

해양 VHF 디지털 통신을 위한 기저대역 수신기 설계

종신회원 김 승 근*, 정회원 윤 창 호*, 김 시 문*, 임 용 곤*

Baseband Receiver Design for Maritime VHF Digital Communications

Seung-Geun Kim* *Lifelong Member*,
Changho Yun*, Sea-Moon Kim*, Yong-Kon Lim* *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 해상 이동업무에 활용되어 있는 VHF 대역에서 선박과 육상간 및 선박과 선박간에 $\pi/4$ -DQPSK 변조방법을 이용하여 디지털 데이터 및 e-mail을 교환하기 위한 기저대역 수신부 설계에 대하여 논한다. 해상 통신 장치는 상대적으로 큰 주파수 불안정성을 허용하기 때문에, 상대적으로 큰 주파수 편이를 갖을 수 있는 수신 신호로부터 심볼시간 및 주파수 편이 등의 동기파라미터를 추정하고 이를 보상할 수 있는 기능을 갖도록 기저대역 수신기를 설계하였다. BER의 모의실험을 통하여 설계한 기저대역 수신기는 20%이상의 정규화 주파수 편이가 존재하더라도 AWGN 채널환경하에서 0.5dB 이내의 성능열화가 있음을 확인 하였다.

Key Words : Maritime VHF Digital Communications, Baseband Receiver Design, Synchronization, ITU-R M.1842, $\pi/4$ -DQPSK

ABSTRACT

In this paper a design of $\pi/4$ -DQPSK baseband receiver for the exchange of digital data and e-mail between shore and ship stations and/or among ship stations in the maritime mobile service VHF channels is described. Due to the permitted relatively big frequency instability of local oscillators at the transmitter and the receiver of maritime communication system, the designed baseband receiver should have the capabilities of correct estimation and compensation of the synchronization parameters, such as symbol timing and frequency offset, from the received signal which might include relatively big frequency error. Simulated BER results show that the designed baseband receiver works less than 0.5dB loss under AWGN channel when the normalized frequency offset of the received signal is more than 20%.

I. 서 론

육상의 이동통신 기술이 발전함에 따라 해상에서도 저비용으로 e-mail, SMS, 팩스 전송뿐만 아니라 육상에서와 같은 인터넷 연결 서비스 등 디지털 데이터 통신에 대한 요구가 증가하고 있다^[1]. 그러나, 현재까지

해상통신은 전세계를 운항하는 선박의 안전 운항 및 해난사고 발생시 신속한 구조활동을 위해 주로 사용되어 왔다. 그 대표적인 예로 1999년 2월부터 일정한 이상의 선박에 의무적으로 탑재하도록 강제화된 GMDSS (Global Maritime Distress Safety System)^[2] 는 해상 안전을 위해 조난된 선박이 가능한 모든 통신

* 본 논문은 국토해양부 연구과제(과제명: 해양RF기반 선박용 Ad-hoc 네트워크 기술개발)에서 수행된 연구결과 중 일부임을 밝히며 연구비 지원에 감사드립니다.

* 한국해양연구원 해양시스템연구부(sgkim, sgn0178, smkim, yklim@moeri.re.kr)

논문번호 : KICS2011-02-084, 접수일자 : 2011년 2월 6일, 최종논문접수일자 : 2011년 8월 5일

수단을 동원하여 조난신호를 송신하고, 수신측에서는 신속하게 구조활동을 벌일 수 있도록 지원하는 통신 체계로서 선박에 장착된 다양한 종류의 통신장비로 구성되며, 이러한 통신장비 대부분은 음성통신을 중심으로 사용되어져 왔다. 또한, AIS (Automatic Identification System)^[3] 등 일부 시스템은 안전운항과 관련된 정보를 디지털로 방송하는 시스템이 존재하나, 매우 제한된 양의 데이터 전송만이 허용되며, 데이터의 중계기능 등이 포함되지 않아 본격적인 디지털 데이터 전송에는 많은 제약이 따른다. 이러한 제약을 극복하기 위하여 해상이동업무에 분배된 초단파 주파수대에서 새로운 디지털 기술을 도입하기 위한 협의가 진행중이다.

2000년에 개최된 세계전파통신회의(WRC- 2000)에서 해상이동업무에 할당된 초단파 대역에서 새로운 디지털 기술 사용할 것을 고려토록 결의(결의 342)하였으며^[4], 2003년과 2007년에 개최된 세계전파통신회의(WRC-03,WRC-07)에서 국제전파규칙(RR) 부록 18(VHF해상이동대역 송신주파수표)을 개정하여 새로운 디지털 기술의 초기 실험 및 도입시 자발적인 범주에서 국제전파규칙 부록 18에 있는 여러 주파수 채널을 사용할 수 있도록 하였으며^[5], 이를 실현시키기 위해 ITU-R 5연구반(SG5, 2008년 SG8에서 개편됨) 작업반 WP5B(WP8B에서 개편됨)을 중심으로 디지털 데이터와 e-mail의 교환을 위한 연구가 진행되었으며, ITU-R M.1842^[6] 및 ITU-R M.1842-1^[7]의 국제 권고안을 제정하였다.

또한, 선박의 안전하고 경제적인 운항을 육상에서 원격 지원하고, 육상에서 선박을 모니터링 하고 위기 대응 등에 적용하기 위한 해양통신장치에 대한 요구가 증대하고 있으며, 이러한 요구에 대응하고자 HF 대역 디지털 통신, VHF 대역 디지털 통신 및 위성통신을 적용한 해상 멀티대역 시스템 및 이의 응용 시나리오를 [8]에서 논하였다. 본 논문에서는 이들중 해상 VHF 대역에서 물리계층으로 사용하는 디지털 모뎀의 기저대역 수신기 설계에 대하여 논한다. 이 시스템은 ITU-R M.1842 및 ITU-R M.1842-1에서 공통으로 포함하는 $\pi/4$ -DQPSK 신호를 수신하기 위한 시스템이다.

