

# IQ 불균형에 의하여 왜곡된 OFDM 시스템에서의 다이버시티 이득 획득 기법

정회원 진영환\*, 준회원 권지현\*, 이유로\*\*, 종신회원 안재민\*

## Additional Diversity Gain in OFDM Systems under the Influence of IQ Imbalances

Younghwan Jin\* *Regular Member*, Jihyeon Kwon\*, Yuro Lee\*\* *Associate Members*,  
Jaemin Ahn\* *Lifelong Member*

### 요 약

본 논문에서는 직교주파수분할다중송신(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) 방식의 송수신기에서 IQ 불균형(In-phase/Quadrature Imbalance) 성분의 영향을 분석한 후, 예기치 않은 IQ 불균형이 존재하는 상황에서 조차 다이버시티 이득을 얻을 수 있음을 보인다. 주파수 선택적 채널 특성을 갖는 경우 IQ 불균형 성분에 의해 마주보는 부반송파 간에 신호 확산으로 인해 송신 신호 왜곡이 발생할 경우, 복조 과정에서 부가적인 다이버시티 이득을 얻을 수 있음을 보인다. IQ 불균형이 존재하는 수신 신호에 대해 ML(Maximum Likelihood) 또는 OSIC(Ordered Successive Interference Cancellation) 신호 검출 기법을 이용하여 SER(Symbol Error Rate) 성능검증을 하면, 주파수 선택적 채널 계수와 송수신 IQ 불균형 성분이 결합에 의하여 초래되는 다이버시티 이득으로 인해 기존의 간섭억제 기법인 ZF(Zero-forcing) 기법에 비해 성능향상이 있음을 보인다. 본 논문에서는 다이버시티 이득을 얻기 위해서는 정확한 왜곡행렬 추정이 뒷받침 되어야 하므로 이를 위해 Alamouti 기법을 적용한 새로운 프리앰블 형태를 제안한다.

**Key Words** : IQ imbalance, OFDM, Diversity gain, Channel estimation

### ABSTRACT

In this paper, we analyze the IQ(In-phase/Quadrature) imbalance effects at both transmitter and receiver side of OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) and show that IQ imbalance is the parameter to improve the performance using ML and OSIC scheme. Especially, we can archive the diversity gain due to the IQ imbalance in multipath fading environment. In addition, new preamble format is proposed, which enable estimation of the channel and IQ imbalance parameters to maximize the diversity gain. Significant performance improvement is achieved by using the ML(Maximum Likelihood)and OSIC(Ordered Successive Interference Cancellation) with compensation compared to a standard receiver with no compensation for IQ imbalance and proposed channel estimation scheme achieves the better performance improvement than conventional.

※ 본 연구는 한국연구재단 논문연구과제(No. R01-2006-000-10154-0(2006)) 지원으로 수행되었습니다.

\* 충남대학교 전자전과정보통신공학과 이동멀티미디어통신 연구실(jmahn@cnu.ac.kr)

\*\* 한국전자통신연구원 이동통신연구단 무선전송기술연구그룹 차세대무선LAN연구팀

논문번호 : KICS2006-10-463, 접수일자 : 2006년 10월 26일, 최종논문접수일자 : 2006년 12월 8일

### I. 서론

OFDM 방식은 고속 데이터 전송률을 제공하고자 하는 IEEE 802.11a와 802.11g WLAN 및 IEEE 802.15.3a WPAN과 같은 시스템에서 표준으로 채택하여 사용하고 있다. 또한 무선통신기의 소형화 및 고집적화를 위해 직접변환 방식을 사용하는 RF 송수신기를 사용하는 추세이다. 하지만 직접변환 RF 송수신기의 사용은 직접변환 과정에서의 불완전성으로 인해 기저대역 데이터 수신 성능 저하를 초래하는 IQ 불균형 성분을 발생시킨다<sup>1)</sup>. OFDM 방식의 경우 주파수 오류 및 IQ 불균형에 민감한 단점이 있다. 특히, RF 신호에서 기저대역 신호로 직접변환(direct conversion)하거나 Low-IF(Intermediate Frequency) 변환 하는 경우에 발생하는 IQ 불균형은 고속 데이터 전송을 위해 고차변조를 사용하는 OFDM 시스템에서 간섭 신호를 발생시켜 성능 저하를 초래시키기 때문에 이를 추정하고 보상하는 방법의 필요성이 제기되고 있다<sup>2,7)</sup>.

수신기에서 발생하는 IQ 불균형 성분에 의한 간섭 신호의 영향을 억제하여 부반송파의 검출 성능을 개선하는 방식들이 시간 영역 및 주파수 영역에서 연구가 수행되었다<sup>2,3)</sup>. 이와 마찬가지로 송수신기 모두 직접변환 RF 송수신기를 사용할 경우에 대해서도 연구가 수행되었다<sup>4-6)</sup>. 하지만 기존의 방식으로는 간섭의 영향은 억제할 수 있어도 IQ 불균형에 의한 해당 부반송파의 전력 감소로 인해 성능 개선의 한계가 있다<sup>7)</sup>.

