

무선랜 시스템에서의 IQ 부정합 보상 기법 연구

정희원 김지호*, 정운호**, 김재석***

IQ Imbalance Compensation for OFDM Based Wireless LANs

Jiho Kim*, Yunho Jung**, Jaeseok Kim*** *Regular Members*

요약

본 논문에서는 OFDM 기반 무선 LAN 시스템에서 긴 훈련심볼을 이용하는, 시간동기 오차의 영향이 고려된 IQ imbalance 추정 및 보상 기법을 제안한다. 기존의 긴 훈련심볼을 이용한 IQ imbalance 보상 기법은 시간동기 오차에 민감한 구조를 갖기 때문에 시간동기 오차가 필연적인 실제 시스템에서는 심각한 성능 저하를 보인다. 본 논문에서는 시간동기 오차로 인해 발생하는 위상회전을 상쇄시킬 수 있는 새로운 criterion을 정의하고, 이에 따른 IQ imbalance 추정 및 보상 기법을 제안한다. 제안된 기법은 시간동기 오차가 존재할 경우에도 IQ imbalance의 영향을 이상적인 경우 대비 최대 0.2dB 이하로 보상할 수 있으며, IEEE 802.11a 시스템의 54Mbps 전송모드에 적용하였을 경우 기존 기법에 비해 약 4.3dB의 성능 이득을 보인다. 제안된 기법을 이용한 IQ imbalance 추정 및 보상단은 Verilog HDL을 이용하여 하드웨어 설계 및 검증 되었으며, 0.18um CMOS 공정을 이용하여 합성한 결과, 약 75K gates 와 6K bits의 메모리로 구현되었다.

Key Words : IQ imbalance, Symbol timing error, OFDM, Training symbol, WLAN

ABSTRACT

This paper proposes an efficient estimation and compensation scheme of IQ imbalance for OFDM-based WLAN systems in the presence of symbol timing error. Since the conventional scheme assumes perfect time synchronization, the criterion of the scheme used to derive the estimation of IQ imbalance is inadequate in the presence of the symbol timing error and the system performance is seriously degraded. New criterion and compensation scheme considering the effect of symbol timing error are proposed. With the proposed scheme, the IQ imbalance can be almost perfectly eliminated in the presence of symbol timing error. The bit error rate performance of the proposed scheme is evaluated by the simulation. In case of 54 Mbps transmission mode in IEEE 802.11a system, the proposed scheme achieves a SNR gain of 4.3dB at BER= $2 \cdot 10^{-3}$. The proposed compensation algorithm of IQ imbalance is implemented using Verilog HDL and verified. The proposed IQ imbalance compensator is composed of 74K logic gates and 6K bits memory from the synthesis result using 0.18um CMOS technology.

I. 서론

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)

은 효율적인 주파수 사용과 다중경로 페이딩 채널 환경에 적합하여 무선 통신 시스템에 적절한 기법으로 알려져 있고, 다양한 통신 응용 분야에서 표준

※ 본 연구는 정보통신부 및 정보통신 연구진흥원의 대학 IT연구센터 육성·지원사업 (ITRC)과 2006년도 교육인적자원부 BK21 사업의 일환인 연세대학교 전기전자공학부 TMS 정보기술사업단의 지원을 받아 연구되었고, CAD Tool은 IDEC으로부터 지원 받았음.

* 연세대학교 전기전자공학과 정보통신SoC설계 연구실 (jhkim0518@yonsei.ac.kr)

** 연세대학교 TMS정보기술사업단 연구교수 (yhjung@yonsei.ac.kr), *** 연세대학교 전기전자공학과 교수 (jaekim@yonsei.ac.kr)

논문번호 : KICS2007-07-297, 접수일자 : 2007년 7월 4일, 최종논문접수일자 : 2007년 8월 16일

으로 채택되었다¹¹. OFDM 방식은 다수의 직교 반송파를 사용하여 병렬 전송을 하기 때문에 오류정정 부호와 함께 사용할 때 고속 데이터 전송 시에 나타나는 주파수 선택적 페이딩을 극복할 수 있다. 그러나 페이딩 채널 등의 영향으로 반송파 사이의 직교성이 파괴되는 경우에는 채널 간 간섭이 발생되어 수신성능이 크게 저하된다¹². 아날로그 소자의 결함으로 인해 I, Q 두 채널 사이에 위상(phase)과 이득(gain) 오차가 발생하는데 이를 IQ imbalance 라고 한다. 위상 오차는 I 채널과 Q 채널의 local oscillator 신호의 위상이 정확히 90도 차이가 나지 않는 경우이고, 이득 오차는 I 채널과 Q 채널의 신호 크기의 차이가 발생하는 경우이다. 최근에는 저 전력을 고려한 직접변환 수신기(direct conversion receiver) 형태의 기술이 필수적으로 요구되고 있는데, 이러한 직접변환 수신기 구조에서 IQ imbalance 는 더욱 심각한 영향을 미치게 되고 특히 OFDM 시스템에서 심각한 성능 저하의 원인이 된다¹³.

