 분석한 SINR과 시뮬레이션 결과를 비교한 그림이다. (a)는 위상 에러 30도, 이득 에러 0.1인 경우 $\text{BER}=10^{-4}$ 에서 0.6 dB의 차이가 발생한다. (b)의 그림은 각 밴드의 직교 불균형이 서로 다른 경우의 분석과 시뮬레이션 결과를 비교한 것이다. A 밴드와 B 밴드가 각각 10도와 30도의 차이를 가질 경우 멀티 밴드의 성능은 분석에 비하여 시뮬레이션 결과가 $\text{BER}=10^{-4}$ 에서 0.9 dB 나빠진다.

(a)와 (b)의 경우 30도인 경우, 이득 에러가 0.1인 경우 $\text{BER}=10^{-3}$ 까지는 근사하지만 $\text{BER}=10^{-4}$ 에서 0.6 dB의 편차가 발생한다. 그 이유는 참고문헌 [7]에서와 같이 위상 에러와 이득 에러가 증가하면 직

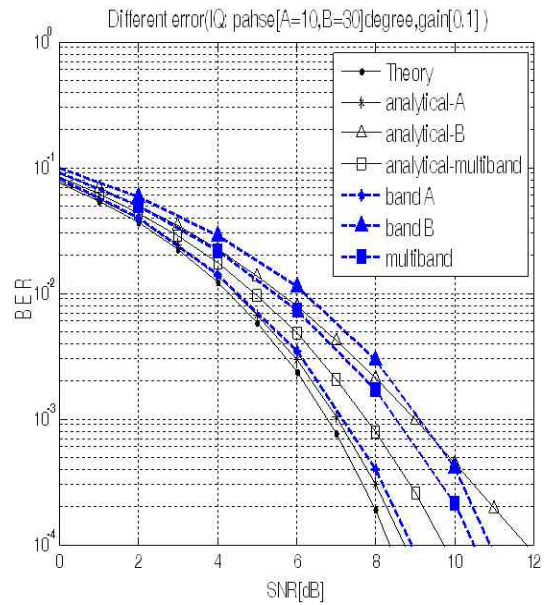
교 불균형이 AWGN 잡음에 미치는 영향이 무시되지 못하므로 이론 값과 편차가 발생한다. 하지만 실제로는 직교 불균형 에러가 크지 않으므로 0.6 dB 편차는 허용범위에 있다고 본다. (c)의 그림은 위상 잡음에 따른 분석과 시뮬레이션 결과의 비교 그림이다. 위상 잡음=0.012인 경우 $\text{BER}=10^{-4}$ 에서 0.8 dB 열화된다. (d)의 경우 밴드 간 위상 잡음이 서로 다를 경우 $\text{BER}=10^{-4}$ 에서 멀티 밴드 통신의 경우가 0.6 dB 정도 분석 값에 비하여 성능이 열화된다. 직교 불균형의 시뮬레이션의 경우 밴드간 에러가 다를 경우 성능이 평균치보다 열화되고 위상 잡음의 경우도 역시 성능이 열화된다.

그림 5는 A 밴드와 B 밴드의 위상 잡음과 직교 불균형이 서로 같은 경우의 시뮬레이션 결과이다. 직교 불균형을 추정하고 보상하였으며, 여기서는 적응형 ICI 제거 기법의 성능을 확인하기 위하여 위상 에러를 4도와 8도로 변화시키고 이득 에러는 0.1을 사용하였다. 위상 잡음은 -22 dBc, 10 kHz를 사용하였다. 위상 에러 4도에서 직교 불균형을 보상하더라도 채널 추정 데이터에 직교 불균형과 위상 잡음이 존재하면 $\text{BER}=10^{-3}$ 에서 SNR은 15 dB로 열화된다. ICI 제거 기법을 사용하더라도 SNR은 $\text{BER}=10^{-4}$ 에서 15.1 dB로 역시 열화된다. 제안된 적응형 ICI 제거 기법을 사용하여 직교 불균형을 보상한 경우는 $\text{BER}=10^{-4}$ 에서 13.1 dB로 ICI 제거 기법만을 사용한 경우보다 2 dB 개선된다. 위상 에러가 8도일 경우도 적응형 ICI 제거 기법은 $\text{BER}=10^{-4}$ 에서 SNR=14 dB 이고, 다른 경우는 성능이 열화된다. 참고문헌 [11]의 방법은 위상 잡음의 경우, CPE만 제거함으로써 ICI가 큰 경우에는 직교 불균형 추정 성능이 저하된다. 제안된 방법은 DFT 확산 방법을 사용함으로써 주파수 영역에서의 ICI에 민감하여 채널 추정과 위상 잡음을 주파수 영역에서 제거함으로써 추정 성능이 우수하다.

