

FMT 변조 기반의 해상 초단파 데이터 시스템의 구현 알고리즘 및 성능분석

박 옥 선*, 안 재 민^o

Implementation Algorithms and Performance Analysis of Maritime VHF Data System Based on Filtered Multi-Tone Modulation

Ok-Sun Park*, Jae-Min Ahn^o

요 약

본 논문은 해상 초단파 대역에서 데이터 통신이 가능한 FMT(Filtered Multi-Tone) 변조 기반의 디지털 무선전송 기술을 소개하고 선박국의 송신기 특성을 기준으로 시뮬레이션 성능과 시스템 시험 결과를 비교 분석하였다. 본 연구에서 CSTDMA(Carrier Sensing Time Division Multiple Access) 방식을 적용하기 위한 프레임 구조와 프로토콜을 도출하였고, ITU-R M.1842-1에 제안된 변조 기술, 스펙트럼 마스크와 지연시간 등의 시스템 특성을 만족하도록 기저대역 모델과 RF 송수신단을 구현하였다. 이와 같이 본 시스템은 해상이동서비스용 초단파 대역에서 50kHz-100kHz의 광대역 채널과 디지털 무선전송기술을 도입함으로써 데이터 전송속도를 최대 307.2kbps까지 증가시킬 수 있으며 e-Navigation을 위한 데이터 통신뿐만 아니라 선상에서 로컬 WLAN(Wireless Local Area Network)과 연결하여 다른 데이터 서비스도 쉽게 제공할 수 있다.

Key Words : VHF, FMT, Maritime, QAM, e-navigation

ABSTRACT

This paper proposes FMT(Filtered Multi-Tone)-based digital radio implementation algorithms and the results obtained by various field tests especially in terms of transmitter characteristics. In this study, we predefined frame structure and protocols used for the CSTDMA(Carrier Sensing Time Division Multiple Access) scheme, designed digital filters and RF front end to fulfill the system characteristics such as the spectral mask and processing delays given by the Recommendation ITU-R M.1842-1. The proposed system supports exchange of data for e-Navigation with the usage of wider channel of 50-100kHz bandwidth, Turbo coding and FMT modulation. Furthermore, the common Ethernet protocol makes connection to local WLAN(Wireless Local Area Network) on board the ship for other data services.

I. 서 론

초단파(VHF) 대역은 우수한 전파특성뿐만 아니

라 이미 전 세계에 걸쳐 해상 안전업무에 사용되고 있고 휴대전화의 급격한 증가로 초단파 공공통신업무의 사용이 줄어들어 e-Navigation을 위한 해상 데

* 본 연구는 지식경제부 및 한국산업기술평가관리원의 산업원천기술개발사업의 일환으로 수행되었습니다.

• 주저자 : 한국전자통신연구원 초고속모뎀연구팀, ospark@etri.re.kr, 정회원

o 교신저자 : 충남대학교 전자전파정보통신공학과, jmahn@cnu.ac.kr, 종신회원

논문번호 : KICS2013-01-017, 접수일자 : 2013년 1월 13일, 최종논문접수일자 : 2013년 2월 22일

이터 통신을 하기에 매우 유리하다.

한편, 한 채널에서 음성과 데이터 통신을 시간분할로 동시에 지원하는 TDMA (Time Division Multiple Access) 기술은 e-Navigation에 적용하기에 뛰어난 기술이다. 이러한 TDMA 기술의 대표적인 예로서 AIS (Automatic Identification System)는 단 두 개의 채널을 효율적으로 사용하여 수백 명에게 데이터 서비스를 제공할 수 있다. 이런 장점으로 인해 AIS는 기존의 디지털선택호출 장치를 대신하여 e-Navigation의 도입으로 점차 증가할 데이터 통신의 요구를 해결하기 위한 가장 안정된 통신기술로 알려져 있다^[1].

그러나 AIS는 우선적으로 안전관련 메시지를 전송해야하므로 전용 채널들이 과부하되는 것을 방지하기 위해 안전과 관련 없는 메시지는 다른 통신기술을 이용하도록 권고하고 있다. 더욱이 e-Navigation을 위한 고속 디지털 데이터 통신은 25kHz 대역폭을 사용하는 AIS와 달리 여러 개의 채널을 결합하여 광대역으로 처리하는 것이 효과적이다.

이러한 필요를 충족하기 위해 ITU-R은 해상이동 서비스용 초단파 대역에서 광대역 채널을 이용한 데이터 전송 및 전자메일 시스템에 관한 기술을 규정하였다. 현재 네 가지 시스템의 기술적 특성과 장비의 특성을 ITU-R M.1842-1[2]에서 규정하고 있으며 CSTDMA (Carrier Sensing Time Division Multiple Access)를 이용한 통신 프로토콜에 대해서 ITU-R과 IALA(International Association of Lighthouse Authorities) 회의에서 계속 논의 중이다.

