

# OFDM 전송방식 기반의 Direct-Conversion 수신기에서 I/Q 불균형 보상을 위한 새로운 방법 제안

정회원 배정화\*, 종신회원 박진우\*

## A Novel Compensation Scheme for I/Q Mismatch in an OFDM Direct-Conversion Architecture

Junghwa Bae\* *Regular Member*, Jinwoo Park\* *Lifelong Member*

### 요 약

본 논문에서는 OFDM을 기반으로 하는 직접변환(Direct-conversion) 수신기에서 발생하는 I/Q 불균형(mismatch)문제를 효과적으로 제거할 수 있는 새로운 보상기법을 제시한다. OFDM심볼에 0의 값을 갖는 null부반송파를 삽입하여 전송한 후에, 수신단에서 FFT후의 null 부반송파로부터 I/Q 불균형 관한 파라미터 값을 추정하고, 이를 이용하여 데이터 심볼에서 I/Q 불균형 효과를 제거하는 방법으로, 효율적이며 낮은 복잡성(complexity)이 제안 방식의 주요 특징이다. 모의실험 결과로부터 소수의 null부반송파로도 충분한 I/Q 불균형 효과를 제거하는 결과를 얻을 수 있었다. 또한 제안된 방식은 주파수 선택적 페이딩 채널에서도 I/Q 불균형이 잘 제거됨을 보였다.

**Key Words** : I/Q mismatch, I/Q imbalance, OFDM, Direct-conversion, Null-carrier

### ABSTRACT

This paper proposes a compensation method that can alleviate the problem of I/Q mismatch generated in the direct-conversion receiver of OFDM systems. In the proposed method, the amount of I/Q mismatch is estimated using null-carriers in transmitted signals, and it is subtracted from received symbols to suppress I/Q mismatch effects. Simulations show experiments that the proposed method can effectively eliminate the I/Q mismatch effects.

### 1. 서론

대부분의 무선 통신 수신기들은 수신된 신호를 여러 개의 믹서를 통과하여 여러 번의 IF단을 거쳐 기저대역(Baseband)이나 낮은 중간주파수(IF)단으로 하향변환(down-conversion)하는 아날로그 헤테로다인(heterodyne) 수신방식을 채택하고 있으며 지금도 상당수 이러한 구조를 사용하고 있다. 그러나 다수의 아날로그의 부품을 사용하는 기존의 수신구조는 그 회로가 복잡하여 하나의 칩으로 집적화(integration)

하기 어려우며, 또한 수신기 부피가 커지게 되는 단점이 있다. 더욱이 전력소모도 많아지게 되어 PDA나 무선단말기 같은 소형화 및 이동성을 중요시하는 개인 이동통신기에 적합하지 않다. 이러한 문제점들을 해결하기 위하여 최근에는 직접변환(direct-conversion)방식을 수신기의 기본 구조로 채택하고 있으며, 앞으로 이 구조는 더욱 널리 사용될 것이다<sup>[1]</sup>. 이런 방식은 하나의 믹서를 사용하여 단 한번의 주파수 하향변환을 수행하게 되므로 RF부분을 최소화시킬 수 있는 장점이 있고 하드웨어 측면에서 기존

\* 본 연구는 고려대학교 IT연구센터(ITRC)의 지원으로 수행되었습니다.

\* 고려대학교 전자컴퓨터공학과 무선통신시스템연구실(iruntop@korea.ac.kr)

논문번호 : KICS2006-05-239, 접수일자 : 2006년 5월 29일, 최종논문접수일자 : 2006년 11월 29일

의 방식보다 좀 더 유연한(flexible) 특징을 지닌다. 그러므로 소프트웨어의 기능이 중요시되는 차세대 통신기술인 software-defined radio (SDR)개념에 더욱 근접하는 수신기 구조라고 할 수 있다. 이 SDR 시스템은 하드웨어 교체 없이 소프트웨어의 변경만으로 새로운 통신표준을 수용할 수 있는 시스템이므로 시스템 유연성(flexibility)이 가장 중요한 요소이기 때문이다. 따라서 이러한 SDR을 구현하기 위해서 먼저 RF부분의 최소화, 즉 ADC(analog-to-digital converter)를 안테나에 최대한 가깝게 설계하여야 한다. 그러나 이상적인 SDR 시스템은 현재 기술로는 아직까지 불가능하기 때문에 하나의 믹서를 사용하는 직접변환 방식이 좀 더 현실적이라고 할 수 있다. 하지만 이러한 직접변환 방식은 국부 발진기의 주파수의 누설(leakage)에 의한 DC오프셋 문제와 1/f 잡음이라고도 불리는 플리커(flicker)잡음을 포함한 DC대역 부근에서 발생하는 잡음에 의해 큰 영향을 받는다. 또한 I채널과 Q채널 사이의 위상 및 진폭이 서로 어긋나 발생하는 I/Q 불균형 문제도 발생 한다. 이 문제들 중에서 DC부근의 잡음들은 최근에 회로 및 칩 기술의 발달로 인해 상당한 진전이 이루어지고 있다. 그러나 I/Q 불균형 문제는 전체 수신기 성능을 열화시키는 요소로서 작용하므로 이를 보상하는 회로 또는 신호처리가 반드시 요구된다.