ITU-R M.1842-1에서는 4가지 예제 시스템을 제시하고 있으며, 그 중 하나가 25kHz 대역폭인 해상 VHF채널에서 $\pi/4$ -DQPSK변조방법을 사용하여 디지털 데이터를 교환하는 시스템이다. $\pi/4$ -DQPSK 변조신호는 기저대역 차동복조 방법, IF대역 차동복조 방법 및 FM discriminator 복조 방법등을 이용하여 복조할 수 있으며^[9-11], 이중 기저대역 신호를 이용하여

수신기를 설계하는 방법에 대하여 논한다. 차동복조는 위상편이의 추정 및 보상을 하지 않아도 되고, 심볼시간과 주파수 편이의 동기만 요구되어 수신기가 간단해 지는 장점이 있다^[11,12]. $\pi/4$ -DQPSK 수신 신호의 심볼시간 동기를 위해 Gardner의 TED(Time Error Detector)를 사용하여 루프로 구성된 동기부가 주로 설계 되었으며^[12], 최근에는 Polyphase 필터뱅크를 사용하는 방식^[13]이 제안되기도 하였다. 또한, 작은 주파수 편이 추정을 위하여, 차동복조 한 신호를 입력신호로 하여 데이터 도움방식^[12,14]이나 비데이터도움방식^[15]의 주파수 편이 추정 방법이 제안되었으며, 특히 [15]에서는 Rayleigh 채널환경에서 보다 우수한 성능을 얻기 위해 일정 SNR 이상의 수신 신호만 이용하여 주파수 추정을 하는 방법을 제안하였다. 이러한 방법들은 작은 주파수 편이를 갖는 환경에서 적용가능하나, ITU-R M.1842 및 ITU-R M.1842-1의 권고안의 예제 시스템들은 공통적으로 육상국의 경우 5ppm이하의 주파수 안정도를 요구하고 있으며, 해상국(선박 장착 시스템)의 경우 10ppm이하의 주파수 안정도를 요구하고 있어, 해상주파수 대역에서 20%이상의 정규화 주파수 오차가 발생할 가능성이 있어 이를 극복할 수 있는 기저대역 수신기를 설계하여야 한다. 본 논문에서는 이러한 큰 정규화 주파수 편이를 극복할 수 있는 $\pi/4$ -DQPSK 기저대역 수신기 설계에 대하여 논한다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. 제 II장에서는 본 논문에서 고려하는 $\pi/4$ -DQPSK 변조신호의 신호모델 및 국부발진기의 불안정성으로 인하여 발생하는 주파수 편이 오차 범위를 분석하였으며, 제 III장에서는 상대적으로 큰 정규화 주파수 편이 오차를 갖는 수신신호를 복조하기 위하여 주파수 편이와 심볼시간 편이를 추정 및 보상하는 기저대역 수신기 설계를 수행한 결과에 대하여 논하며, 제 IV장에서는 제 III장에서 설계한 기저대역 수신기의 성능을 AWGN채널 환경에서 성능 시험한 결과를 설명하며, 제 V장에서 결론을 맺는다.

II. 신호모델 분석

본 장에서는 본 논문에서 고려하는 $\pi/4$ -DQPSK 변조 신호의 송신신호와 수신신호 모델 및 국부발진기의 불안정성으로 인하여 발생하는 주파수 편이 오차 범위에 대하여 설명한다.

2.1 송수신 신호 모델

$\pi/4$ -DQPSK 변조 방법은 45°만큼 틀어진 두 개의

QPSK 신호집합을 서로 교대로 사용하면서 입력데이터에 해당하는 위상차에 비례하는 위상만큼 천이된 신호를 전송한다. 즉, 홀수번째 심볼구간에서는 그림 1.(a)의 QPSK 신호집합중 하나의 심볼을 전송하고, 짝수번째 심볼구간에서는 그림 1(b)의 45°만큼 틀어진 QPSK 신호집합중 하나의 심볼을 전송하는 변조 방법이다. k번째 심볼과 (k+1)번째 심볼은 식 (1)과 같이 차동신호가 Gray 매핑 되어 있다.

$$s(k) = s(k-1) \cdot \exp[j2\pi\theta(k)] \quad (1)$$

여기서, $s(0) = 1$ 이며, $\theta(k) \in \left\{ \frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, -\frac{3\pi}{4}, -\frac{\pi}{4} \right\}$ 이며, 입력데이터 비트의 조합에 의해 표 1과 같이 결정한다. 심볼로 변환된 입력데이터는 0.35의 초과대역폭을 갖는 RRC(Root-Raised Cosine) 필터를 펄스성형필터로 사용하여 대역제한을 시킨 후, 반송파대역으로 변조하여 14.4 kbps(symbols per second)로 송신한다. 또한, 송신신호는 일정길이의 패킷단위로 송신하고, 시분할 다중 접속 방법을 사용하여 채널에 데이터를 전송하고, 하나의 시간 슬롯에 하나의 패킷만 전송한다고 가정한다.