OFDM 시스템의 반송파 주파수 오프셋과 IQ imbalance 영향에 대한 다양한 보상 기법들이 연구되었다. 반송파 주파수 오프셋의 경우, 반복되는 신호의 상관값을 이용하여 수신 신호의 위상을 추정하고 보상하는 기법들이 제안되었고^{4,14}, 반송파 주파수 오프셋의 영향과는 독립적으로 IQ imbalance 영향을 추정 및 보상하는 기법도 제시되었다⁶. 또 [7]에서는 IQ imbalance 영향이 반송파 주파수 오프셋 추정에 미치는 영향을 분석하고 이를 함께 보상하는 기법이 제안 되었다. Jan Tubtax는 [8]에서 OFDM 혼련 심볼을 이용하여 하나의 OFDM 심볼 내에서 추가적인 아날로그 회로 없이 반송파 주파수 오프셋을 고려한 IQ imbalance의 추정과 보상을 수행하는 알고리즘을 제안하였다. 낮은 복잡도와 빠른 수렴 시간의 이점을 갖는 Tubtax 알고리즘은 반송파 주파수 오프셋이 있어도 IQ imbalance의 영향을 거의 완벽하게 보상한다. 하지만, 완벽한 시간동기를 가정하고 있기 때문에, 시간 동기 오차가 존재하는 실제 시스템에 적용하면 심각한 성능 저하를 보여준다.

따라서 본 논문에서는 시간동기 오차 및 반송파 주파수 오프셋이 존재할 때 IQ imbalance가 OFDM 시스템에 미치는 영향을 분석하고, 긴 혼련 심볼을 이용하는 Tubtax 알고리즘⁸의 장점을 유지하면서 시간동기 오차의 영향을 동시에 보상할 수 있는 IQ imbalance 추정 및 보상 알고리즘을 제안한다. 시물

레이션을 통해 기존 방식과 수신 성능을 비교하며, 또한 제안된 기법에 대한 하드웨어 설계 결과를 제시한다.

II. IQ imbalance의 영향

2.1 IQ imbalance의 신호 모델

위상 또는 주파수 변조 기법을 사용하는 대부분의 통신 시스템은 그림 1과 같이 직교 변환(quadrature down conversion) 구조를 사용하여 I 채널과 Q 채널의 신호를 분리한다.

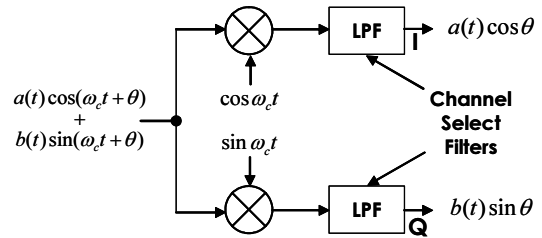


그림 1. Quadrature down conversion 구조

이 때 local oscillator (LO) 두 신호의 크기가 정확하게 일치하지 않거나 위상차가 90도가 되지 않는 경우에 IQ imbalance가 발생하게 되고 직교 변환된 신호에 성상도 왜곡이 발생하여 시스템의 오류 확률을 높리게 된다. IQ imbalance의 영향을 살펴보기 위해서 수신된 신호를 식 (1)로 정의하고, LO의 I 채널과 Q 채널의 신호를 각각 식 (2)와 식 (3)으로 정의한다.

$$x(t) = a(t)\cos w_c t + b(t)\sin w_c t \quad (1)$$

$$x_{LO,I}(t) = (1 + \epsilon)\cos(w_c t + \theta) \quad (2)$$

$$x_{LO,Q}(t) = (1 - \epsilon)\sin(w_c t - \theta) \quad (3)$$

식 (1)의 $a(t)$, $b(t)$ 는 송신단에서 전송한 기저대역 신호의 I 채널 값과 Q 채널 값이고 w_c 는 LO의 주파수이다. 식 (2)와 식 (3)에서 ϵ 와 θ 는 IQ imbalance의 이득 및 위상 오차 값이다. 수신 신호 $x(t)$ 와 LO의 두 신호를 곱하고 low pass filter (LPF)를 통과하면 수신된 기저대역 복소 신호는 식 (4)과 같다.

$$x_{rx} = (\cos\theta + j\epsilon\sin\theta) \cdot x_{tx} + (\epsilon\cos\theta - j\sin\theta) \cdot x_{tx}^* \quad (4)$$

여기서 $(\cdot)^*$ 는 complex conjugate 값을 의미한다. 식 (5)의 α, β 로 치환하면 식 (6)과 같이 된다. 여기서 x_{rx} 는 전송되는 시간영역의 신호이고 x_{rx} 는 수신되는 시간영역의 신호이다.

$$\alpha = \cos\theta + j\epsilon\sin\theta, \beta = \epsilon\cos\theta - j\sin\theta \quad (5)$$

$$x_{rx} = \alpha \cdot x_{tx} + \beta \cdot x_{tx}^* \quad (6)$$

즉, IQ imbalance가 없는 이상적인 경우 ($\alpha=1, \beta=0$) 수신 신호는 전송 신호가 된다. 본 논문에서는 IQ imbalance 추정 및 보상을 α 와 β 파라미터를 이용하여 수행한다.

