

# 가변 스텝 적응적 루프를 이용한 직접 변환 방식 수신기에서의 이득 및 위상 불일치 보상 알고리즘

## I/Q Gain and Phase Imbalances Compensation Algorithm by using Variable Step-size Adaptive Loops at Direct Conversion Receiver

송 윤 정 · 나 성 웅\*

Yun-Jeong Song · Sung-Woong Rha\*

### 요 약

본 논문에서는 직접 변환 방식의 수신기에서 발생하는 I 채널 및 Q 채널 간의 이득 및 위상 불일치를 보상하는 방법에 대해서 기술한다. 직접 변환 방식의 복조기에서의 이득 및 위상 불일치를 가변 스텝(Variable Step-size) 적응적 루프를 이용하여 블라인드(blind) 등화 방식으로 보상하는 알고리즘을 본 논문에서 제안한다. 이득 및 위상 불일치를 보상하기 위해 일반적인 블라인드 등화 기법을 이용할 경우 루프 이득에 따라 수렴속도와 지터(jitter) 영향이 trade-off 관계에 있다. 본 논문에서는 이들 문제를 극복하기 위하여 적응적 루프의 이득을 오차에 따라 가변 하는 방법을 제시한다. 본 논문에서는 가변 스텝 적응적 루프를 이용하여 빠른 수렴속도와 지터의 영향을 줄이도록 하는 방법을 제시하였고, 모의실험을 통하여 신호 손실 보상과 수렴 속도의 향상을 확인한다.

### Abstract

The paper presents an algorithm for the compensation of gain and phase imbalances to exist between I-phase and Q-phase signal at direct conversion receiver. We propose a gain and phase imbalances blind equalization compensation algorithm by using variable step-size adaptive loop at direct conversion receiver. The blind equalization schemes have trade-off between convergence speed and jitter effect for the compensation of gain and phase imbalance. We propose the variable step-size adaptive loop method, which varies the loop coefficients according to errors, for recovering these problem. By using variable step-size adaptive loops, we propose to speed up the convergence process and reduce the jitter effect and simulation results show that the algorithm compensates signal loss and speeds up convergence time.

Key words : DCR, Gain and Phase Imbalance, Adaptive Loop, SDR

### I. 서 론

현재의 무선 통신 및 방송 시스템에서는 다양한 멀티미디어 서비스를 위하여 고속의 전송 속도가 요구된다. 그러나 이와는 상반되게 사용자의 단말기(User Terminal)는 그 크기가 작아야 되며 가격은 상

대적으로 낮아야 한다. 이를 해결하기 위해 고속의 통신을 제공하면서도 단말기의 크기를 줄일 수 있는 직접변환 방식의 수신기(DCR: Direct Conversion Receiver)를 고려할 수 있다. 직접 변환 구조는 아날로그의 RF(Radio Frequency) 소자와 IF(Intermediate Frequency) 소자의 수를 감소시켜 단말의 크기를 줄일

한국전자통신연구원(ETRI)  
\*충남대학교(Chungnam National University)  
· 논문 번호 : 20030808-104  
· 수정완료일자 : 2003년 09월 08일

수 있다. 직접 변환 수신기는 요즘 이슈화되고 있는 SDR(Software Defined Radio)의 하드웨어 플랫폼(platform)으로 구현되어야 할 핵심 기술이다. 일반적으로 직접 변환 수신기에서는 직교 변환 복조기를 사용하게 된다. 직접 변환 수신기의 구현시 신호에 손상을 주는 큰 원인은 QPSK(Quadrature Phase Shift Keying) 및 QAM(Quadrature Amplitude Modulation)과 같은 직교 복조기의 I 채널과 Q 채널간의 이득 및 위상 불일치로 인해 발생하는 신호 왜곡으로 볼 수 있다. 이런 이득 및 위상 불일치는 아날로그 회로 및 소자의 불완전성으로 인해서 발생하며, 특히 직교 복조기의 경우,  $90^\circ$  위상 변위기(Phase Shifter)와 아날로그 믹서(Mixer) 등이 불완전성을 포함하고 있기 때문에 발생한다. 따라서 복조기의 성능을 향상시키기 위해서는 이들 불일치를 보상하는 방법이 요구된다<sup>[1][3]</sup>.

