

논문 2004-41TC-6-1

직접 변환 수신기를 위한 Six Port에서의 I와 Q채널의 생성

(I/Q channel regeneration in 6-port junction based direct receiver)

김 세 영*, 김 낙 명*, 김 영 완**

(Seayoung Kim, Nak-Myeong Kim, and Young-Wan Kim)

요 약

직접 변환 방식 수신기법은 SDR기반 미래 광대역 또는 다중 대역 무선통신 시스템을 위한 중요한 해의 하나로 인식되고 있다. 본 논문에서는 광대역의 대역폭을 가지면서도 시스템의 유연성을 극대화할 수 있도록 SDR기반 직접 변환 수신기에 적용가능한 I 및 Q 신호의 생성에 관하여 연구하였다. 먼저 실제의 SDR 기반 통신 환경을 고려한 직접 변환 SDR 시스템을 모델링하고, 수신기에서의 위상 오류의 영향을 분석하며 이에 따른 I/Q 채널의 준최적 재생 알고리즘을 제안하였다. 제안된 알고리즘은 실시간 early-late compensator 구조를 통하여 송신단과 수신단의 위상 오류를 실시간으로 보정하고 랜덤한 채널 잡음 환경에서도 보다 안정된 성능을 유지하게 한다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여, 45~55도의 랜덤 위상 오류가 난 경우, 제안된 시스템은 기존 시스템과 비교하여 약 4dB이상의 성능 개선이 있음을 확인하였다.

Abstract

The development of direct receiver techniques is expected to be a solution for future wideband or multi-band wireless systems based on software defined radio. In this paper, we study the regeneration of I and Q signals for the SDR based direct conversion receiver, so that we can handle a wide bandwidth and maintain maximal flexibility in system utilization. After modeling the basic system considering the real wireless communication environment, and studying the impact of imperfect phase imbalance on the performance of a direct conversion receiver, we propose a suboptimal I and Q signal regeneration algorithm for the system. The proposed algorithm regenerates I and Q signals using a real time early-late compensator which effectively estimates phase imbalances and gives feedback in a direct receiver. The proposed algorithm is shown to mitigate the impact of AWGN and improves performance especially at low SNR channel condition. According to the computer simulation, the BER performance of the proposed system is at least about 4 dB better than conventional systems under 45~55 degrees random phase errors.

Keywords : Direct receiver, SDR, six-port, I/Q channel regeneration

I. 서 론

차세대 통신 환경은 다양한 형태의 표준 서비스들이 공존하게 될 것으로 예상됨에 따라, 광대역의 대역폭을 가지고 시스템의 유연성을 제공하는 software defined radio(SDR) 등의 새로운 기술에 대한 관심이 증가되고

있는 추세이다. 주파수 변환이란 외부에서 수신된 높은 주파수대의 아날로그 신호를 휴대폰이나 각종 통신기기의 내부 칩들이 처리할 수 있도록 기저대역으로 끌어내려 디지털 신호로 변환하는 과정을 말한다. 기존의 슈퍼헤테로다인 방식은 이중 변환 구조의 주파수 변환 단계로 정의되며 크게 RF와 IF부로 나뉜다. 이 방식은 수신기에서의 내부 잡음을 줄이고 S/N비를 크게 높일 수 있다는 측면에서 매우 유리한 방식이나, 기능별로 RF 소자, IF 소자, IF부에 들어가는 여러 개의 소자들이 필요하여, 부품 비용이 높고 보드의 면적을 많이 차지하는 것이 단점으로 지적되고 있다.

반면, SDR 기반의 직접 변환 기술은 슈퍼헤테로다인

* 이화여자대학교 정보통신학과
(Ewha womans university)

** 한국전자통신연구원 전파방송연구소
(Electronics and Telecommunications Research Institute)

※ 본 연구는 2002년 한국전자통신연구원의 후원에 의해서 이루어졌습니다.