2.2 Tubbax 알고리즘

본 절에서는 Tubbax 알고리즘의 추정 방식을 설명하고, 시간동기 오차를 고려하지 않음으로써 발생하는 성능 저하에 대해 설명한다. 반송파 주파수 옵셋이 존재하는 경우에 IQ imbalance에 의한 시간영역 기저대역 수신 신호는 다음 수식 (7)과 같다.

$$r_{cfo-iq} = \alpha \cdot r \cdot e^{j2\pi f_{cfo}n/N} + \beta \cdot r^* \cdot e^{-j2\pi f_{cfo}n/N} \quad (7)$$

식 (7)의 r 은 수신 신호이고, r_{cfo-iq} 는 반송파 주파수 옵셋의 영향과 IQ imbalance 영향이 반영된 결과 신호이다. f_{cfo} 는 부반송파 사이의 최소 간격 ($1/Tsc$)으로 정규화된 반송파 주파수 옵셋으로 $\Delta f \cdot Tsc$ 로 주어진다. N 은 부반송파 수이며, n 은 샘플링 시간 인덱스이다. 시간영역에서 반송파 주파수 옵셋 (f_{cfo})을 완벽하게 추정한다고 가정하면 식 (7)을 $f_{cfo}, +f_{cfo}$ 로 각각 보상한 두 신호 r_1 과 r_2 를

$$r_1 = \alpha \cdot r + \beta \cdot r^* \cdot e^{-2j2\pi f_{cfo}n/N} \quad (8)$$

$$r_2 = \alpha \cdot r \cdot e^{2j2\pi f_{cfo}n/N} + \beta \cdot r^* \quad (9)$$

로 표현할 수 있다. 만약 IQ 파라미터, α 와 β 를 알고 있다면 식 (8)과 식 (9)의 r_1, r_2 를 이용하여 IQ imbalance 의 영향이 보상된 신호를 구할 수 있다. IQ imbalance 의 영향이 제거된 수신 신호를 유도하면,

$$\hat{r} = \frac{\alpha^* \cdot r_1 - \beta \cdot r_2}{|\alpha|^2 - |\beta|^2} \quad (10)$$

로 주어진다. 즉, IQ 파라미터 (α 와 β)를 알고 있으면 식 (10)을 이용하여 시간 영역에서 IQ imbalance의 영향을 보상할 수 있다.

Tubbax 알고리즘은 IQ 파라미터 (α 와 β)를 긴 훈련심볼 구간에 수신되는 r_1, r_2^* 의 주파수 영역 신호를 이용하여 추정한다. r_1, r_2^* 의 주파수 영역 신호를 각각 least square (LS) 기법을 이용하여 채널 추정을 하면,

$$h_1 = FFT(r_1) \cdot lts \quad (11)$$

$$h_2 = FFT(r_2^*) \cdot lts \quad (12)$$

와 같다. 여기서 lts 는 긴 훈련 심볼의 주파수 영역 값이다. 식 (11)-(12)를 이용하면 IQ imbalance 영향이 제거된 채널 주파수 응답은

$$\hat{c} = \frac{\alpha^* \cdot h_1 - \beta \cdot h_2}{|\alpha|^2 - |\beta|^2} \quad (13)$$

로 주어진다. 따라서 식 (10)과 (13)을 이용하면, 수신된 데이터 심볼과 채널 응답을 IQ imbalance의 영향으로부터 완벽하게 보상할 수 있다. 이를 위해서는 먼저 IQ 파라미터 (α 와 β) 를 추정해야 한다.

Tubbax 알고리즘에서 α 와 β 추정은 인접한 부반송파의 채널 주파수 응답의 상관도를 근거로 이루어진다. IEEE 802.11a와 같은 무선 LAN 시스템은 각 부반송파 간의 간격(312.5 kHz) 보다 coherence bandwidth(20 MHz)가 훨씬 크기 때문에 인접 부반송파의 채널 주파수 응답은 서로 유사성을 갖는다^[8]. Tubbax 는 이를 이용하여 α 와 β 추정을 위한 criterion 을 식 (14)와 같이 정의한다.

$$MSE = \sum_{l=1}^{N-1} |\hat{c}_{l+1} - \hat{c}_l|^2 \quad (14)$$

위 수식에서 c_l 은 식 (13)에서 주어진 l 번째 부반송파에서의 채널 주파수 응답값을 의미한다. 즉, IQ 파라미터의 추정을 위해 식 (14)에서 보는 바와 같이, 식 (13)으로부터 구한 인접 채널 주파수 응답 간의 mean square error (MSE)를 최소화 하는 α 와 β 를 구하는 것이다. 근사화를 통해 이를 계산하면,

$$\beta = \frac{\sum_{l=1}^{N-1} (h_{1,l+1} - h_{1,l})(h_{2,l+1}^* - h_{2,l}^*)}{\sum_{l=1}^{N-1} |h_{2,l+1} - h_{2,l}|^2} \quad (15)$$

와 같이 β 를 얻을 수 있다. 또 a 와 β 간의 관계를 이용하면 a 는

$$\begin{aligned} \text{real}\{\alpha\} &= \sqrt{1-\text{imag}^2\{\beta\}} \\ \text{imag}\{\alpha\} &= -\frac{\text{real}\{\beta\} \cdot \text{imag}\{\beta\}}{\sqrt{1-\text{imag}^2\{\beta\}}} \end{aligned} \quad (16)$$

과 같이 얻을 수 있다.

결과적으로, 식 (15)-(16)로부터 IQ 파라미터를 구하고 식 (10)과 (13)을 이용하여 수신 신호 및 채널 응답의 IQ imbalance 영향을 제거함으로써 수신 성능을 향상시킬 수 있다. Tubtax 알고리즘은 완벽한 시간동기 가정 하에서는 IQ imbalance의 영향을 거의 완전하게 제거하지만, 시간동기 오차에 대한 고려가 전혀 없기 때문에, 다중경로 페이딩 채널의 영향으로 시간동기 오차가 필연적으로 발생하게 되는 OFDM 기반의 무선 LAN 시스템에 적용되면 성능 저하가 발생하게 된다.