수신측에서는 수신신호와 반송주파수에 해당하는 국부발진기 출력을 믹싱 후 저역통과 필터링을 하여 기저대역 신호로 변환하고, 동기신호를 추출 및 보정한 후 전송신호를 차동복조기를 사용하여 송신신호를 결정한다. 수신 신호의 기저대역 등가모델을 식 (2)와

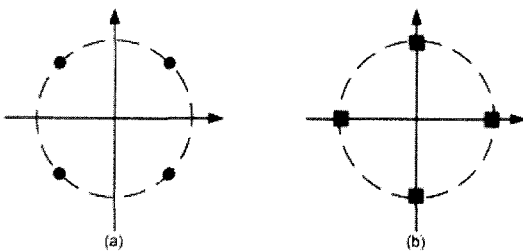


그림 1. $\pi/4$ DQPSK 신호의 성상도
Fig. 1. Signal constellation of $\pi/4$ DQPSK signal

표 1. 입력 데이터에 따른 신호의 위상 매핑
Table 1. Signal phase mapping on the input bit data

I-ch data	Q-ch data	$\theta(k)$
0	0	$\pi/4$
0	1	$-\pi/4$
1	0	$3\pi/4$
1	1	$-3\pi/4$

같이 모델링 할 수 있다.

$$r(t) = \exp(j[2\pi f_c t + \phi]) \sum_i s(i)g(t-iT-\tau) + n(t) \quad (2)$$

여기서, $g(t)$ 는 초과대역폭 α 인 RRC 펄스 성형 필터의 순시응답이고, f_c 는 송수신기의 국부발진기 오차에 의해 발생하는 주파수 편이이고, ϕ 는 위상편이이며, T 는 심볼주기이며, τ 는 심볼시간 위상편이이며, $n(t)$ 는 AWGN 채널 잡음이다.

2.2 주파수 오차 범위 분석

본 논문에서는 선박국과 육상국간, 육상국과 선박국간 뿐만 아니라 선박국과 선박국간 통신도 가능하도록 하는 해상용 VHF대역 디지털 통신장치에서 사용 가능한 기저대역 수신기 설계를 목표로 한다. 그러므로, 상대적으로 주파수 오차범위가 큰 선박국간 통신 경우를 가정하여 주파수 오차 범위를 분석하였다.

선박국의 주파수 안정도를 각각 P ppm이라고 하고, 반송주파수를 F MHz라면, 송신기와 수신기의 국부발진기 오차에 의해 발생하는 수신신호의 최대 주파수 편이는 $F \cdot 2P$ Hz이다. ITU-R 국제권고인^{6,7)}에서 선박국의 국부발진기 주파수 안정도는 10 ppm 이내로 규정하고 있고, 해상용 VHF 채널은 156 MHz ~ 163 MHz 사이에 할당되어 있으므로, 사용 채널에 따라 3.12 kHz ~ 3.26 kHz의 최대 주파수 편이가 발생할 수 있다. 이는 주파수 편이와 심볼시간을 곱한 정규화 주파수편이는 사용 채널에 따라 최대 0.217 ~ 0.226이 되며, 심볼당 최대 78.0° ~ 81.5°의 위상회전을 일으킬 수 있다는 것을 의미한다. 이는 $\pi/4$ -DQPSK 차동복조기의 판단 경계인 $\pm 45^\circ$ 보다 큰 값으로 수신기에서 다른 심볼로 결정할 가능성이 높아 데이터를 올바로 복원하지 못하는 문제점이 있다.

AWGN 채널에서 이상적인 샘플시간을 갖으며 비동기 차동복조를 수행하는 경우, 정규화 주파수 편이에 따른 $\pi/4$ -DQPSK 변조방법의 BER (Bit Error Rate) 성능을 시뮬레이션한 결과가 그림 2에 있다. 그림 2에서 파란색은 AWGN 채널환경에서 이론적인 성능 곡선이다¹⁶⁾. 그림에서 보면, 정규화 주파수 편이가 5% 이면 약 4dB의 손실이 발생함을 볼 수 있으며, 10% 만 되더라도 10^{-3} BER에서 약 18 dB의 손실이 발생한다. 그러므로, ITU-R M.1842 권고안의 스펙을 따르는 $\pi/4$ -DQPSK 기저대역 수신기는 비록 차동복조를 수행하더라도 국부발진기의 불안정성으로 인하여

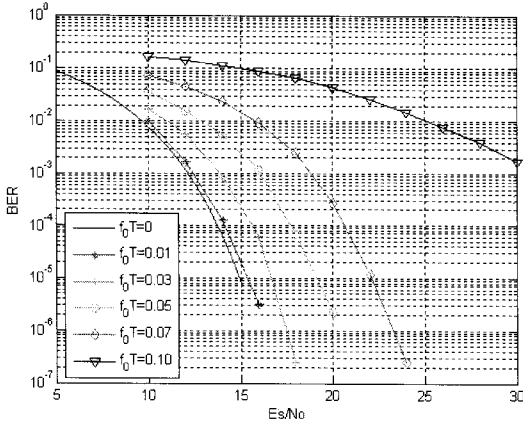


그림 2. 정규화 주파수편이에 따른 $\pi/4$ -DQPSK 변조방법의 BER 성능
Fig. 2. BER of $\pi/4$ -DQPSK modulation according to the normalized frequency offsets upto 10%

큰 주파수 편이를 보상하는 기능을 반드시 포함하여야 한다.

III. 기저대역 수신기 설계

기저대역 수신기는 수신한 기저대역 신호로부터 주파수 편이, 심볼시간 편이, 위상편이 등을 보상하여 전송된 신호를 결정하는 기능을 수행한다. 본 장에서는 해상용 VHF 대역에서 20%이상의 정규화 주파수 오차($f_0 T$)를 갖는 $\pi/4$ -DQPSK 수신신호를 복조하기 위한 기저대역 수신기의 설계에 대하여 설명한다. 본 설계에서 수신기 전단부는 수신 신호에 존재하는 주파수 편이에 의해 신호가 왜곡되지 않을 만큼 넓은 통과대역을 가지고 있으며, 기저대역 신호는 왜곡없이 A/D 변환된다고 가정한다. 또한, 채널에 신호의 존재여부의 검출은 오류가 없다고 가정하였으며, AWGN 채널환경을 가정하였다.