Huang<sup>[2]</sup>은 I/Q 채널 간의 불일치를 제거하기 위하여 5-port 정합(Junction)을 기반으로 하는 직접 변환 수신기에서의 직교 I/Q 채널 재생성 방법을 이용하였다. Huang은 I/Q 채널 상의 신호에 대해 직교성을 복원하여 신호의 성능 저하를 제거하였다. Cavers<sup>[1]</sup>는 적응적 필터(Adaptive Filter)를 이용하여 직교 변조기 및 복조기에서의 이득 및 위상 불일치를 수신기에서 제거하는 방법을 제시하였다. Cavers는 LMS(Least Mean Square)방법을 이용하여 일반적인 등화기에서 사용되는 유사한 방법으로 수신 신호 왜곡을 보상하도록 하였다. Schuchert<sup>[6]</sup>는 주파수 영역에서 적응적 필터링 기법을 이용하여 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplex) 수신기에서의 I/Q 채널 불일치를 보상하는 방법을 제시하였고, Harris<sup>[4]</sup>는 I/Q 채널간의 불일치를 적응적으로 보상하는 방법을 제시하였다. 이들 논문은 일반적인 적응적 필터를 사용하여 일정 성능 조건에서 상대적으로 수렴 시간이 길거나, 또는 빠른 수렴 시간에서는 추적 성능이 나쁜 단점을 가진다. 따라서 이런 단점을 보완하기 위하여 본 논문에서는 가변 스텝 루프 이득을 가지는 적응적 루프를 이용하여 이러한 문제를 제거하며 이득 및 위상 불일치를 보상하는 방법을 제시한다. 본 논문에서는 통계적 기울기 등화기 알고리즘(stochastic gradient equalization algorithm)을 기반으로 빠른 수렴 속도와 적은 추적 지터를 제공하기 위한 가

변 스텝 루프 이득을 가지도록 하는 적응적 루프 구조를 제시한다. 본 논문에서 제시한 방법을 통해 상대적으로 간단한 하드웨어 구조를 추가하여 이득 및 위상 불일치의 획득 및 추적 성능이 향상되도록 하였다.

본 논문에서는 2장에서 일반적인 직접 변환 수신기의 구조를 제시하고, 일반적인 적응적 루프를 이용한 이득 및 위상 불일치 보상 방법과 본 논문에서 제안한 가변 스텝 적응적 루프를 이용한 보상 방법에 대해 3장에서 기술한다. 이들 내용을 바탕으로 4장에서는 이득 및 위상 불일치를 보상한 모의 실험 및 결과를 나타내고, 5장에서 결론을 기술한다.

## II. 수신기 모델

직접변환 수신기는 RF 수신 신호를 IF 단 없이 바로 기저대역 신호로 변환시키는 수신기를 말한다. 직접 변환 수신 구조를 통해 수신기의 가격과 소비 전력이 낮도록 설계 및 구현이 가능하다. 그러나 이러한 직접변환 수신 구조는 I/Q 채널간의 이득 및 위상 불일치, 이차 혼변조(2nd-order inter-modulation) 및 DC 오프셋(DC-offset) 등으로 인해 신호의 왜곡이 발생하고 수신기의 성능 저하가 일어난다. 일반적으로 직접 변환 수신기에서 사용되는 디지털 복조기는 직교 형태의 복조기로 I 채널과 Q 채널 간의 직교성(Orthogonality)을 보장해야 한다. 그러나 서론에서 언급하였듯이 아날로그 직교 복조기의 경우 아날로그 소자로 인해 I 채널 및 Q 채널 신호는 이득 및 위상 그리고 경로 지연이 발생하여 신호의 왜곡으로 나타나게 된다. 그림 1은 일반적인 아날로그 직교 복조기 형태의 직접변환 수신기의 형태를 블록도로 나타낸 것이다. 그림 1에서 보듯이 직접 변환 수신

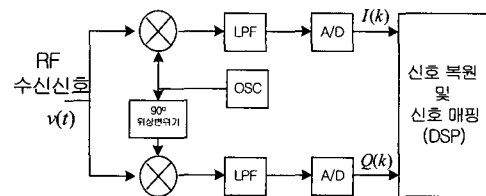


그림 1. 아날로그 직교 직접 변환 수신기의 블록도  
Fig. 1. Block diagram of an analog quadrature direct conversion receiver.

기는 믹서, 저역 통과 필터, 국부 발진기(Local Oscillator) 위상 변위기, A/D(Analog-to-Digital)변환기로 구성되는 아날로그 부분과 신호의 복원과 매핑(mapping)을 수행하는 디지털 신호 처리 부분으로 구성된다.

그림 1에서 수신기에 입력되는 신호는 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$v(t) = I(t) \cos \omega_c t + Q(t) \sin \omega_c t + w(t) \quad (1)$$

여기서  $I(t)$ 와  $Q(t)$ 는 I 채널과 Q 채널로 직교 변조된 신호로 반송파 주파수는  $\omega_c$ 이다. 그리고  $w(k)$ 는 양측대 전력 밀도가  $N_0/2$ 인 백색 가우시안 잡음(white Gaussian noise)을 나타낸다. 입력 신호가 식 (1)과 같이 주어졌을 때 수신기의 국부 발진기(Local Oscillator) 출력 신호  $v_{LO}(t)$ 는

$$v_{LO}(t) = \cos \omega_o t \quad (2)$$

로 주어진다. 여기서  $\omega_o$ 는 국부발진기의 주파수를 나타낸다.  $\omega_c$ 와  $\omega_o$ 간의 오차가 거의 없다고 가정하면 그림 1에서 직교 복조기와 저역 통과 필터 및 A/D 변환기를 거친 후 샘플된 복소수 데이터,  $r(k)$ 는

$$r(k) = I(k) + j(\gamma I(k) \sin \phi + \gamma Q(k) \cos \phi) + w_I(k) + w_Q(k) \quad (3)$$