접수일자: 2003년12월2일, 수정완료일: 2004년5월27일

방식과는 달리 외부에서 받은 주파수의 아날로그 신호를 중간변환을 거치지 않고 바로 기저대역으로 끌어내려 디지털 신호를 추출하는 것이 특징이다. 이와 같은 직접 변환 기술을 사용하면 IF칩, IF용 SAW 필터와 전압제어 발진기가 필요 없으므로 부품 수와 단말기의 크기를 30% 이상 줄일 수 있고, 적은 전력 소모와 시스템 유연성으로 다중밴드 다중 모드 단말기 개발이 용이하다. 즉, 하드웨어의 변경 없이도 여러 가지 미래 기술의 통합과 적응적 호환이 가능하므로 미래 무선 통신 시스템의 구현에 있어 필수적인 기술로 평가되고 있다^[1,2].

차세대 이동통신에서 관심을 받고 있는 SDR의 목표는 수신 신호 필터링이나 PLL 주파수 고정 및 변환, 채널 선택이나 이득 조절, 다양한 RF 아날로그적 작업을 DSP화하여 일일히 S/W적으로 조절하는 것이다. 이러한 SDR 실현을 위해 활발히 연구되고 있는 직접변환수신기의 대표적인 기술로는 두 개의 microwave 신호의 크기의 비와 위상의 차이를 이용한 six port를 사용한 디지털 수신 기술로, six port를 사용한 디지털 수신기는 digital signal processing (DSP)와 clock recovery 회로를 사용하여 80Mbps/s까지의 QPSK 신호를 안전하게 수신할 수 있다^[2]. 그 이후 발표된 몇몇 연구에서 Six port를 이용하여 I와 Q 채널을 재생하는 알고리즘을 제시되었다^[3-4]. 그러나, 이들의 연구에서는 모두 완벽한 위상 오류 추정이 별도로 제공됨을 가정으로 하고 있어서 실제 환경에서는 그 실효성의 검증이 어렵다. 본 논문에서는, 실제의 SDR 기반 통신 환경에 적합한 시스템을 모델링하고, 직접 변환 수신기에서의 위상 오류의 영향을 분석하며 이에 따른 I/Q 채널 생성의 최적 재생 알고리즘을 제안한다. 시뮬레이션 결과, 위상 오류가 크면 클수록 제안된 알고리즘과 기존 시스템 사이의 격차는 커졌으며, 40도 정도의 오차가 있을 때 약 4dB까지의 성능 개선이 있음을 확인하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. I장에 이어 II장에서는 본 논문에서 응용된 six port를 사용한 SDR 기반 직접 변환 시스템의 구조를 설명하고, III장에서 직접 변환 수신기에서 실시간 데이터 수신을 위한 위상 보상 알고리즘을 제안한다. IV장에서 제안된 직접 변환 수신기의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 분석한다. 끝으로 V장에서는 결론을 맺는다.

II. 시스템 구조

SDR기반의 직접변환수신기에서 사용될 수 있는 six

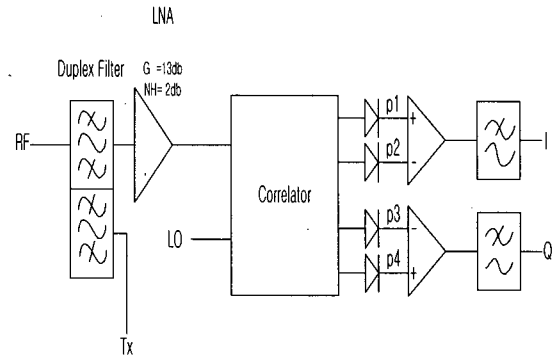


그림 1. SDR을 기반으로 한 six port 직접 변환 수신기의 구조도

Fig. 1. Structure of the six port direct receiver.

port는 두개의 입력과 네 개의 출력으로 이루어진 블랙박스이다. six port 디지털 수신기에서 RF 신호가 하나의 입력 포트에 연결되고 로컬 오실레이터 신호가 다른 입력 포트에 연결된다. 이 입력 신호들은 six port 상관계기에 의해 다른 위상을 가지는 신호들로 합성된다. 그리고 네 개의 다른 출력포트들의 전력 레벨이 측정되어지고 그것을 이용해서 baseband I와 Q 신호를 생성하게 된다. 그림 1은 six port 직접 변환 수신기를 보여주고 있다. 수신단에서 수신한 RF 입력 신호는 식 (1)과 같다.