IQ 불균형에 의한 실수부와 허수부 신호 사이의 직교성 훼손은 직교성을 유지하여야 한다는 관점에서 보면 성능 저하의 요인이라고 할 수 있으나 특수한 형태의 신호, 예를 들어 OFDM과 같이 주파수축으로 신호를 송신하는 시스템에서의 기저대역 수신 신호의 경우, 다중 경로 페이딩 채널을 통과하였을 때, 오히려 주파수 다이버시티의 효과를 기대할 수도 있다. 즉, OFDM 신호의 경우 IQ 불균형에 의한 직교성의 훼손이 서로 다른 주파수 위치에 존재하는 부반송파 사이에 섞임 현상으로 나타나게 되며 이러한 현상을 잘 이용할 경우, IQ 불균형에 의한 실수부와 허수부 신호의 직교성 훼손을 다이버시티 이득으로 연결할 수 있을 것으로 기대할 수 있다.

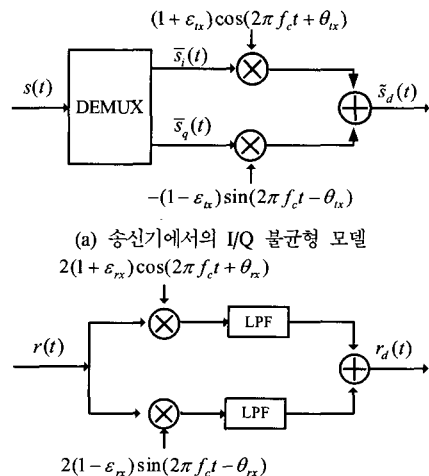
본 논문에서는 이러한 현상에 착안하여 다중 경로 페이딩 채널을 통하여 전송되는 OFDM 신호에 나타나는 IQ 불균형의 영향을 분석하고 이로부터

IQ 불균형이 다이버시티 이득으로 연결될 수 있음을 보인다. 또한 시뮬레이션을 통하여 이러한 다이버시티 이득이 어느 정도로 나타나게 되는지를 살펴해보았다.

서론에 이어 2장에서는 OFDM 송수신기에 존재하는 IQ 불균형을 모델링하고 이러한 IQ 불균형이 존재하는 신호가 다중 경로 페이딩 채널을 통과하였을 때 기저대역 수신 신호가 어떤 형태로 나타날 지 유도한다. 3장에서는 IQ 불균형으로 인하여 왜곡된 OFDM 신호로부터 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 검출방식을 제안하고, 4장에서는 다이버시티 이득을 얻기 위해 반드시 필요한 채널 및 왜곡 행렬의 추정을 위한 신호 포맷을 프리앰블이라는 관점에서 제시한다. 제안된 방식의 성능을 모의실험을 통해 5장에서 분석하고, 6장에서 결론을 맺는다.

### II. 다중경로 채널과 결합된 IQ 불균형 성분 영향 분석

OFDM 시스템에서의 IQ 불균형은 송수신기에서의 불균형과 수신기에서의 불균형으로 나누어서 생각할 수 있다. OFDM 통신시스템을 구성하는 모든 송수신기가 직접변환 RF 송수신기 형태로 구성되어 있다고 가정할 때 이러한 송수신기와 수신기에서의 IQ 불균형이 동시에 존재할 수 있다는 가정은 합당한 가정이라고 할 수 있으며 송수신기에서의 영향과 수신기에서의 영향을 각각 모델링한 후 이들을 수신된 신호에서 합침으로써 전체 시스템에서의 IQ 불



(a) 송수신기에서의 I/Q 불균형 모델  
 (b) 수신기에서의 I/Q 불균형 모델  
 그림 1. 직접변환 RF 송수신기의 IQ 불균형 모델

균형에 의한 영향을 모델링할 수 있다. OFDM 송수신기에서의 IQ 불균형은 그림 1과 같은 형태로 모델링할 수 있다<sup>2)</sup>.

### 2.1 송신기에서의 IQ 불균형 성분 영향

$\tilde{s}_d(t)$ 는 송수신기에서 IQ 불균형 성분에 의해 왜곡이 발생한 송신 RF 신호를 나타낸다. 그림 1(a)에서 보는 바와 같이 송신 IQ 불균형 성분에 의해 왜곡이 발생한 시간영역의 신호는 다음과 같이 표현된다<sup>3,6)</sup>.

$$\tilde{s}_d(t) = (1 + \epsilon_{tx}) \bar{s}_i(t) \cos(2\pi f_c t + \theta_{tx}) - (1 - \epsilon_{tx}) \bar{s}_q(t) \sin(2\pi f_c t - \theta_{tx}) \quad (1)$$

