

# OFDM 시스템에서의 주파수 선택적 IQ 불균형의 추정 및 보상

정회원 진영환\*, 준회원 김혜진\*, 정회원 김직동\*\*, 종신회원 안재민\*

## Joint Estimation and Compensation for Frequency Selective IQ Imbalance in OFDM Systems

Young-hwan Jin\* *Regular Member*, Hye-jin Kim\* *Associate Member*,  
Jik-dong Kim\*\* *Regular Member*, Jae-min Ahn\* *Lifelong Member*

### 요약

직접변환 수신기를 사용하는 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템의 경우 로컬 오실레이터 및 저역통과 필터에 의해 발생하는 주파수 선택적 또는 비선택적 특성을 갖는 위상 및 이득 불균형으로 인해 성능 저하가 발생한다. 본 논문에서는 주파수 선택적 또는 비선택적 특성을 갖는 송수신기 IQ 불균형 성분들이 시스템에 초래하는 영향을 분석하고, 동시에 이 성분들을 추정 및 보상하는 방안을 제시하였다. 주파수 영역에서 Alamouti 코딩된 프리엠블을 사용할 경우 채널 성분 뿐만 아니라 IQ 불균형 성분까지도 정확히 추정 및 보상할 수 있다. IQ 불균형이 존재하는 수신 신호에 대해 ML(Maximum Likelihood) 또는 OSIC(Ordered Successive Interference Cancellation) 신호 검출 기법을 이용하여 SER (Symbol Error Rate) 성능검증을 통해 주파수 선택적 채널 계수와 송수신 IQ 불균형 성분의 결합에 의하여 초래되는 다이버시티 이득으로 인해 기존의 간섭억제 기법인 ZF (Zero-forcing) 기법에 비해 성능향상이 있음을 보인다.

**Key Words** : Frequency Independent (FI) IQ imbalances, Frequency Selective (FS) IQ imbalances, Estimation and Compensation, OFDM

### ABSTRACT

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) systems utilizing direct conversion receiver suffer from frequency selective (FS) and frequency independent (FI) phase and gain imbalances caused by imperfect local oscillator and low pass filter. In this paper, we analyze the impacts of the transmit/receive IQ imbalances on the system and propose the estimation and compensation schemes for those imbalances. The preamble signals coded by Alamouti scheme in the frequency domain could be used in the estimation of relatively large IQ imbalances with FS and FI characteristics and the estimation results are used for the compensation of distortions caused by the FI and FS IQ imbalances. The optimal maximum likelihood (ML) receiver or suboptimal ordered successive interference cancellation (OSIC) receiver utilizing the estimation results show symbol error rate (SER) performance improvement compared to zero-forcing (ZF) technique due to diversity gain inherent in the frequency domain IQ imbalances combined with the frequency selective channels.

※ 본 연구는 한국과학재단 특정기초연구과제(No. R01-2006-000-10154-0) 지원으로 수행되었습니다.

\* 충남대학교 전자전파정보통신공학과 이동멀티미디어통신 연구실(jmahn@cnu.ac.kr), \*\* 정보통신부 논문번호 : KICS2007-11-529, 접수일자 : 2007년 11월 30일, 최종논문접수일자 : 2008년 2월 17일

## I. 서 론

OFDM 방식은 고속 데이터 전송률을 제공하고자 하는 IEEE 802.11a, IEEE 802.16a, DAB (Digital Audio Broadcasting) 및 DVB-T (Digital Video Broadcasting-Terrestrial)과 같은 시스템에 표준으로 채택하여 사용하고 있다. 또한 무선통신기기의 소형화 및 고집적화를 위해 직접변환 RF (Radio Frequency) 송수신기를 사용하는 추세이다. 하지만 직접변환수신기 (direct-conversion receiver: DCR)는 헤테로다인 수신기와 달리 직류 오프셋 (DC offset), 플리커 잡음 (flicker noise), IQ 불균형, 로컬 오실레이터 (local oscillator: LO) 누출 (leakage), 짝수 차수 왜곡 (even-order distortion) 등의 문제점이 존재하고, 이런 문제점들은 수신기에 간섭 (interference)을 증가시켜 심각한 성능 저하를 가져온다<sup>[1]</sup>.

직류 오프셋, 플리커 잡음, 로컬 오실레이터 누출 및 짝수 차수 왜곡과 같은 영향에 의한 성능 저하를 개선하기 위한 방안 이미 다른 논문들에서 논의되고 있으므로, 본 논문에서는 IQ 불균형만을 고려하기로 한다. 직접변환수신기는 중간대역 주파수 (Intermediate Frequency: IF) 필터들과 로컬 오실레이터들의 사용을 줄이기 위해 아날로그 영역에서 IQ 신호를 구분한다. 불행히도 이 과정에서 이상적인 특성을 갖지 못하는 아날로그 성분들로 인해 IQ 불균형이 발생하게 된다. IQ 불균형의 종류는 크게 송수신기 로컬 오실레이터의 위상 및 이득 불균형으로 인한 주파수 비선택적 특성을 갖는 IQ 불균형과 저역통과필터 (Low Pass Filter: LPF) 및 간섭 제거필터 (anti-aliasing filter)의 임펄스 응답 불일치로 인해 발생하는 주파수 선택적 IQ 불균형이다. 그러므로 시스템의 성능 저하를 개선하기 위해서는 주파수 비선택적 IQ 불균형 뿐만 아니라 주파수 선택적 IQ 불균형에 대한 추정 및 보상 기법을 함께 고려할 필요가 있다.