$$y(t) = a_n A \cos(2\pi f_c t + \phi(t)) + b_n \sin(2\pi f_c t + \phi(t)) + \eta(t), \quad (1)$$

그리고 로컬 오실레이터 입력 신호는 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$l_o(t) = \cos(2\pi f_c t + \phi(t) + \theta), \quad (2)$$

여기서, f_c 는 carrier 주파수 이고 A는 수신한 신호의 크기이고 $[a_n, b_n]$ 은 전송한 심볼의 I와 Q채널의 집합이다. θ 는 로컬 오실레이터 신호와 RF신호와의 위상차이다. $\eta(t)$ 는 채널 잡음으로 AWGN으로 모델링되었다.

(2)를 다시 정리하면 다음과 같다.

$$y(t) = y_1 \varphi_1(t) + y_2(t) \varphi_2(t) + \eta(t), \quad (3)$$

여기서,

$$\begin{aligned} \varphi_1(t) &= \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos(2\pi f_c t + \theta), \\ \varphi_2(t) &= \sqrt{\frac{2}{T_s}} \sin(2\pi f_c t + \theta). \end{aligned} \quad (4)$$

위의 RF신호가 그림 1에서 보듯이 위상 상관기를 통과하고 4개의 파워 디텍터를 통과한 후의 출력 신호는 아래와 같다.

$$\begin{aligned}
 P_1 &= (|LO|^2 - |RF|^2 + 2j|LO||RF|\sin\theta)/4 \\
 P_2 &= (-|LO|^2 + |RF|^2 - 2j|LO||RF|\sin\theta)/4 \\
 P_3 &= (-|LO|^2 + |RF|^2 - 2|LO||RF|\cos\theta)/4 \\
 P_4 &= (|LO|^2 + |RF|^2 - 2|LO||RF|\cos\theta)/4
 \end{aligned} \quad (5)$$

다음은 최종적으로 덧셈기를 통과하고 matched 필터를 통과한 후의 복원된 I와 Q 채널의 신호이다.

$$\begin{aligned}
 \hat{I}_n &= \int_{(n-1)T_s}^{nT_s} \cos(2\pi f_c t) \times |y(t)| \times \cos(\theta) dt \\
 \hat{Q}_n &= \int_{(n-1)T_s}^{nT_s} \sin(2\pi f_c t) \times |y(t)| \times \sin(\theta) dt
 \end{aligned} \quad (6)$$

위의 식에서 보듯이 복원된 I와 Q 채널의 신호는 위상 오류를 포함하고 있어 송신기와 수신기 사이에 위상 오류가 발생하는 경우 수신단에서의 성능이 저하됨을 알 수 있다.

III. 직접 변환 수신기에서 Early-Late 위상 보상기를 이용한 I와 Q채널 생성

1. Early-Late 위상 추정 알고리즘

그림 2는 Early-late 위상 보상기의 전체적인 구조도를 보여주고 있다. 기본적인 위의 블록은 앞의 직접 변환 수신기와 동일하며 아래 블록을 통하여 위상 오류를 추정하고 있다. 아래 블록을 좀더 자세히 살펴보면 수신기의 로컬 오실레이터 신호에 따라 빠르고 느린 위상을 갖는 신호가 생성되게 된다. 또한 수신된 RF신호는 power accumulator를 통과하게 되고 이 모든 신호는 Early-late 위상 보상기의 입력 신호들로 들어가게 된다. Early-late 위상 보상기를 통과하게 되면 위상 오류 추정에 필요한 상관값을 얻게 되고 이 상관값에 따라 실제 오류를 구한 다음 VCO를 통해 오실레이터 신호를 복원하게 된다.