위 식에서  $\epsilon_{tx}$ 와  $\theta_{tx}$ 는 송신기에서의 이득 및 위상 불균형 성분을 나타낸다.  $\bar{s}_i(t)$ 와  $\bar{s}_q(t)$ 는 IQ 불균형이 발생하지 않은 기저대역 신호  $s(t)$ 의 실수부와 허수부를 나타낸다. 그리고  $f_c$ 는 반송파 주파수이다. IQ 불균형에 의해 왜곡이 발생한 기저대역 신호  $s_d(t)$ 는 다음과 같이 표현된다<sup>3,6)</sup>.

$$s_d(t) = \alpha s(t) + \beta s^*(t) \quad (2)$$

위 식에서  $s^*(t)$ 는  $s(t)$ 의 켈레복소수 신호를 나타낸다. IQ 불균형에 의한 왜곡 성분  $\alpha$ 와  $\beta$ 는 다음과 같이 주어진다<sup>3,6)</sup>.

$$\alpha = \cos\theta_{tx} - j\epsilon_{tx}\sin\theta_{tx} \quad (3)$$

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

위 식에서  $\epsilon_{tx}$ 와  $\theta_{tx}$ 는 송신기의 I와 Q 가지의 이득 및 위상 불균형을 나타낸다. 단일 기저대역의 송신 신호  $s_d(t)$ 가 시간영역 신호라면,  $S_d(k) = FFT\{s_d(t)\}$ 는 송신 IQ 불균형에 의해 왜곡이 발생한 주파수 영역의 OFDM 신호를 나타내고,  $k$ 는 OFDM 심벌 내의 부반송파 인덱스이다. 식 (2)와 같이 왜곡된 신호에 대해 FFT를 적용하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$S_d(k) = FFT\{\alpha s(t) + \beta s^*(t)\} = \alpha S(k) + \beta S^*(-k), k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4)$$

위 식에서  $k$ 와  $N$ 은 각각 부반송파 인덱스와 전체 부반송파 수를 나타내며,  $-k$ 와  $N-k$ 를 의미한다.  $S(k)$ 는 IQ 불균형 성분에 의해 왜곡이 발생하지 않은 송신 OFDM 심벌이고,  $S^*(k)$ 는  $S(k)$ 의 켈레 복소수이다. 단일 반송파 시스템에서 송신 IQ

불균형이 발생하면, 이득 불균형에 의한 정상도의 확장/축소(stretch/compress)와 위상 불균형에 의한 정상도의 비틀림(skew)이 발생한다. 하지만 단일 반송파 시스템과 달리, 단일 OFDM 시스템서는 식 (4)에서 보는 바와 같이  $-k$ 번째 부반송파로부터의 간섭이 발생하며, 이로 인하여 높은 SNR 환경에서도 성능 개선이 되지 않는 오류마루(error flow) 현상이 발생한다. 식 (4)로부터 IQ 불균형 성분 ( $\alpha, \beta$ )와 왜곡이 발생하지 않은 주파수 영역의 신호  $\{S(k), S^*(-k)\}$ 를 이용하여 송신기에서 왜곡이 발생한 신호를 다음과 같이 행렬 형태로 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} S_d(k) \\ S_d^*(-k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha & \beta \\ \beta^* & \alpha^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S(k) \\ S^*(-k) \end{bmatrix} \quad (5)$$

위 식에서  $S(k)$ 와  $S^*(-k)$ 는 각각 주파수 영역의 OFDM 심벌 내에서 송신 부반송파 신호와 대칭 부반송파 신호를 나타낸다.

### 2.2 수신기에서의 IQ 불균형 성분 영향

송신기에서 사용한 방식과 유사하게 수신기에서도 IQ 불균형에 의한 영향을 분석하기로 한다. 시간영역에서의 기저대역 수신 신호를  $r(t)$ 라 하자. 수신기에서 IQ 불균형이 발생할 경우, 시간영역에서의 왜곡된 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다<sup>6,7)</sup>.

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

위 식에서  $\gamma$ 와  $\delta$ 는 수신기에서의 왜곡 성분을 나타내며 다음과 같이 주어진다<sup>6,7)</sup>.

$$\gamma = \cos\theta_{rx} - j\epsilon_{rx}\sin\theta_{rx} \quad (7)$$

$$\delta = \epsilon_{rx}\cos\theta_{rx} + j\sin\theta_{rx}$$

위 식에서  $\epsilon_{rx}$ 와  $\theta_{rx}$ 는 각각 수신기에서의 이득 및 위상 불균형 성분을 나타낸다. 식 (6)의 시간영역에서의 왜곡된 수신 신호를 주파수 영역의 신호로 표현하기 위해 FFT를 적용하면 다음 식과 같이 표현된다<sup>6,7)</sup>.

$$R_d(k) = FFT\{\gamma r(t) + \delta r^*(t)\} = \gamma R(k) + \delta R^*(-k), k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (8)$$

위 식에서  $k$ 와  $N$ 은 각각 부반송파 인덱스와 전체 부반송파 수를 나타내며,  $-k$ 는  $N-k$ 를 의미한다. 수신기에서 발생하는 IQ 불균형 성분은 송신기의 경우와 마찬가지로 대칭 부반송파 간에

상호 간섭을 야기시킨다.

$$\begin{bmatrix} R_d(k) \\ R_d^*(-k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \gamma & \delta \\ \delta^* & \gamma^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R(k) \\ R^*(-k) \end{bmatrix} \quad (9)$$

위 식에서  $R(k)$ 와  $R^*(-k)$ 는 각각 주파수 영역의 OFDM 심벌 내에서 수신 부반송파 신호와 대칭 부반송파 신호를 나타낸다.