ITU-R은 2007년에 TETRA-TEDS[3]에 대한 EMC(Electro Magnetic Compatibility) 적합성을 제시하고 무선 규격 부록 18[4]에 정의된 해상이동 서비스용 초단파 대역의 25kHz 채널에서 $\pi/4$ -DQPSK와 $\pi/8$ -D8PSK 변조방식을 병행할 수 있는 단일톤 시스템, 25kHz 채널 두 개를 결합한 50kHz 광대역 채널과 네 개를 결합한 100kHz 광대역 채널에서 16-QAM 변조 기반의 다중톤 시스템을 제안하였다. 특히 다중톤 시스템은 광대역 채널을 제공함으로써 데이터 전송속도를 향상시키고, e-Navigation을 위한 데이터 통신과 전자메일 서비스를 제공할 수 있다.

FMT (Filtered Multi-Tone) 변조 신호는 CP(Cyclic Prefix)를 사용하지 않는 대신 심볼 주기보다 훨씬 큰 임펄스 응답을 가지는 펄스성형필터

를 사용한다. 이 필터는 주파수 영역에서 roll-off factor가 큰 저역통과 필터를 사용함으로써 각 부반송파간 직교성이 우수하므로, 부채널 간격이 좁은 FDD(Frequency Division Duplex) 전송시스템에서 예코제거나 다중 사용자간 동기를 수행하지 않아도 되는 장점이 있다^[5]. 반면에 시간 영역의 임펄스 응답은 여러 심볼 구간에 걸쳐 중첩할 수 있으므로 간섭이 발생할 수 있다.

본 논문에서는 ITU-R M.1842-1에 정의된 FMT 변조 기반의 해상 초단파 데이터 시스템의 특성을 충족하는 선박국을 구현함에 있어 디지털 필터의 성능 검증 및 시험 결과를 제안한다. 이를 위해 CSTDMA 기반의 프로토콜을 도출하였으며 전송채널 부호화 기술을 적용하였다. II장에서는 프레임 구조와 시스템 특성, 전송채널 부호화 기술, FMT 변조기술을 소개하고, 모의실험 결과와 실제 구현 시스템의 성능 결과를 분석하였다. 마지막으로 III장에서 본 연구의 결론을 제시하였다.

II. 본 론

본 시스템은 (그림 1)에서 도시한 바와 같이 초단파 대역에서 IP 기반의 데이터 통신을 제공하기 위한 해양 4S (ship-to-ship, ship-to-shore) 통신시스템 중 하나이다. 선박국은 이더넷과 RS-232를 이용하여 시리얼 통신을 제공하고, 해안국은 이더넷을

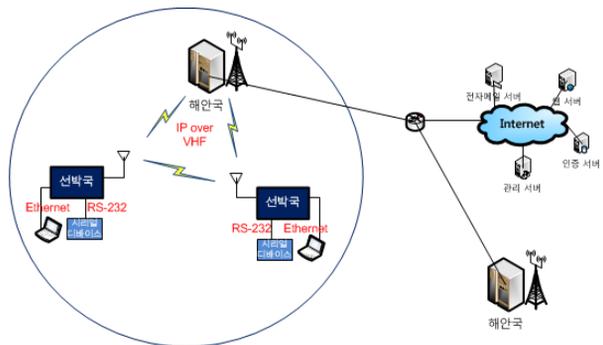


그림 1. 시스템 망 구성도
Fig. 1. System Network Configuration

통해 외부 인터넷망과 연결된다.

본 시스템의 특성은 ITU-R M.1842에서 제시한 FMT 변조 기반의 다중톤 시스템과 동일하며 주요 특성은 아래에서 기술하도록 한다^[2].

첫째, 본 시스템은 (표 1)에서 나타난 초단파 대역에서 두 개 또는 네 개의 채널을 할당한다. FDD

방식을 사용하여 각 채널은 선박국과 해안국 송신 주파수를 나타내고 있으며 채널의 송수신 주파수 간격은 4.6MHz이고 대역폭은 25kHz이다.

둘째, 본 시스템은 대역폭에 따라 16개 또는 32개의 부반송파로 구성되며 각 부반송파마다 16-QAM 변조 신호를 전송한다.

셋째, 무선접속방식은 CSTDMA를 사용하여 셀룰라 채널 재사용 기법뿐만 아니라 시분할 전송 기법을 지원할 수 있다. 따라서 주파수 효율을 높이고 셀 영역을 확장할 수 있는 장점이 있다.

TDMA 프레임은 6개의 데이터 슬롯으로 구성하고 각 슬롯은 26.667ms이며 64개 QAM 변조 심볼 주기에 해당한다. 상향링크 버스트는 초단파 신호의 지연시간을 고려하여 데이터 슬롯의 시작과 끝 부분에 보호구간을 정의함으로써 59개의 QAM 변조 심볼로 구성된다 (그림 2).

넷째, 본 시스템은 100ms 이내에 채널간 주파수를 변경할 수 있어야 하고, 송수신간 변환은 2ms 이내에 완료되어야 한다.