3.1 기저대역 수신기 구조 설계

$\pi/4$ -DQPSK 변조 신호는 차동복조 방법을 사용하여 수신 데이터를 판단할 수 있다. 차동복조 방법은 위상차에 정보를 실어 보내는 방법으로 이웃한 심볼간의 위상차만 복조에 필요하므로, 수신기에서 심볼시간 편이와 주파수 편이만 추정·보상하고 위상편이는

보상하지 않는다. 일반적으로 정규화 주파수 편이는 1보다 매우 작은 값을 가정하지만, 본 설계에서는 2.2절에서 분석한 바와 같이 최대 정규화 주파수 편이가 0.2이상 되고, 이로 인하여 수신신호 검출기의 성능이 매우 떨어지므로 이를 극복할 수 있도록 설계하여야 한다. 또한, 해양 VHF 대역에서 수신기에 수신된 신호는 해양 및 육상에 산재해 있는 여러 선박국 및 육상국으로부터 송신된 신호이고, 수신기에 도달하기까지의 전파 지연 시간 및 주파수 편이량은 매 시간순마다 큰 편차를 갖을 수 있기 때문에 매 패킷마다 독립적으로 주파수편이 및 심볼시간 편이를 보상하여야 한다. 이러한 환경에서는 긴 수렴시간이 필요한 FB(Feedback) 동기 알고리즘 보다는 추정방법을 사용하는 FF (Feed-forward) 동기 알고리즘들이 적합하다.

큰 주파수 편이를 갖는 $\pi/4$ -DQPSK 수신신호를 복조하기 위하여 그림 3과 같이 주파수 편이를 두 번에 걸쳐 복원하는 구조를 갖는 기저대역 수신기를 제안한다. 제안한 기저대역 수신기는 샘플링된 기저대역 수신 신호를 이용하여 매 패킷마다 성진 주파수 편이 추정 및 보상, 심볼시간 편이 추정 및 보상, 세부 주파수 편이 추정 및 보상의 순서로 수신신호에 존재하는 주파수 편이와 심볼 편이를 보상하고, 보상된 신호를 정합필터링 후 송신 데이터를 결정하는 구조를 갖는다.

먼저, 성진 주파수 편이 추정 및 보상기에서는 상대적으로 큰 주파수 편이 오차를 추정하고 이를 보상하는 연산을 수행한다. 성진 주파수 편이 보상 후, 심볼시간을 추정하여 등간격으로 심볼당 2번 과샘플링된 신호가 되도록 보간(Interpolation)과 보삽(Decimation)을 수행한다. 세부 주파수 편이 추정 및 보상기에서는 심볼시간 보상되고 심볼당 2번 과샘플링 신호중 심볼시간에 해당하는 샘플들을 이용하여 잔존 주파수 편이를 추정하고, 이를 보상한다. 심볼시간과 주파수 편이가 보상된 심볼당 2번 과샘플링된 신호열을 정합필터링한 후 차동복조를 수행하여 전송신호를 결정한다. 동기 추정 및 보상 블록의 보다 자세한 설명은 3.2절 ~ 3.4절에서 설명한다.

3.2 성진 주파수 편이 추정 및 보상 방법

성진 주파수 편이 추정기는 기저대역 수신기에서

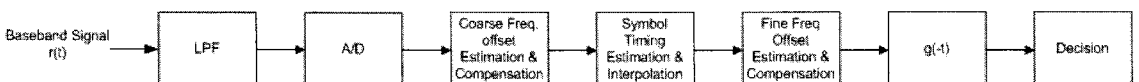


그림 3. 기저대역 수신기 신호처리 블록도
Fig. 3. Block diagram of signal processing of baseband receiver

제일 먼저 동기 복원을 수행하는 기능블럭이다. 성진 주파수 편이 추정기에 입력되는 기저대역 신호는 전송 데이터를 알지 못하고, 심볼시간에 대한 정보도 알지 못하고, 입력 신호가 큰 주파수 편이를 가질 수 있다. 그러므로, 심볼시간 및 데이터의 도움 없이 넓은 범위에서 주파수 편이를 추정할 수 있는 방법을 사용하여 주파수 편이를 추정하여야 한다. 이러한 경우에 사용할 수 있는 방법이 그림 4에 나타낸 D&M (Delay-and-Multiply) 방법이 있다^[17]. D&M 방법^[17]은 심볼당 N번 과샘플링되는 경우, 식 (3)과 같이 주파수 편이량을 추정할 수 있다.

$$\hat{f}_0 = \frac{1}{2\pi\Delta T} \cdot \arg \left\{ \sum_{k=0}^{M_0-1} r(kT_s) r^*(kT_s - \Delta T) \right\} \quad (3)$$

여기서, ΔT 는 시간지연 길이이고, L_0 는 관찰심볼 길이이며, $T_s (= T/N)$ 는 샘플시간 간격이다. 식 (3)의 성진 주파수 편이 추정방법은 그림 4에 나타낸 것과 같은 세부 기능블럭으로 구현한다. 여기서, 설계 파라미터로는 시간지연 길이 ΔT , 심볼당 과샘플수 N , 관찰 길이 L_0 등이 있으며, 본 설계에서 결정한 파라미터는 IV장에서 시뮬레이션 결과에서 논한다.

주파수 편이 보상은 그림 5와 같이 주파수 편이 추정값 \hat{f}_0 에 $2\pi k\Delta T$ 를 곱한 후, $-\pi$ 부터 π 사이의 값을 갖도록 모듈로 연산을 수행하여 k번째 샘플의 위상 보상량인 $\psi(k)$ 를 계산하고, 수신신호 샘플 $R(kT_s)$ 를 $-\psi(k)$ 만큼 위상회전시켜 주파수 편이를 보상한다.