이러한 I/Q 불균형은 자기 신호의 스펙트럼이 반전된 신호 즉, RF front-end의 I채널 부분과 Q채널 부분 불균형의 의해 새롭게 발생한 반전된(mirrored) 간섭 신호가 수신신호에 악영향을 미치게 된다. 다시 말하면 RF부분의 쿼드러처 믹싱(quadrature mixing) 구조는 수신된 RF 신호를 믹서에 의하여 하향변환 하데 되어 직접 기저대역으로 이동시키는데, I/Q 불균형에 의해 음의 주파수 대역의 RF신호의 일부가 오히려 상향변환(up-conversion)되어 기저대역으로 이동하게 된다. 즉, 이 신호가 우리가 원하는 하향변환된 신호와 간섭을 일으키게 되는 것이다. 더욱이 이 불균형 정도가 커질수록 상향변환된 신호의 성분이 더욱 크게 증가되어, 수신신호 복구가 불가능한 상태에 이르게 될 수도 있다. 또한 이러한 I/Q 불균형은 수신신호의 성상점(constellation)도 크게 회전 시켜, 결과적으로 BER성능을 크게 떨어뜨린다.

I/Q 불균형을 보상하는 방법에는 LMS(least mean square)나 RLS(recursive least square)같은 적응신호처리 방식이나 SAD(symmetric adaptive decorre-

lation)기법 등의 DSP 신호처리방식이 대부분을 이루고 있다<sup>2,6</sup>. 이들 방식은 반복 및 수렴 과정들을 포함하고 있으므로 여러 개의 훈련심볼과 많은 계산시간을 필요로 한다. 최근에는 OFDM방식에서도 I/Q불균형을 제거하는 방식들이 제안되었지만<sup>7</sup>, 이러한 논문들에서도 위와 같은 유사한 방식을 채택하고 있다. 또한 논문 [8]에서는 이전 방식과 다른 특정한 두 개의 OFDM심볼을 사용하여 불균형 파라미터를 예측하는 방식을 제안하고 있다. 이 논문에서는 OFDM기반의 직접변환 구조를 가진 수신기에서 OFDM심볼에 여러 개의 null부반송파를 삽입하고, 수신된 null부반송파로부터 I/Q불균형 성분을 추정해 내어 OFDM심볼에서 간섭신호의 효과적으로 제거시킴으로써 I/Q불균형 영향을 제거하는 새로운 방법을 제시하고 있다. 기존의 방식과의 성능 평가를 위해 논문 [8]의 방식과 비교 분석을 하였다.

다음으로 이 논문의 구조는 다음과 같다. 2장에서는 I/Q 불균형의 수학적 모델링을, 3장에서는 제안된 보상 방식의 송수신기 구조를 설명하고 수식적 분석을 보여준다. 그리고 모의실험 결과 및 성능분석을 4장에, 마지막으로 5장에서는 결론을 맺는다.

## II. I/Q 불균형의 수학적 모델링

우선 I채널과 Q채널 사이의 불균형은 다음과 같이 수학적으로 모델링하여 표현 할 수 있다<sup>2</sup>.

$$x_{LO}(t) = K_1 e^{-j\pi f_{LO} t} + K_2 e^{j\pi f_{LO} t} \quad (1)$$

윗 수식에서  $K_1$ 과  $K_2$ 는 불균형계수로  $K_1 = (1/2)\{1 + (1 + \epsilon)e^{-j\phi}\}$ 와  $K_2 = (1/2)\{1 - (1 + \epsilon)e^{j\phi}\}$ 를 각각 나타내고, 여기서  $f_{LO}$ 는 국부 발진기의 주파수,  $\epsilon$ 와  $\phi$ 는 I 채널과 Q 채널 사이의 진폭에러와 위상에러를 각각 나타낸다. 그림 1은 직접 변환 방식에서의 I/Q 불균형을 블록 다이어그램으로 표시한 것이다. 수신된 신호는 I채널과 Q채널의 두 가지 경로로 나뉘어

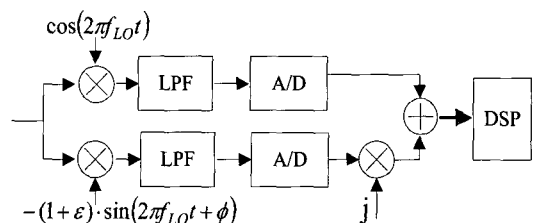


그림 1. 직접변환 방식에서의 I/Q 불균형 모델링

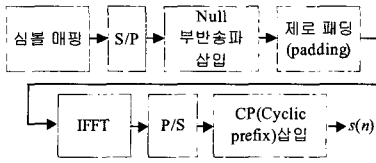


그림 2. 제안된 송신기의 구조

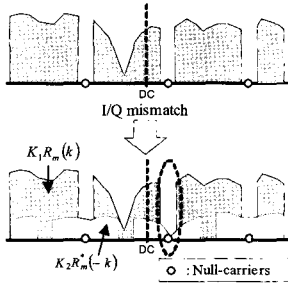


그림 3. 간섭 신호 제거를 위한 null 부반송파 삽입 위치

각각 믹서를 통과하고 ADC를 거친후에 합해지면서 복소 신호로 바뀌게 된다. 송신기에서 발생된 OFDM 기저대역 등가신호는 일반적으로 다음과 같이 표현된다.

