

# DVB-S2와 주파수 공유하는 해양 위성 통신 시스템 설계

유준규\*, 오덕길\*, 유희정\*\* 정회원

## Design of Maritime Satellite Communication Systems Sharing Frequency with DVB-S2

Joon-Gyu Ryu\*, Deock-Gil Oh\*, Heejung Yu\*\* *Regular members*

### 요 약

본 논문에서는 낮은 이득의 안테나를 갖는 해양 이동 단말을 위한 Ka 대역 해양 위성 통신 시스템 설계 즉, 물리계층 변조 및 부호화 방식 그리고 송신단 구조를 제안한다. Ka 대역을 활용하는 기존 DVB-S2 (digital video broadcasting - satellite - second generation) 서비스에 영향을 주지 않으면서, 같은 시간 같은 대역을 이용하여 저속의 위성 통신 서비스를 제공하기 위해서 광대역 확산 전송 방식을 사용하였다. 이런 초광대역 전송 방식은 간섭 영향뿐만 아니라, 이동형 해양 단말의 낮은 안테나 이득을 보상하는 역할도 한다. 그래서 변조 방식에 따라 36 dB 또는 39 dB의 확산 이득과 적응형 반복 전송을 통하여 Ka 대역의 경로 손실 및 강우 감쇄를 극복한다. 그리고 짧은 데이터 길이에도 성능 열화를 최소화하기 위하여 터보부호화 방식을 사용한다. 이를 통하여 DVB-S2 시스템에 영향을 주지 않으면서 동시에 저속의 데이터 통신을 수행할 수 있는 해양 위성 통신 시스템을 제안한다.

**Key Words** : Satellite communications; link budget; spread spectrum; coexistence; wideband transmission.

### ABSTRACT

In this paper, the Ka-band maritime satellite communication systems for mobile terminals are proposed. The design includes the link budget analysis, determination of modulation and coding schemes and the overall structure of a transmitter. To avoid the harmful effects on the existing DVB-S2 services, the proposed maritime satellite system using the same spectrum with DVB-S2 at the same time employs the very wideband spreading transmission. Additionally, omni-directional low-gain antennas should be equipped in a mobile terminal to reduce the system cost. These two considerations limit the maximum transmission rate of the proposed system. Due to the limitations, the proposed system includes 36 dB or 39 dB spreading gain depending on the modulation scheme and a link-adaptive repetition method depending on the level of rain attenuation. To support short packets with minimal performance loss, the turbo code used in 3GPP instead of LDPC(low density parity check code) is adopted. By combining them, the overall structure of low-rate maritime satellite communication system is designed.

## I. 서 론

위성 통신 시스템은 기존 셀룰러 시스템으로 지원할 수 없는 도서산간 지역의 통신 채널 확보, 또는 육지에서 많이 떨어진 선박들을 위한 통신 서비스 제공을 위한 목적으로 활용 가능한 통신 시스템이다. 도서 지방이나 산간 지방의 경우, 셀룰러 시스템 구축비용 대비 수익이 미비하여 사설 통신 서비스 공급자들은 도서 및 산간 지역의 통신망 구축을 회피할 수밖에 없다. 원거리 선박의 경우, 위성을 제외하고는

특별한 통신 수단이 존재하지 않는 상황이다. 따라서 응급 상황이나 최소한의 기상 정보 및 위치 정보를 전달하기 위한 해양 위성 통신 기술이 필요하다. 그리고 이와 같은 응용 분야가 기존 여타 통신 시스템 대비 위성 통신 시스템의 장점이 부각되는 분야라고 볼 수 있다. 미국, 유럽 및 일본 등에서는 이와 같은 비슷한 유형의 서비스를 위해서 위성을 활용하고 있다. 그 대표적인 예가, Qualcomm사의 Omnitacks가 있다[1]. Omnitacks의 경우, 해양 단말이 아닌 대륙을 횡단하는 화물 트럭 등과 중심국 사이의 간단한 메시지 전달을

\* 본 연구는 미래창조과학부가 지원한 정보통신-방송(ICT) 연구개발사업의 연구결과로 수행되었음

\*한국전자통신연구원 위성광대역방송통신연구실 (jgyurt@etri.re.kr, dgoh@etri.re.kr), \*\*영남대학교 정보통신공학과 (heejung@yu.ac.kr)

교신저자: 유희정(heejung@yu.ac.kr)

접수일자 : 2013년 11월 11일, 수정완료일자: 2013년 12월 17일, 최종 게재확정일자 : 2013년 12월 18일

위한 목적으로 하기 때문에 본 논문의 목적인 저속 해양 위성 통신과 유사한 서비스를 제공한다고 할 수 있다. 그리고 유럽 CNES에서도 재난 상황에 대한 대비용으로 저속의 위성 통신 시스템을 설계하였다[2]. 재난 상황에서 통신을 위해서 새로운 위성 주파수를 확보하는 것은 무리가 많기 때문에 기존 위성 서비스에 영향을 주지 않을 정도로 저속의 데이터를 광대역 확산을 통하여 아주 낮은 전력 밀도를 갖고 전송하는 것을 제안하였다. 일본의 KDDI에서도 역시 기존 FDMA (frequency division multiple access) 위성 통신 서비스에 영향을 주지 않을 정도로 낮은 전력 밀도로 확산하여 전송하는 재난 통신용 저속 위성 서비스를 제안하였다[3].