IQ 불균형 성분에 대한 추정 및 보상을 위해 많은 연구가 진행 되었다. 대부분의 경우 IQ 불균형에 대한 모델링을 위해 수신기의 로컬 오실레이터 (Local Oscillator: LO)만을 고려하였다. 참고문헌 [2], [3] 과 [4]의 경우는 수신기 IQ 불균형 성분을 주파수 비선택적 (frequency independent: FI)으로 모델링한 반면, 참고문헌 [5]와 [6]에서는 IQ 신호가 서로 상관성이 없다는 가정 하에 주파수 선택적 (frequency selective: FS)으로 모델링하였다. 주파수

선택적 IQ 불균형 모델링을 기반으로 참고문헌 [7]에서는 수신 IQ 불균형 성분에 대한 추정 및 보상 기법을 제안하였다. 주파수 영역에서의 추정 및 보상 기법을 제안한 참고문헌 [8]은 비대칭 파일럿 할당 방식을 이용한 채널추정 기법으로 수신 IQ 불균형 성분을 제거하였다. 참고문헌 [9]에서는 주파수 영역에서 부반송파 별로 두 개의 탭으로 이루어진 FIR 필터를 적용함으로써 주파수 선택적 수신기 IQ 불균형 성분을 제거하는 방안을 제시하였다. 최근 논의되고 있는 참고문헌 [10]과 [11]에서는 주파수 비선택적 송신 IQ 불균형과 수신 IQ 불균형 함께 존재할 경우 이를 제거하기 위한 연구가 진행되었다. 주파수 선택적 IQ 불균형을 기반으로 하는 참고문헌 [12]는 시간영역에서 등화기법을 이용하는 방식으로 복잡도가 높으나, 참고문헌 [13]에서 제안한 post-FFT 기법을 이용한 적응형 등화기법은 복잡도를 줄일 수 있는 방안을 제시하고 있다. 하지만 이와 같은 기법들은 모두 간섭을 줄이기 위한 방안인 반면, 최근에 연구가 진행된 참고문헌 [14]는 간섭제거 및 다이버시티 이득을 함께 얻을 수 있는 방안을 제시하고 있다.

본 논문에서는 주파수 비선택적 송수신 IQ 불균형을 기반으로 한 참고문헌 [14]의 내용을 확장하여 주파수 선택적 수신 IQ 불균형이 존재하는 경우에도 다이버시티 이득을 얻을 수 있는지 살펴 보았다. 이를 위해 우선 일반적으로 발생하는 주파수 비선택적 IQ 불균형 이외에도 주파수 선택적으로 발생하는 IQ 불균형을 함께 모델링함으로써 나타나는 IQ 불균형의 영향을 분석하고, 이를 이용하여 IQ 불균형이 다이버시티 이득으로 연결될 수 있음을 보였다.

서론에 이어 II장에서는 주파수 선택적 IQ 불균형을 모델링 하고 이로 인해 발생하는 영향을 유도한다. III장에서는 IQ 불균형으로 인하여 왜곡된 OFDM 신호로부터 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 결합 채널 추정 기법과 보상 기법을 제안하고 IV장에서는 III장에서 제안한 수신기법을 기반으로 한 모의실험을 통해 성능을 분석하고, V장에서는 결론을 맺는다.

## II. 주파수 선택적 IQ 불균형

이번 장에서는 일반적으로 OFDM 시스템과 같은 광대역 시스템에서 DCR (Direct Conversion Receiver) 구조를 사용할 경우 생겨나는 주파수 선

택적 IQ 불균형을 모델링하고, 수신신호의 모델을 세우기로 한다. IQ 불균형은 기본적으로 아날로그 회로를 구성하는 캐패시터와 저항 값들의 유한한 정확도로 인하여 나타나며, 이에 더하여 사용 시스템의 반송파 주파수가 높아지고 시스템의 사용 대역이 광대역화 되면서 주파수에 따라 변화하는 IQ 불균형의 특성이 나타나게 된다. 직접 변환을 수행하는 직교 신호 생성기와 믹서에서는 신호의 주파수에 따라 소자들의 임피던스들이 변화하여 주파수에 따라 변화하는 IQ 불균형의 특성 변화를 가져오고, IQ 가지에 존재하는 증폭기, 필터, A/D 변환기 등도 동작 대역이 광대역화 되면서 IQ 가지 각각의 주파수 응답에 차이를 가져오게 되어 주파수에 따라 변화하는 IQ 불균형의 특성을 가져오게 된다.

OFDM 시스템에서 주파수 선택적 IQ 불균형 특성을 모델링하기 위해 그림 1과 같이 고려해야 할 주파수 대역을 부반송파 단위의 협대역으로 나누고, 갈라진 하나의 부반송파 내에서는 IQ 불균형 특성이 상수라 가정한다. 그리고 믹서의 불균형 값은 크기 불균형 (gain imbalance)  $\{\epsilon\}$ 과 위상 불균형 (phase imbalance)  $\{\theta\}$ 으로 나타내고, IQ 가지의 주파수 응답은  $\{H_{LPF,I}(k)\}$ ,  $\{H_{LPF,Q}(k)\}$ 로 각각의 가지를 나타내기로 한다. 이때  $k=0,1,\dots,N-1$ 이고,  $N$ 은 부반송파의 개수이다.

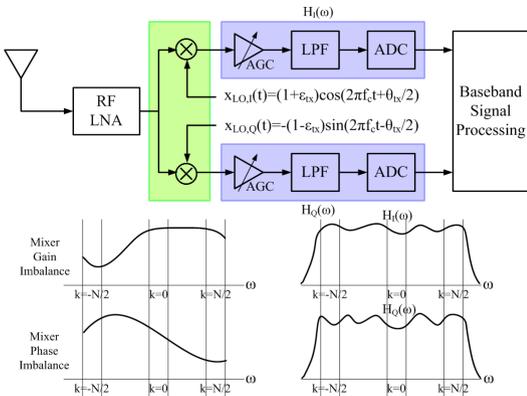


그림 1. 주파수 선택적 IQ 불균형 모델링

### 2.1 수신기에서의 IQ 불균형 성분 영향

직접 변환 수신기에서 수신된 IQ 가지의 아날로그 신호 처리를 위한 과정은 그림 1과 같다. 일반적으로, 믹서, IQ 증폭기, 저역통과필터, 그리고 A/D 변환기와 같은 모든 아날로그 소자들은 IQ 가

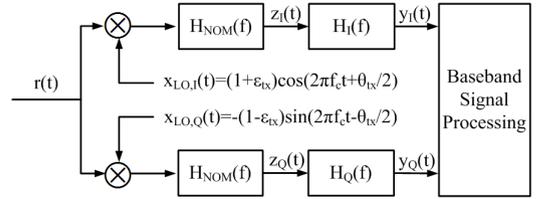


그림 2. 믹서 및 IQ 가지의 필터에 의한 IQ 불균형 성분을 모델링한 아날로그 프론트 엔드 블록도

지에서 발생하는 이득 및 위상 불균형에 의한 영향을 받는다. 분할된 각 주파수 대역의 신호는 믹서에서 먼저 IQ 불균형을 겪고, 그 다음으로 IQ 증폭기, 저역통과필터 그리고 A/D 변환기 등이 존재하는 IQ 가지에 존재하는 IQ 불균형의 영향을 받게 된다<sup>[13]</sup>. 그러므로 이와 같은 불균형 성분을 분석하기 위해 그림 2와 같이 아날로그 프론트-엔드 (RF front-end) 부분을 간략하게 모델링하였다.