$$s(n) = \sum_{k=N/2}^{(N/2)-1} a_k \exp\left(j \frac{2\pi kn}{N}\right) \quad (2)$$

여기서  $a_k$ 는 복소 심볼 데이터를 정의하고 있고,  $N$ 은 전체 부반송파 수로서 그 주파수 인덱스(index) 범위가  $-N/2$ 에서  $(N/2)-1$ 까지로 가정한다. 다음으로 그림 1과 같이 RF 앞부분에서 I/Q 불균형을 가진 시스템을 거친 수신신호는 다음과 같은 수식으로 표현될 수 있다<sup>[1]</sup>.

$$d(n) = k_1 r(n) + k_2 r^*(n) + k_1 w(n) + k_2 w^*(n) \quad (3)$$

위 식에서  $r(n) = s(n) \otimes h(n)$ 이고  $w(n)$ 은 가우시안 잡음이다. 여기서  $h(n)$ 은 채널 임펄스 응답을 나타내며,  $\otimes$ 는 컨볼루션,  $*$ 은 complex conjugation을 의미한다. 또한 수신신호가 FFT 통과 후 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$D_m(k) = K_1 R_m(k) + K_2 R_m^*(-k) + N_m(k) \quad (4)$$

위의 수식은 전송된  $m^{th}$  번째 OFDM심블중 수신된  $k^{th}$  번째 신호를 나타내며,  $R_m(k) = S_m(k) \cdot H_m(k)$ 이고  $N_m(k) = K_1 W_m(k) + k_2 W_m^*(-k)$ 를 각각 나타내고 있다. 여기서  $W_m(k)$ ,  $S_m(k)$ , 그리고  $H_m(k)$

는  $k^{th}$  번째 인덱스(index) 부반송파에서의 잡음, 신호, 그리고 채널의 이득을 각각 표시하고 있다. 그러므로 수식 (4)로부터 I/Q 불균형에 의하여 OFDM 시스템에서는 conjugation되고 스펙트럼이 반전된 부반송파가 간섭으로 작용하게 되어 시스템에 악영향을 미칠 수 있다는 것을 보여주고 있다.

### III. 제안된 보상 방법

이번 장에는 제안된 방식을 설명한다. 0을 값을 갖는 null 부반송파를 OFDM심블에 삽입한 뒤 수신기에서 이 null 부반송파로부터 값을 추출하여 I/Q 불균형값을 정확히 예측하는 방식이다. 먼저, 송신기에서 I/Q 불균형 보상을 위해 사용되는  $N_N$  개의 null 부반송파로 구성되는 집합  $S_N$ 의 원소들은 그림 2에서 보듯이 혼련 OFDM심블의 중간 중간에 삽입되거나 전송 데이터 심볼 부반송파 집합  $S_D$ 와 파일럿 부반송파 집합  $S_P$ 의 원소들과 함께 동등하게 배열되어 IFFT된다. 여기서 주의할 것은 null 부반송파의 삽입 되는 위치  $k$ 의 값이다. Null 부반송파의 위치는 그림 3과 같이 자신의 스펙트럼이 DC를 중심으로 반전되었을 때 null 부반송파들이 서로 정확히 겹치지 않게 위치하도록 배치해야 한다. 만약 DC에 대해 대칭적으로 위치하는 경우, 스펙트럼 반전된 신호가 간섭으로 작용하게 될 때에는 반전된 신호와 수신하고자 하는 신호의 null 부반송파들이 서로 정확히 겹치게 되기 때문에 이러한 경우에는 null 부반송파로부터 간섭의 양을 측정할 수가 없게 된다. 또한 더욱 정확한 I/Q 불균형의 양을 측정하기 위해서는 주파수 선택적 다중경로 채널을 고려하여 보다 많은 null 부반송파가 주파수 대역 골고루 위치하는 것이 유리하다. Null 부반송파 수와 위치에 대한 영향분석은 4장 모의실험 결과를 통해 토의하기로 한다.

다음으로 제안된 수신기의 방식을 설명한다. 자세한 구조도는 그림 4에 도시하였다. 먼저 신호의 복구를 위하여 수식 (4)와 수식 (4)의 complex conjugate 및 스펙트럼 반전된 다음과 같은 신호  $D_m^*(-k)$ 가 추가적으로 요구된다.

$$D_m^*(-k) = K_1^* R_m^*(-k) + K_2^* R_m(k) + N_m^*(-k) \quad (5)$$

즉, 어떤 null 부반송파  $k$ 에서  $D_m(k)$ 와  $D_m^*(-k)$ 의 비교를 통하여 I/Q 불균형에 의해 발생한 간섭신호의 크