표 1. 해상 초단파 데이터 시스템의 송신 주파수
Table 1. Transmitting frequencies for the VHF maritime data system

| Channel Number | Transmitting frequencies (MHz) | |
|----------------|--------------------------------|---------------------|
| | From Ship Stations | From Coast Stations |
| 80 | 157.025 | 161.625 |
| 21 | 157.050 | 161.650 |
| 81 | 157.075 | 161.675 |
| 22 | 157.100 | 161.700 |
| 82 | 157.125 | 161.725 |
| 23 | 157.150 | 161.750 |
| 83 | 157.175 | 161.775 |
| 24 | 157.200 | 161.800 |
| 84 | 157.225 | 161.825 |
| 25 | 157.250 | 161.850 |
| 85 | 157.275 | 161.875 |
| 26 | 157.300 | 161.900 |
| 86 | 157.325 | 161.925 |

다섯째, 해안국의 최대 송신 전력은 50W, 선박국의 최대 송신 전력은 25W이어야 한다. 특히, 인접 채널 전력은 25kHz 채널 대역폭을 기준으로 -23 dBm을 초과하지 않아야 한다.

다음 절에서는 앞에서 기술한 해상 초단파 데이터 시스템의 특성을 충족하기 위한 변조 기술과 전송채널 부호화기술을 소개하도록 한다.

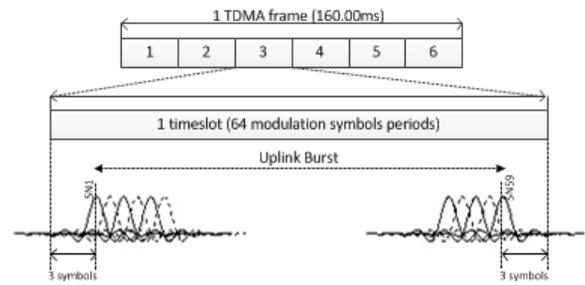


그림 2. 프레임 구조
Fig. 2. Frame Structure

2.1. 전송채널 부호화

본 절에서는 MAC 계층에서 무선구간으로 전송되는 데이터 스트림을 부호화하는 과정에 대해 설명한다. 채널 부호화 기법은 오류정정부호, 터보 부호, 인터리빙, 스크램블링으로 구성된다³⁾.

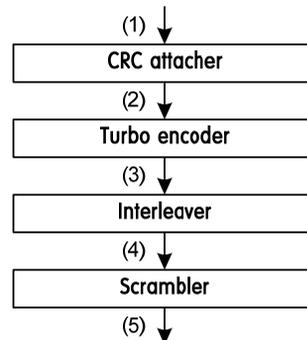


그림 3. 전송채널 프로세싱
Fig. 3. Transport channel processing

2.1.1. 오류정정부호

입력 비트열의 끝부분에 16 비트 오류정정부호를 추가하며 생성 다항식은 다음 식과 같다.

$$g(D) = D^{16} + D^{12} + D^5 + 1 \quad (1)$$

2.1.2. 터보부호

입력 데이터에 대하여 부호율 0.5인 터보 부호를 수행하며, 전달함수는 다음 식과 같고 8-상태 구성 부호기의 상태천이 레지스터를 0으로 초기화한다.

$$G(D) = \left[1, \frac{g_1(D)}{g_0(D)} \right] \quad (2)$$

여기서 $g_0(D) = 1 + D^2 + D^3$, $g_1(D) = 1 + D + D^3$ 이다.

2.1.3 인터리빙

입력 데이터는 다음 식에 의해 출력 순서가 결정된다.

$$b_4(\text{mod}(a \cdot (k+1), K_3)) = b_3(k), 0 \leq k < K_3 \quad (3)$$

2.1.4. 스크램블링

입력 데이터는 다음 식과 같이 스크램블링 시퀀스에 의해 출력 데이터를 생성한다.

$$b_5(k) = \text{mod}((b_4(k) + p(k)), 2), 0 \leq k < K_4 \quad (4)$$

여기서 스크램블링 시퀀스 $p(k)$ 는 다음 식과 같이 30비트 시퀀스인 $q(k)$ 에 의해 생성된다.

$$q(k) = \begin{cases} 1 & k = 0, 1 \\ \text{mod}((p(k-1) + p(k-2) + p(k-4) + p(k-5) + p(k-7) + p(k-8) + p(k-10) + p(k-11) + p(k-12) + p(k-16) + p(k-22) + p(k-23) + p(k-26) + p(k-32)), 2) & \text{otherwise} \end{cases} \quad (5)$$

2.2. 변조 기술

본 절에서는 전송채널 부호화된 데이터 스트림을 FMT 변조 신호로 변환하는 과정에 대해 설명한다. FMT 변조 기법은 QAM 심볼 변조, 버스트 매핑, 펄스성형 필터링으로 구성된다.