2.3 시간 동기 오차에 의한 성능 저하

시간동기 오차에 의한 IQ imbalance 영향에 대한 자세한 수식적 분석은 다음 III.장에서 설명할 것이다. 이번 절에서는 시간동기 오차에 의한 Tubtax 알고리즘의 성능 저하에 대해 분석한다. 시간 동기 오차가 있는 경우에는 채널 주파수 응답은 각 부반송파 인덱스에 따라 위상 회전하게 된다. 이러한 부반송파별 위상 회전에 의해 이웃하는 부반송파들의 채널 응답의 상관도가 저하된다. 이는 기존 기법의 criterion(식 (17))의 가정을 위배하여 정확한 IQ 파라미터를 추정할 수 없게 된다. 아래의 성능 평가는 $\epsilon=0.1$, $\theta=10^\circ$ 환경에서 수행한다. 그림 2는 시간 동기 오차 ($\tau=4$) 샘플 발생하는 경우 채널 주파수 응답을 도시한다.

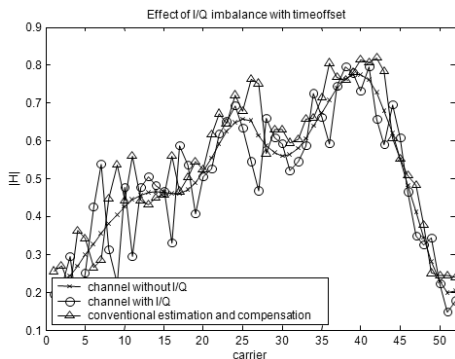


그림 2. 시간동기오차 ($\tau=4$)로 인한 채널 응답의 왜곡 및 기존 기법을 적용한 채널 보상 결과

그림 2에서 보는 바와 같이, 시간동기 오차 ($\tau=4$)가 존재할 때 IQ imbalance의 영향으로 채널 응답이 왜곡되어 인접 채널 응답간의 상관도가 매우 감소하였음을 볼 수 있다. 따라서 더 이상 인접한 채널 응답간의 상관도를 이용한 기존의 방식으로는 정확한 IQ 파라미터를 추정할 수 없음을 알 수 있다. 그 결과로 그림 2에서 시간동기 오차가 있을 경우에 기존 알고리즘으로 보상한 채널 응답이 이상적인 채널 응답과 상당한 오차가 있음을 볼 수 있다.

또한 802.11a 무선 LAN 시스템의 성능 측면을 살펴보면, 기존 기법은 시간 동기 오차가 없는 경우 거의 완벽하게 IQ imbalance의 영향을 보상하나 그림 3에서 볼 수 있듯이 이상적인 경우 대비 성능 열화를 보인다.

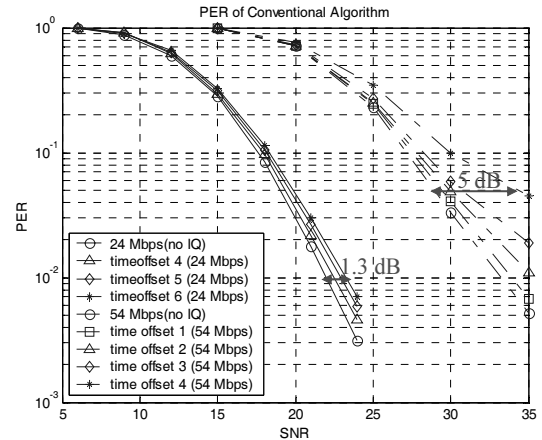


그림 3. 시간동기 오차로 인한 기존기법의 성능열화

24Mbps 전송 모드에서 시간 동기 오차가 6 샘플인 경우 $PER=10^{-2}$ 에서 1.3 dB의 성능 저하가 발생하고, 54Mbps 전송 모드에서 시간 동기 오차가 4 샘플인 경우 $PER=4 \cdot 10^{-2}$ 에서 5 dB의 성능 저하가 발생한다. 이러한 성능 저하는 시간 동기 오차에 비례하여 증가하게 된다. 이와 같이 Tubtax 알고리즘은 시간 동기 오차에 매우 민감한 특성을 갖는다. 따라서 시간 동기 오차가 존재하는 실제 시스템에서 더 이상 효율적인 기법이 아니다. 본 논문에서는 이러한 문제를 해결하기 위해서 시간동기 오차에 의한 영향을 분석하고, 이를 해결하기 위한 새로운 criterion을 제시하여 시간동기 오차에도 강건한 IQ imbalance 제거 기법을 제안한다.