그림 3은 직접 변환 수신기의 위상 오류 보정을 위한 early-late 보상기의 구조를 자세히 보여주고 있다. 로컬 오실레이터 신호의 early, late 신호를 위하여 α (라디안) 만큼 느리고 α 만큼 빠른 신호가 early-late phase shifter에 의해 위상 이동된다. 위상 이동된 신호는 $K=T_c/T_s$ 간격으로 샘플링이 되고 인덱스 n과 k

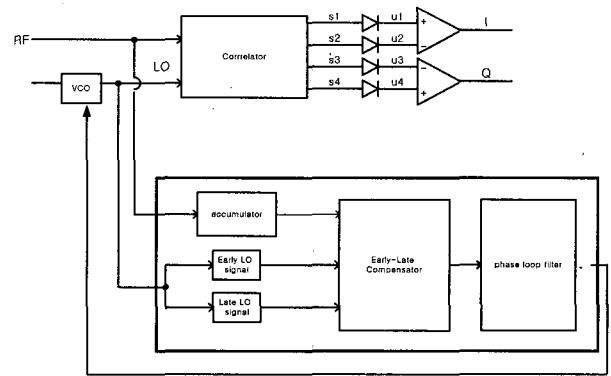


그림 2. 제안한 six port 직접 변환 수신기의 구조
Fig. 2. Six port direct receiver based on Early-Late phase compensator.

는 n번째 심볼의 k번째 샘플이다.

$$\begin{aligned}
 z_{I(n)}^{early}(k) &= \cos\left(2\pi \frac{nk}{K} + \alpha\right) \\
 z_{I(n)}^{late}(k) &= \cos\left(2\pi \frac{nk}{K} - \alpha\right) \\
 z_{Q(n)}^{early}(k) &= \sin\left(2\pi \frac{nk}{K} + \alpha\right) \\
 z_{Q(n)}^{late}(k) &= \sin\left(2\pi \frac{nk}{K} - \alpha\right)
 \end{aligned} \quad (7)$$

위의 위상 이동된 로컬 오실레이터 신호는 각각 아래와 같이 RF신호와 곱해지게 된다.

$$\begin{aligned}
 z_{I(n)}^{early}(k) &= \cos\left(2\pi \frac{nk}{K} + \alpha\right) \\
 z_{I(n)}^{late}(k) &= \cos\left(2\pi \frac{nk}{K} - \alpha\right) \\
 z_{Q(n)}^{early}(k) &= \sin\left(2\pi \frac{nk}{K} + \alpha\right) \\
 z_{Q(n)}^{late}(k) &= \sin\left(2\pi \frac{nk}{K} - \alpha\right)
 \end{aligned} \quad (8)$$

위에서 구한 식으로 상관기를 통과한 다음의 신호를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 z_{I(n)}^{early}(k) &= \cos\left(2\pi \frac{nk}{K} + \alpha\right) \times y_n^{(k)} \\
 z_{I(n)}^{late}(k) &= \cos\left(2\pi \frac{nk}{K} - \alpha\right) \times y_n^{(k)} \\
 z_{Q(n)}^{early}(k) &= \sin\left(2\pi \frac{nk}{K} + \alpha\right) \times y_n^{(k)} \\
 z_{Q(n)}^{late}(k) &= \sin\left(2\pi \frac{nk}{K} - \alpha\right) \times y_n^{(k)}
 \end{aligned} \quad (9)$$

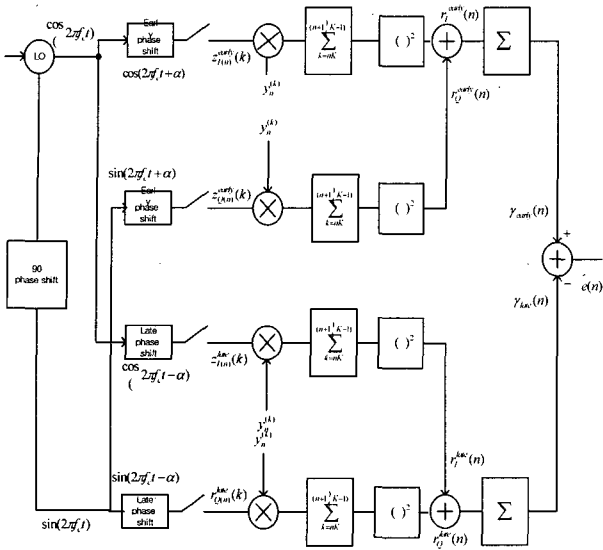


그림 3. 직접 변환 수신기의 위상 오류 보정을 위한 early-late 보상기의 구조

Fig. 3. Structure of the Early-late compensator.