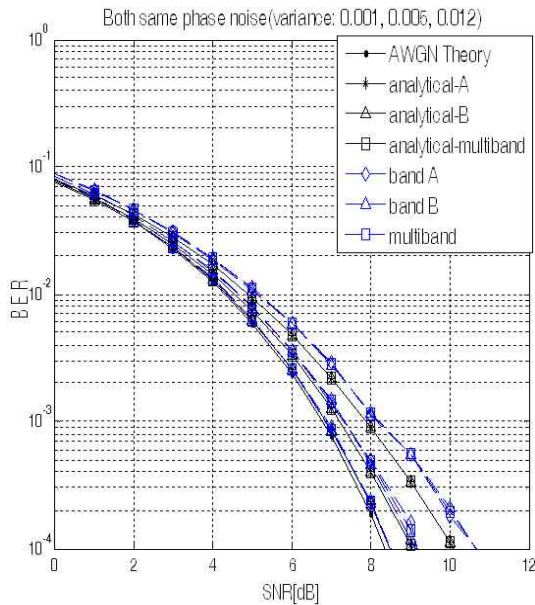
그림 6은 A밴드와 B밴드의 직교 불균형이 서로 다를 경우의 시뮬레이션 결과이다. A밴드는 위상 에러 4도, B 밴드의 위상 에러는 8도일 경우 시뮬레이션 결과이다. 직교 불균형과 위상 잡음의 영향을 채널 추정 시 억압하지 않으면 그림 5의 4도일 경우보다 성능이 열화되지만, 8도일 경우보다 성능이 좋다. 하지만 제안된 적응형 ICI 기법을 사용하면 그림



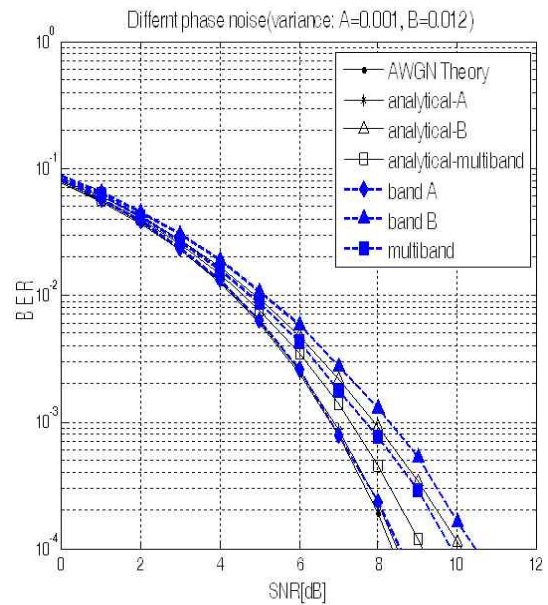
(a) 직교 불균형의 변화에 따른 BER 성능
(a) BER in I/Q imbalance



(b) 직교 불균형의 변화가 밴드마다 다른 BER 성능
(b) BER in different I/Q imbalance of multiband



(c) 위상 잡음의 변화에 따른 BER 성능
(c) BER in phase noise



(d) 위상 잡음의 변화가 밴드마다 다른 경우 BER 성능
(d) BER in different phase noise of multiband

그림 4. 위상 잡음과 직교 불균형에 따른 성능 비교(AWGN, QPSK)

Fig. 4. Performance comparison with phase noise and IQ imbalance(AWGN, QPSK).

5에서 4도일 경우와 성능이 동일함을 알 수 있다. 직교 불균형 에러가 서로 다르면 평균값보다 큰 성능 열화가 발생한다. 그러나 제안된 적응형 ICI 기법을

사용하게 되면 정확한 직교 불균형 추정이 가능하여 밴드간 에러가 다름에도 불구하고 보상 성능이 밴드간 직불균형 에러가 같을 때와 동일하다.