III. 시간동기 오차를 고려한 IQ imbalance 추정 및 보상 기법

3.1 시간동기 오차가 적용된 수신 신호 모델

무선 LAN 시스템에서 FFT 시작점은 이상적인 심볼 시작 포인트로부터 4 ~ 6 샘플 이전으로 설정된다⁹⁾. 이는 심볼의 시작점이 보호 구간 내에 존재하게 함으로써 ISI 및 ICI가 발생하지 않도록 만들기 위함이다. 하지만, 주파수 영역의 신호는 위상 회전을 하게 되고, 이는 기존의 IQ imbalance 추정 및 보상 기법에 영향을 미친다. 시간 동기 오차 τ 가 존재하면, 주파수 오프셋과 IQ imbalance 의 영향을 받은 수신 신호는 식 (7)과 유사한 식 (17)과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} r_{cfo-iq}(n-\tau) &= \alpha \cdot r(n-\tau) \cdot e^{j2\pi f_{cfo}(n-\tau)/N} + \beta \cdot r^*(n-\tau) \cdot e^{-j2\pi f_{cfo}(n-\tau)/N} \end{aligned} \quad (17)$$

시간 영역에서 반송파 주파수 오프셋을 완벽하게 추정한다고 가정하고, 시간동기 오차가 존재하는 수신 신호를 f_{cfo} , $+f_{cfo}$ 로 각각 보상하면,

$$\begin{aligned} r_1 &= r_{cfo-iq}(n-\tau) \cdot e^{-j2\pi f_{cfo}n/N} \\ &= \alpha \cdot r(n-\tau) \cdot e^{-j2\pi f_{cfo}\tau/N} + \beta \cdot r^*(n-\tau) \cdot e^{-j2\pi f_{cfo}(2n-\tau)/N} \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} r_2 &= r_{cfo-iq}(n-\tau) \cdot e^{j2\pi f_{cfo}n/N} \\ &= \alpha \cdot r(n-\tau) \cdot e^{j2\pi f_{cfo}(2n-\tau)/N} + \beta \cdot r^*(n-\tau) \cdot e^{j2\pi f_{cfo}\tau/N} \end{aligned} \quad (19)$$

와 같이 주어진다. 식 (18)-(19)를 식 (10)에 대입하면, IQ imbalance의 영향이 제거된 수신신호를 얻을 수 있다. 하지만 정확한 보상을 위해 IQ 파라미터를 추정해야 하는데, II.장 3절에서 설명했듯이 기존 알고리즘으로는 시간동기 오차의 영향을 보상해 주지 못하기 때문에 새로운 추정 기법이 필요하다.

3.2 제안하는 IQ 파라미터 추정 기법

본 절에서는 시간동기 오차의 영향을 제거하기 위한 새로운 IQ 파라미터 추정 기법을 제안한다. 긴 훈련 심볼을 전송 했을 때, 식 (18)-(19)로부터 주어지는 r_1 , r_2^* 의 주파수 영역 신호를 각각 LS 기법을 이용하여 채널 추정을 하면 채널 주파수 응답 $h_{1,k}$, $h_{2,k}$ 을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} h_{1,k} &= fft(r_1) \cdot lts \\ &= fft[\alpha r(n-\tau)e^{-j2\pi f_{cfo}\tau/N} + \beta r^*(n-\tau)e^{-j2\pi f_{cfo}(2n-\tau)/N}] \cdot lts \\ &= \alpha c_k e^{-j2\pi(k+f_{cfo})\tau/N} + lts \cdot \beta fft\{r^*(n-\tau)e^{-2j2\pi f_{cfo}n/N}\} e^{j2\pi f_{cfo}\tau/N} \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} h_{2,k} &= fft(r_2^*) \cdot lts \\ &= fft[\alpha r^*(n-\tau)e^{-j2\pi f_{cfo}(2n-\tau)/N} + \beta r(n-\tau)e^{-j2\pi f_{cfo}\tau/N}] \cdot lts \\ &= lts \cdot \alpha^* fft\{r^*(n-\tau)e^{-2j2\pi f_{cfo}n/N}\} e^{j2\pi f_{cfo}\tau/N} + \beta^* c_k e^{-j2\pi(k+f_{cfo})\tau/N} \end{aligned} \quad (21)$$

식 (20)-(21)로부터 시간동기 오차가 존재할 때의 채널 주파수 응답을 식 (22)와 같이 구할 수 있다.

$$\hat{c}_k \cdot e^{-j2\pi(k+f_{cfo})\tau/N} = \frac{\alpha^* \cdot h_{1,k} - \beta \cdot h_{2,k}}{|\alpha|^2 - |\beta|^2} \quad (22)$$

식 (22)의 우항은 식 (20)-(21)을 이용하여 기존 기법에 IQ imbalance 를 보상한 것과 동일하게 주어진다. 하지만, IQ imbalance가 보상된 채널 주파수 응답(식 (22)의 좌항)에 부반송파 인덱스에 의존하는 위상 왜곡 ($e^{-j2\pi(k+f_{cfo})\tau/N}$) 이 존재함을 알 수 있다. 시간동기 오차로 인한 위상 왜곡은 OFDM 심볼의 부반송파 인덱스에 따라 증가하여 인접 부반송파 간의 채널 응답의 유사성을 저하시키기 때문에, 기존 기법의 성능 저하의 핵심 원인이 된다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 부반송파의 인덱스에 비례한 위상 왜곡을 제거하는 기법이 요구된다.