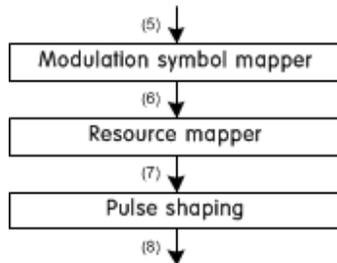


그림 4. 변조 과정
Fig. 4. Modulation processing

2.2.1. QAM 심볼 변조

본 시스템은 전송채널 부호화된 비트에 대해 16-QAM 변조를 적용하며 (표 2)와 같이 정수로 매핑된다.

표 2. 16-QAM 심볼 변조
Table 2. 16-QAM symbol modulation

| | |
|-------------------------------------|---|
| $Re\{b_6(k)\}$ or $Im\{b_6(k)\}$ | $b_5(4k)b_5(4k+1)$ or $b_5(4k+2)b_5(4k+3)$ |
| $3/\sqrt{10}$ | 00 |
| $1/\sqrt{10}$ | 01 |
| $-3/\sqrt{10}$ | 10 |
| $-1/\sqrt{10}$ | 11 |

2.2.2. 자원 매핑

QAM 변조 심볼은 자원매핑을 거쳐 버스트로 출력되며 버스트는 데이터 신호뿐만 아니라 동기 신호와 파일럿 신호로 구성된다. (표 3)은 신호에 따른 자원위치를 (m, k) 로 표기한다. 여기서 m 은 부반송파 인덱스, k 는 심볼 인덱스이고, M 은 채널 대역폭에 따른 총 부반송파 개수이다. 동기 심볼과 파일럿 심볼을 구성하는 물리신호는 TETRA-TEDS 시스템 규격^[4]을 참조한다.

표 3. QAM 버스트의 자원매핑
Table 3. Resource mapping of QAM burst

| Signal | Resources (m, k) | Symbols |
|-----------------|---|---------|
| Sync (S_s) | $(\{0, \dots, M-1\}, \{0, 1\})$ | 2M |
| Pilot (S_p) | $(\{2m, 2m+1+M/2\}, \{5k+6\})$ | 5.5M |
| Data (S_d) | $(\{0, \dots, M-1\}, \{0, \dots, 58\}) - S_s - S_p$ | 51.5M |

2.2.3 펄스 성형 필터링

다중톤 펄스성형 신호의 스펙트럼은 roll-off factor가 0.2인 SRRC(Squared Root Raised Cosine) 함수, $g(t)$ 로 표현할 수 있다.

$$b_8(n; l') = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{K-1} \exp(j2\pi f_m(t-t_0-l'KT)) \cdot g(t-kT) b_7(m, k; l') \Big|_{t=\frac{nT}{2(M+v)}} \quad (6)$$

여기서, t_0 는 펄스성형 필터의 지연시간, l' 은 슬롯인덱스, $T=1/2400$ 이고, v 는 보호대역의 크기를 나타낸다. 부반송파의 위치(f_m)는 다음 식과 같이 표현할 수 있다.

$$f_m = \frac{M+v}{MT} \left(m + \frac{1-M}{2} \right) \quad (7)$$

한편, polyphase 분해를 이용하면 펄스성형 필터링은 (그림 5)와 같이 M-IFFT와 Polyphase 필터뱅크로 간편하게 구현할 수 있다. IFFT와 Polyphase 필터뱅크는 $1/T$ 의 속도로 입력 복소신호를 순차적으로 처리하므로 M 개의 입력 복소신호에 대해 Polyphase 필터를 재사용할 수 있다. Polyphase 필터뱅크의 출력은 $9/8T$ 의 속도로 인터폴레이터에 입력되고 DAC(Digital-Analog Converter)의 동작 샘플율에 맞게 업샘플링한다.

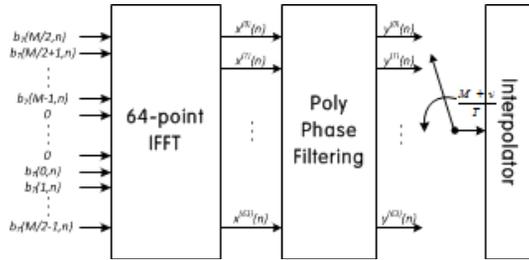


그림 5. 펄스성형 필터의 구현방식
Fig. 5. Implementation of Pulse Shaping Filter

펄스성형 필터의 지연시간 $t_0=L \cdot T$ 이면 (그림 6) 과 같이 polyphase 필터 बैं크를 구현할 수 있다. (그림 5)의 m 번째 필터에서 곱해지는 L 개의 필터 계수 $h^{(m)}(l)$ 은 SRRC 함수 $g(t)$ 에 의해 (그림 6) 의 오른쪽에 나타난 필터 बैं크와 같이 정의할 수 있다. 따라서 polyphase 필터 बैं크 구현시 SRRC 함수의 심볼 길이를 증가하여 스펙트럼 밀폐율을 높이면 신호의 지연시간이 길어지고 구현 복잡도가 증가하는 단점이 발생하는 반면, 신호의 지연시간을 줄이고 구현 복잡도를 낮추면 스펙트럼 밀폐율이 낮아지는 단점이 있다.