로 표현된다. 여기서  $w_I(k)$ 와  $w_Q(k)$ 는 I 채널과 Q 채널의 잡음 함수를 나타낸다.  $I(k)$ 와  $Q(k)$ 는 I 채널과 Q 채널에 대한 샘플 값을 나타낸다. 그리고  $\gamma$ 는 수신기의 이득 불일치를,  $\phi$ 는 수신기의 위상 불일치를 나타낸다. 수식적인 모델을 간단히 하기 위하여 본 논문에서는 I 채널 및 Q 채널의 간의 불일치 정도를 하나의 채널을 기준으로 상대적으로 값으로 나타낸다. 이를 위해 I 채널을 기준 채널로 상대적인 채널을 Q 채널로 가정하여 I 채널에 대한 Q 채널의 상대적인 왜곡 정도를 파악하도록 한다. 그림 2는 이득 및 위상 불일치가 존재하는 경우 QPSK 수신 신호의 정상도 변화를 나타낸다.

이득 및 위상 불일치로 인해서 나타나는 왜곡을 그림 2에서 원(circle)으로 표시하였고 정상적인 신호는 도트(dot)로 표시하였다. 식 (3)에서 나타낸 것과 같이 수신 신호의 정상도는 이득 불일치가 존재할

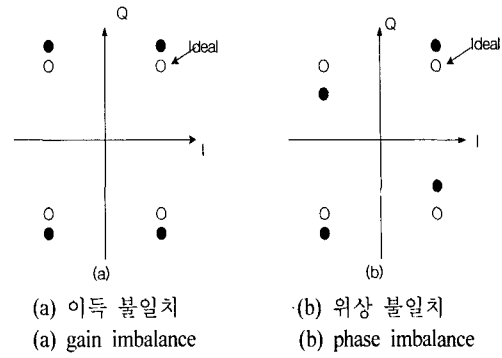


그림 2. QPSK 신호에 대한 이득 및 위상 불일치로 인한 신호 왜곡 정상도

Fig. 2. The distorted constellation by gain and phase imbalances for QPSK.

경우 I 채널 혹은 Q 채널의 신호가 I 축 또는 Q 축으로 신호 크기가 변한다. 그림 2(a)는 I 채널에 대한 채널의 이득 불일치로 인해 Q 채널의 신호 크기의 변화가 발생한 정상도를 나타낸다. 그리고 그림 2(b)는 I 채널에 대한 Q 채널의 위상 불일치로 인해 발생하는 신호의 변화를 정상도로 나타내었다. 위상 불일치로 인해 발생하는 신호의 왜곡은 신호의 부호에 따라 신호의 크기가 변화되는 것으로 나타난다. 정상도가 그림 2와 같이 나타날 경우 신호를 결정하는 시점에서 상당한 성능저하가 발생한다. 따라서 이러한 왜곡을 보상하는 방법이 필요하다.

### III. 이득 및 위상 불일치 보상 기법

이득 및 위상 불일치에 의한 신호왜곡은 I 채널과 Q 채널에서의 샘플 값들 간 자기 상관(auto correlation) 및 상호상관(cross correlation) 관계의 문제로 생각할 수 있다. 이상적인 I 채널과 Q 채널간의 관계는 상호상관 관계 값이 0이지만 I 채널과 Q 채널간의 불일치가 존재할 경우, 상호 상관관계 값이 존재하게 된다. 이를 통해 I 채널과 Q 채널간의 불일치 정도를 확인할 수 있다. 이렇게 검출된 I/Q 채널간의 불일치로 인해 발생하는 신호 왜곡을 보상하기 위하여 적응적 루프를 이용할 수 있다.

#### 3-1 적응적 루프를 이용한 보상 알고리즘

본 논문에서는 이득 및 위상 불일치를 보상하기

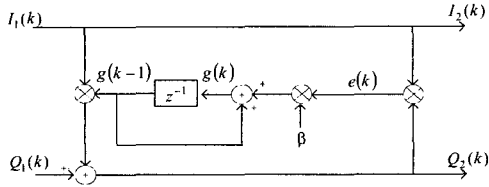


그림 3. 위상 불일치 보상 구조  
Fig. 3. Compensation structure for phase imbalance.

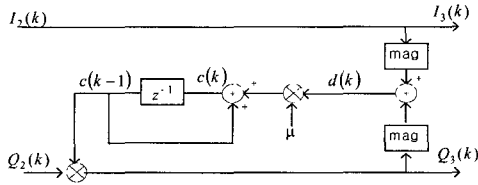


그림 4. 이득 불일치 보상 구조  
Fig. 4. Compensation structure of gain imbalance.