**믹서의 IQ 불균형 모델링:** IQ 불균형 성분이 존재하는 직접 변환 수신기의 로컬 오실레이터 신호  $x_{LO}(t)$ 는 식 (1)과 같이 모델링할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 x_{LO}(t) &= (1 + \epsilon_{rx}) \cos(2\pi f_c t + \frac{\theta_{rx}}{2}) \\
 &\quad - j(1 - \epsilon_{rx}) \sin(2\pi f_c t - \frac{\theta_{rx}}{2}) \quad (1) \\
 &= \gamma e^{-j2\pi f_c t} + \delta e^{j2\pi f_c t}
 \end{aligned}$$

위 식에서  $\epsilon_{rx}$ 와  $\theta_{rx}$ 는 수신기에서의 이득 및 위상 불균형을 나타낸다. 이때, 이득 및 위상 불균형이 존재하지 않을 경우  $\epsilon_{rx} = 1$ ,  $\theta_{rx} \approx 0$ 이다. 이득 불균형은  $20 \log\left(\frac{1 + \epsilon_{rx}}{1 - \epsilon_{rx}}\right)$ 의 dB 단위이다. 불균형 계수  $\gamma$ 와  $\delta$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}
 \gamma &= \cos\left(\frac{\theta_{rx}}{2}\right) - j\epsilon_{rx} \sin\left(\frac{\theta_{rx}}{2}\right) \\
 \delta &= \epsilon_{rx} \cos\left(\frac{\theta_{rx}}{2}\right) + j\sin\left(\frac{\theta_{rx}}{2}\right) \quad (2)
 \end{aligned}$$

위 식에서 나타난 바와 같이 IQ 불균형이 존재하지 않을 경우,  $\gamma=1$ 과  $\delta=0$ 에 의해 통과대역에서 전송 주파수  $f_c$  성분을 중심으로 분포한 신호만이 기저대역으로 변환된다.

**IQ 가지에서의 불균형 모델링:** IQ 가지에서의 불균형 성분은 식 (3)과 같이 저역통과필터의 불균형으로 쉽게 모델링 할 수 있다.

$$\begin{aligned} H_{LPF,I}(f) &= H_{NOM}(f)H_I(f) \\ H_{LPF,Q}(f) &= H_{NOM}(f)H_Q(f) \end{aligned} \quad (3)$$

위 식에서  $H_{NOM}(f)$ 는 명목상의 저역통과필터 응답 특성이고,  $H_I(f)$ 와  $H_Q(f)$ 가 실제 불균형 특성을 나타낸다. IQ 불균형이 존재하지 않을 경우  $H_I(f) = H_Q(f)$ 이다.

**광대역 수신 신호 모델링:** IQ 불균형 성분이 상수 값을 갖도록 분할된 부반송파 채널 상에서 IQ 불균형 성분을 분석하기 위해 수신 신호  $r(t)$ 를 식 (4)와 같이 모델링하였다.

$$\begin{aligned} r(t) &= Re \left[ 2x(t)e^{j2\pi f_c t} \right] \\ &= x(t)e^{j2\pi f_c t} + x^*(t)e^{-j2\pi f_c t} \end{aligned} \quad (4)$$

위 식에서  $(\cdot)^*$ 는 켈레 복소수를 나타내고,  $x(t) = x_I(t) + jx_Q(t)$ 로,  $r(t)$ 의 등가 기저대역 신호이다. 또한, 수신 신호  $r(t)$ 는 대역폭  $BW$ 를 갖고, 전송 주파수가  $f_c$ 인 신호이다. 그림 2에서 보는 바와 같이 수신 신호  $r(t)$ 는 식 (1)의  $x_{LO}(t)$ 와의 믹싱을 통과한 신호이다. 수식 전개 편의상 저역통과필터의 응답특성 중  $H_{NOM}(f)$ 에 대해서 식 (5)와 같이 가정하기로 한다.

$$\begin{aligned} H_{NOM}(f) &= 1, |f| \leq BW/2 \\ H_{NOM}(f) &= 0, |f| > BW/2 \end{aligned} \quad (5)$$

IQ 불균형 성분에 의해 왜곡된 시간 영역의 기저대역 신호를  $z(t)$ 라 하면 식 (6)과 같이 표현된다.

$$z(t) = \gamma r(t) + \delta r^*(t) \quad (6)$$

위 식에서  $z(t)$ 는  $z(t) = z_I(t) + jz_Q(t)$ 로 나타낼 수 있다. 믹서에 의한 IQ 불균형의 영향을 분석하기 위해  $z_I(t)$ 와  $z_Q(t)$ 를 행렬 형태로 정리하면 식 (7)와 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} z_I(t) \\ z_Q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1 + \epsilon_{rx}) \cos \frac{\theta_{rx}}{2} & (1 + \epsilon_{rx}) \sin \frac{\theta_{rx}}{2} \\ (1 - \epsilon_{rx}) \sin \frac{\theta_{rx}}{2} & (1 - \epsilon_{rx}) \cos \frac{\theta_{rx}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_I(t) \\ x_Q(t) \end{bmatrix} \quad (7)$$