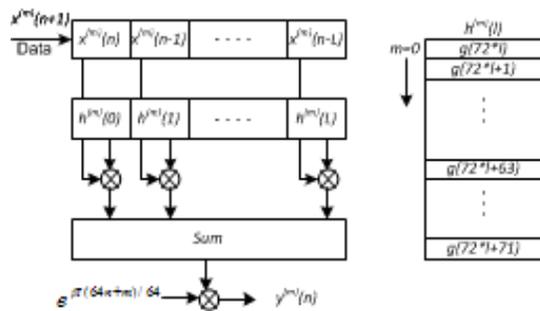


그림 6. Polyphase 필터 बैं크의 구현방식
Fig. 6. Implementation of Polyphase Filter bank

2.3. 모의 실험 결과

본 절에서는 패킷 오류율 (PER)과 최대전송전력 비율(PAPR)을 시뮬레이션 결과로 확인하고, 이를 기반으로 효율적인 펄스성형필터 구현 방식을 제안 하도록 한다.

우선, 패킷 오류율을 측정함에 있어 주파수 오차 (Δf)와 타이밍 오차(Δt)에 따라 패킷 오류율이 변화 하는 정도를 관찰하였다. 이를 측정하기 위한 시스템 파라미터는 (표 4)와 같이 100 kHz 대역폭 시스템에 대해 정의한다. (그림 7)에서 주파수 오차(Δf)와 타이밍 오차(Δt)는 ($\Delta f, \Delta t$)로 표기한다.

(그림 7)에서 도시한 바와 같이 시스템의 정상동 작을 위해서 주파수 오차가 150Hz를 넘지 않아야

표 4. 오류율 분석을 위한 파라미터
Table 4. Parameters for error rate analysis

| Item | Value |
|--------------------|------------|
| Bandwidth | 100 kHz |
| Subcarriers | 32 |
| Modulation | 16-QAM |
| Transmission rate | 307.2 kbps |
| Data rate | 123.0 kbps |
| Symbols per slot | 64 |
| Data slot duration | 80/3 ms |

하고 시간오차가 8 샘플을 넘지 않아야 함을 확인 할 수 있다.

QAM 변조를 기반으로 하는 다중톤 시스템은 단 일톤 시스템에 비해 심볼 길이가 길어 타이밍 오차 에 더 강인한 특성을 보이나 다수의 반송파를 이용 함으로써 주파수 오차에는 더 열악한 특성을 보인다.

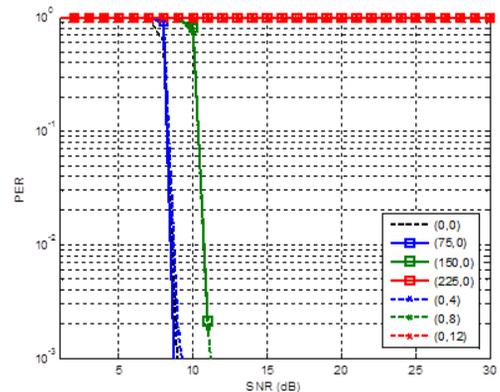


그림 7. AWGN에서 100kHz 대역 시스템의 PER 특성 (주파수오차(Hz),시간오차(samples))
Fig. 7. PER of 100kHz system under AWGN with frequency offset and timing offset

한편, 해상환경에서 초단파 대역 신호는 육상환 경과 달리 반사체가 거의 없고 파장이 길어 해수면 으로부터 반사되거나 산란되는 영향을 무시할 수 있으므로 AWGN과 유사한 채널 특성을 겪게 된다. 특히, 본 시스템은 해안으로부터 최대 120km까지 통신을 제공하고 육상통신시스템이 도달하지 못하는 해역에서 더욱 AWGN 채널로 근사할 수 있다. 본 연구에서는 해변이나 항만 근처를 coastline 채널로 정의하고 해상 초단파 대역 신호의 전력 스펙트럼 은 다음 식과 같이 모델링할 수 있다.

$$S(f) = \frac{K}{K+1} \delta(f - 0.5f_d) + \frac{D(f)}{K+1} \quad (8)$$

여기서 K 는 직접파와 반사파간 에너지 비율을 나타내고, $D(f)$ 는 도플러 스펙트럼으로 해상 전파환경에서 측정된 결과에 따라 다음 식과 같이 모델링하였다⁶⁾.

$$D(f) = \frac{4}{\pi f_d (1 + (f/f_d)^2)^2} \quad (9)$$

Coastline 채널환경인 경우 해안의 선박이나 건물에 의해 반사파가 증가하고 직접파가 작아지므로 $K=10$, 지연 확산시간은 대략 $5\mu s$ 로 가정하였다. (표 5)는 해상 전파환경을 모델링하기 위한 파라미터를 나타내고 있다.