위하여 적응적 루프를 이용하였다<sup>[4]</sup>. 적응적 루프를 이용한 보상 방법의 구조를 그림 3과 그림 4에 나타내었다. 그림 3은 위상 불일치 보상을 위한 구조이고, 그림 4는 위상 불일치를 보상한 결과를 이용하여 이득 불일치를 보상하는 구조를 나타내었다. 그림 3에서  $e(k)$ 는 I 채널과 Q 채널 신호를 곱한 결과를 나타내고,  $\beta$ 는 필터의 루프(loop) 이득을 나타낸다.  $\beta$ 는 불일치를 보상 시 획득 속도를 조절하게 된다. 일반적으로 루프의 안정적인 동작을 위하여  $\beta$  값은 작은 값으로 설정한다. 이는 보상 획득 시간이 길어야 함을 나타낸다.

본 논문에서는 I 채널 및 Q 채널간의 불일치는 상대적인 각 채널간의 상대적인 값이므로 I 채널에 대한 Q 채널의 불일치 요소를 기준으로 정하였다. 잡음성분을 무시할 경우 Q 채널의 성분은 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$Q_2(k) = Q_1(k) - g(k-1)I_1(k) \quad (4)$$

여기서  $I_1(k)$ 은 I 채널의 샘플된 입력 신호를  $Q_1(k)$ 은 Q 채널의 입력된 신호를 나타낸다. 그림 3의 위상 불일치 보상 구조에서 I 채널과 Q 채널간의 곱셈 값은

$$\begin{aligned} e(k) &= I_2(k)Q_2(k) \\ &= I_2(k)(\gamma Q(k) \cos \phi + \gamma I(k) \sin \phi - g(k-1)I_1(k)) \end{aligned} \quad (5)$$

이다. 여기서 I 채널과 Q 채널간의 위상 불일치는 I 채널에 대한 Q 채널의 상대적인 불일치로 I 채널에 대한 Q 채널의 위상 불일치를 보상하는 것으로 간주하여 그림 3과 같이 I 채널의 신호  $I_2(k)$ 는  $I(k)$   $I_1(k)$ 와 동일한 값이다. 적응적 루프의 함수,  $g(k)$ 를 나타내면

$$\begin{aligned} g(k) &= g(k-1) + \beta e(k) \\ &= g(k-1) + \beta(I_2(k)(\gamma Q(k) \cos \phi \\ &\quad + \gamma I(k) \sin \phi - g(k-1)I_1(k)) \\ &= (1 - \beta I^2(k))g(k-1) \\ &\quad + \beta I(k)(\gamma Q(k) \cos \phi + \gamma I(k) \sin \phi) \end{aligned} \quad (6)$$

로 표현된다. 이 함수에 대해 평균을 취하면  $I(k)$ 와  $Q(k)$ 간의 곱에 대한 기대 값은 두 신호의 값이 직교적인 성분을 가짐으로 0의 값으로 나타나고 루프 함수에 대한 평균 값,  $m_{g(k)}$ 은

$$m_{g(k)} = (1 - \beta \sigma_I)m_{g(k-1)} + \beta \gamma \sigma_I \sin \phi \quad (7)$$

로 구해진다. 여기서  $\sigma_I$ 는  $I(k)$  함수의 전력(Power)을 나타낸다. 정상 상태에서의  $m_{g(k)}$ 은  $m_{g(k-1)}$ 의 값은 같다고 볼 수 있으므로, 이 값을 이용하여 식 (7)을 나타내면

$$m_{g(k)} = \frac{\beta \gamma \sigma_I \sin \phi}{\beta \sigma_I} = \gamma \sin \phi \quad (8)$$

이고, 이는 루프의 정상 상태에서 입력되는 오차가 매우 작은 값에 수렴하여 루프 함수 값은

$$g(k) = \gamma \sin \phi \quad (9)$$

로 주어진다. 위상 불일치를 보상한 후 Q 채널의 출력,  $Q_2(k)$ 는

$$Q_2(k) = \gamma Q(k) \cos \phi \quad (10)$$

로 주어진다.

위상 불일치 보상 후 존재하는 이득 불일치는 I 채널과 Q 채널간의 이득 차로부터 구할 수 있다. I 채널과 Q 채널간의 이득 불일치는 두 가지 요소로 나눌 수 있다. 위상 불일치를 보상 후 존재하는 이득 불균형과 I 채널과 Q 채널간의 이득 불일치( $\gamma$ )로 구분된다. 이득 불일치에 대한 보상 구조는 그림 4에 나타내었다.