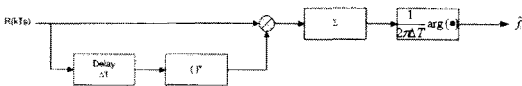


그림 4. 성진 주파수 편이 추정 방법
Fig. 4. Coarse frequency offset estimation scheme

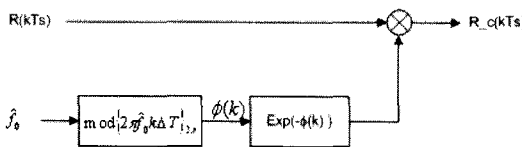


그림 5. 성진 주파수 편이 보상 방법
Fig. 5. Coarse frequency offset compensation scheme

3.3 심볼시간 편이 추정 및 보상 방법

해양 VHF 대역에서 수신기에 수신된 신호는 해양 및 육상에 산재해 있는 여러 선박국 및 육상국으로부터

터 송신된 신호이고, 수신기에 도달하기까지 시간 지연을 알 수 없으므로, 매 버스트 마다 심볼시간을 추정하여야 한다. 또한, 패킷의 실효 전달율을 높이기 위하여 동기를 위한 프리앰블을 최소화하기 위하여 비데이터 도움방식을 적용하였다. 비데이터 도움방식의 심볼시간 추정방법은 ML방법과 O&M방법이 있다^[17]. ML방법은 O&M방법보다 추정 분산이 작아 더 우수한 성능을 보이며, ML방법은 심볼당 2번이상의 과샘플링이 필요하고, O&M방법은 심볼당 4번이상의 과샘플링이 필요하여 ML방법이 샘플 데이터 수를 줄일 수 있는 장점이 있다. 그러나, ML방법은 추가적인 필터 연산이 필요하여 O&M 방법보다 연산복잡도가 높은 단점이 있어, 본 설계에서는 O&M방법을 선정하였다. O&M 심볼시간 추정방법은 그림 6과 같다.

추정된 심볼시간 편이를 참조하여 보간과 보상을 수행하여 심볼당 2번 과샘플링된 신호열이 되도록 심볼시간 편이를 보상한다. 보간의 방법은 선형, 파라볼릭(Parabolic), 큐빅(Cubic) 보간방법이 있으며, 선형 보간은 두 개의 계수만 필요하며, 나머지 방법은 네 개의 계수가 필요하다. 큐빅 보간 방법이 제일 우수한 성능을 보이나, 보간 계수를 얻기 위하여 3차 다항식을 계산해야하는 복잡성이 있다^[17]. 본 설계에서는 한 버스트 동안 보간 계수를 한 번만 구하면 되므로, 성능이 우수한 큐빅 보간 방법을 사용하였다.

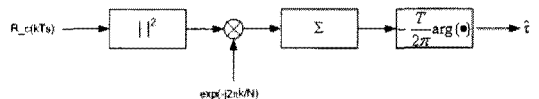


그림 6. O&M 심볼시간 추정방법
Fig. 6. O&M symbol timing estimation scheme

3.4 세부 주파수 편이 추정 및 보상 방법

IV장에서 보일 성능결과에서 보면, 성진 주파수 편이 추정 및 보상 이후에도 수% 정도의 정규화 주파수 편이 오차가 잔존하고 있다. 그러므로, 세부 주파수 편이 추정기(Fine Frequency Offset Estimator)에서는 수% 정도의 정규화 주파수 편이를 추정할 수 있어야 한다. 세부 주파수 편이 추정기의 입력 샘플열은 심볼시간 편이 보상이 완료된 심볼열이므로, 심볼시간은 알고 다는 가정을 적용한 비데이터 도움방식의 세부 주파수 편이 추정방법을 설계하였다. 비 데이터 도움방식을 적용한 이유는 앞절에서도 언급한 바와 같이 프리앰블을 최소화하기 위함이다. 설계한 추정기는 그림 7과 같으며, 이는 MAD AFC (Modified angle doubling automatic frequency control) 방법^[18,19]과

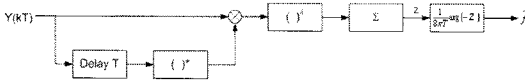


그림 7. 세부 주파수 편이 추정 방법
Fig. 7. Fine frequency offset estimation scheme

유사하다.

세부 주파수 편이 추정방법은 위상편이에 의한 영향을 제거하기 위하여 먼저 심볼간격의 샘플을 한심볼 만큼 지연시킨 신호의 공액복소수와 현재의 신호를 곱한 후, 이를 내제곱하여 데이터에 의한 영향을 제거하고, 관찰 구간동안 더하여 잡음의 영향을 감소시킨 후, 위상을 계산하여 주파수 편이를 추정한다. 주파수 편이 추정은 이론적으로 $|f_e T| < 1/8$ 이내의 주파수 편이를 추정할 수 있다. 주파수 편이의 보상은 성진주파수 편이의 보상과 같은 방법으로 보상한다.

IV. 기저대역 수신기의 성능 분석

본 장에서는 III장에서 설계한 기저대역 수신기의 성능을 시뮬레이션을 통하여 성능분석을 수행한 결과에 대하여 설명한다. 시뮬레이션을 위하여 기저대역 신호는 심볼당 8번 과샘플링 된다고 가정하였으며, 한 패킷의 길이는 500 심볼이며, 패킷에 동기화를 위한 프리앰블은 없다고 가정하였다.

성진 주파수 편이 추정을 위한 관찰길이는 100 심볼이고, 심볼시간은 이상적이며, 성진 주파수 편이 추정을 할 때 ΔT 를 한 샘플간격($1/8T$)을 적용하여 시뮬레이션한 결과가 그림 8에 있다. 그림에서 보면, SNR(Signal-to-Noise Ratio)이 12dB 이상이어야 주파수 편이 추정의 평균이 실제 값에 수렴하며, 추정 분산은 약 12dB SNR 이상에서 정규화 주파수 편이에 관계없이 동일한 추정분산 성능을 보이며, 약 16dB인 구간부터는 SNR이 증가하여도 추정성능이 개선되지 않는 특징을 보인다.