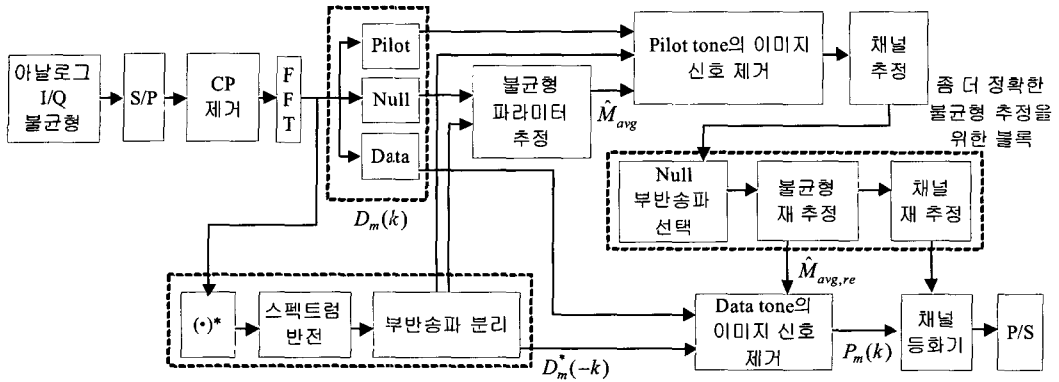


그림 4. 제안된 보상 방법이 포함된 수신기 구조

가를 파악할 수 있기 때문에  $D_m^*(-k)$ 가 필요하게 된다. 그러므로  $D_m(k)$ 의 원소들  $\{D_m(-N/2), D_m(-N/2+1), \dots, D_m(-1), D_m(0), D_m(1), \dots, D_m(N/2-1)\}$ 은  $D_m^*(-k)$ 의 원소인  $\{D_m^*(-N/2), D_m^*(N/2-1), \dots, D_m^*(1), D_m^*(0), D_m^*(-1), \dots, D_m^*(-N/2+1)\}$ 에 각각 해당된다. 여기서 인덱스  $k$ 의  $-N/2$ 와  $0$ 은 각각 샘플링 주파수의 절반의 위치와 DC 대역을 뜻하므로 스펙트럼이 반전되어도 변함이 없다는 것에 유의해야 한다. 다음 과정으로, I/Q 불균형 정도를 예측하기 위하여  $D_m(k)$ 의 null부반송파에서 검출된 신호와 같은 위치에서의  $D_m^*(-k)$ 의 성분을 측정하여 비교한다. 이를 위해 다음과 같은 단계적 과정을 거친다. 송신된 null부반송파의 값이 0이므로 즉, 수신된 null 부반송파에서의  $R_m(k)$ 값이 0이므로, 만약 잡음이 없다면 수식 (4)와 (5)로부터 다음과 같은 I/Q 불균형 계수  $K_1$  와  $K_2$ 에 관한 수식을 얻게 된다.

$$M = \frac{D_m(k)}{D_m^*(-k)} = \frac{K_2}{K_1}, \quad k \in S_N \quad (6)$$

위 수식에서  $K_2/K_1$  을 새로운 불균형 파라미터  $M$ 으로 정의한다. 그러나 잡음이 있는 상태에서의  $M$ 은 다음의 수식과 같이 다수의 null 부반송파로부터 보다 정확한 값을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \widehat{M}_{avg} &= \frac{1}{N_N} \sum_{k \in S_N} \frac{D_m(k)}{D_m^*(-k)} \\ &= \frac{1}{N_N} \sum_{k \in S_N} \frac{K_2 H_m^*(-k) S_m^*(-k) + N_m(k)}{K_1 H_m^*(-k) S_m^*(-k) + N_m^*(-k)} \end{aligned} \quad (7)$$

그러므로 예측된  $M$ 의 값인  $\widehat{M}_{avg}$ 를 사용하여 파일럿 및 훈련 심볼에 포함되어 있는 간섭신호를 다음

과 같이 제거할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_m(k) &= D_m(k) - D_m^*(-k) \cdot \widehat{M}_{avg} \\ &= \alpha \{R_m(k) + W_m(k)\} \\ &\quad - \beta \{R_m^*(-k) + W_m^*(-k)\}, \quad k \in S_P \end{aligned} \quad (8)$$

이 수식에서  $\widehat{M}_{avg} = M + \Delta e$ 이고, 여기서  $\Delta e$ 는  $M$ 의 추정 에러를 뜻한다. 그리고  $\alpha = (|K_1|^2 - |K_2|^2) / K_1^*$ ,  $\beta = \Delta e K_1^*$ 를 나타낸다. 수식 (8)로부터 우리는 간섭이 제거된 파일럿 신호를 얻을 수 있으며 이 파일럿 신호를 통하여 채널 추정이 가능하게 된다.

수식 (7)에서  $\widehat{M}_{avg}$ 을 얻는 과정으로 살펴보면  $H_m^*(-k)$ 가 주요한 파라미터 이므로, null부반송파  $k$ 의 반전된 신호인  $-k$ 의 부반송파에서 간섭 신호가 중요한 역할을 하게 된다. 즉 이 간섭신호가 그림 3에서 타원형 점선으로 표시한 부분에서 보듯이 deep 페이딩인 채널상황에서는 정확한  $M$ 의 값을 예측하기 힘들게 된다는 것이다. 그러므로 일단 수신된 신호는 I/Q 불균형에 의해 채널 상태를 정확히 파악하지 못하기 때문에 그림 4에서 보듯이 일단 주어진  $N_N$ 개의 모든 null부반송파로부터 수식 (7)을 통하여 대략적인  $M$ 의 값을 얻어 채널을 예측한 후, deep 페이딩과 관련 있는 null부반송파들이 제거하여 선택된  $N_{N,SE}$ 개의 null부반송파로부터 좀 더 정확한  $M$ 값을 예측할 수 있다. Null부반송파의 선택은 다음과 같은 기준에 의해 선정된다.