시간동기 오차로 인한 채널 주파수 응답의 위상 회전값은 이산 푸리에 변환의 특성에 따라 OFDM 심볼의 부반송파 수(N)만큼의 주기를 갖고, k 번째 부반송파와 $N-k$ 번째 부반송파, 즉 거울대칭 부반송파 간에 켈레 복소수 관계를 갖는다. 식 (23)은 시간동기 오차가 존재할 경우 OFDM 심볼의 거울대칭 부반송파 간의 위상값의 관계를 보여준다.

$$\begin{aligned} e^{-j2\pi(N-k+f_{cfo})\tau/N} &= e^{-j2\pi\tau} e^{j2\pi k\tau/N} e^{-j2\pi f_{cfo}\tau/N} \\ &= \{e^{-j2\pi k\tau/N}\}^* e^{-j2\pi f_{cfo}\tau/N} \end{aligned} \quad (23)$$

이러한 특성을 이용하여 식 (22)의 IQ imbalance 영향이 보상된 채널 주파수 응답의 k 번째와 $N-k$ 번째의 신호를 곱하면 식 (24)과 같이 두 채널 응답간의 위상값이 상쇄된다.

$$\begin{aligned} & \hat{c}_k \cdot e^{-j2\pi(k+f_{cfo})\tau/N} \cdot \hat{c}_{N-k} \cdot e^{-j2\pi(-k+f_{cfo})\tau/N} \\ &= \hat{c}_k \hat{c}_{N-k} \cdot e^{-2j2\pi f_{cfo}\tau/N} \end{aligned} \quad (24)$$

식 (24)에 남아있는 위상값($e^{-2j2\pi f_{cfo}\tau/N}$)은 부반송파 인덱스에 관계없이 일정한 상수값이다. 따라서 k 번째 거울대칭 부반송파 간의 곱과 $k+1$ 번째 거울대칭 반송파간의 곱은 서로 유사성이 존재하게 된다.

$$\hat{c}_k \hat{c}_{N-k} \approx \hat{c}_{k+1} \hat{c}_{N-(k+1)} \quad (25)$$

이는 그림 2에서 볼 수 있듯이 이상적인 채널 주파수 응답은 인접 부반송파에 대해 서로 유사한 특성을 가지는 특징을 통하여 확인할 수 있다. 다시 말해, 시간동기 오차의 영향으로 인하여 파괴된 인접 부반송파간의 채널 주파수 응답 유사성을 식 (25)을 통해 이상적인 수준으로 복구시키는 기법을 적용한 것이다.

따라서 IQ 파라미터(a 와 β) 추정을 위해, 채널 응답의 거울대칭 부반송파 간의 곱을 구하고 인접한 값의 유사성을 이용하여 식 (26)와 같이 새로운 criterion을 정의하고 이를 최소화하는 a 와 β 를 선택한다.

$$MSE = \sum_{k=1}^{N-1} |\hat{c}_{k+1} \hat{c}_{N-(k+1)} - \hat{c}_k \hat{c}_{N-k}|^2 \quad (26)$$

식 (26)의 criterion에 따라 IQ 파라미터를 추정하기 위해서 먼저 식 (20)-(21)과 같이 긴 훈련심볼의 주파수 영역 값을 LS 기법에 의해 채널 추정을 한다. 식 (20)-(21)의 두 신호를 이용하여 IQ 파라미터를 알고 있다고 가정하고 채널의 임펄스 응답을 보상한다. 보상된 채널의 임펄스 응답의 거울대칭 부반송파 간의 곱을 구하고, criterion (식 (26))을 최소화하는 a 와 β 를 구함으로써, 시간동기 오차의 영향을 극복하는 새로운 보상 기법이 된다. 근사화를 통해 IQ 파라미터 β 를 구하면,

$$\beta = \frac{\sum_{k=1}^{N-1} (h_{1,k+1}h_{1,N-k} - h_{1,k}h_{1,N-k+1})(h_{1,N-k}h_{2,k+1} - h_{1,N-k+1}h_{2,k} + h_{1,k+1}h_{2,N-k} - h_{1,k}h_{2,N-k+1})^*}{\sum_{k=1}^{N-1} |h_{1,N-k}h_{2,k+1} - h_{1,N-k+1}h_{2,k} + h_{1,k+1}h_{2,N-k} - h_{1,k}h_{2,N-k+1}|^2} \quad (27)$$

과 같이 추정된다. IQ 파라미터 a 는 식 (27)을 통

해 구한 β 로부터 식 (16)로부터 추정할 수 있다. 결론적으로, 식 (27)과 식 (16)로부터 추정된 새로운 IQ 파라미터를 이용하여 식 (10)과 (13)을 이용하여 수신 신호 및 채널 주파수 응답을 보상함으로써 시간동기 오차가 존재하는 환경에서도 IQ imbalance의 영향을 효과적으로 제거할 수 있다.

3.3 성능 분석

제안하는 기법의 성능을 분석하기 위하여 성능 평가는 $\epsilon=0.1$, $\Theta=10^\circ$ 환경에서 수행된다. 그림 4는 시간동기 오차가 4 샘플인 경우에 채널 응답을 도시한다.