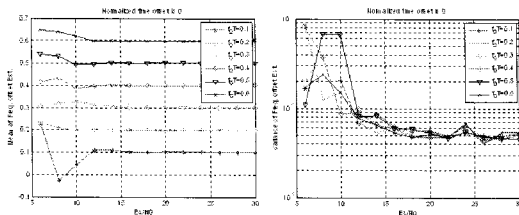


그림 8. 성진 주파수 편이 추정기의 평균과 분산 성능의 모의실험 결과
Fig. 8. Mean and variance of simulation results of coarse frequency offset estimator

성진 주파수 편이 추정 및 보상을 수행하였을 때, 정규화 주파수 편이에 따른 BER 성능을 분석한 결과를 그림 9에 나타내었다. 그림에서 보면, 정규화 주파수 편이량(10%~60%)에 관계없이 일정한 성능을 보임을 알 수 있으며, 성능시험 결과와 그림 2의 정규화 주파수 편이에 따른 BER 성능 시뮬레이션 결과를 비교하여 보면 정규화 주파수 편이가 5%인 경우와 BER 성능이 유사함을 알 수 있다. 그러므로, 잔존 주파수 편이는 약 5% 정도임을 알 수 있다.

또한, 2.2절에서 분석한 수신신호의 최대 정규화 주파수 편이보다 조금 작은 값인 20%의 정규화 주파수 편이인 경우, 성진 주파수 편이 추정기의 지연시간을 변경하면서, 성진 주파수 편이 보상 후 BER 성능의 시험결과가 그림 10에 있다. 결과에서 보면, 심볼당 8번 과샘플링하는 경우 2샘플지연까지는 비슷한 성능

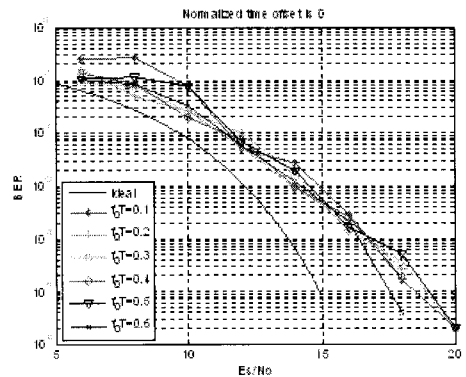


그림 9. 성진 주파수 편이 보상 후 정규화 주파수 편이에 따른 BER 성능
Fig. 9. BER performance according to the normalized frequency offset after coarse frequency offset compensation

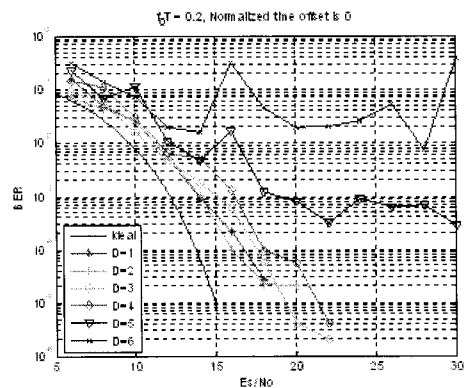


그림 10. 지연소자($D \cdot \Delta T$)에 따른 성진 주파수 편이 보상후 BER 성능
Fig. 10. BER performance after coarse frequency offset compensation on the coarse frequency offset estimate with various delay($D \cdot \Delta T$)

을 보이며, 샘플지연시간을 증가시키면 추정의 정확도가 떨어지며 5샘플 이상 지연시간을 갖는 경우 BER 성능이 급격히 나빠지는 결과를 보인다. 그러므로, 수신기 구현시 $1/4T$ 이내의 지연을 갖도록 하여야 할 것이다.

O&M 방법을 사용한 심볼시간 추정기에서 관찰길이가 100심볼일 때 추정 분산을 시뮬레이션한 결과를 그림 11에 나타내었다. 그림에서 보면, 수신신호의 주파수 편이에 관계없이 동일한 추정 성능을 보임을 알 수 있다. 이는 추정기에서 수신신호에 포함된 주파수 편이와 위상편이를 수신샘플 크기의 제곱을 구하는 과정에서 제거하기 때문이다. 심볼시간 추정기는 SNR 증가에 따라 추정분산이 감소하다 약 35dB SNR에서부터는 성능 개선이 이루어지지 않고 분산이 일정한 수준을 갖는 현상을 보인다. 또한, 이론적인 최소 분산값인 MCRB^[17]와 약 10 dB정도의 성능차가 있음을 확인할 수 있다.

세부 주파수 편이 추정기에서 관찰길이가 100심볼일 때 S 커브와 추정분산값을 SNR에 따라 시뮬레이션한 결과가 그림 12와 그림 13에 있다. 그림 12에서 보면 이론적으로 추정가능한 정규화 주파수 편이 범위인 $1/8$ 보다는 작은 범위에서 주파수 편이 추정이 가능함을 알 수 있다. 그리고, SNR이 증가함에 따라 왜곡없이 추정할 수 있는 주파수 편이 범위가 증가함을 볼 수 있다. 그림 13의 결과를 보면, 정규화 주파수 편이가 주파수 편이 추정가능 범위내에 있을 때, 주파수 편이의 추정분산은 주파수 편이에 관계없이 동일한 성능을 보이며, 약 10 dB SNR까지는 SNR에 따라 곡선형으로 분산이 감소하다 이후부터는 선형으로 감소하는 형태를 보인다. 그림 8에 있는 성진 주파수 편이 추정기의 분산 성능과 비교하면, 20dB SNR에서 성진 주파수 편이 추정기는 약 6×10^{-4} 정도의 분산을 갖지