$$\widehat{\sigma}_N^2(m) < |H_m(-k)|^2 \quad (9)$$

여기서  $\widehat{\sigma}_N^2(m)$ 은 송신기에서 IFFT 되기 전에 스펙트럼 양단에 보호대역으로 지정된 또다른 null부반

송파 집합인  $S_{N,GB}$ 의 원소에서 검출되는 신호의 평균 전력을 말한다<sup>9)</sup>. 그러므로 다음의 수식으로 그 잡음 전력은 쉽게 얻을 수 있다.

$$\widehat{\sigma_N^2}(m) = \frac{1}{N_{N,GB}} \sum_{k \in S_{N,GB}} |D_m(k)|^2 \quad (10)$$

이 수식에서  $N_{N,GB}$ 은  $S_{N,GB}$  집합의 총 원소의 수 다시 말하면, IQ 불균형에 사용된 null부반송파가 아닌 보호대역에 사용된 null부반송파의 총수를 말한다. 따라서,  $S_{N,GB}$ 의 부반송파를 사용하여 다음과 같은 수식을 사용하면 좀 더 정확한 값이 예측 가능하다.

$$\widehat{M}_{avg,rs} = \frac{1}{N_{N,SE}} \sum_{k \in S_{N,SE}} \frac{K_2 H_m^*(-k) S_m^*(-k) + N_m(k)}{K_1^* H_m^*(-k) S_m^*(-k) + N_m^*(-k)} \quad (11)$$

수식 (7)과 (11)의 수식을 사용한  $M$ 의 MSE(mean square error)인  $E[|\Delta e|^2]$  결과는 다음 장에서 자세히 알아 볼 것이다.

우리는 위의 방식으로 예측된 불균형 파라미터 값을 사용하여 데이터 심볼을 수식 (8)을 통하여 복구 할 수 있다. 더욱이 그림 4에서 보듯이 수식 (11)과 (8)을 통하여 다시 얻은 채널 추정값들을 데이터 심볼 복구에 사용 될 수 있다. 그리고 수식 (8)을 사용하여 간섭 신호는 거의 제거됐지만, 모든 데이터 부반송파는  $\alpha$ 에 의해 같은 위상과 진폭의 변화를 경험하게 된다. 그러나 이러한 효과는 one-tap 등화기로 쉽게 제거되기 때문에 큰 문제가 되지 않는다. 그러므로 우리는  $\beta$ 값을 최소화하는  $M$ 의 정확한 예측이 요구됨을 알 수 있다.

제안된 보상을 거친 신호의 SINR(signal-to-interference-noise-ratio)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$SINR_{pro} = \frac{|\alpha|^2 E_S}{|\beta|^2 E_S + \sigma_N^2(m)}, \quad (12)$$

이것은 보상을 거치지 않은 다음의 수식 (13)과 구별된다.

$$SINR_{uncompens} = \frac{|K_1|^2 E_S}{|K_2|^2 E_S + \sigma_W^2(m)} \quad (13)$$

위의 두 식에  $\sigma_N^2(m) = E[|\alpha W_m(k)|^2 + |\beta W_m^*(-k)|^2]$ 와  $\sigma_W^2(m) = E[|K_1 W_m(k)|^2 + |K_2 W_m^*(-k)|^2]$ 을 각각 나타

내며,  $E[\cdot]$ 은 앙상블 평균을 뜻하는 연산자이다. 또한 위의 수식들은  $E[H_m(k)]^2 = 1$ 이고, OFDM 데이터 부반송파 신호  $\{S_m(k)\}_{-N/2}^{N/2-1}$ 은 서로 독립적이며 평균이 0이고 분산이  $E_S$ 인 랜덤한(random)변수를 가정하고 얻어진 식들이다. 또한 잡음을 제외한 SIR(signal-to-interference-ratio)의 값은 다음과 같이 간단히 표현된다.

$$SIR_{pro} = \left| \frac{\alpha}{\beta} \right|^2. \quad (14)$$

또한 이 수식은 보상을 거치기 전의 SIR인  $SIR_{uncompens} = |K_1/K_2|^2$ 와 비교된다. 이 SIR값은 원하는 대역에서 간섭신호의 감쇄량과 같은 값을 나타낸다. 위의 수식들로부터 우리는 IQ 불균형에 의해 생성된 파라미터인  $K_1$ 과  $K_2$ 가 제안된 보상을 통하여  $\Delta e$ 에 의존하는 새로운 파라미터인  $\alpha$ 와  $\beta$ 에 의해 대체됨을 알 수 있다. 수식 (14)에서 그 값은 일반적으로  $|K_1| \gg |K_2|$ 이므로 다음의 식으로 근사화가 가능하다.

$$\frac{\alpha}{\beta} \approx \frac{K_1}{K_1^* \Delta e} \quad (15)$$

이 수식으로부터 제안 방식은 불균형요소인 진폭과 위상어러에 큰 영향 없이 단지 예측된  $M$ 값의 MSE에 의해 성능이 좌우됨을 짐작할 수 있다. 또한 이 간섭신호의 감쇄량은 제안된 보상이 제공하는 이미지 제거율(IRR, image rejection ratio)<sup>6)</sup>으로도 표현할 수 있다.