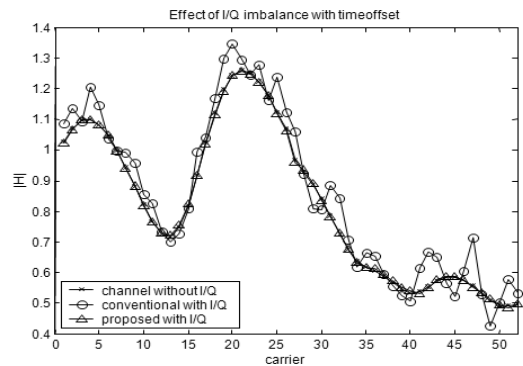


그림 4. 시간동기오차 ($\tau=4$) 환경에서의 채널 응답 보상결과

그림 4에서 볼 수 있듯이, 시간동기 오차가 있을 경우에 보상 오차가 존재하는 기존 기법과는 달리, 제안된 IQ 파라미터 추정 기법을 적용하였을 때는 IQ imbalance 를 거의 완전히 제거하여 이상적인 채널 응답과 매우 유사하게 추정한다. 또한 802.11a WLAN 시스템에 적용할 경우, 그림 5와 같이 이상적인 경우 대비 최대 0.2dB 이하의 성능 열화만을 보인다.

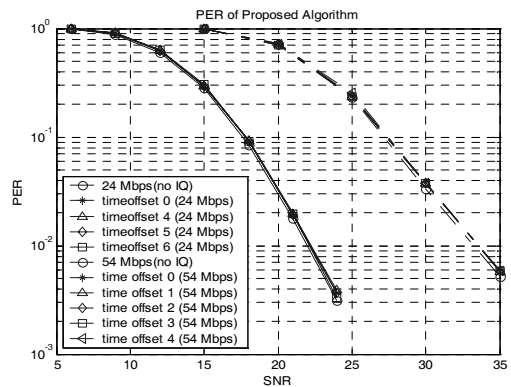


그림 5. 제안하는 기법의 성능 분석

기존 기법과의 성능 비교는 표 1과 같다. 표 1은 802.11a 무선 LAN 시스템에서 정의하고 있는 54Mbps 전송 모드에서의 성능 비교를 보여준다. IQ imbalance 왜곡은 $\epsilon=0.1$, $\theta=10^\circ$ 로 주어졌으며, 시간동기 오차가 각각 1, 2, 3, 4 샘플인 경우를 가정하여 적용한 결과를 보여준다.

표 1. 시간동기 오차에 따른 기존 기법과 제안된 기법의 성능 비교

전송 모드	시간 동기 오차	성능				개선 정도 (dB)
		Tubbax ^[8]		제안된 기법		
		BER	dB	BER	dB	
54 Mbps	1	$2 \cdot 10^{-3}$	0.4	$2 \cdot 10^{-3}$	0.2	0.2
	2	$2 \cdot 10^{-3}$	1.3	$2 \cdot 10^{-3}$	0.2	1.1
	3	$2 \cdot 10^{-3}$	2.2	$2 \cdot 10^{-3}$	0.2	2
	4	$2 \cdot 10^{-3}$	4.5	$2 \cdot 10^{-3}$	0.2	4.3

표 1에서 보듯이, 제안하는 기법은 기존 기법에 비하여 시간동기 오차가 증가함에 따라 확실한 성능 우위를 보이고 있다. 결론적으로 제안하는 기법은 시간동기 오차가 존재하는 무선 LAN 시스템을 위한 효과적인 IQ imbalance 제거 기법이다.

IV. 제안된 IQ 추정 및 보상기의 하드웨어 설계

제안된 IQ imbalance 추정 및 보상기의 하드웨어 구조는 그림 6과 같다. IQ 파라미터 추정과 채널 추정을 위해 긴 훈련심볼을 저장하는 'IQ_INBUF' 블록, IQ 파라미터를 추정하는 'IQ_EST' 블록, 채널 계수를 보상하는 'IQ_COMPEN' 블록, 채널 계수를 저장하는 'Dual Port RAM', 그리고 제어부로 구성된다.

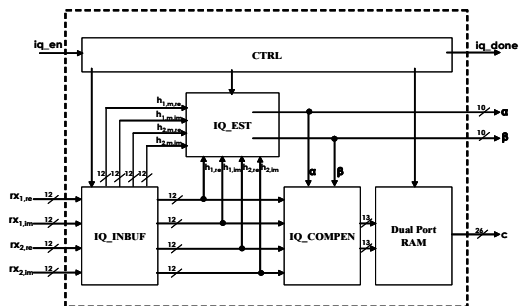


그림 6. IQ 추정 및 보상기 하드웨어 구조

이중 핵심 블록인 IQ_EST 블록은 그림 7과 같은 구조를 가진다.

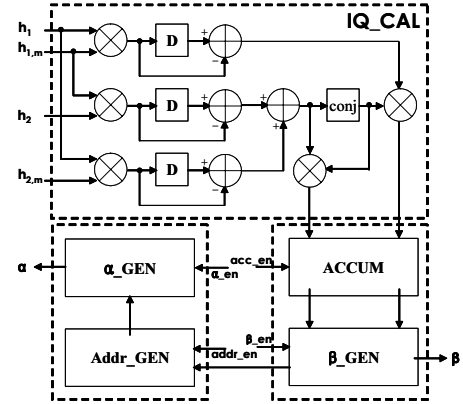


그림 7. IQ_EST 블록도

제안된 IQ 추정 및 보상기의 하드웨어 구조를 Verilog HDL을 이용하여 설계하고 0.18um의 CMOS 셀 라이브러리를 이용하여 합성하였고, 표 2에 그 결과를 나타내었다.