IQ 가지에서 주파수 선택적 IQ 불균형에 의해 왜곡된 수신 신호  $y = y_I(t) + jy_Q(t)$ 에 대해 FFT를 적용하면 식 (8)과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} Y(k) &= Y_I(k) + jY_Q(k) \\ &= H_{LPF,I}(k)Z_I(k) + jH_{LPF,Q}(k)Z_Q(k) \\ &= [H_{LPF,I}(k)\mu \cos \frac{\theta_{rx}}{2} - jH_{LPF,Q}(k)\nu \sin \frac{\theta_{rx}}{2}]X_I(k) \\ &\quad - [H_{LPF,I}(k)\mu \sin \frac{\theta_{rx}}{2} - jH_{LPF,Q}(k)\nu \cos \frac{\theta_{rx}}{2}]X_Q(k) \\ &= \left[ \frac{\mu}{2} H_{LPF,I}(k)e^{-j\theta_{rx}} + \frac{\nu}{2} H_{LPF,Q}(k)e^{j\theta_{rx}} \right] X(k) \\ &\quad + \left[ \frac{\mu}{2} H_{LPF,I}(k)e^{j\theta_{rx}} - \frac{\nu}{2} H_{LPF,Q}(k)e^{-j\theta_{rx}} \right] X^*(-k) \end{aligned} \quad (8)$$

위 식에서  $\mu = (1 + \epsilon_{rx})$ ,  $\nu = (1 - \epsilon_{rx})$ 이고,  $X(k)$ 와  $X^*(-k)$ 는 각각 주파수 영역의 OFDM 심볼 내에서 수신 부반송파 신호와 대칭 부반송파 신호를 나타낸다.  $H_{LPF,I}$ 와  $H_{LPF,Q}$ 는 각각 I 가지와 Q 가지에 존재하는 저역통과필터에 의해 발생하는 주파수 선택적 IQ 불균형 특성을 주파수 영역에서 나타낸 것이고,  $k = 0, 1, \dots, N-1$ 이다. 위 식에서  $k$ 와  $N$ 은 각각 부반송파 인덱스와 전체 부반송파 수를 나타내며  $-k$ 는  $N-k$ 를 의미한다. 식 (8)로부터 수신 신호  $Y(k)$ 는 직접 변환 후 IQ 불균형에 의해 원하는 신호뿐만 아니라 원하지 않는 이미지 신호까지 수신하게 된다.

식 (8)로부터 IQ 불균형에 의해 왜곡된 수신신호를 주파수 영역에서 행렬 형태로 표현하면 식 (9)와 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} Y(k) \\ Y^*(-k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \zeta(k) & \eta(k) \\ \eta^*(k) & \zeta^*(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(k) \\ X^*(-k) \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \zeta(k) &= \frac{1 + \epsilon_{rx}}{2} H_{LPF,I}(k)e^{-j\theta_{rx}} + \frac{1 - \epsilon_{rx}}{2} H_{LPF,Q}(k)e^{j\theta_{rx}} \\ \eta(k) &= \frac{1 + \epsilon_{rx}}{2} H_{LPF,I}(k)e^{j\theta_{rx}} - \frac{1 - \epsilon_{rx}}{2} H_{LPF,Q}(k)e^{-j\theta_{rx}} \end{aligned}$$

이로 인해 아날로그 프론트-엔드 처리과정에서 발생하는 이득 감쇄는 식 (10)과 같이 정의된다.

$$L(f) = \frac{|\zeta(k)|^2}{|\eta(k)|^2} \quad (10)$$

2.2 송신기에서의 IQ 불균형 성분 영향

주파수 선택적 IQ 불균형은 IQ 가지에 존재하는 필터들 사이의 지연 차이로 인해 발생하므로 송신기에서는 참고문헌 [14]과 같이 상수 값을 갖는 형태로 모델링 된다. 송신 IQ 불균형 성분에 의해 왜곡이 발생한 시간 영역의 신호  $x(t)$ 는 식 (11)과 같이 표현된다<sup>[14]</sup>.

$$x(t) = \alpha s(t) + \beta s^*(t) \quad (11)$$

$$\alpha = \cos \frac{\theta_{tx}}{2} - j\epsilon_{tx} \sin \frac{\theta_{tx}}{2}$$

$$\beta = \epsilon_{tx} \cos \frac{\theta_{tx}}{2} + j \sin \frac{\theta_{tx}}{2}$$

위 식에서  $s(t)$ 는 왜곡이 발생하기 전의 기저대역 신호를 나타내고,  $s^*(t)$ 는  $s(t)$ 의 켈레복소수 신호를 나타낸다. 위 식에서  $\epsilon_{tx}$ 와  $\theta_{tx}$ 는 송신기의 I와 Q 가지의 이득 및 위상 불균형을 나타낸다.

식 (9)와 같이 주파수 영역에서 행렬 형태로 왜곡된 신호를 표현하기 위해 FFT를 적용하면 식 (12)와 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} X(k) \\ X^*(-k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha & \beta \\ \beta^* & \alpha^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S(k) \\ S^*(-k) \end{bmatrix}, k=0,1,\dots,N-1 \quad (12)$$

위 식에서,  $X(k)$ 는 송신 IQ 불균형에 의해 왜곡이 발생한 주파수 영역의 OFDM 신호를 나타내고,  $k$ 와  $N$ 은 각각 부반송파 인덱스와 전체 부반송파 수를 나타낸다.  $S(k)$ 는 왜곡이 발생하지 않은 송신 OFDM 심볼이고,  $S^*(k)$ 는  $S(k)$ 의 켈레 복소수이다.

2.3 다중경로에서의 IQ 불균형 성분 영향

그림 3은 주파수 선택적 특성을 갖는 채널과 송신 IQ 불균형 성분이 결합된 기저대역 시스템의

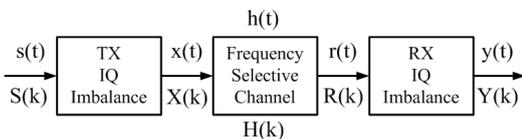


그림 3. 다중경로 페이딩 채널 계수와 송수신단 IQ 불균형을 포함하는 기저대역 시스템 모델

등가 모델을 나타낸다. 왜곡된 송신 신호  $x(t)$ 는 주파수 선택적 채널  $h(t)$ 를 통과한 후 수신 신호  $r(t)$ 의 형태로 수신되며 식 (13)과 같이 표현된다.

$$r(t) = x(t)*h(t) + n(t) \quad (13)$$

위 식에서  $h(t)$ 는 채널의 임펄스 응답을 나타내고,  $n(t)$ 는 평균이 0이고 분산이  $N_0$ 인 백색 부가 잡음을 의미하며, \*는 컨볼루션을 나타낸다.