덧셈기를 통과한 후의 신호 즉, I와 Q채널의 상관값을 더하고 나면,

$$\begin{aligned} r_{early}(n) &= r_I^{early}(n) + r_Q^{early}(n) \\ r_{late}(n) &= r_I^{late}(n) + r_Q^{late}(n) \end{aligned} \quad (10)$$

위에 구한 I와 Q 채널에 대한 early, late 상관값의 차이를 이용해서 최종적으로 위상 오류 추정을 위한 상관값을 구하면 아래와 같다.

$$\hat{e}(n) = r_{early}(n) - r_{late}(n) \quad (11)$$

식11에서 구한 상관값을 바탕으로 그 값에 따른 위상 오류를 찾을 수 있다.

추정된 위상 오류값은 실제 환경에서는 그 값이 시간에 따라 변화하여서 시간에 따른 위상 오류 추정이 필요하다. 하지만, Early-late 위상 보상기의 시간 지연으로 인해 각각의 데이터마다 위상 오류값을 추정하는 것은 불가능하다. 따라서 데이터의블록마다 새로 위상 오류의 값이 추정되어야 된다. 이때 N개의 데이터 블록마다 위상 오류 값을 추정할 필요가 있다. 하지만, N개의 블록마다 위상 오류 값을 추정할 경우 한 블록 내에서 서서히 변화하는 위상 오류는 추정할 수 없다. 서서히 변화하는 위상 오류를 추정하기 위해서 Early-late 위상 보상기는 아래와 같은 재귀적인 절차를 수행한다.

$$\hat{e}(n+1) = (1-\rho)\hat{e}(n) + \rho\hat{e}(n+1) \quad (12)$$

표 1. System Parameters.

Table 1. System Parameters.

Parameter	Value
Modulation	DQPSK
Carrier frequency	5 GHz
Data rate	50 Mbits/s
Accumulation length N	50

ρ 는 1보다 작은 정수로 현재값과 과거값과의 가중치를 나타낸다.

2. Power Accumulation

Early-late 위상 보상기는 로컬 오실레이터의 early와 late 신호와 RF 신호와의 상관값을 이용해 위상 오류를 추정한다. 하지만, 채널을 통과한 RF 수신 신호는 위상 오류뿐만 아니라, AWGN 잡음이 들어가게 된다. 즉, 위상 오류 추정을 위한 상관값은 위상 오류와 AWGN 잡음에 의해 결정됨으로 수신 신호 전력이 낮은 경우 Early-late 위상 보상기의 성능이 저하되게 된다. 따라서 이것을 방지하기 위해 본 논문에서는 power accumulator를 제안한다. Power accumulator는 입력된 RF 신호를 한 심볼씩 서로 더하게 되다. 이렇게 accumulation length 인 N개의 심볼을 서로 더함으로써 random 한 잡음인 AWGN의 영향을 줄여줄 수 있어서 낮은 SNR 상황에서도 위상 보상기의 성능을 유지시킬 수 있다.

$$\hat{y}(n) = \sum_{n=0}^N \sum_{k=0}^K y(nkTs) \quad (13)$$

여기서 N은 accumulation 길이를 나타내고 K는 샘플링 인덱스를 나타낸다.