표 5. 해상 무선채널 파라미터
Table 5. Parameters for maritime radio propagation

| Scenario | Cluster | Delay spread | Relative Power | K |
|-----------|---------|--------------|----------------|----|
| Coastline | 0 | 0 | 0 | 10 |
| | 1 | $5\mu s$ | -3dB | 0 |

(그림 8)은 coastline 채널에서 50kHz 대역폭과 100kHz 대역폭 시스템에 대해 각각 부동소수점 성능과 고정소수점 성능을 비교하였다. 1% 오류율을

표 6. PAPR 계산을 위한 파라미터
Table 6. Parameters for PAPR calculation

| Item | Single Carrier | Multi-Carrier |
|---------------------|----------------|---------------|
| Simulation duration | 150 slots | 150 slots |
| Symbols/Slot | 384 | 64 |
| Samples/Symbol | 12 | 72 |

기준으로 AWGN 채널에서의 성능보다 3dB 정도 감소하는 것을 확인할 수 있다.

(표 6)은 최대전력 대 평균전력 비를 계산하기 위한 시스템 파라미터를 요약한 것이다. 펄스성형 필터의 출력을 150 슬롯동안 측정하여 최대전력 대 평균전력 비를 계산한 결과, (그림 9)에서 나타낸 바와 같이 단일톤 펄스의 경우 3dB이고, 다중톤 펄스의 경우 10dB임을 확인하였다.

선박국의 최대 송신 전력은 44dBm이므로, 다중톤 펄스의 경우 채널의 평균 전력은 34dBm임을 알 수 있다. 그리고 앞에서 기술한 바와 같이 인접 채널 전력은 25kHz 채널 대역폭을 기준으로 -23

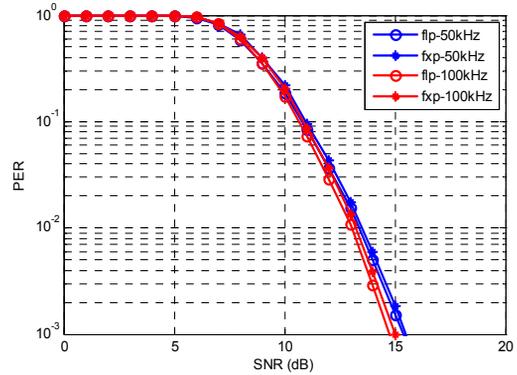


그림 8. 해상 채널에서 PER 성능 비교
Fig. 8. PER comparisons under the coastline channel

dBm을 초과하지 않아야 한다. 따라서 100kHz 다중톤 시스템의 경우 sideband가 $\pm 50kHz$ 에서 -51dBc 미만이어야 한다. 100kHz 초단파 데이터 시스템은 32개의 부반송파를 전송하므로 크기 응답에서 스펙트럼 마스크를 표시하면 (그림 10)과 (그림 11)에서 적색 점선과 같이 나타낼 수 있다.

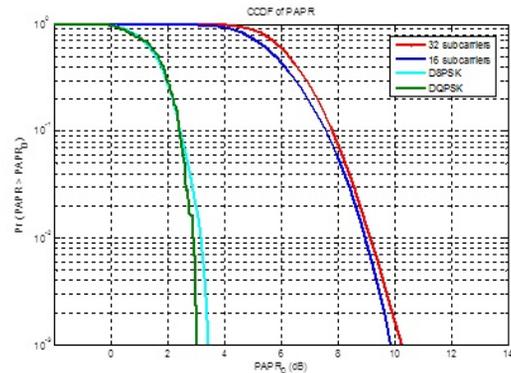


그림 9. 최대전력 대 평균전력 비
Fig. 9. Peak-to-Average Power Ratio (PAPR)

(그림 10)과 (그림 11)은 100kHz 초단파 데이터 시스템에서 펄스성형필터의 길이를 12 심볼에서 13 심볼로 증가했을 경우 출력신호의 크기 응답을 스펙트럼 마스크와 함께 도시한 것이다. 즉, L 심볼 길이로 확장된 SRRC 함수를 이용하여 Polyphase 필터 बैं크의 계수를 생성했을 경우 펄스성형 필터의 출력 신호의 크기를 주파수 영역에서 도시한 것이다. 펄스성형 필터의 길이를 증가함으로써 부채널 밖으로 방출되는 에너지가 더 감소함을 확인할 수 있다.