주파수 영역에서의 수신 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$R(k) = FFT\{x(t)*h(t) + n(t)\} = H(k)X(k) + N(k), k=0,1,\dots,N-1 \quad (14)$$

위 식에서  $H(k)$ 는 채널의 주파수 응답,  $N(k)$ 는 주파수 영역에서의 잡음을 나타낸다.

식 (9), (12) 과 (14)의 결합 및 행렬식을 이용하여 시스템 전반에 걸쳐 발생한 IQ 불균형 성분과 주파수 채널 응답으로 표현하면 다음과 같이 표현된다.

$$Y(k) = G(k)S(k) + W(k), k=0,1,\dots,N/2-1 \quad (15)$$

여기서,

$$Y(k) \equiv [Y(k) \ Y^*(-k)]^T$$

$$G(k) \equiv [g_1(k) \ g_2(k)]$$

$$g_1(k) \equiv \begin{bmatrix} \alpha\zeta H(k) + \beta^*\eta H^*(-k) \\ \alpha\eta^* H(k) + \beta^*\zeta^* H^*(-k) \end{bmatrix}$$

$$g_2(k) \equiv \begin{bmatrix} \beta\zeta H(k) + \alpha^*\eta H^*(-k) \\ \beta\eta^* H(k) + \alpha^*\zeta^* H^*(-k) \end{bmatrix}$$

$$S(k) \equiv [S(k) \ S^*(-k)]^T$$

$$W(k) \equiv [W(k) \ W^*(-k)]^T \quad (16)$$

위 식에서  $Z(k)$ ,  $G(k)$ ,  $S(k)$ , 그리고  $W(k)$ 는 각각 주파수 영역에서의 왜곡된 수신 신호 행렬, 왜곡 행렬, 송신 신호 행렬, 그리고 수신기의 IQ 불균형 성분에 의해 왜곡된 잡음 행렬을 나타낸다.

식 (16)으로부터 IQ 불균형이 존재하지 않을 경우, 즉  $\alpha = \zeta = 1$ 이고,  $\beta = \eta = 0$  일 때, 왜곡 행렬 (distortion matrix)  $\mathbf{G}(k)$ 는 채널의 주파수 응답만을 나타내는 2x2 대각 행렬(diagonal matrix)이 된다. 그러나 IQ 불균형이 존재할 경우, 즉  $|\alpha|^2 \neq |\beta|^2$ 이고  $|\zeta|^2 \neq |\eta|^2$ 이면, 왜곡 행렬  $\mathbf{G}(k)$ 는 2x2 정칙 행렬 (nonsingular matrix)이 된다. 주파수 영역에서 OFDM 심볼 내에 대칭되는 위치에 있는 부반송파 간에는 IQ 불균형 성분으로 인한 왜곡 및 주파수 선택적 채널 응답으로 인해 상호간에 간섭을 일으킨다.

식 (15)와 (16)으로부터 송수신기에서 IQ 불균형이 발생할 경우 대칭 부반송파 간에 신호의 확산이 초래되어  $S(k)$ 는  $H(k)$ 와  $H^*(-k)$ 를 동시에 통과하게 된다. 그러므로 주파수 선택적 IQ 불균형 상황에서도 수신기에서 다이버시티 이득을 얻기 위한 적당한 수신기 알고리즘을 적용할 경우 기존의 간섭억제 기법에 비해 성능을 향상시킬 수 있다.

### III. 주파수 선택적 IQ 불균형의 추정 및 보상

#### 3.1 프리앰블을 이용한 주파수 선택적 IQ 불균형의 추정

참고문헌 [14]에서 앞서 언급한 바와 같이 주파수 선택적 IQ 불균형이 존재하는 경우 역시 주파수 채널 응답과 IQ 불균형 행렬의  $\alpha, \beta, \zeta, \eta, H(k)$ 와  $H^*(-k)$  계수를 추정하기 위해서는 특정한 형태의 프리앰블을 요구한다. 이 프리앰블은 2x2 정칙행렬(non-singular matrix)을 만들기 위해 Alamouti 기법이 적용된 프리앰블이다. Alamouti 기법을 적용하기 위해 인접한 두 개의 프리앰블 구간 동안에는 채널 특성이 동일하게 유지된다고 가정한다.

Alamouti 기법이 적용된 프리앰블  $\mathbf{X}_p$ 은 식 (17)과 같이 표현된다<sup>6)</sup>.

$$\mathbf{X}_p(k) = \begin{bmatrix} X_1(k) & -X_2^*(k) \\ X_2(-k) & X_1^*(-k) \end{bmatrix} \quad (17)$$

위 식에서  $X_1$ 과  $X_2$ 는 첫 번째 프리앰블 신호이고,  $X_1^*$ 와  $X_2^*$ 는 2x2 정칙행렬을 만들기 위해 Alamouti 기법이 적용된 두 번째 프리앰블 신호이다.