본 논문에서는 이와 같은 기존 저속 위성 통신 시스템의 개념을 도입하여, 해양 위성 통신을 제안한다. 국내 천리안 위성을 기반으로 기존 DVB-S2 서비스에 영향을 주지 않으면서, 고가의 빔추적 지향성 안테나 대신 저가의 무지향성 안테나를 갖는 단말을 위한 저속 해양 위성 통신 시스템의 기본 설계를 제시한다. 국내 위성 통신 시스템에서의 다양한 시스템 제원과 위 제약 사항들을 기반으로 링크 버짓 (Link Budget) 계산을 통하여 지원 가능한 전송률을 예측하고, 그 전송률을 달성하기 위해 대역 확산 (Spread Spectrum) 방식과 간단한 적응 변조를 위한 반복 전송 기법을 활용하였다. 그리고 패킷 길이가 짧은 응용 서비스의 특성을 고려하여 채널 부호화 방식도 터보 부호를 사용한다. 그리고 동기 변조 (Coherent Modulation) 및 차등 변조 (Differential Modulation) 방식을 모두 설계하여 상황에 따라서 선택할 수 있도록 설계하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서 시스템 모델 및 설계 환경을 설명하고, III장에서는 환경 및 시스템 제원에 따른 링크 버짓을 계산한다. 이런 링크 버짓 결과를 바탕으로 해양 위성 통신 시스템의 전송 방식 및 송신단 구조를 IV장에서 제안한다. 그리고 모의 실험 결과를 V장에서 보이고, VI장의 결론은 끝으로 본 논문을 마무리한다.

## II. 시스템 모델 및 설계 환경

위성을 통해 선박에 탑재된 해양 이동 단말과 육지의 중심국 간의 데이터 통신을 정의한다. 그림 1에서 보는 바와 같이, 중심국에서 위성까지의 상향링크와 위성에서 이동 단말까지의 하향링크는 모두 100 MHz 대역폭을 갖고 있다. 그리고 반송파 주파수는 상향링크가 30 GHz, 하향 링크가 20 GHz이다. 본 논문에서는 가용한 위성으로 천리안 위성을 고려하고 있다.

그리고 중심국과 위성 그리고 단말의 제원은 표 1과 같이 주어진다고 가정하였다. 중심국과 위성의 경우는 높은 안테나 이득을 갖는 지향성 안테나를 갖지만, 단말의 안테나 이득은 단일 패치 안테나를 가정하였다. 그리고 전송률 증대를

위해서 해양 이동 단말에서 다중 안테나 기술을 활용하는 경우도 고려하였다. 그리고 위성은 수신한 신호를 증폭하고, 반송파 주파수를 이동시켜 재전송하는 역할을 수행한다.

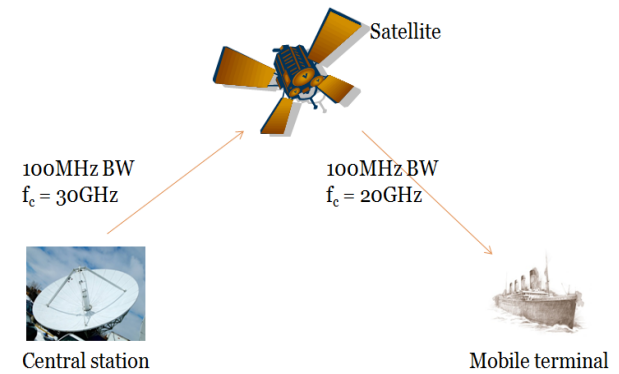


그림 1. 해양 위성 통신 시스템 모델. (fc: 반송파 주파수)

표 1. 중심국, 위성, 단말의 시스템 제원.

Centralry Station	Tx antenna gain	64 dBi
	Rx antenna gain	63.7 dBi
	Tx power	27 dBW
Satellite	EIRP	65 dBW
	G/T	21 dB/K
Mobile terminal	Antenna gain	5 dBi

그리고 상향 링크와 하향 링크의 경로 손실은 각각 205 dB와 203 dB라고 가정하였다. 이와 더불어 위성 통신에서 중요한 고려 사항인 강우 감쇄는 최대 상향 링크인 30 GHz 대역에서는 20.7 dB로, 하향 링크인 20 GHz에서는 10.3 dB로 하였다. 이 값들은 각 대역에서 모두 일 년 중 위 값들을 넘는 강우 감쇄가 생길 확률이 0.1%가 되는 강우 감쇄 값들이다.