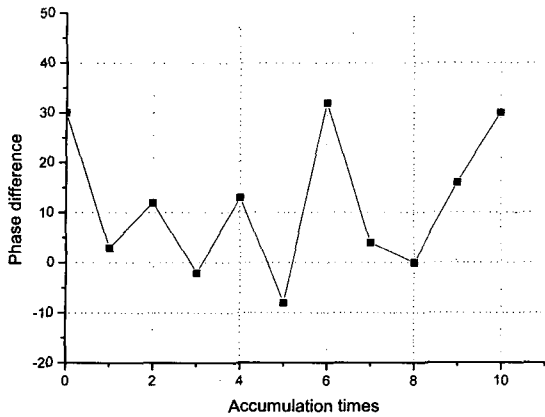
IV. 모의실험 결과

1. System Parameter

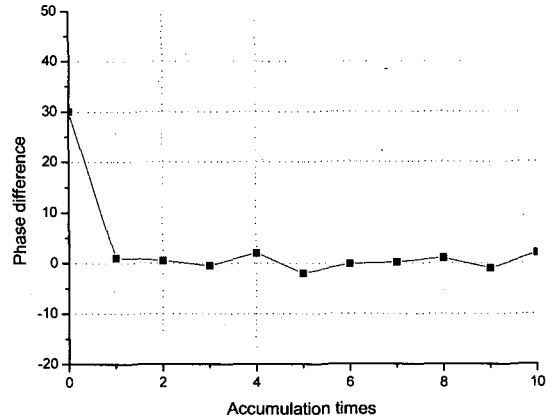
표 1은 본 논문에서 시뮬레이션을 위해 사용된 파라미터의 값들을 보여주고 있다. 변조 기법으로는 DQPSK를 사용하였고 carrier frequency는 5GHz, 전송 속도는 50 Mbits/s 이다. 그리고 accumulation 크기는 50을 사용하였다.

2. Accumulator의 성능

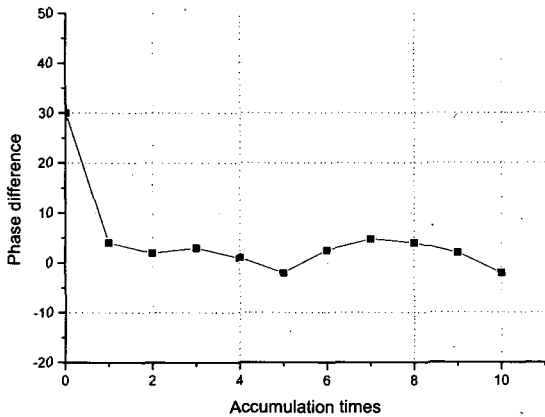
그림 4는 SNR이 2dB인 경우 accumulation length



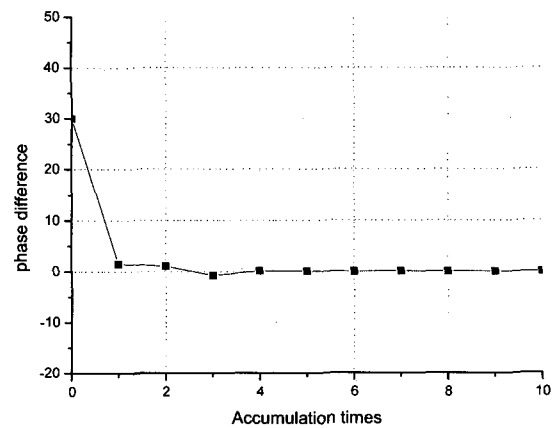
(a) N=1



(a) N=1



(b) N=20



(b) N=20

그림 4. accumulator의 성능 (SNR=2dB)
Fig. 4. Performance of the accumulator, (SNR=2dB)

에 따른 결과를 보여주고 있다. N이 증가함에 따라 위상 오류 차이가 현저히 줄어드는 것을 나타내고 있다. 그림 5는 그림 4보다 SNR이 높은 4dB인 경우 시뮬레이션을 수행하였다. SNR이 4dB인 경우 accumulation length가 작아도 좋은 성능을 유지함을 보이고 있다. 이 경우 N=20 일 때를 살펴보면 오류 없이 위상을 모두 수렴해가는 것을 볼 수 있다.

그림 6은 accumulation의 크기 N에 따른 추정된 위상 오류와 실제 위상 오류 값의 MSE(Mean Square Error) 곡선을 나타내고 있다.

$$MSE = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |\hat{e}(n) - e(n)|^2 \quad (14)$$

Accumulation의 크기 N이 커짐에 따라 MSE의 값이 작아짐으로 accumulation의 크기가 클수록 정확한 위상 오류값을 추정할 수 있음을 알 수 있다. N이 커질수록

그림 5. accumulator의 성능 (SNR=4dB)
Fig. 5. Performance of the accumulator, (SNR=4dB)

위상 오류를 추정하기 위한 상관값을 구하는데 AWGN의 영향을 줄여줄 수 있어 좀더 정확한 상관값을 구할 수 있기 때문이다.