이득 불일치를 보상하기 위한 구조에서 Q 채널 입력 신호는

$$Q_3(k) = Q_2(k)c(k-1) \quad (11)$$

이며,  $c(k)$ 는 이득 불일치 검출을 위한 적응적 루프의 함수이다. I 채널과 Q 채널간의 차(difference) 신호는 다음 식 (12)와 같다.

$$d(k) = (|I_3(k)| - |Q_3(k)|) \quad (12)$$

위상 불일치 보상 회로에서도 언급하였지만 여기서 Q 채널의 신호를 I 채널 신호에 대해 불일치되는 양으로 이를 검출하는 것을 목적으로 한다. 따라서  $I_3(k)$ 는  $I_2(k)$  및  $I(k)$ 와 같은 값을 가진다. 루프의 출력,  $c(k)$ 는

$$c(k) = c(k-1) + \mu d(k) \\ = (1 - \mu\gamma\cos\phi)c(k-1) + \mu(|I(k)|) \quad (13)$$

이다.  $c(k)$ 에 대한 평균 값,  $m_{c(k)}$ 는

$$m_{c(k)} = (1 - \mu\gamma\cos\phi)m_{|Q(k)|}m_{c(k-1)} + \mu m_{|I(k)|} \quad (14)$$

로 나타낼 수 있다. 여기서  $m_{|Q(k)|}$ 는  $|Q(k)|$ 의 평균치를 나타낸다. 그리고  $m_{|I(k)|}$ 는  $|I(k)|$ 의 평균치를 나타낸다. 정상 상태에서  $m_{c(k)}$ 은  $m_{c(k-1)}$ 의 값과 같다고 볼 수 있으며, 아울러 정상상태에서 함수 값은 루프 입력 오차 신호가 매우 작은 값에 수렴하므로, 식 (14)를 정리하여 루프의 함수 값을 나타내면

$$c(k) = \frac{m_{|I(k)|}}{m_{|Q(k)|}\gamma\cos\phi} = \frac{1}{\gamma\cos\phi} \quad (15)$$

로 주어진다. 결과적으로,  $Q_3(k)$ 는  $Q(k)$  값으로 복원된다.

### 3-2 가변 스텝 이득 기반 적응적 루프

서론에서도 언급하였듯이 블라인드 적응적 루프 방법은 일반적인 알려진 데이터를 이용하는 방법보다 수렴속도가 느리다. 이를 해결하기 위하여 루프의 이득을 입력되는 루프의 오차 신호를 이용하여 변경 시키는 방법을 이용할 수 있다. 즉, 3-1절에서 언급한 루프 신호의 이득을 오차 신호에 따라 변경할 수 있게 수식으로 표현하면 식 (16)과 같이 나타

낼 수 있다.

$$g(k) = g(k-1) + \beta(k)e(k) \\ c(k) = c(k-1) + \mu(k)d(k) \quad (16)$$

식 (16)에서 루프 이득의 값은 입력 신호의 크기에 따라 변화하게 된다. 가변 스텝 루프 이득 방법은 천이 상태(Transient state)에서는 빠른 수렴을 위하여 루프 이득을 큰 값을 사용토록 하고, 정상 상태에서는 루프 이득을 상대적으로 작은 값을 갖도록 하여 안정적인 동작이 가능하도록 한다.

정상상태를 검출하는 방법은 매우 간단한 방법을 통해서 이루어진다. 식 (5)와 식 (12)의 오차 신호,  $e(k)$ 와  $d(k)$ 가 존재할 때 I 채널과 Q 채널간의 이득 불일치 및 위상 불일치는 I 채널과 Q 채널간의 상호 상관 값과 이득 차이값이 정상상태일 때보다 천이 상태일 때 상대적으로 큰 값을 가진다. 따라서 루프 이득은 상대적으로 변화량을 크게 할 수 있다. 이는 만약에 상호 상관 값과 이득 차이 값이 임의의 범위 내로 수렴하면 다음 번 반복(iteration)에서는 루프 이득을 감소시켜 빠른 수렴이 가능하도록 한다. 본 논문에서 제안한 가변 스텝 루프 이득 기법은 이를 확장하여 일반화함으로써 고정 루프 이득 기법에 비해 빠른 수렴 속도와 상대적으로 안정된 상태를 유지할 수 있도록 한다. 가변 스텝 루프 이득 기법을 일반화하여 각 경우에 대한 루프 이득을 나타내면

$$\beta(k) = \beta_o, E[e(k)] \in D_o \\ \beta(k) = \beta_i, E[e(k)] \in D_i \text{ and } E[e(k)] \notin D_{i+1} \\ \mu(k) = \mu_o, E[d(k)] \in T_o \\ \mu(k) = \mu_i, E[d(k)] \in T_i \text{ and } E[d(k)] \notin T_{i+1} \quad (17)$$

이다. 여기서  $\beta_o$ 와  $\mu_o$ 는 루프 함수  $g(k)$ 와  $c(k)$ 가 정상 상태에서 고정되는 루프 이득을 나타낸다. 이는 루프가 정상상태에 도달하여 루프 이득이 고정되는 값을 의미한다. 그리고  $D_o$ 와  $T_o$ 는 정상상태를 검출하기 위해 루프 함수,  $g(k)$ 와  $c(k)$ 에 대한 입력 값의 임계치를 나타낸다. 천이 영역에서는 동작 시점 루프 이득이 임계치  $D_i$ 와  $T_i$ 에 따라  $\beta_i$ 와  $\mu_i$ 로 나타난다. 즉 루프의 입력 신호에 대한 평균이  $i$  번째 임계치에 존재한다면  $\beta_i$ 와  $\mu_i$ 로 루프의 이득을 선택한다. 고정 루프 이득 방법을 사용하였을