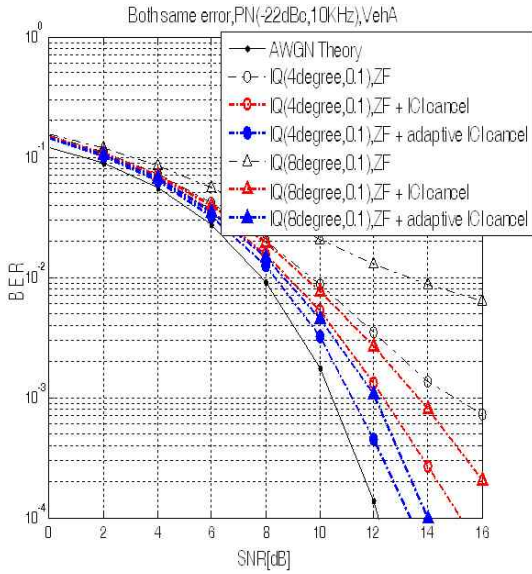


그림 5. 직교 불균형이 같을 경우의 성능 비교(VehA, 16QAM)

Fig. 5. BER comparison in case of the same IQ imbalance(VehA, 16QAM).

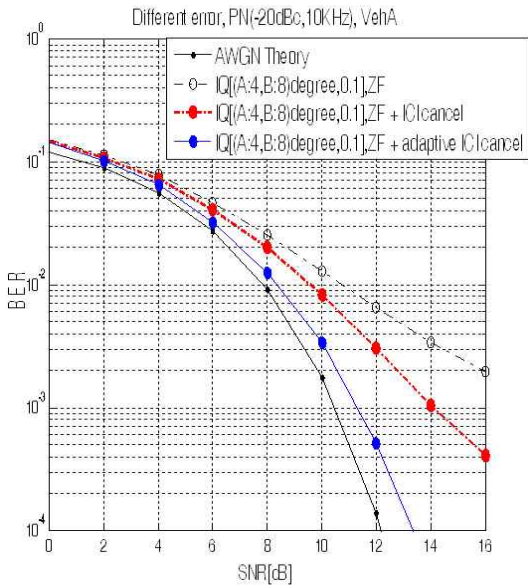


그림 6. 직교 불균형이 다를 경우의 성능 비교(Veh. A, 16QAM)

Fig. 6. BER comparison in case of different IQ imbalance(Veh. A, 16QAM).

VII. 결 론

본 논문에서는 차세대 이동 통신 시스템을 위한

LTE advanced에서 검토되고 있는 스펙트럼 집성 방법에 사용되는 다중 구조 수신기에서의 직교 불균형과 위상 잡음의 영향을 분석 및 시뮬레이션하여 성능을 비교하였다. LTE advanced의 상향 링크를 고려하여 DFT 확산 방식을 적용한 NxDFT-S OFDM 시스템은 SDR 기반의 송수신기 구조를 사용하면 위상 잡음과 직교 불균형 에러가 증가한다. 그러므로 주파수 영역에서의 채널 추정 시 ICI의 영향을 제거하는 방법을 제안하였다. 제안 방법은 적응형 ICI 제거 기법으로 채널 추정 시 적응형 추정 방식으로 위상 잡음과 직교 불균형을 억압한 뒤에 직교 불균형을 추정하고 제거한다. 적응형 채널 추정을 한 경우와 안 한 경우의 보상 성능을 다중 경로 채널을 적용하여 비교 분석하였다. 그 결과, 밴드간 에러가 같은 경우는 2 dB 보상 성능이 개선되었으며, 적응형 ICI 제거 기법을 사용하여 보상하면 오히려 위상 에러 4도인 경우와 보상 성능이 동일하였다. 그러므로 멀티 밴드 OFDM 시스템에서 적응형 ICI 제거 기법을 사용하면 SDR 기반의 수신기 구조에 적합한 채널 추정 및 보상 성능의 개선이 있음을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] 3GPP TR 36.913 v8.0.0, "Requirements for Further Advancements for E-UTRA(LTE-Advanced)", Jun. 2008.
- [2] Ericsson, "Carrier aggregation in LTE-Advanced", 3-GPP TSG RAN WG1 #53bis(R1-082468), Jun. 2008.
- [3] RAN1, "Final Report of 3GPP TSG RAN WG1 #55bis v3.0.0", 3GPP TSG RAN WG1 #55bis, Jan. 2009.
- [4] Motorola, "LTE-Advanced; UE Rx characteristics", 3GPP TSG RAN WG4 #50bis(R4-091367), Mar. 2009.
- [5] 이상근, 조봉열, 여운영, 3G/4G 이동 통신 시스템, 홍릉과학출판사, 2008년.
- [6] H. G. Ryu, Y. S. Li, "Phase noise analysis of the OFDM communication system by the standard frequency deviation", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 49, no. 1, pp. 41-47, Feb. 2003.