표 2. 설계된 IQ 추정 및 보상기의 합성 결과

비교	Tubbax ^[8]	제안된 기법
로직(gates)	58,438	74,948
메모리(bits)	6,080	6,080

표 2에 나타난 기존 기법과 제안된 기법의 하드웨어 합성 결과 비교를 통해 약 16,000gates의 하드웨어 오버헤드가 필요함을 알 수 있다. 하지만 무선 LAN 시스템 전체 gate size에 비하면 거의 무시할 만하고, 그에 비해 얻을 수 있는 성능의 이득이 크기 때문에, 제안된 기법의 경우 무선 랜 시스템에 적용하면 최소의 비용으로 높은 이득을 얻을 수 있는 기법이다.

V. 결론

본 논문에서는 시간동기 오차와 반송파 주파수 옵셋이 존재하는 OFDM 기반 무선 LAN 시스템에서 IQ imbalance 추정 및 보상 기법을 제안하였다. 제안된 기법은 추가적인 아날로그 회로 없이 무선 LAN 시스템의 긴 훈련심볼을 이용하여 주파수 영역에서 IQ imbalance의 영향을 추정하고 이를 보상한다. 기존의 긴 훈련심볼을 이용한 IQ imbalance 보상 기법이 시간동기 오차에 민감한 특성을 갖는 반면 제안된 기법은 시간 동기 오차가 존재할 경우에도 IQ imbalance의 영향을 거의 완벽하게 보상한다.

다. IEEE 802.11a 시스템의 54Mbps 전송모드에 적용하였을 경우 기존의 기법에 비해 시간동기 오차 4 샘플일 때 4.3 dB의 성능 개선을 보인다. 제안된 기법을 이용한 IQ imbalance 보상단은 Verilog HDL을 이용하여 하드웨어로 설계 및 검증되었다. 설계된 IQ imbalance 보상단은 0.18um CMOS 공정을 이용하여 합성한 결과, 약 75K gates와 6K bits의 메모리로 구성되었다. 제안된 기법의 사용은 성능 저하 없이 OFDM 기반 무선 LAN 시스템의 radio frequency (RF) 모듈의 IQ imbalance 제한 규격을 완화하여 직접변환 수신기 형태의 기술을 가능하게 한다. 이는 OFDM 시스템의 수신기 구조의 소형화, 저비용화, 저전력화를 가능하게 하여 시장 경쟁력을 높일 수 있다.

참 고 문 헌

[1] IEEE 802.11a, Wireless LAN Medium Access Control(MAC) and Physical Layer(PHY) Specifications, 1999.

[2] T. Pollet, M. Van Bladel, and M. Moeneclaey, "BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and wiener phase noise", IEEE Transactions on Communications, Vol. 43, No. (2/3/4), pp. 191-193, Feb./Mar./Apr. 1995.

[3] S. Mirabbasi and K. Martin, "Classical and modern receiver architectures", IEEE Comm. Magazine, pp. 132-139, Nov. 2000.

[4] P. H. Moose, "A technique for orthogonal frequency division mltiplexing frequency offset correction", IEEE Transactions on Communication, vol. 45, no. 12, December 1997.

[5] T. M. Schmidl and D. C. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for OFDM", IEEE Trans. on Communication, vol 45, no 12, pp. 1613-1621, December, 1997.

[6] M. Valkama, M. Renfors, and V. Koivunen. "Advanced methods for I/Q imbalance compensation in communication receivers", IEEE Transactions on Signal Processing, 49(10): 2335-2344, October 2001.

[7] S. Fouladifard, H. Shafiee, "Frequency offset estimation in OFDM systems in presence of IQ imbalance", Proc. of IEEE Conf. on

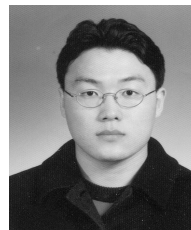
Communication Systems(ICCS) 2002, Vol. 1, pp 214-218, Nov. 2002.

[8] J. Tubbax, A. Fort, L. Van der Perre, S. Donnay, M. Engels, M. Moonen, H. De Man, "Joint compensation of IQ imbalance and frequency offset in OFDM systems", GLOBECOM '03, vol. 4, pp. 2365-2369, Dec. 2003.

[9] J. Heiskala, J. Terry, OFDM Wireless LNAs: A Theoretical and Pracrtical Guide, Sams, 2001

김 지 호 (Jiho Kim)

정회원



2000년 2월 연세대학교 전자공학과 졸업
 2002년 2월 연세대학교 전기전자공학과 석사
 2002년 3월~현재 연세대학교 전기전자공학과 박사과정
 <관심분야> 통신 시스템의 VLSI

구현, 신호처리

정 윤 호 (Yunho Jung)

정회원



1998년 8월 연세대학교 전자공학과 졸업
 2000년 8월 연세대학교 전기전자공학과 석사
 2005년 8월 연세대학교 전기전자공학과 박사
 2007년 5월~현재 연세대학교

TMS정보통신사업단 연구교수

<관심분야> 통신 및 영상 시스템의 VLSI 구현, 신호 처리 알고리즘

김 재 석 (Jaeseok Kim)

정회원



1977년 2월 연세대학교 전자공학과 졸업
 1979년 2월 KAIST 전기전자공학과 석사
 1988년 2월 Rensselaer Polytechnic Institute, NY, 박사
 1993년~1995년 한국전자통신연

구원 책임연구원

1996년~현재 연세대학교 전기전자공학과 교수

<관심분야> 통신 및 영상 시스템, VLSI 신호처리, 임베디드 S/W 및 SoC 구현