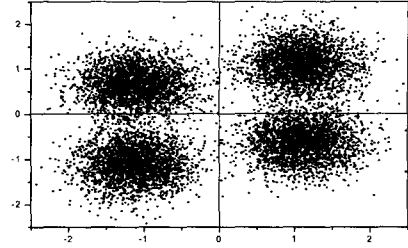
경우 보다 우수한 수렴 속도와 상대적으로 안정된 성능을 제공함을 모의실험을 통해서 확인한다.

#### IV. 모의실험 및 결과

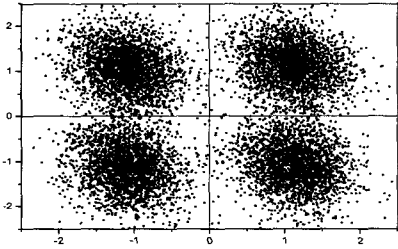
본 논문에서 제안한 알고리즘을 모의 시험하기 위한 전송 방식은 QPSK 방식이다. 모의 실험에서 I 채널 및 Q 채널간의 이득 및 위상 불일치의 영향을 보기 위하여 반송파 주파수 및 위상 오차와 신호 심볼 타이밍 등을 이상적이라고 가정하였다. 그림 5에서는 I 채널과 Q 채널의 이득 및 위상 불일치가 존재할 때와 본 논문에서 제안한 방법을 이용하여 보상하였을 때의 신호 성상도(Constellation)를 나타내었다. 모의실험 조건은  $E_b/N_0$  값을 8.5 dB로, 이득 및 위상 불일치를 각각 20% 및 15°로 설정하여 정상상태에서 나타낸 것이다. 그림에서 (a)는 이득 및 위상 불일치를 보상하기 전의 신호 성상도를 나타내며, (b)는 불일치를 보정한 후의 성상도를 나타낸다. 보상하기전의 성상도는 위상 및 이득 불일치에 따라 일정한 방향으로 왜곡된 형태를 나타낸다. 그리고 보상 한 후 성상도는 정상상태의 형태를 나타낸다.

그림 6은 고정 스텝 루프 이득 방법과 본 논문에서 제안한 가변 스텝 루프 이득 기법에 대한 수렴 속도 및 추적 성능에 대해 나타내었다. 본 논문의 모의 실험에서는 고정 루프 이득의 루프이득을 0.005로 설정한 경우와 0.0005인 두 경우와 가변 스텝 루프 이득 기법으로 입력 신호의 오차에 따라 루프 이득이 0.005와 0.0005로 변화하도록 설정하였다. 즉, 가변 스텝 루프 이득 기법에서는 그 효과를 보이기 위해서 2 단계의 루프 이득 변환을 고려하였다.

그림 6에서는 x 축은 심볼 수를, y 축은 루프 이득을 나타낸다. 루프 이득이 0.005로 고정된 경우 빠른 획득 시간을 보이나 추적시 지터가 많이 포함하고 있고 루프 이득을 0.0005로 고정된 경우 상대적으로 추적 성능은 우수하나 획득 시간이 길다. 이에 비해 본 논문에서 제안한 가변 스텝 루프 이득 기법은 이득 변환을 통해 획득시간이 짧고 추적 성능이 고정 이득 방식에 비해 상대적으로 지터가 작아 안정적으로 동작함을 알 수 있다. 정상 상태( $t = \infty$ )의 90%를 기준으로 할 때 루프 이득을 0.0005를 사용한 경우 약 3000 심볼이 지난 후에 이에 도달하나 가변 스텝



(a) 이득 및 위상 불일치에 따른 신호 성상도  
(a) The imbalanced signal's constellation



(b) 이득 및 위상 불일치를 보정한 신호에 대한 신호 성상도  
(b) The compensated signal's constellation

그림 5. 이득 및 위상 불일치 신호 및 보상된 신호에 대한 신호 성상도

Fig. 5. Signal constellation for imbalanced and compensated signals.

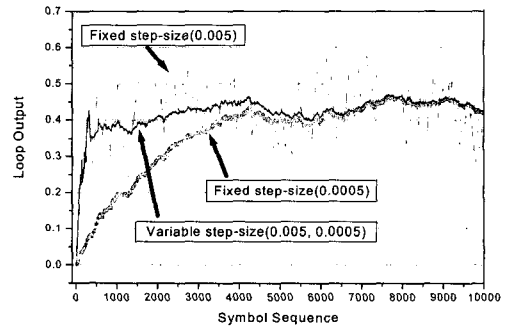


그림 6. 루프 이득이 고정 값을 가지는 경우와 가변 스텝 루프 이득을 가지는 경우에 대한 루프 이득의 출력 성능

Fig. 6. Acquisition and tracking performance between variable step-size and fixed step-size loop coefficient.