### 2.3 다중경로에서의 IQ 불균형 성분 영향

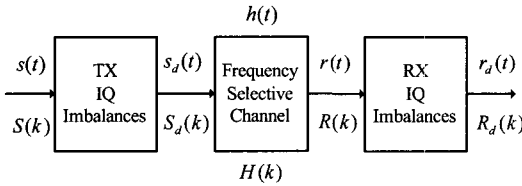


그림 2. 다중경로 페이딩 채널 계수와 송수신단 IQ 불균형을 포함하는 기저대역 시스템 모델

그림 2는 주파수 선택적 특성을 갖는 채널과 송수신 IQ 불균형 성분이 결합된 기저대역 시스템의 등가 모델을 나타낸다. 왜곡된 송신 신호  $s_d(t)$ 는 주파수 선택적 채널  $h(t)$ 를 통과한 후 수신 신호  $r(t)$ 의 형태로 수신되며 다음 식과 같이 표현할 수 있다.

$$r(t) = s_d(t) * h(t) + n(t) \quad (10)$$

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.

$$\begin{aligned} R(k) &= FFT\{s_d(t) * h(t) + n(t)\} \\ &= H(k)S_d(k) + N(k), k=0,1,\dots,N-1 \end{aligned} \quad (11)$$

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

식 (4), (8) 과 (11)의 결합 및 식 (5)와 (9)의 행렬식을 이용하여 시스템 전반에 걸쳐 발생한 IQ 불균형 성분과 주파수 채널 응답으로 표현하면 다음과 같이 표현된다.

$$R(k) = G(k)S(k) + W(k), k=0,1,\dots,N/2-1 \quad (12)$$

여기서,

$$R(k) \equiv [R_d(k) \ R_d^*(-k)]^T \quad (13)$$

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

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

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

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

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

위 식에서  $R(k)$ ,  $G(k)$ ,  $S(k)$ , 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 (12)로부터 IQ 불균형이 존재하지 않을 경우, 즉  $\alpha = \gamma = 1$ 이고,  $\beta = \delta = 0$  일 때, 왜곡 행렬 (distortion matrix)  $G(k)$ 는 채널의 주파수 응답만을 나타내는 2x2 대각 행렬(diagonal matrix)이 된다. 그러나 IQ 불균형이 존재할 경우, 즉  $|\alpha|^2 \neq |\beta|^2$ 이고  $|\gamma|^2 \neq |\delta|^2$ 이면, 왜곡 행렬  $G(k)$ 는 2x2 정칙 행렬(nonsingular matrix)이 된다. 주파수 영역에서 OFDM 심벌 내에 대칭되는 위치에 있는 부반송파 간에는 IQ 불균형 성분에 의한 왜곡 및 주파수 선택적 채널 응답으로 인해 상호간에 간섭을 일으킨다.

식 (12)와 (13)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 수신기에서 다이버시티 이득을 얻기 위한 적당한 수신기 알고리즘을 적용할 경우 기존의 간섭억제 기법에 비해 성능을 향상시킬 수 있다.

### III. 다이버시티 이득을 얻기 위한 수신

기존의 방식들은 IQ 불균형에 의한 간섭이 존재할 경우, 간섭 신호의 영향을 억제하여 부반송파의 검출 성능을 개선하는 것에만 초점을 맞추고 있다. 본 논문에서는 간섭억제 기법에 대해 우선 살펴본 후, 최대 얻을 수 있는 이득이 어느 정도인지를 살펴보기 위해 최대우도(Maximum Likelihood) 기법을 살펴보기로 한다. 마지막으로, ML의 복잡도를 개선하면서 ML에 근접한 성능을 갖는 순차적 연속 간섭제거(Ordered Successive Interference Cancellation, OSIC) 기법에 대해 살펴보기로 한다.

### 3.1 간섭억제 수신기

송신신호는 등화 과정을 통해 식 (12)에서 IQ 불균형에 의한 왜곡으로 발생한 간섭 신호를 억제함으로써 복구될 수 있으며, 이것을 식으로 정리하면 다음과 같다.

$$\tilde{S}(k) = Q(k)R(k) \quad (14)$$

위 식에서 등화 행렬  $Q(k)$ 는 ZF(Zero-Forcing)을 수행하기 위해 필요한 형태의 행렬이므로 다음과 같이 표현된다.

$$Q(k) = Q_{ZF}(k) = G^{-1}(k) \quad (15)$$

위 식에서  $(\cdot)^{-1}$ 는 역 행렬을 나타낸다. ZF 기법을 적용하여 간섭 신호를 억제함으로써 IQ 불균형이 존재하지 않을 경우의 수신 성능에 근접할 수 있다. 하지만 ZF 기법으로는 IQ 불균형으로부터 다이버시티 이득을 얻을 수 없다.