3. six port 직접 변환 수신기의 성능

그림 7과 8은 six port 직접 변환 수신기의 성능을 보여주고 있다. 로컬 오실레이터와 RF 입력 신호 사이에 위상 오류가 발생하지 않은 이상적인 경우의 성능과 위상 오류가 발생한 경우의 수신기의 성능을 보여주고 있다. 그림 7에서 25도~35도의 위상 오류는 25도와 35도사이의 랜덤한 위상 오류를 의미하고 있다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통해서 45도와 55도 사이의 위상 오류가 발생한 경우, 제안된 시스템이 기존 시스템에 비해4dB 정도의 성능 개선이 있음을 알 수 있었다.

그림 8은 위상 오류가 0도에서 40도로 서서히 변화하는 경우의 제안한 six port 직접 변환 수신기의 성능을

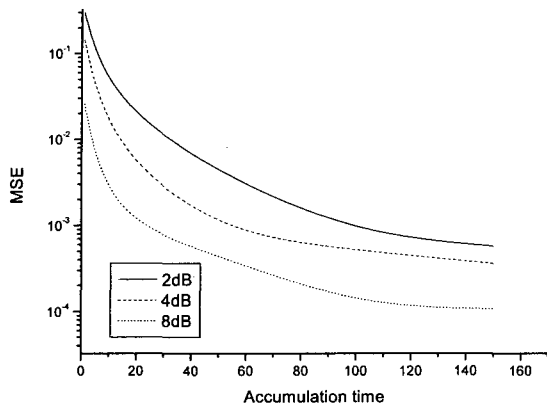


그림 6. Accumulation에 위상 오류의 MSE 비교
 Fig. 6. Performance of the accumulator,

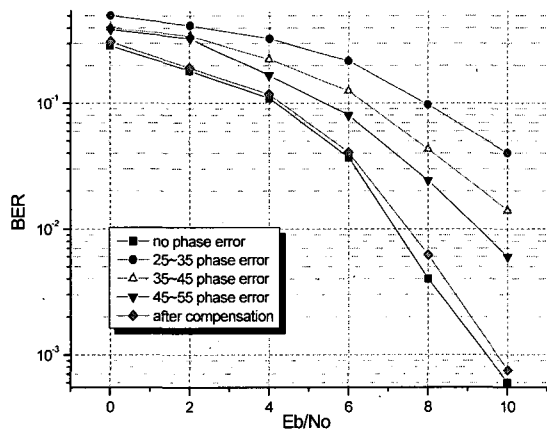


그림 7. 위상 오류에 대한 직접 변환 수신기의 성능
 Fig. 7. BER of the six port direct receiver for different phase errors,

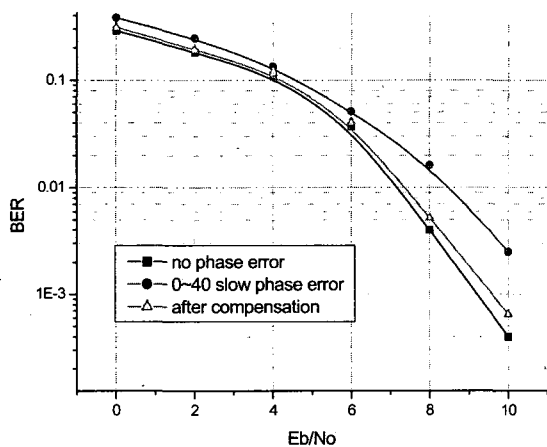


그림 8. 서서히 변화는 위상오류에 대한 성능
 Fig. 8. BER of the six port direct receiver for slowly changing phase errors,

나타내고 있다. 그래프를 통해 Early-late 위상 보상기가 서서히 변화하는 위상 오류도 추정할 수 있음을 알 수 있었다. 이 경우의 수신단에서 약 2dB의 성능 개선을 할 수 있는 것을 알 수 있다.