그러나 (그림 10)에서 도시한 바와 같이 100kHz 대역폭의 다중톤 시스템에서 펄스성형 필터의 길이

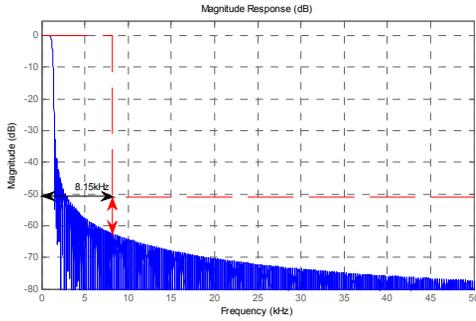


그림 10. 100kHz 초단파 데이터 시스템에서 865탭 펄스형성필터의 크기 응답 (12심볼주기)
 Fig. 10. Magnitude response of 865-tap pulse shaping filter for the 100kHz VHF data system (12-symbol interval)

를 $L=12$ 심볼로 설계하는 것만으로도 위에서 기술한 스펙트럼 기준을 충분히 만족함을 확인할 수 있다. 뿐만 아니라 전송대역폭 밖에서 스펙트럼 마스크보다 10dB 이상 차이가 발생하므로 인터폴레이션 필터 이후에 발생하는 손실을 충분히 극복할 수 있다.

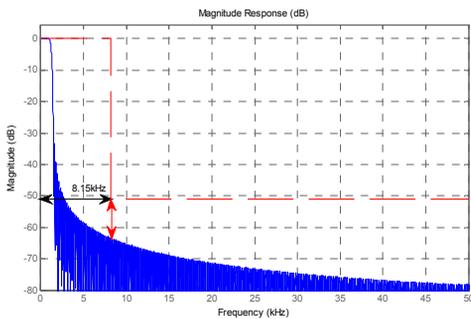


그림 11. 100kHz 초단파 데이터 시스템에서 937탭 펄스형성필터의 크기 응답 (13심볼주기)
 Fig. 11. Magnitude response of 937-tap pulse shaping filter for the 100kHz VHF data system (13-symbol interval)

2.4. 시스템 성능 분석

본 절에서는 개발 시스템의 현장 시험 결과를 통해 스펙트럼 마스크와 지연시간을 포함한 시스템 특성을 만족하는지 확인한다. (그림 12)에서 도시한 바와 같이 해안국 및 선박국 시스템은 RF 모듈, 아날로그 인터페이스 및 디지털 필터를 구현하기 위한 FPGA 모듈, 채널 코덱과 변복조 및 링크계층 기능을 구현하기 위한 DSP 모듈로 구성된다. 해안국과 선박국은 각각 모니터링 장치, 스펙트럼 분석기 등과 연결하여 시험환경을 구성한다.

인터폴레이션 필터는 펄스형성필터의 출력을 25배 업샘플링하도록 FPGA에서 구현하였으며 (그림

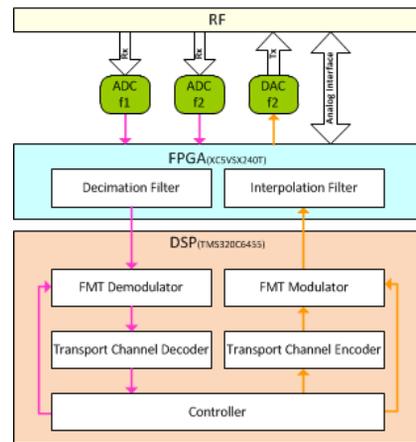


그림 12. 시스템 구현 아키텍처
 Fig. 12. System Implementation Architecture

13)은 인터폴레이션 필터의 출력신호 크기를 주파수 영역에서 도시한 것이다. 시뮬레이션 결과에서 살펴

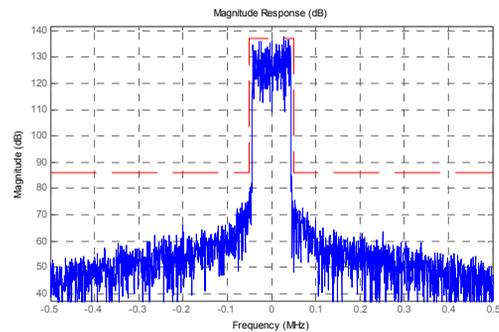


그림 13. 100kHz 초단파 데이터 시스템에서 25배 업샘플링 인터폴레이션 필터의 크기응답
 Fig. 13. Magnitude response of interpolation filter with upsampling by a factor of 25 for the 100kHz VHF data system

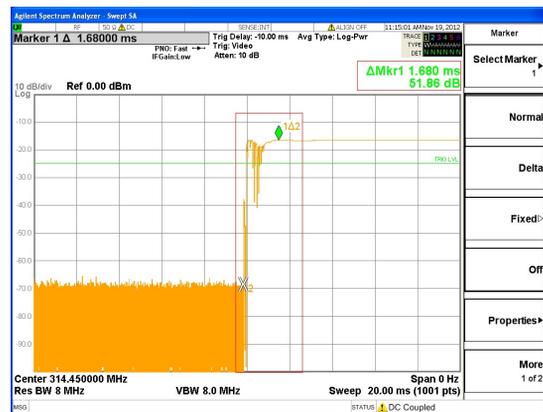


그림 14. 주파수 변경에 따른 중심 주파수 설정 시간
 Fig. 14. Delay for frequency changes between assigned channels



그림 15. 송수신 스위칭에 따른 설정시간 (수신 설정)
 Fig. 15. Delay for switching from transmission to reception

본 것과 동일하게 개발 시스템의 출력신호도 스펙트럼 마스크를 충족함을 확인할 수 있다.