루프 이득을 사용한 경우 약 500 심볼 이하에서 안정화됨을 알 수 있다.

그림 7과 그림 8은 가변 스텝 루프 이득 적용을

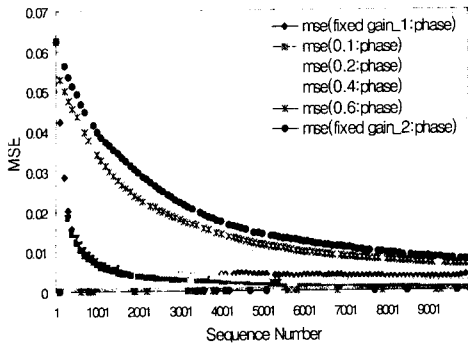


그림 7. 임계치에 따른 위상 불일치 평균 자승 오차 특성(가변 루프 이득: 0.005/0.0005)

Fig. 7. Mean Square Error according to threshold for the phase imbalance(variable step-size gain: 0.005/0.0005).

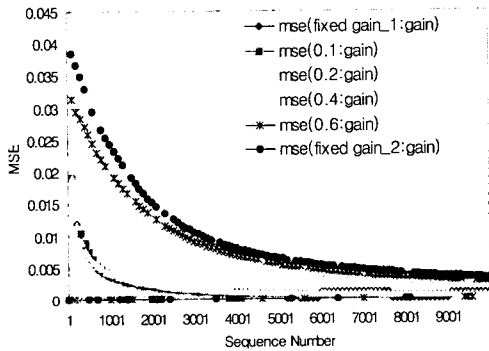


그림 8. 임계치에 따른 이득 불일치 평균 자승 오차 특성(가변 루프 이득: 0.005/0.0005)

Fig. 8. Mean Square Error according to threshold for the phase imbalance(variable step-size gain: 0.005/0.0005).

위해 임계치를 변화하였을 경우 나타나는 위상 및 이득 불일치 검출 값에 대한 평균 자승 오차 값 (Mean Square Error)을 입력되는 신호 심볼 수에 따라 나타내었다. 가변 스텝은 0.005와 0.0005를 임계치에 따라 변환시키도록 하였다. 루프의 입력되는 오차 신호에 대한 가변 스텝 이득의 값을 결정하기 위한 오차 신호의 임계치를 |0.1|, |0.2|, |0.4|, |0.6|로 하였다. 아울러 고정 루프 이득을 적용할 경우 나타나는 루프의 평균 자승 오차도 함께 나타내었다.

0.005의 고정 루프 이득을 적용할 경우와 0.0005의 고정 루프 이득을 적용할 경우 나타나는 평균 자승 오차를 나타내었다. 루프 이득을 0.005로 고정하였을 경우 상대적으로 오차가 줄어드는 속도는 빠르나

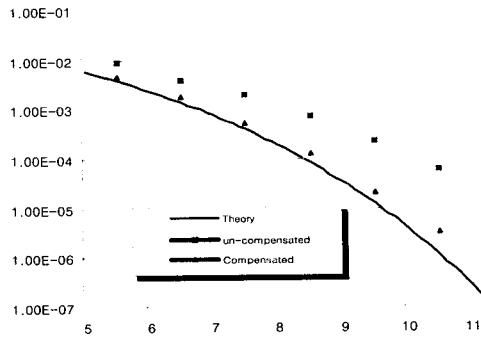


그림 9. 이득 10 % 및 위상 15° 인 경우의 BER 곡선  
Fig. 9. BER curve for gain 10 %, phase 15° imbalance.

정상상태에서 |0.1|의 임계치를 갖는 가변 스텝 방식 보다 높은 MSE 값을 가진다. 0.0005의 경우 정상상태에 도달하기까지 많은 시간이 요구됨을 나타낸다. 그림 7과 8에서 보듯이 임계치를 높임으로 루프 이득이 작게 설정된 값의 결과와 유사해지며, 임계치는 반복 학습을 통해서 적절한 값을 설정할 수 있다. 그림 7과 그림 8의 모의 실험 조건은 위상 불일치를 15° 및 이득 불일치를 10 %로 하였으며,  $E_b/N_o$ 을 8.5 dB로 설정하였다.