[7] N. T. Hieu, H. G. Ryu, C. X Wang, and H. H Chen, "The impact of the I/Q mismatching errors on the BER performance of OFDM communication systems", *IEEE International Conference Communication*, pp. 5423-5427, Jun. 2007.

[8] Song Ping Wu, Bar-Ness Y, "A phase noise suppression algorithm for OFDM-based WLANs", *IEEE Communications Letters*, vol. 6, issue, 12, pp. 535-537, Dec. 2002.

[9] R. Corvaja, A. G. Armada, "Joint channel and phase noise compensation for OFDM in fast-fading multipath applications", *IEEE Transactions, Vehicular Technology*, vol. 58, issue 2, pp. 636-643, Feb. 2009.

[10] A. G. Armada, "Estimation and correction of phase noise effects in orthogonal frequency division multiplexing", in *Proc. of IEEE GLOBECOM*, San Francisco, CA, pp. 1-5, Nov. 2006.

[11] J. Tubbax, et al., "Compensation of IQ imbalance and phase noise in OFDM systems", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 4, pp. 872-877, May 2005.

[12] S. B Ryu, J. S. Kim, and H. G. Ryu, "PNS algorithm for the SC-FDMA communication system with phase noise", *Wireless and Optical Communications Networks, IFIP International Conference*, pp. 1-5, May 2009.

유 상 범



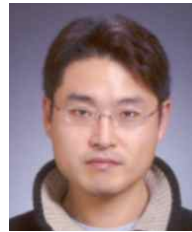
1996년 2월: 한밭대학교 전자공학과 (공학사)
 1999년 3월~2001년 2월: 충북대학교 전자공학과 (공학석사)
 2006년 3월 ~ 2010년 8월: 충북대학교 전자공학과 (공학박사)
 1996년 3월~1999년 2월: 영동공과

대학 조교

2001년 3월~2006년 2월: 태영텔스타 등 근무

[주 관심분야] OFDM 통신 시스템, 디지털 위성 통신, 무선 LAN, 이동 통신 시스템, 통신 회로 설계 및 통신 신호 처리 등

최 진 규



1999년 2월: 한양대학교 전자공학과 (공학사)
 2001년 2월: 한양대학교 전파통신전자공학과 (공학석사)
 2001년~현재: 한국전자통신연구원 인터넷연구부문 스마트무선기술연구팀 선임연구원

[주 관심분야] MIMO-OFDM, Digital RF Transceiver, SDR, CR

유 흥 균



1988년~현재: 충북대학교 전자공학과 교수
 2002년 3월~2004년 2월: 충북대학교 컴퓨터정보통신연구소 소장
 1992년~현재: IEEE, IET 논문 심사 위원
 2002년: 한국전자과학회 학술상 수상

상

2008년: 그리스 ICWMC 2008 국제학술대회 'Best Paper Award' 수상

2009년: 프랑스 SPACOMM 2009 국제학술대회 'Best Paper Award' 수상

[주 관심분야] 이동 통신 시스템, 위성 통신, 3G/4G 시스템, 통신 회로 설계 및 통신 신호 처리

김 진 업



1996년: 한국과학기술연구원 전기 및 전자공학과 (공학박사)
 1987년~2010년: 한국전자통신연구원 책임연구원, 한국전자통신연구원 인터넷연구부문 무선시스템연구부 스마트 무선기술연구팀장
 2005년~2010년: 과학기술연합대학원대학교 이동 통신 및 디지털 방송공학 겸임 교수

[주 관심분야] Digital RF, SDR, CR