선박국의 채널 주파수 변경제어를 실시함에 따라 지연시간을 스펙트럼 분석기를 이용하여 측정된 결과, (그림 14)에서 도시한 바와 같이 RF 플랫폼의 VCO 출력이 1.7ms 이내에 변경되는 것을 확인하였다.

송신 모드의 선박국에서 수신 모드로 변환하도록 제어함에 따라 오실로스코프를 이용하여 소요시간을 측정된 결과, (그림 15)에서 도시한 바와 같이 선박국의 출력신호가 2ms 이내에 사라지고 수신모드로 변환되는 것을 확인하였다.

III. 결 론

본 논문에서 FMT 변조 기반의 해상 초단파 데이터 시스템의 특성과 무선전송기술을 소개하고, 효율적인 구현 알고리즘에 따른 시뮬레이션 결과와 개발 시스템의 시험결과를 비교 분석하였다.

스펙트럼 마스크를 충족하기 위한 디지털 필터를 설계함으로써 인접한 채널로의 간섭을 억제할 수 있고, 기저대역모뎀과 채널 코덱 기능을 DSP에서 구현함으로써 개발 기간을 단축하고, 향후 기술변화에 따른 적응이 용이하다⁷⁾.

본 시스템은 기존 초단파 대역 통신 시스템과 달리 광대역 채널과 디지털 통신 기술을 도입함으로써 선박자동식별장치보다 훨씬 향상된 데이터 전송 속도로 신뢰성이 높은 데이터 서비스를 제공할 수 있다. 또한 사용자 인터페이스를 개발하여 기상정보, 위치보고, 메신저, 무선 상태보고 등을 성공적으로 시연하였고, 선박국에 무선 AP를 연결하여 스마트

폰을 활용한 전자뱅킹, 메신저, 전자메일, 인터넷 검색 등 다양한 서비스 시연에 성공하였다. 따라서 본 시스템이 본격적으로 도입되면 연안 지역을 향해서는 소형선박이나 어선에서도 고속 데이터 전송 서비스가 가능해져 스마트폰이나 태블릿 PC 등을 활용할 수 있을 것이다.

향후 선박자동식별장치와의 호환성을 지원함으로써 e-Navigation의 실현을 앞당기는데 큰 역할을 할 수 있을 것으로 기대된다.

References

- [1] O.S. Park and D. H. Kim, "Technical trends in maritime radio communications for e-Navigation," *Electron. Telecommun. Trends*, vol. 2, no. 27, pp. 51-58, Apr. 2012.
- [2] ITU-R, "Characteristics of VHF radio systems and equipment for the exchange of data and electronic mail in the maritime mobile service RR Appendix 18 channels," ITU-R Rec. M.1842-1, 2009.
- [3] ITU-R, "Final Acts - WRC-12," World Radiocomm. Conf. (WRC-12) 2012, pp. 137-141, ITU-R R12-WRC12-R-0001, 2012.
- [4] ETSI, "Terrestrial trunked radio (TETRA); Voice plus data (V+D); Part2:Air interface," ETSI EN 300 392-2 v3.2.1, 2007.
- [5] F. J. Harris, *Multirate Signal Processing for Communication System*, Prentice Hall PTR, 2006.
- [6] A. U. Ungan and J. T. Johnson, "Time Statistics of propagation over the ocean surface: A numerical study," *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens*, vol. 38, no.4, pp. 1626-1634, July 2000.
- [7] S. G. Kim, C. H. Park, W. J. Yoon, M. C. Kim, and Y. S. Cho, "An algorithm development and FPGA implementation of TETRA 2 baseband modem," in *Proc. KICS JCCI*, pp.VI-D-4, Kwangju, Korea, Apr. 2009.

박 옥 선 (Ok-Sun Park)



1996년 2월 전남대학교 전자공
학과 학사

1999년 2월 전남대학교 전자공
학과 석사

1999년 3월~현재 한국전자통신
연구원 선임연구원

<관심분야> 차세대이동통신,
적응변조 및 부호화, 다중안테나 시스템, 해상통
신시스템

안 재 민 (Jae-Min Ahn)



1987년 2월 서울대학교 전자공
학과 학사

1989년 2월 한국과학기술원 전
기 및 전자공학과 석사

1994년 8월 한국과학기술원 전
기 및 전자공학과 박사

1994년~1999년 삼성전자 선
임연구원

2007년~2008년 정보통신연구진흥원 차세대이동통
신사업단장, 정보통신부 차세대 이동통신 PM

1999년~현재 충남대학교 전기정보통신공학부 교수
<관심분야> 차세대 이동통신 물리계층 및 Radio

Resource management