### 3.2 ML 수신기

식 (12)에서 왜곡행렬  $G(k)$ 를 정확하게 알고 있다고 가정하면, 다음과 같은 ML 검출방식을 통하여 수신 신호를 검출할 수 있다.

$$\hat{S}(k) = \arg \min_{S(k)} \| R(k) - G(k)S(k) \| \quad (16)$$

일반적으로, ML 검출 방식은 최적의 성능을 제공하지만 변조차수(modulation order)에 따라 지수적으로 증가하는 연산량으로 인해 고차 변조방식에서는 구현하기 힘들다는 단점이 있다.

만일 송수신 IQ 불균형 존재하고 무선 채널이 주파수 선택적 채널 특성을 갖는다면, 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 송신 IQ 불균형에 의해 대칭되는 부반송파 간에 데이터가 서로 확산되기 때문에 ML 검출 방식을 사용하면 다이버시티 이득을 얻을 수 있다.

### 3.3 OSIC 수신기<sup>[8]</sup>

ML 검출 방식으로 다이버시티 이득을 얻을 수 있지만, 변조차수에 따른 지수적인 연산량의 증가 때문에 구현이 어렵다. 그러므로 연산 복잡도는 줄고 성능은 ML에 근접하는 OSIC 검출 방식을 통하여 수신 신호를 검출할 수 있다.

식 (12)에서 IQ 불균형에 의해 왜곡이 발생한 신호 모델이 2x2 MIMO 시스템과 동일한 형태를 갖

기 때문에, V-BLAST에서 송신 신호 검출을 위해 사용하는 OSIC 검출 기법을 동일하게 적용할 수 있다.

## IV. 왜곡 행렬 추정

앞 절에서 살펴본 검출 기법을 사용하기 위해서는 정확한 채널 주파수 응답 특성 및 송수신 IQ 불균형 성분을 알고 있어야만 한다. 하지만 채널의 주파수 응답 특성 및 송수신 IQ 불균형 성분이 결합된 왜곡행렬  $G(k)$ 를 수신기에서 추정하기는 쉽지 않다. 그러므로 본 절에서는 채널 주파수 응답 특성 및 IQ 불균형 성분이 결합된 왜곡행렬 추정을 위한 기법을 제안하도록 한다. 왜곡행렬을 추정하기 위해서는 몇 가지 가정이 필요하다. 패킷 방식의 시스템에서 패킷이 전송되는 동안에는 채널의 주파수 응답이 동일하게 유지되고, quasi-static한 특성을 갖는다. 패킷 방식의 시스템에 한정하여 왜곡행렬 추정 및 보상 방법을 제안한다.

식 (12)로부터 왜곡행렬을 추정하기 위해서는 두 개의 연속한 프리앰블이 필요하다는 것을 알 수 있다. 하지만, 동일한 형태의 프리앰블을 반복적으로 전송할 경우, 수신 프리앰블이 대각행렬(singular matrix)이 되므로 왜곡행렬을 추정할 수 없게 된다. 그러므로, 2x2 정칙행렬(non-singular matrix)을 만들기 위해 Alamouti 기법을 사용하여 프리앰블의 구조를 변경하였다. Alamouti 기법을 적용하기 위해 인접한 두 개의 프리앰블 구간 동안에는 채널 특성이 일정하게 유지된다고 가정한다. 그림 3은 Alamouti 기법이 적용된 주파수 영역에서의 연속한 두 개의 프리앰블 심볼 형태를 나타낸다.

Alamouti 기법이 적용된 제안된 프리앰블은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

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

위 식에서  $X_1$ 과  $X_2$ 는 첫 번째 프리앰블 신호이고,  $X_1^*$ 과  $X_2^*$ 는 2x2 정칙행렬을 만들기 위해 Alamouti

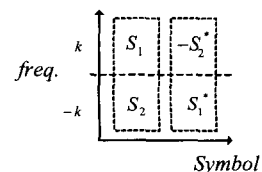


그림 3. Alamouti 기법이 적용된 제안된 프리앰블 구조

기법이 적용된 두 번째 프리앰블 신호이다.

채널의 주파수 특성 및 IQ 불균형에 의해 왜곡된 인접한 두 개의 프리앰블 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

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

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

위 식에서  $R(k)$ 와  $R'(k)$ 는 수신된 첫 번째와 두 번째 프리앰블의 주파수 영역 신호를 나타낸다. 식 (18)과 (19)를 결합함으로써 왜곡된 프리앰블 신호를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

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

수신측에서 알고 있는 신호인 프리앰블 신호를 이용하여 식 (20)으로부터 왜곡행렬을 다음 식과 같이 계산할 수 있다.