결과적으로 주파수 영역에서 IQ 불균형과 주파수 채널 응답에 의해 왜곡된 2개의 프리앰블 신호는

식 (18)과 (19)처럼 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{R}_1(k) = \mathbf{G}(k) \begin{bmatrix} X_1(k) \\ X_2(-k) \end{bmatrix} + \mathbf{W}_1 \quad (18)$$

$$\mathbf{R}_2(k) = \mathbf{G}(k) \begin{bmatrix} -X_2^*(k) \\ X_1^*(-k) \end{bmatrix} + \mathbf{W}_2 \quad (19)$$

위 식에서  $\mathbf{R}_1(k)$ 와  $\mathbf{R}_2(k)$ 는 각각 수신된 첫 번째와 두 번째 프리앰블의 주파수 영역 신호를 나타낸다. 식 (18)과 (19)를 결합함으로써 왜곡된 프리앰블 신호를 아래와 같은 행렬 형태로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_p(k) &= [\mathbf{R}_1(k) \ \mathbf{R}_2(k)] \\ &= \mathbf{G}(k) \begin{bmatrix} X_1(k) & -X_2^*(k) \\ X_2(-k) & X_1^*(-k) \end{bmatrix} + [\mathbf{W}_1(k) \ \mathbf{W}_2(k)] \\ &= \mathbf{G}(k) \bar{\mathbf{X}}_p(k) + \bar{\mathbf{W}}(k) \end{aligned} \quad (20)$$

알고 있는 신호인 프리앰블 신호를 이용하여 식 (20)로부터 수신측에서 왜곡행렬  $\tilde{\mathbf{G}}(k)$ 을 식 (21)과 같이 계산 할 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{G}}(k) &= \mathbf{R}_p(k) \mathbf{X}_p^{-1}(k) \\ &= [\mathbf{G}(k) \bar{\mathbf{X}}_p(k) + \bar{\mathbf{W}}(k)] \mathbf{X}_p^{-1}(k) \\ &= \mathbf{G}(k) + \bar{\mathbf{W}}(k) \end{aligned} \quad (21)$$

#### 3.2 추정된 채널 및 주파수 선택적 IQ 불균형의 보상

모든 부반송파의 왜곡 계수들을 추정하였다면, 식 (21)과 같이 IQ 불균형과 채널로 인한 간섭 신호의 영향을 제거시킬 수 있다. 추정된 왜곡 행렬  $\tilde{\mathbf{G}}(k)$ 를 이용하여 송신 신호를 복구하는 과정은 식 (21)과 같다.

$$\hat{\mathbf{S}}(k) = \tilde{\mathbf{G}}(k)^{-1} \mathbf{R}(k) \quad (21)$$

식 (21)과 같이 간섭 신호를 억제함으로써 비교적 큰 IQ 불균형이 발생할 때도, IQ 불균형이 존재하지 않을 경우의 수신 성능에 근접할 수 있다. 하지만 이러한 ZF(zero-forcing) 기법으로는 IQ 불균형으로부터 다이버시티 이득을 얻을 수 없다.

IQ 불균형과 주파수 선택적 채널이 결합하여 생기는 다이버시티 이득을 획득하기 위해서는 다음과

같은 ML(Maximum Likelihood) 수신 기법을 사용함으로써 수신 신호를 복구 할 수 있다.

$$\hat{\mathbf{S}}(k) = \arg \min_{\mathbf{S}(k)} \|\mathbf{Z}(k) - \tilde{\mathbf{G}}(k)^{-1} \mathbf{S}(k)\| \quad (22)$$

만일 송수신 IQ 불균형이 존재하고, 무선 채널이 주파수 선택적 채널 특성을 갖는다면, 송신 IQ 불균형에 의해 대칭 되는 부반송과 간에 데이터가 서로 확산되기 때문에 ML 검출 기법을 사용할 경우 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 일반적으로 ML 검출 기법은 최적의 성능을 제공하지만 변조차수에 따라 연산량이 지수적으로 증가해 고차 변조 방식에서는 구현하기 힘들다는 단점이 있다. 그러므로 연산 복잡도는 줄이고 성능은 ML 검출 기법에 근접하는 OSIC (Ordered Success Interference Cancellation) 검출 기법을 통하여 수신 신호를 검출 할 수 있다.

식 (16)에서 IQ 불균형과 채널에 의해 왜곡이 발생한 신호 모델이 2x2 MIMO 시스템과 동일한 형태를 갖기 때문에, V-BLAST에서 송신 신호 검출을 위해 사용하는 OSIC 검출 기법을 적용할 수 있다.

#### IV. 모의실험

주파수 선택적 채널과 IQ 불균형에 의해 신호 왜곡이 발생할 경우 제안된 수신기법에 따른 성능을 평가하기 위하여 전형적인 패킷 기반의 OFDM 시스템을 사용하였다. 컴퓨터 모의실험은 OFDM 시스템에서 주파수 영역 보상기와 주파수 영역 IQ 불균형 추정치를 이용하여 표 1의 모의실험 환경에 대하여 수행되었고, 기존의 방법과 비교가 수행되었다.

표 1. 모의 실험 환경

Channel Model	Rayleigh fading channel (RMS delay spread = 200ns)
# of multipath	16
OFDM symbol period	3.2µs
# of subcarriers	64
# of cyclic prefix	16
Modulation	16QAM, 64QAM
Preamble length	2 OFDM symbols
Mixer IQ mismatch	Magnitude: 2dB, 1dB Phase: 5°, 10°
Frequency selective IQ mismatch	$H_{LFF,I} = 0.01 + z^{-1} + 0.01z^{-2}$ $H_{LFF,Q} = 0.01 + z^{-1} + 0.2z^{-2}$

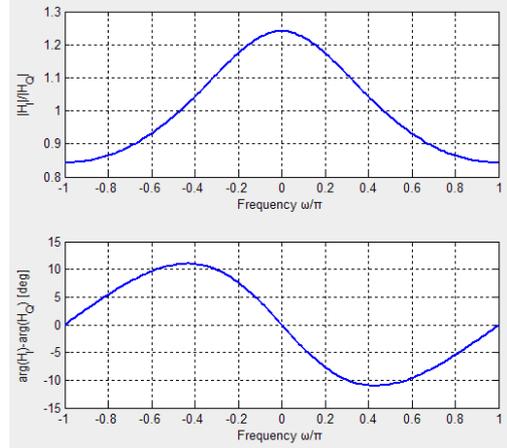


그림 4. IQ 가지 필터의 상대적인 이득 및 위상 불균형

비교 대상으로는 IQ 불균형이 존재하지 않는 OFDM 시스템, IQ 불균형을 신호대역 전체에서 상수로 추정하여 보상하는 시스템, 그리고 IQ 불균형이 존재할 경우 보상 기법을 전혀 쓰지 않은 시스템 3가지를 살펴봤다. 다이버시티 이득이 없는 ZF 기법을 사용한 경우 IQ 불균형이 존재하지 않을 시의 OFDM 성능을 성능의 위쪽 한계로 놓을 수 있다. 하지만, ML이나 OSIC 기법과 같이 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 방식을 적용할 경우 이 보다 더 좋은 성능을 얻을 수 있다. 모의실험에서 사용한 주파수별 IQ 불균형의 모델링은 그림 4 (크기 변화 및 위상 변화)와 같다.