그림 9는 적응적 루프를 사용하여 구한 BER(Bit Per Error Ratio)를 나타낸 것이다. 그림 9에서 굵은 선은 이상적인 QPSK 신호의 BER 특성을 나타낸다. 그리고 사각형 점은 불일치가 존재하는 경우의 BER을, 삼각형 점은 불일치를 보정한 후에 나타낸 BER이다. 모의 실험 조건은 초기 이득 및 위상 불일치를 각각 10 %와 20°로 설정하였다.  $E_b/N_o$ 을 8.5 dB를 기준으로 했을 때 신호 성능 손실은 약 2.0 dB 정도 된다. 이에 비해 본 논문에서 제안한 방법을 적용한 후의 신호 성능 손실은 약 0.2 dB이다. 따라서 1.8 dB 정도의 알고리즘 이득을 가짐을 알 수 있다. 그림 10은 위상 불일치가 존재할 경우 본 논문에서 제안한 방법을 이용할 경우 어느 정도의 보상 이득을 가지는지를 보기 위하여 위상 불일치를 변화시키며 모의 실험을 행한 결과를 나타낸다. 모의 실험 조건은  $E_b/N_o$ 을 8.5 dB를 기준으로 하여 위상 오차가 5°, 10°, 20°, 30°인 경우에 대해 나타내었다. 그림에서 보듯이 위상 불일치가 증가할수록 보상이 이루어지지 않은 경우 BER 값이 급격히 증가하나 보상이 이루어진 경우는 상대적으로 증가되는 곡선이 완만함을

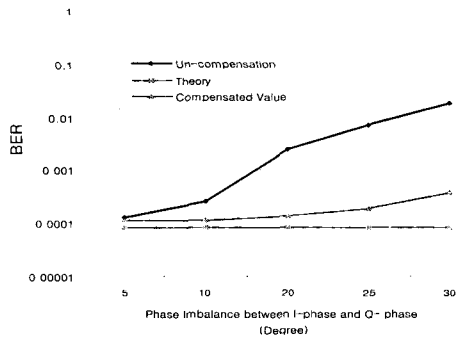


그림 10. 위상 불일치에 따른 신호 왜곡 정도 및 보상 후의 왜곡

Fig. 10. Performance curve between non compensated signal and compensated signal according to phase imbalances.

알 수 있다.

### V. 결 론

본 논문에서는 직접 변환 방식의 수신기에서 발생하는 I 및 Q 채널간의 이득 및 위상 불일치를 보상하는 알고리즘을 제시하였다. 기존의 적응적 루프를 사용한 방식과 비교하여 획득 성능과 추적 성능이 우수한 결과를 가지는 가변 스텝 루프 이득 기법을 제안하였고, 모의 실험을 통해서 성능을 확인하였다. 모의 실험의 결과 고정 루프 이득 보다 상대적으로 향상됨을 확인하였다. 따라서 여러 단계의 스텝 이득 루프 형태의 형상을 사용한다면 획득성능과 추적 성능을 더 높일 수 있을 것으로 사료된다. 본 방법은 SDR의 플랫폼(platform) 등에 사용될 직접 변환

수신기에서 신호 성능을 보상하는 기법으로 사용될 수 있을 것으로 사료된다.

### 참 고 문 헌

- [1] Behzad Razavi, "Design Considerations for Direct-conversion Receivers", *IEEE Trans. On Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*, vol. 44, no. 6, pp. 428-435, Jun. 1997.
- [2] Xinping Huang, "On Transmitter Gain/Phase Imbalance Compensation At Receiver", *IEEE Communications Letters*, vol. 4, no. 11, pp. 363-365, Nov. 2000.
- [3] James K. Cavers, Maria W. Liao, "Adaptive Compensation for Imbalance and Offset Losses in Direct Conversion Transceivers", *IEEE Trans. On Vehicular Tech.*, vol. 42, no. 4, pp. 581-588, Nov. 1993.
- [4] Fred Harris, "Digital filter equalization of analog gain and phase mismatch in I-Q receivers", *IEEE International Conference on 5th Universal Personal Communications*, vol. 2, pp. 793-796, Sep. 1996.
- [5] M. Faulkner, T. Mattsson and W. Yates, "Automatic Adjustment of Quadrature Modulators", *IEE Electronics Letters*, vol. 27, no. 3, pp. 214-216, Jan. 1991.
- [6] Andreas Schuchert, Ralph Hasholzner, "A Novel IQ Imbalance Compensation Scheme for The Reception of OFDM Signals", *IEEE Trans. On Consumer Electronics*, vol. 47, no. 3, pp. 313-318, Aug. 2001.

### 송 윤 정



1987년 2월: 경북대학교 공과대학 전자공학과 (공학사)  
 1990년 8월: 경북대학교 공과대학 전자공학과 (공학석사)  
 1997년 3월~현재: 충남대학교 전자공학과 박사과정  
 1990년 7월~현재: 한국전자통신연구원 선임연구원

[주 관심분야] 디지털 신호처리, 디지털 모뎀, 위성통신/방송시스템

### 나 성 응



1976년 2월: 서울대학교 공과대학 전기공학과 (공학사)  
 1978년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전기공학과 (공학석사)  
 1992년 8월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)  
 1978년 4월~1980년 6월: 상공부 전자전기 공업국 전기기과

1987년 3월~1988년 2월: 국민대학교 교환교수  
 1980년 7월~현재: 충남대학교 공과대학 전자공학과 교수  
 [주 관심분야] 디지털 신호처리, 영상 처리