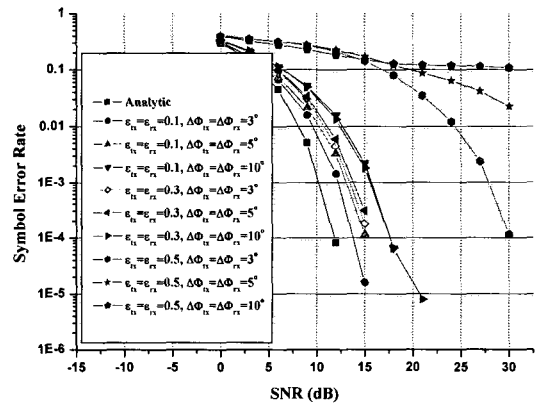
$$\begin{aligned} R_p(k) X_p^{-1}(k) & \\ &= [G(k) \bar{X}_p(k) + \bar{W}(k)] X_p^{-1}(k) \\ &= G(k) + \bar{W}(k) \end{aligned} \quad (21)$$

V. 모의실험

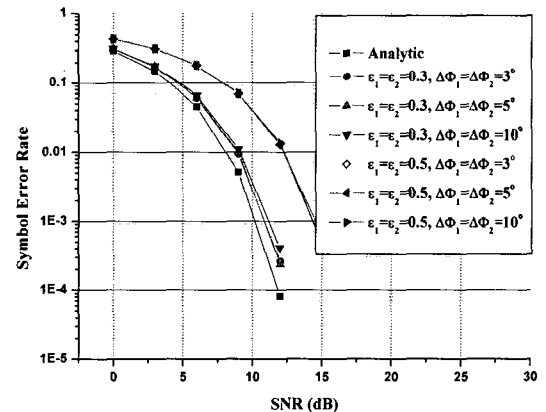
주파수 선택적 채널과 IQ 불균형에 의해 신호 왜곡이 발생할 경우 제안된 수신기법에 따른 성능을 평가하기 위하여 전형적인 패킷 기반의 OFDM 시스템을 사용하였다. 성능 비교를 위해 동일한 시스템에서 IQ 불균형이 없을 경우를 모의실험 하여 결과 비교를 하였다. 모의실험에 사용된 OFDM 시스템의 한 심볼 내 부반송파 개수는  $N=64$ , 주기적 전치 부호(Cyclic Prefix, CP)의 길이는  $P=16$ , 각 경로 별 독립적인 특성을 갖고, Rayleigh 분포를 갖는 다중경로 채널로서 RMS 지연확산(RMS delay spread)이 100ns와 200ns인 채널 모델을 사용하였다. 제안된 방식들에 대해 SNR(Signal to Noise Ratio)을 달리 하면서 SER(Symbol Error Rate) 성능을 모의실험 하였으며 그 결과는 그림 4 - 8과 같다. "Analytic"은 AWGN 채널 환경에서 IQ 불균형이 존재하지 않을 경우의 신호 검출 성능이다. 모

든 그림에 있는 "Ideal IQ"는 채널 정보를 정확히 알고 IQ 불균형 성분이 존재하지 않을 경우의 성능을 의미하며, "IQ Imbalance/No Comp."는 IQ 불균형 성분에 의해 왜곡된 수신 신호에 대해 보상을 하지 않을 상태에서 신호를 검출한 경우의 성능을 의미한다. "IQ Imbalance/ZF", "IQ Imbalance/ML", 그리고 "IQ Imbalance/OSIC"는 각각 앞 절에서 설명한 수신신호 검출 기법을 의미하는 것이며, 이 모든 모의실험은 주파수 선택적 채널 환경에서 실행되었다.

그림 4(a)는 AWGN 채널 환경에서 IQ 불균형에 의해 SER 성능이 감쇄하는 것을 보여준다. 이 결과로부터 0.5 이상의 이득 불균형 및 5°이상의 위상 불균형이 존재할 경우 오류마루가 발생한다는 것을 알 수 있다. 그림 4(b)는 ZF 검출 기법을 적용할 경우 IQ 불균형이 존재하지 않을 경우와 유사한 성능을 얻을 수 있음을 보여준다. IQ 불균형에 의해



(a) OFDM 시스템에서 IQ 불균형의 영향



(b) ZF 기법을 적용한 후 SER 성능

그림 4. AWGN 환경에서 OFDM 시스템에서의 IQ 불균형의 영향

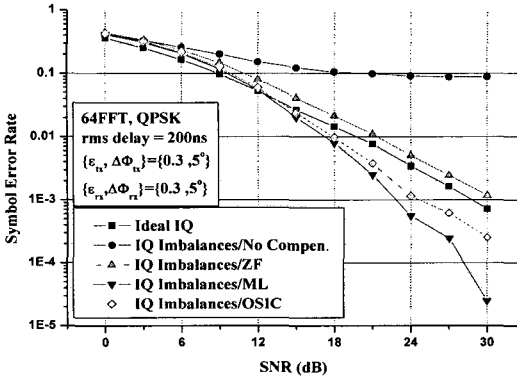


그림 5. rms 200ns인 무선채널환경에서 송수신 IQ 불균형이 이득불균형 0.3, 위상 불균형 5°존재할 때 QPSK의 SNR 대비 SER 성능