V. 결론

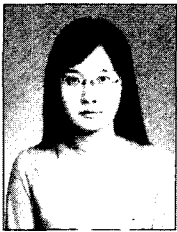
본 논문에서는 SDR기반의 직접 변환 수신기 구현에 사용된 six port를 분석하였고 실제 six port 구조를 이용해 구현된 직접 변환 수신기에서 위상 오류가 발생한 경우의 수신기에서의 성능 열화에 대해 연구하였다. 성능 열화를 극복하기 위해 실시간으로 위상 오류를 보정하는 Early-late 위상 보상기를 제안하였으며 낮은 SNR 상황에서도 동작할 수 있게 power accumulator를 제안하였다. 제안된 알고리즘은 일정 범위의 위상 오류가 난 경우뿐 아니라 서서히 위상 오류가 변화하는 경우에도 정확히 위상 오류를 추정하였다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 45도~55도 사이의 랜덤 위상 오류가 난 경우를 기준으로 볼 때, 기존의 시스템보다 4dB 이상의 성능 개선을 보여주었다. 또한 서서히 위상이 변화하는 경우에도 기존의 시스템보다 2dB의 성능 개선이 있음을 볼 수 있었다. 본 논문에서 제안된 시스템은 SDR기반의 미래 이동통신 시스템에서 multi-band, multi-mode 통신을 지원하기 위해 적합하다.

참고 문헌

- [1] Behzad Razavi, "Design Considerations for Direct Conversion Receivers", IEEE Trans, circuits and systems Vol. 44, NO. 6, JUNE 1997.
- [2] M.Abe, N.Sasho, R.Morelos-Zaragoza and S.Haruyama, "An RF Architecture for Software Defined Receivers", Microwave Workshop & Exhibition 2002, Yokohama, Dec. 2001.
- [3] Ji Li, R.G. Bosisio, Ke Wu, "A Six-Port Direct Digital Millimeter Wave Receiver", 1994 IEEE MTT-S Digest, pages 1659-1662.
- [4] James K. Cavers and Maria W. Liao, "Adaptive Compensation for Imbalance and Offset Losses in Direct Conversion Transceivers", IEEE Trans, Vehicular technology, Vol 42. NO. 4, November 1993.
- [3] M.Abe etc "Direct Conversion Receiver MMIC using Six-port Technology", European Conference on Wireless Technology 2000.
- [4] Sinping Huang, etc, "I/Q-Channel regeneration in

- 5-port junction based direct receiver", Technologies for wireless applications, 1999. Digest. 1999 IEEE MTT-S Symposium on, 21-24 Feb 1999.
- [5] Xinping Huang, "On Transmitter Gain/Phase Imbalance Compensation At Receiver", IEEE Communications on Letters, Vol. 4, NO. 11, November 2000.
- [6] Seayoung Kim, Nak-Myeong Kim, "I/Q channel regeneration in 6-port junction based direct receivers", JWMMC(The First Korea-Japan Joint Workshop on Mobile Multimedia Communications) 2003.

저 자 소개



김 세 영(정회원)
 2002년 2월 이화여자대학교
 정보통신학과 학사 졸업
 2002년 8월:이화여자대학교
 정보통신학과 대학원
 이동통신연구실 입학
 <주관심분야: SDR, Direct receiver, OFDMA 시스템, Multiuser Detection>



김 낙 명(정회원)
 1980년 서울대학교 전자공학과
 졸업
 1982년 KAIST 전기 및 전자
 공학과 석사
 1990년 미국 Cornell University
 전기공학과 공학박사
 1990년 ~ 1996년 : LG 정보통신(주) 책임연구원
 1996년 ~ 현재: 이화여자대학교 공과대학
 정보통신학과 부교수.
 <주관심분야: SDR, MIMO-OFDM, 4G Mobile communication, cross-layer optimization>



김 영 완(정회원)
 1983년 2월: 경북대학교 공과대학
 전자공학과 (공학사)
 1985년 2월: 경북대학교 대학원
 전자공학과 (공학석사)
 2003년 2월 충남대학교 대학원
 전자공학과 (공학박사)
 1992년~현재 한국전자통신연구원
 광대역멀티미디어연구팀(책임연구원)
 <주관심분야: 디지털 전송, 디지털 위성통신/방송
 시스템, Microwave devices 등 >