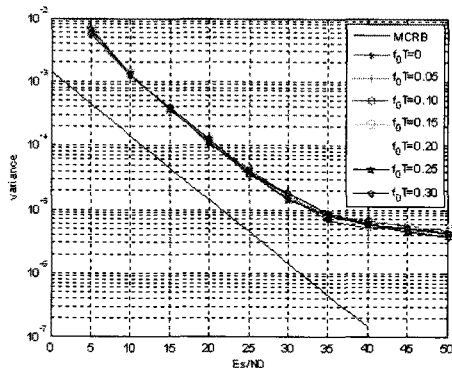


그림 11. 심볼시간 추정의 분산
Fig. 11. Variance of symbol timing estimator

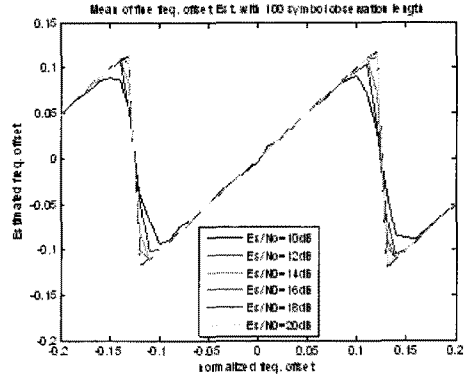


그림 12. 세부 주파수 편이 추정기의 S-커브
Fig. 12. S-curve of fine frequency offset estimator

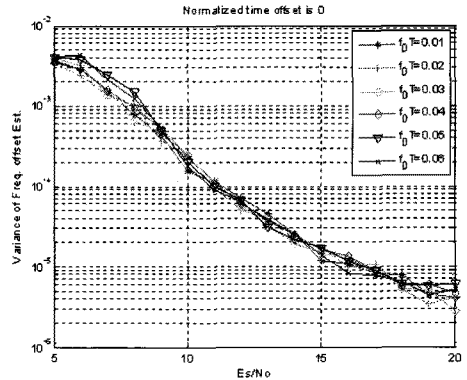


그림 13. 세부 결합 추정기의 추정 분산
Fig. 13. Variance of fine frequency offset estimator

만, 세부 주파수 추정기는 약 5×10^{-6} 정도의 분산을 가지므로, 약 100배 정도 추정 분산이 작아져, 더 정확한 추정을 하고 있음을 알 수 있다.

앞의 기능별 시뮬레이션 결과를 적용하여 그림 3에 나타난 순서대로 기저대역 수신기의 각 모듈을 적용하여 AWGN 채널환경에서 정규화 주파수 편이가 20%일 때 수신기의 성능을 시뮬레이션한 결과가 그림 14에 있다. 시뮬레이션시 성진주파수 편이 추정을 위해 관찰길이는 100심볼, 샘플간 지연 ΔT 는 한 샘플간격($1/8T$)을 적용하였으며, 심볼시간 추정을 위해 관찰길이는 100심볼을 사용하였으며, 심볼시간 보상을 위해 큐빅보간 방법을 사용하여 심볼당 2번 과샘플링 되도록 하였으며, 세부 주파수 편이 추정을 위하여 100심볼의 관찰길이를 사용하였다. 그림 14을 보면 시뮬레이션 구간(SNR 10 ~ 16dB)에서 약 0.5dB 이내의 성능열화가 있음을 확인할 수 있다. 그림 14에서는 정규화 주파수 편이를 20%를 가정하였지만 이보다 큰 정규화 주파수 편이를 설정하여 시뮬레이션을 하더라도 동일한 BER 성능을 얻었다. 그러므로,

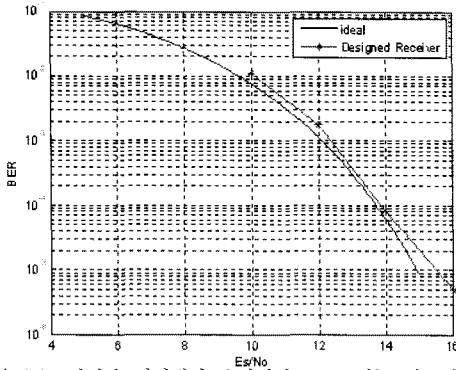


그림 14. 설계한 기저대역 수신기의 BER 성능 시뮬레이션 결과
 Fig. 14. BER simulation result of designed baseband receiver

설계된 기저대역 수신기는 큰 정규화 주파수 편이를 갖는 해상용 VHF 디지털 통신환경에서 사용하기에 적합하도록 설계되었음을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 해상 이동업무에 국제적으로 할당되어 있는 VHF 대역에서 25 kHz 대역폭을 사용하여 선박과 육상간, 육상과 선박간 및 선박과 선박간에 $\pi/4$ -DQPSK 변조방법을 이용하여 디지털 데이터 및 e-mail을 교환하기 위한 디지털 통신시스템의 기저대역 수신부를 설계하였으며, 설계한 수신부의 성능을 분석한 결과를 논하였다.

해상용 디지털 통신에 사용되는 통신장치의 허용 주파수 안정도는 육상국의 경우 5 ppm 이내 및 선박국의 경우 10 ppm 이내이고, 최악의 경우 20 ppm까지 주파수 편이가 발생할 수 있어, 이를 극복하기 위한 기저대역 수신기를 설계하였다. 설계한 수신기는 성진 주파수편이 추정 및 보상 기능, 심볼시간 추정 및 보상기능, 세부주파수 편이 추정 및 보상기능을 포함하며, 설계한 기저대역 수신기는 상대적으로 큰 정규화 주파수 편이 범위에서도 잘 동작하며, AWGN 채널환경에서 이론적인 BER 성능보다 약 0.5dB 이내의 성능 열화가 있음을 시뮬레이션을 통하여 확인하였다. 본 논문에서 설계한 기저대역 수신기는 해상용 VHF 디지털 통신 장치의 기저대역 신호처리 알고리즘으로 DSP를 이용하여 구현할 계획이다.