$$IRR = \frac{1}{SIR_{output}/SIR_{input}} = \left| \frac{\beta K_1}{\alpha K_2} \right|^2 \quad (16)$$

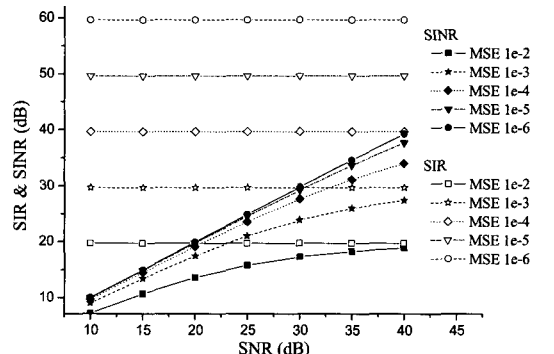


그림 5. SINR과 SIR

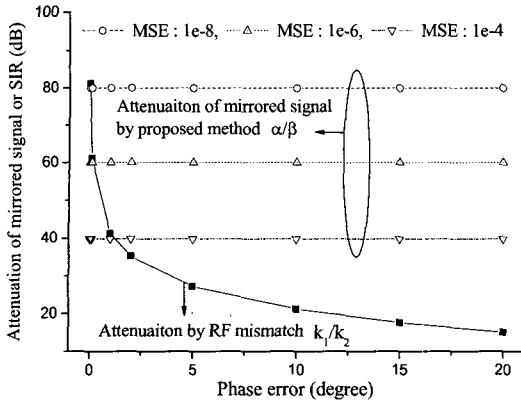


그림 6. 진폭에러가 0일 때 간섭 신호의 감쇄 량 변화

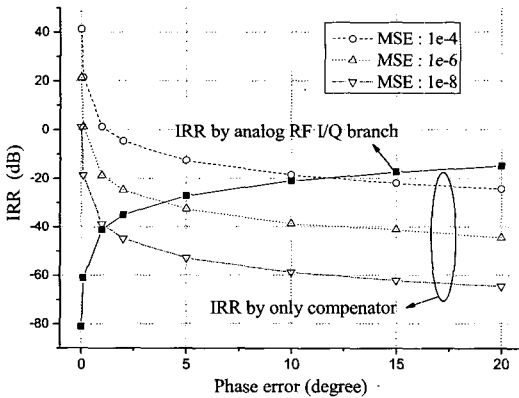


그림 7. 진폭에러가 0일 때 IRR의 변화

여기서  $SIR_{input}$  와  $SIR_{output}$  는 각각 제안된 보상기 입력과 출력에서의 원하는 신호 대 간섭 신호의 비를 나타내고 있다. 결국 수식 (16)은 보상기 자체만으로 얻을 수 있는 간섭 신호의 감쇄량의 역할을 나타내며, 그 IRR 값은  $(\beta K_1)/(\alpha K_2)^2$  이 된다. 그러므로 전체 아날로그 부분에서 얻게 되는 간섭신호의 감쇄량  $|K_1/K_2|^2$  과 제안된 보상기에서 제공되는 감쇄량  $|\beta K_1/\alpha K_2|^2$  을 합치게 되어, 그 값이 결국  $|\beta/\alpha|^2$  이 된다. 이것은 또한 수식 (14)의 역의 형태가 됨을 알 수 있다.

그림 5는 진폭에러는 30% 위상에러는 20도 ( $\epsilon=0.3, \phi=20^\circ$ ) 이라고 가정할 경우에 위에서 유도된 수식들에 의하여 얻어진 SIR과 SINR에 대한 그래프를 보여준다. 그래프로부터 우리는 MSE가  $10^{-6}$  보다 작을 경우 이상적인 시스템에 가까운 성능을 얻을 수 있으며, SIR값은 SNR에 관계없이 MSE값에만 의존함을 알 수 있다. 그러나 이 그래프는 수식 (12)와 (14)를 통해서 얻은 값이므로 결국 MSE

값은 SNR이 낮을수록 일반적으로 큰 값을 가지게 되어 SNR이 낮은 상태에서 상대적으로 큰 SIR을 얻지 못하게 될 수도 있다. 그림 6은 진폭에러가 0 이고 위상에러만 차이 날 경우의 간섭신호의 감쇄량(또는 SIR)을 보여준다. 수식 (14)와 (15)를 통해서도 예상하듯이 위상에러에 관계없이 SIR값은 거의 일정한 값을 보여주며 그 값은 대략  $1/\Delta\epsilon$  가 된다. 결국, 제안한 방식은 RF단의 불균형 정도에 관계없이 M의 MSE의 값에 의해 간섭신호의 제거량이 결정됨을 알 수 있다. 또 다른 관점으로 RF I/Q Branch부분과 제안한 보상기만을 통해 제공되는 이미지 제거율(IRR)을 그림 7에 비교 분석하였다. 이 결과는 식 (16)를 통해서도 알 수 있듯이, 위상차가 0에 가까워 질 때는 IRR은 보상기를 통해 얻는 것보다 RF부분을 통하여 얻을 수 감쇄량이 더욱 더 많다. 이 경우에는 아날로그 RF부분을 통하여 얻을 수 있는 이미지 신호의 감쇄량이 충분하기 때문에 보상기의 역할이 필요 없게 됨을 의미한다. 또한 I/Q의 위상차가 커지게 될 때는 보상기의 IRR값이 점점 작게 되어, RF부분에서 충분한 이미지감쇄를 얻지 못한 것을 보상기를 통해 얻을 수 있음을 말해 주고 있다. 그러므로 보상기에 대한 IRR 관점으로 볼 때는 I/Q 불균형이 큰 경우에 보상기를 통해 얻게 되는 이득이 더욱 커지게 된다. 따라서 제안된 수신기에서 얻게 되는 총 IRR은 RF부분에서 얻게 되는 일부의 IRR값과 추가적으로 제안된 보상기를 통해 얻게 되는 IRR값을 더한 값이 된다. 또한 제안된 보상기는 위상에러가 커질수록 더욱 큰 IRR을 얻게 됨을 그림 7로부터 알 수 있다.