그림 5~6에서 ‘[Perfect]’는 왜곡 값과 채널 값을 미리 알고 있을 때, 각각의 검출 기법을 사용하여 얻을 수 있는 SER (Symbol Error Rate) 성능이고, ‘[Esti]’는 제안된 프리앰블을 사용하여 IQ 불균형 성분과 주파수 선택적 채널 성분을 추정하여 보상해준 성능이다. ‘No IQ Imb.’는 IQ 불균형이 존재하지 않았을 때의 성능을 나타내고, ‘ZF+CHcomp’는 믹서에서 발생하는 IQ 불균형과 IQ 가지의 필터에서 발생하는 주파수 선택적 IQ 불균형이 동시에 존재할 때 채널 성분만 보상해 주었을 때의 성능을 나타낸 것이다. 각 그림에서 ‘ZF+IQcomp.’, ‘OSIC+ IQcomp.’, 그리고 ‘ML+IQcomp.’는 이미 알려진 왜곡 값 또는 추정 값을 사용하여 ZF 검출 기법, OSIC 검출 기법과 ML 검출 기법으로 수신 신호를 검출 하였을 때의 SER 성능을 나타낸다.

그림 5~6에서 ‘[Perfect]ZF+CHcomp.’와 ‘[Esti] ZF+CHcomp.’의 SER 성능 관찰을 통해 믹서에서 발생하는 IQ 불균형 성분과 같이 필터에 의해 발생

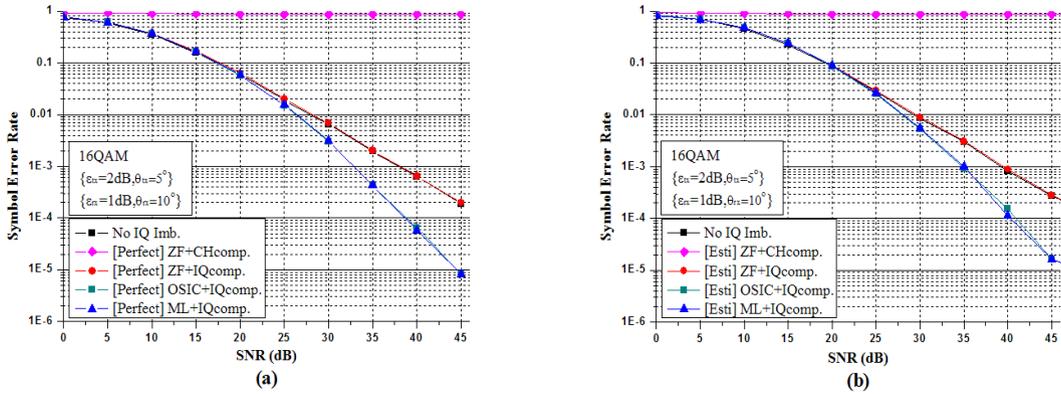


그림 5. 채널추정 기법에 따른 16QAM 방식의 SER 성능: 다중경로 채널의 rms delay: 200ns  
수신기 IQ 가지 필터 전달 함수:  $H_{LPF,I} = 0.01 + z^{-1} + 0.01z^{-2}$ ,  $H_{LPF,Q} = 0.01 + z^{-1} + 0.2z^{-2}$

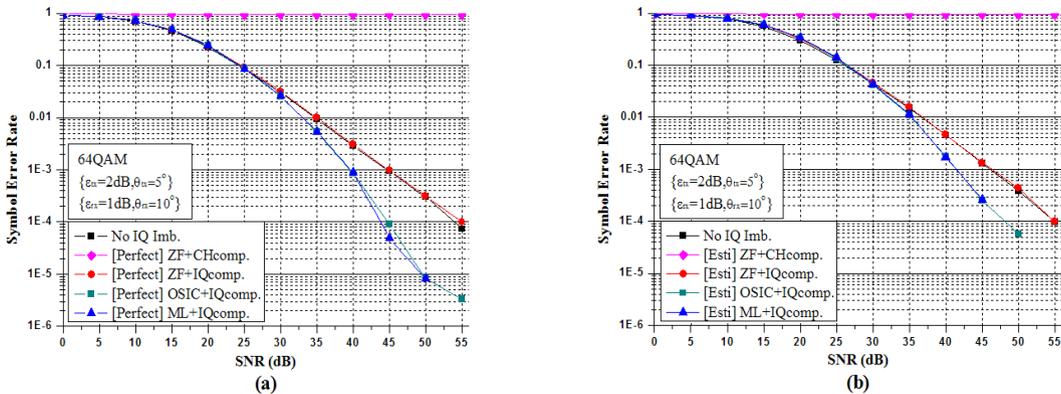


그림 6. 채널추정 기법에 따른 64QAM 방식의 SER 성능: 다중경로 채널의 rms delay: 200ns  
수신기 IQ 가지 필터 전달 함수:  $H_{LPF,I} = 0.01 + z^{-1} + 0.01z^{-2}$ ,  $H_{LPF,Q} = 0.01 + z^{-1} + 0.2z^{-2}$

하는 주파수 선택적 IQ 불균형 성분 역시 전체 시스템의 SER 성능 저하에 끼치는 영향이 크다는 것을 알 수 있다.