참 고 문 헌

[1] DRAFT, "Liaison statement to ITU : VHF radio

system and equipment for the exchange of data and e-mail on maritime appendix 18 channels under WRC-07 Agenda item 1.14", 2003.

[2] IMO, "GMDSS Manual," IMO IC970E, 4th Edi., 2007.

[3] ITU, "ITU-R M.1371-1 Technical characteristics for a universal shipborne automatic identification system using time division multiple access in the VHF maritime mobile band", 2001.

[4] Resolution 342 (Rev. WRC-2000) : "New technologies to provide improved efficiency in the use of the band 156-174 MHz by stations in the maritime mobile service"

[5] 위규진, 류충상, 송종호, 송주연, 엄진우, 임은택, "WRC-07 주요 결과 고찰 및 국내 대응 2부," 정보와 통신, 25권 2호, pp. 73-82, 2008.02.

[6] Recommendation ITU-R M.1842 : "Characteristics of VHF radio system and equipment for the exchange of data and electronic mail in the maritime mobile service RR appendix 18 channels", 2008.

[7] Recommendation ITU-R M.1842-1 : "Characteristics of VHF radio systems and equipment for the exchange of data and electronic mail in the maritime mobile service RR appendix 18 channels", 2009.

[8] Chang-Ho Yun, A-Ra Cho, Seung-Geun Kim, Jong-Won Park and Young-Kon Lim, "Design of multiband maritime network for ships and its applications," J. of KIMICS, Vol.7, No.3, pp. 314-322, Sept. 2009.

[9] C. L. Liu and K. Feher, "Noncoherent detection of $\pi/4$ -QPSK systems in a CCI-AWGN combined interference environment," *Proc. of IEEE VTC'89*, pp.83-94, 1989.

[10] C. L. Liu and K. Feher, " $\pi/4$ -QPSK modems for satellite sound/data broadcast systems," *IEEE Trans. on Broadcasting*, Vol.37, No.1, pp. 1-8, Mar. 1991.

[11] S. Chennakeshu and G. J. Saulnier, "Differential detection of $\pi/4$ -shifted-DQPSK for digital cellular radio," *IEEE Trans. on Vehicular Techn.*, Vol.42, No.1, pp.46-57, Feb. 1993.

[12] D. Lui and C. Wei, "Synchronization scheme

in non-coherent demodulator for TDMA digital mobile radio system," *Proc. of IEEE ISCAS'99*, Vol.4, No.463-466, 1999.

- [13] R. Danesfahani, M. Naser-Moghaddasi and, M. Mahlouji, "Symbol timing synchronization of $\pi/4$ -DQPSK signals using polyphase filterbank," *Proc. of EUROCON'07*, pp.882-887, 2007.
- [14] M. Ikura, K. Ohno and F. Adachi, "Baseband processing frequency-drift- compensation for QDPSK signal transmission," *IEE Electronic Letters*, Vol.27, No.17, Aug. 1991.
- [15] J. Joung and G. Stuber, "Frequency offset estimation algorithm for $\pi/4$ -DQPSK TDMA mobile ratio," *IEEE Trans. on Vehicular Techn.*, Vol.49, No.5, pp.1885-1892, Sep. 2000.
- [16] L. E. Miller and J. S. Lee, "BER expressions for differentially detected $\pi/4$ DQPSK modulation", *IEEE Trans. on Commun.*, Vol.46, No.1, pp.71-81, Jan 1998.
- [17] Umberto Mengali and Aldo N.D'Andrea, *Synchronization Techniques for Digital Receivers*, PLENUM Press, New York, 1997.
- [18] Francis D. Natali, "AFC tracking algorithms," *IEEE Trans. on Commun.*, Vol.COM-32, No.8, pp.935-947, Aug. 1984.
- [19] K.E. Scott and E. B. Olsasz, "Simultaneous clock phase and frequency offset estimation," *IEEE Trans. on Commun.*, Vol.43, No.7, pp. 2263-2270, July 1995.

김 승 근 (Seung-Geun Kim)

통신회원



1995년 2월 인하대학교 전자공학과 공학사
 1997년 2월 광주과학기술원 정보통신공학과 공학석사
 2002년 8월 광주과학기술원 정보통신공학과 공학박사
 2002년~현재 한국해양연구원 책임연구원

<관심분야> 해상디지털 통신 시스템 설계 및 구현, 수중무선통신시스템 설계 및 구현

윤 창 호 (Changho Yun)

정회원



1999년 2월 창원대학교 전자공학과 (공학사)
 2004년 2월 광주과학기술원 정보통신공학과 (공학석사)
 2007년 2월 광주과학기술원 정보통신공학과 (공학박사)
 2007년~2008년 North Carolina State Univ. 박사후연구원

2008년~현재 한국해양연구원 선임연구원
 <관심분야> 수중음향통신 네트워크 프로토콜 설계

김 시 문 (Sea-Moon Kim)

정회원



1992년 2월 KAIST 기계공학과 공학사
 1994년 8월 KAIST 기계공학과 공학석사
 2001년 2월 KAIST 기계공학과 공학박사
 2001년 3월~현재 한국해양연구원 선임연구원

2006년 2월~2007년 2월 : University of California, San Diego, Visiting Scholar

<관심분야> 수중음향 및 해상 초단파 채널모델링

임 용 곤 (Young-Kon Lim)

정회원



1979년 2월 충남대학교 전기공학과 공학사
 1984년 2월 충남대학교 전력전자공학과 공학석사
 1994년 2월 아주대학교 전자공학과 공학박사
 1980년 7월~현재 한국해양연구원 책임연구원

<관심분야> 수중음향 통신 시스템 및 네트워크, 네트워크 프로토콜