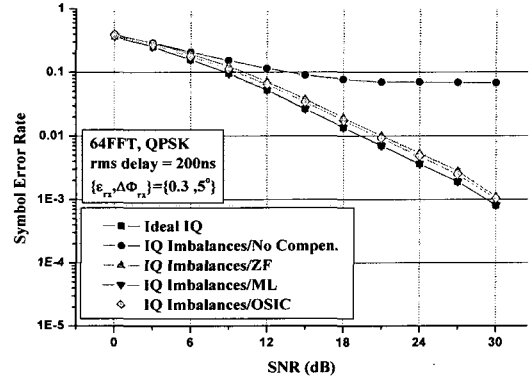


그림 7. rms 200ns인 무선채널환경에서 수신 IQ 불균형이 이득불균형 0.3, 위상 불균형 5°존재할 때 QPSK의 SNR 대비 SER 성능

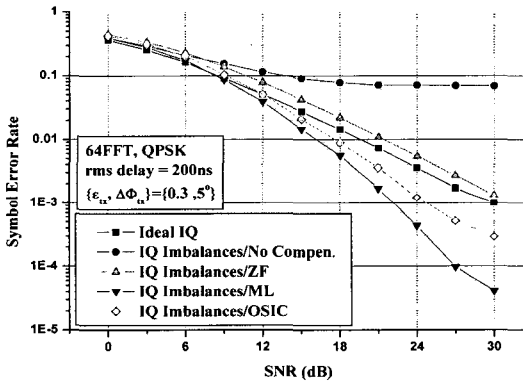


그림 6. rms 200ns인 무선채널환경에서 송신 IQ 불균형이 이득불균형 0.3, 위상 불균형 5°존재할 때 QPSK의 SNR 대비 SER 성능

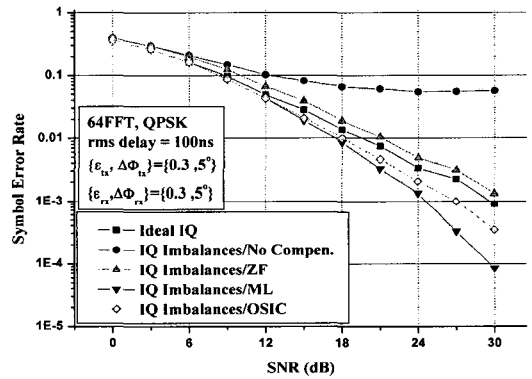


그림 8. rms 100ns인 무선채널환경에서 송수신 IQ 불균형이 이득불균형 0.3, 위상 불균형 5°존재할 때 QPSK의 SNR 대비 SER 성능

이득 불균형 0.5와 위상 불균형 10°가 존재할 경우 이득 불균형 0.3과 위상 불균형 10°인 경우에 비해 SER 10<sup>-3</sup> 기준으로 약 3dB 정도 성능차이가 발생하는데, 이것은 IQ 불균형 요소에 의해 발생하는 간섭에 의한 영향으로 SNR 손실이 발생하기 때문이다.

그림 5는 IQ 불균형과 주파수 선택적 채널에 의해 왜곡이 발생한 신호에 대해 ZF, ML, OSIC 검출 기법을 적용해 신호를 검출했을 때의 각 방식별 SER 성능을 보여주고 있다. 왜곡행렬은 수신기에서 이미 알고 있다고 가정하였다. ML 검출 기법을 사용하였을 때의 SER 성능이 수신기 성능개선 정도 및 주파수 선택적 채널과 IQ 불균형 성분이 결합된 왜곡행렬에 의해 발생하는 다이버시티 이득 때문에 Ideal IQ의 경우보다 우수한 성능을 갖는다.

OSIC 검출 기법은 ZF 검출 기법에 비해 우수하면서도 ML 검출 기법의 성능에 거의 근접하는 성능을 보인다.

다이버시티 이득의 원천에 대해 살펴보기 위해서 IQ 불균형 및 채널 조건을 달리하여 모의실험을 수행하였다. 그림 6-8은 다른 다중경로 채널의 rms 지연확산 및 IQ 불균형 계수를 사용하여 수행된 모의실험 결과를 보여주고 있다. 그림 6과 그림 7을 비교함으로써 다이버시티 이득은 송신 IQ 불균형에 의해 발생함을 알 수 있다. 또한 그림 5와 그림 8을 비교함으로써 채널의 주파수 선택적 특성이 큰 다중경로 채널에서 다이버시티 이득을 많이 발생함을 알 수 있다.