#### IV. 모의 실험 및 성능 분석

이번장은 컴퓨터 모의실험을 통하여 제안된 방식의 성능을 분석한다. 먼저 모의실험을 위한 가정으로 불균형 파라미터  $\epsilon$ 과  $\phi$ 의 값은  $\epsilon=0.3, \phi=20^\circ$  와 이고, 송수신 조방식은 16QAM이며, 128 샘플의 cyclic prefix를 가진 1024부반송파의 OFDM 방식을 가정하였다. 채널의 길이는 128보다 작고 그 진폭특성은 exponential로 감소하는 채널을 택하였다. 또한 이 1024부반송파에서 864개의 데이터 및 파일럿 부반송파와 1개의 DC bin 그리고 159개의 보호대역을 위한 null부반송파가 사용되었으며, IQ불균형 예측을 위한 4가지의 null 부반송파수 10, 50, 200, 그리고 432개가 하나의 OFDM심볼에 삽입되었다.

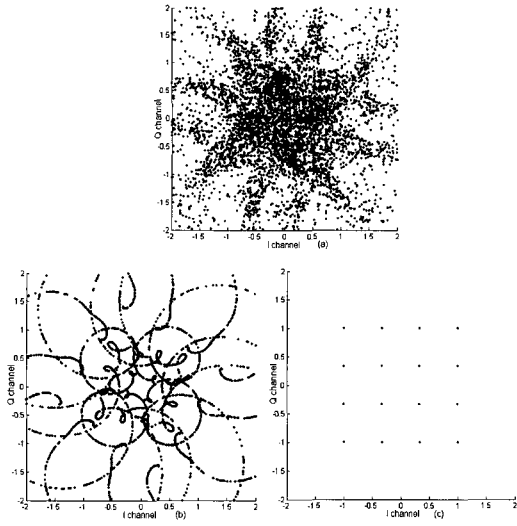


그림 8. 진폭에러가 0.3 위상에러가 20도 일 경우 수신신호 16QAM의 성상점, (a)보상전 신호의 성상점, (b)간섭 신호 제거 후의 성상점, (c)간섭 신호 및 채널 등화후의 성상점