그림 5~6에서 보는 바와 같이 ZF 기법으로 IQ 불균형 성분과 채널을 함께 보상해 줄 경우, IQ 불균형이 존재하지 않을 때의 성능과 거의 비슷해지는 정도까지 보상할 수 있지만, 다이버시티 이득을 얻을 수는 없었다. 하지만 OSIC와 ML 검출 기법 성능은 다이버시티 이득으로 인해 간섭 신호 억제 기법인 ZF에 비해, 채널을 알고 있다고 가정할 경우  $SER = 10^{-3}$ 에서 각각 약 5dB 정도의 성능 개선을 얻을 수 있다. 하지만 제안된 채널 추정 기법을 이용하여 채널 추정을 추정 오차에 의해  $SER = 10^{-3}$ 에서 각각 약 3dB 정도의 성능 개선을 얻을 수 있다.

## V. 결론

본 논문에서는 송수신 믹서에서 발생하는 IQ 불균형과 저대역 통과 필터에서 발생하는 주파수 선택적 IQ 불균형 성분이 주파수 선택적 채널과 결합되었을 경우 한 번에 왜곡 성분을 추정하는 방법을 제안하였다. 제안된 방법은 [14]에서 제안된 Alamouti 기법이 적용된 프리앰블을 사용하여 왜곡 성분을 추정하여 보상해주는 방법으로 모의실험 결과를 통하여, 본 논문에서 제안한 방법으로 왜곡 성분을 추정하여 보상해 주었을 때의 성능과 이미 알고 있는 왜곡 성분을 사용하여 수신 신호를 보상해 주었을 때의 성능에 거의 차이가 없음을 확인 하였다. 또한, 원하지 않는 IQ 불균형이 발생하더라도 ML 검출

기법과 OSIC 검출 기법과 같은 특정한 수신 신호 검출 기법을 사용할 경우 다이버시티 이득으로 인해, IQ 불균형이 존재 하지 않을 때보다 오히려 더 좋은 성능 향상을 얻을 수 있다는 사실을 모의실험을 통해 확인 할 수 있다.

참 고 문 헌

[1] B.Razavi, *RF Microelectronics*, Prentice Hall, NJ, 1998

[2] J. Tubbax, B. Come, L. Van der Perre, S. Donnay, M. Engels, M. Moonenm and H. De Man, "Joint compensation of IQ imbalance and frequency offset in OFDM systems," in *Proc. of IEEE Radio and Wireless Conference*, pp.39-42, Aug. 2003.

[3] M. Valkama, M. Renfors, and V. Koivunen, "Advanced methods for I/Q imbalance compensation in communication receivers," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol.10, pp. 673-680, Mar. 2001.

[4] A. Tarighat and A. H. Sayed, "On the base-band compensation of IQ imbalances in OFDM systems," in *Proc. of IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 4, pp. 1021, June 2004.

[5] M. Valkama, M. Renfors, and V. Koivunen, "Compensation of frequency-selective I/Q imbalances in wideband receivers: models and algorithms," in *Proc. of IEEE Third Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, vol. 10, pp. 673-680, Mar. 2001.

[6] K. P. Pun, J. E. Franca, C. Aceredo-Leme, C. F. Chan, and C. S. Choy, "Correction of frequency- dependent I/Q mismatches in quadrature receivers," *Electronic Letters*, vol.37, pp. 673-680, Nov. 2001.

[7] G. Xing, M. Shen, and H. Liu, "Frequency offset and I/Q imbalance compensation for direct-conversion receivers," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 4, pp. 673-680, March 2005.

[8] Tommi M. Ylamaru, "Frequency domain IQ imbalance correction scheme for orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems," in *Proc. of IEEE Wireless Communications and Networking*, vol. 1, pp. 20-25, March 2003.

[9] A. Schuchert and R. Hasholzner, "A novel IQ imbalance compensation scheme for the reception of OFDM signals," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol.47, pp. 313, Aug. 2001.

[10] H. Kamata, K. Sakaguchi, and K. Arakai, "An effective IQ imbalance compensation scheme for MIMO-OFDM communication system," in *Proc. of Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 1, pp. 181-185, Sept. 2005.

[11] A. Tarughat and A. H. Sayed, "OFDM systems with both transmitter and receiver IQ imbalances," in *Proc. of Signal Processing Advances in Wireless Communications*, pp.735-739, June 2005.

[12] J. Lin and E. Tsui, "Joint adaptive transmitter/receiver IQ imbalance correction for OFDM systems," in *Proc. of Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 2, pp. 1511-1518, Sept. 2004.

[13] E. Lopez-Estraviz, S. De Rore, F. Horlin, A. Boyrdoux, and L. Van der Perre, "Pilot design for joint channel and frequency-dependent transmit/ receive IQ imbalance estimation and compensation in OFDM-based transceivers," in *Proc. of IEEE International Conference on Communications*, pp.4861-4866, June 2007.

[14] 진영환, 권지현, 이유로, 안재민, "I/Q 불균형에 의하여 왜곡된 OFDM 시스템에서의 다이버시티 이득 획득 기법," *한국통신학회 논문지*, Vol.31, pp. 1205-1213, Dec. 2006.

진 영 환 (Young-hwan Jin)

정회원



2002년 2월 충남대학교 정보통신공학과 졸업  
2004년 8월 충남대학교 정보통신공학과 석사  
2005년 3월~현재 충남대학교 전자전파정보통신공학과 박사과정  
<관심분야> wireless communications, broadband multicarrier/OFDM techniques, and cooperative communications

김 직 동 (Jik-dong Kim)

정회원



1993년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업  
1995년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사  
2000년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사  
2000년~2004년 LG전자 연구원  
2004년~현재 정보통신부  
<관심분야> CDMA, channel control coding, and wireless communication systems

김 혜 진 (Hye-jin Kim)

준회원



2004년 2월 충남대학교 전자전파정보통신공학과 졸업  
2004년 3월~현재 충남대학교 전자전파정보통신공학과 석사과정  
<관심분야> wireless communications and wireless network, broadband multicarrier/OFDM

techniques

안 재 민 (Jae-min Ahn)

중신회원



1987년 서울대학교 전자공학과 졸업  
1989년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사  
1994년 8월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사  
1994년~1999년 삼성전자선암연구원  
1999년~현재 충남대학교 전자전파정보통신공학과 부교수  
<관심분야> wireless communication physical layer and radio resource management.