제안된 프리앰블을 이용한 왜곡행렬 추정 성능을 검증하기 위해 IEEE 802.11a 기반의 LTS(long

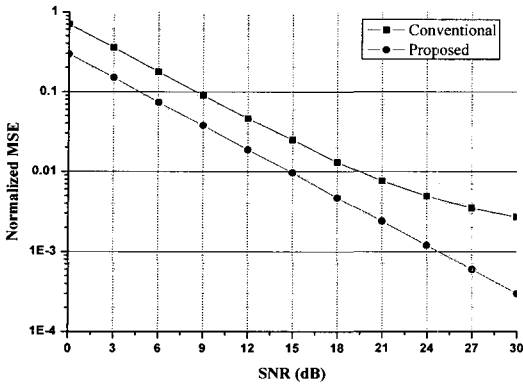


그림 9. rms 200ms인 무선채널환경에서 수신 IQ 불균형이 이득불균형 0.3, 위상 불균형 5° 존재할 때의 채널을 포함한 왜곡행렬 추정 성능 비교

training symbol)을 이용하였으며, 모의실험 결과 그림 9와 같은 성능 차이를 확인할 수 있다. 기존의 방식은 채널 성분 추정만이 가능하지만, 제안된 방식은 채널 및 IQ 불균형 성분 모두 추정할 수 있기 때문이다.

### VI. 결론

본 논문에서는 주파수 선택적 채널과 IQ 불균형 성분이 결합되었을 경우의 영향을 분석하였다. 분석 결과 ML 및 OSIC 검출 기법과 같은 적당한 수신 신호 검출 기법을 사용할 경우 송신 IQ 불균형에 의해 발생하는 신호 확산 특성으로 인해 주파수 선택적 특성을 갖는 채널을 지나는 수신신호로부터 다이버시티 이득을 얻을 수 있음을 알았다. 또한 패킷 기반의 OFDM 방식을 사용하는 시스템에서 주파수 선택적 채널 및 IQ 불균형 성분에 의해 발생하는 왜곡행렬을 추정할 수 있는 새로운 프리앰블 형태를 제안하였다.

원하지 않은 IQ 불균형 성분이 존재할 경우라도 다이버시티 이득을 얻을 수 있다는 점을 이용하여 IQ 불균형을 줄이기 위해 제약 받았던 RF 요구사항을 줄어든게 되고, 기저대역 신호처리 부 및 RF 부분의 원 칩 구현이 가속될 수 있을 것으로 기대된다.

### 참고 문헌

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

[2] J. Tubbax, B. Come, L. Van der Perre, L. Deneire, S. Donnay and M. Engels, "Compensation of IQ imbalance in OFDM systems," in *Proc. IEEE International Conference on Communications*, vol. 5, pp. 3403-3407, May 2003.

[3] A. Tarighat and A.H. Sayed, "On the baseband compensation of IQ imbalances in OFDM systems," in *Proc. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 4, pp. 1021-1024, May 2004.

[4] T.C.W. Schenk, P.F.M. Smulders and E.R. Fledderus, "Estimation and Compensation of TX and RX IQ Imbalance in OFDM-based MIMO Systems," in *Proc. IEEE Radio and Wireless Symposium*, vol. 1, pp.215-218, Jan. 2006.

[5] M. Valkama, Y. Zou and M. Renfors, "On IQ Imbalance Effects in MIMO Space-Time Coded Transmission Systems," in *Proc. IEEE Radio and Wireless Symposium*, vol. 1, pp.223-226, Jan. 2006.

[6] A. Tarighat and A.H. Sayed, "OFDM Systems with both Transmitter and Receiver IQ Imbalances," in *Proc. IEEE Signal Processing Advanced in Wireless Communications*, vol. 1, pp.735-739, Jun. 2005.

[7] K.W. Park and Y.S Cho, "A Detection Method for An OFDM Signal Distorted by IQ Imbalance," in *Proc. International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 4, pp. 2396-2399, Sept. 2005.

[8] P.W. Wolniansky, G.J. Foschini, G.D. Golden, R.A. Valenzuela, "V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel," invited paper, *International Symposium on Signals, Systems, and Electronics'98*, Pisa, Italy, Sept. 1998.



진 영 환 (Younghwan 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

이 유 로 (Yuro Lee)

준회원



1997년 2월 서울시립대학교 전자공학과 졸업  
1999년 2월 서울시립대학교 전자공학과 석사  
1999년~2001년 현대전자 3G system technology lab.  
2001년~현재 ETRI 이동통신 연구단 선임연구원

2005년~현재 충남대학교 전자전파정보통신공학과 박사과정

<관심분야> wireless communications and broadband multicarrier/OFDM techniques

권 지 현 (Jihyeon Kwon)

준회원



2006년 2월 충남대학교 전자전파정보통신공학과 졸업  
2006년 3월~현재 충남대학교 전자전파정보통신공학과 석사과정

<관심분야> wireless communications and wireless network,

broadband multicarrier/OFDM techniques

안 재 민 (Jaemin Ahn)

종신회원



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

1999년~현재 충남대학교 전자전파정보통신공학과 부교수

<관심분야> wireless communication physical layer and radio resource management.