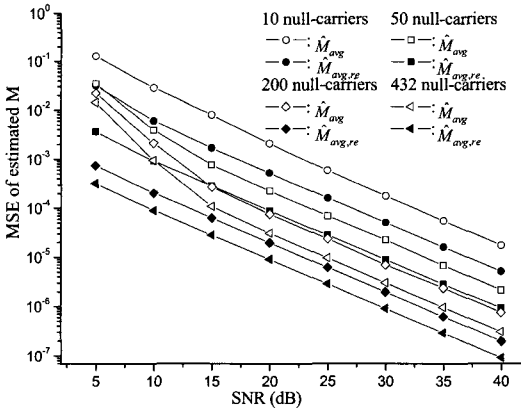


그림 9. MSE 결과

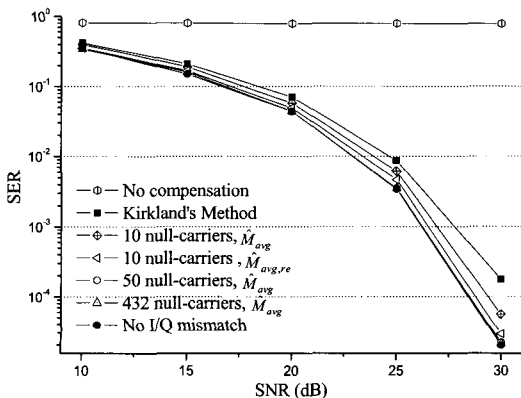


그림 10. SER 성능

그림 8은 AWGN이 없는 상태에서 수신된 신호 및 제안 방식에 의하여 복구된 신호의 성상도 (constellation)를 보여주고 있다. 그림 8(b)에서 간섭이 제거되고 채널에 의한 영향만 나타내고 있고, 그림 8(c)에서는 완벽히 복구된 성상도를 보여준다. 여기에서는 AWGN이 없는 상태이므로 이상적에 가깝게 복구될 수 있으나 잡음이 존재할 경우 다음의 결과에서 보듯이 null부반송파와 채널에 따라 성능이 달라지게 된다. 그림 9는 제안방식인 수식 (7)과 (11)에 의한  $M$ 의 MSE의 결과를 보여주고 있다. 이 결과에서 수식(11)에 의한 결과 즉, 채널에 따른 null부반송파 선택한 방식은 그렇지 않은 방식보다 대략 5dB정도의 SNR이득이 있음을 볼 수 있다. 이 MSE의 결과 5~40dB의 SNR범위에서 대략 35~70 dB정도의 간섭신호 제거량을 얻을 수 있음을 예측할 수 있다. SNR 10dB에서의 성능을 살펴보면, 위에서 설정한 I/Q 불균형값으로 대략 13.18( $=|K_1/K_2|^2$ )dB의 제거량을 얻기 때문에 나머지 값인 26.4dB값은 제안한 방식으로부터 얻게 되어 총 40dB에 가까운 간섭신호 제거량을 얻게 된다. 이것은 432개의 null부반송파와 (11)의 수식으로부터 얻을 수 있는 값이다. 그림 10은 SER성능 결과를 보여준다. 성능 비교를 위해 [7]의 kirkland방법에 의해 얻은 결과를 함께 표시하였다.  $10^{-4}$ 의 SER에서 우리의 방식이 kirkland방법보다 대략 2dB의 성능차를 보여주고 있다. 단 10개의 null부반송파를 사용할 경우에도 보다 좋은 성능을 보여준다. 이 kirkland방식은 우리의 방식보다 하나 더 많은 두개의 OFDM심볼로부터 각 부반송파의 채널이득과 IQ불균형값을 얻지만, 제안방식과 다르게 채널이득과 IQ 불균형값을 동시에 예측하여 성능을 얻게 되는 방식을 취하여 잡음에 더욱 민감한 특성을 보여주고 있다. 그러므로 우리가 제안한 방법에 비슷한 성능을 얻기 위해서는 더욱 더 많은 OFDM심볼이 요구된다.

### V. 결론

이 논문에서는 OFDM을 기반으로 하는 직접변환 수신기에서 null부반송파를 이용하여 I/Q불균형을 보상하는 방식이 제안되었다. 모의실험을 통하여 단 하나의 OFDM심볼에 포함되어 있는 소수의 null부반송파를 사용하더라도 충분한 간섭신호를 제거할 수 있음을 알 수 있었다. 또한 주파수 선택적인 채널에 의한 왜곡도 RF불균형에 상관없이 잘 등화됨을 모의실험 결과를 통해 알 수 있었다. 결과적으

로 제안한 방식을 이용하여 직접변환 수신기에서 중요한 성능 열화요소인 I/Q 불균형에 의한 영향을 효과적으로 그리고 빠르게 제거할 수 있다는 사실을 입증하였다.

참 고 문 헌

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

[2] M. Valkama, M. Rendors and V. Koivunen, "Advanced Methods for I/Q Imbalance Compensation in Communication Receivers," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol.49, no.10, pp. 2335-2344, Oct. 2001.

[3] E. Cetin, I. Kale and R.C.S. Morling, "On the structure, convergence and performance of an adaptive I/Q mismatch corrector," *proceeding in 56th VTC 2002*, pp. 2288-2292, 2002.

[4] A. Schuchert and R. Hasholzner, "A novel IQ imbalance compensation scheme for the reception of OFDM signals," *IEEE Trans. Consumer Electronics*, vol. 47, no.3, pp. 313-318, June, 2001.

[5] K.P. Pun, J.E. Franca, C. Azeredo-Leme, C.F. Chan and C.S. Choy, "Correction of frequency-dependent I/Q mismatches in quadrature receivers," *Electronics Lett.*, vol. 37, no.23, pp. 1415-1417, 2001.

[6] I. Sohn, E. Jeong and Y. Lee, "Data-Aided Approach to I/Q Mismatch and DC offset Compensation in Communication Receiver," *IEEE Commun. Lett.*, vol 6, no. 12, pp. 547-549, Dec. 2002.

[7] J.Tubbax, B. Come, L. Van der Perre, L. Deneire, S. Donnay and M. Engels. "Joint Compensation of IQ Imbalance and Frequency Offet in OFDM systems," *GLOBECOM 2003*, vol.4, pp.2365-2369, Dec.2003.

[8] W.R. Kirkland and K.H. Teo, "I/Q distortion correction for OFDM direct conversion receiver," *Electronics Lett.*, vol 39, no.1, pp.131-133, January 2003.

[9] 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.

배 정 화 (Junghwa Bae)

정회원



1999년 2월 광운대학교 전자공학과 학사  
 2001년 8월 고려대학교 전자공학과 석사  
 2001년 9월~현재 고려대학교 전자컴퓨터공학과 박사과정  
 <관심분야> 전자공학, 통신공학,

무선통신 공학

박 진 우 (Jinwoo Park)

중신회원



1979년 3월 고려대학교 전자공학과 학사  
 1983년 8월 클렘슨대학교 전기공학과 석사  
 1987년 11월 버지니아 주립대학교 박사  
 1988년 3월~1989년 2월 명지대학교 전자공학과 교수

1989년 3월~현재 고려대학교 전자컴퓨터공학과 교수  
 <관심분야> 무선통신 공학, 광통신 공학, 광통신망