이와 더불어 시스템 설계에서 고려할 사항으로 기존 DVB-S2 시스템과의 주파수 공유 문제가 있다. DVB-S2의 경우는 해당 대역에서 현재 서비스가 되고 있기 때문에 채널 사용에 대한 우선권이 있다고 할 수 있다. 그리고 이와 같은 방송 서비스 신호는 채널을 항상 점유하고 있기 때문에 제안하는 새로운 해양 위성 통신 시스템은 DVB-S2 서비스에 영향을 주지 않는 underlay 형태로 신호를 전송해야 한다. 즉, 아주 높은 확산 이득 (Spreading Gain)을 갖는 대역 확산 방식을 사용한다. 그리고 해양 이동 단말의 경우, 위성을 향해 방향성 빔을 맞추고, 해양 이동 환경에서 계속 위성을 추적 하면서 고 안테나 이득을 얻는 것은 기술적으로나 경제적으로 문제가 많다. 그래서 안테나 이득이 낮아 전송 속도가 느리더라도 패치 안테나 형태의 무지향성 안테나를 사용하여 빔추적 복잡도 및 경제성 문제를 해결하고자 한다.

## III. 링크 버짓 계산

위성 통신 시스템의 경우, 중심국에서 전송한 신호를 선박

등과 같은 이동 해양 단말 사이에 위성이 있어 중계 역할을 수행한다. 본 논문에서는 중심국에서 위성을 거쳐 단말 데이터를 전송하는 경우를 고려하도록 한다. 따라서 중심국에서 위성까지의 상향 링크와 위성에서 단말로 가는 하향 링크의 링크 버짓을 각각 계산해 보자.

### 1. 상향 링크의 링크 버짓

우선, DVB-S2는 100 MHz 대역폭에서 최대 송신 전력으로 전송된다고 하자. 그리고 DVB-S2의 가장 높은 주파수 효율 (약 4.45 bps/Hz)에 해당하는 변조 및 부호방식인 32-APSK (amplitude and phase shift keying), 9/10 부호율의 경우, 백색 잡음 채널에서 16.04 dB의 신호 대 잡음비를 요구한다[4]. 따라서 이런 DVB-S2의 동작에 거의 영향을 주지 않기 위해서는 부가적인 해양 위성 통신용 송신 신호는 DVB-S2 신호 대비 20 dB 낮은 주파수 전력 밀도를 갖도록 해야 한다. DVB-S2 송신 신호의 주파수 전력 밀도는 71 (27(중심국 송신 전력) + 64(중심국 송신 안테나 이득) - 20(대역폭)) dBW/MHz이므로 해양 위성 통신의 위한 송신 신호의 주파수 전력 밀도는 이보다 20 dB 낮은 51 dBW/MHz이다. 그리고 해양 위성 통신의 대역폭이 100 MHz이기 때문에 EIRP는 71 dBW이다. 이를 바탕으로 위성 수신단에서의 신호 대 잡음비는 표 2에서와 같이 계산된다. 즉, 상향 링크의 경우에는 송신단인 중심국과 수신단인 위성의 안테나 이득이 높아서 잡음 대비 12 dB 높은 수준으로 해양 위성 통신 신호가 수신된다.

표 2. 상향 링크의 링크 버짓 계산. (중심국에서 위성)

EIRP for uplink	71 dBW
Passloss for uplink (30 GHz)	205 dB
Rain attenuation (0.1% outage)	20.7 dB
Rx antenna G/T (satellite)	21 dB/K
uplink C/T	-133.7 dBW/K
Rx signal power (T <sub>sys</sub> =300 K)	-108.9 dBW
Noise power (100 MHz)	-123.8 dBW
Noise margin	3 dB
uplink C/N	11.9 dB

### 2. 하향 링크의 링크 버짓

위성에서의 상향 링크 수신 신호의 구성을 보면, DVB-S2 신호가 있고, 이보다 20 dB 낮은 제안 해양 위성 통신 신호가 있고, 이보다 11.9 dB 낮게 백색 잡음이 있는 구조가 된다. 이와 같은 신호를 다시 위성의 최대 송신 전력인 65 dBW의 EIRP로 전송하게 된다. 그래서 해양 위성 통신 신호의 하향 링크 송신 EIRP는 약 45 dBW가 되고, 대역폭은 100 MHz이다. 따라서 하향 링크에 대한 링크 버짓은 표 3과 같이 주어진다.

표 3. 하향 링크의 링크 버짓 계산. (위성에서 단말)

EIRP for downlink	45 dBW
Passloss for downlink (30 GHz)	203 dB
Rain attenuation (0.1% outage)	10.3 dB
Rx antenna G/T (gain = 5 dBi, T <sub>sys</sub> =300 K)	19.8 dB/K
Downlink C/T	-188.1 dBW/K
Downlink C/N	-39.3 dB
Required E <sub>b</sub> /N <sub>0</sub>	1.5 dB
Boltzmann Constant	-228.6 dB
Noise margin	3 dB
Estimated data rate	36.0 dB (3.98 Kbps)

표 3에서 요구되는 E<sub>b</sub>/N<sub>0</sub>인 1.5dB는 1/3 부호율을 갖는 3GPP의 병렬 터보 부호와 BPSK 변조를 사용했을 때를 가정하였다. DVB-S2에서 가장 강한 전송 모드인 QPSK, 1/4 LDPC의 경우는 0.75dB의 낮은 E<sub>b</sub>/N<sub>0</sub>을 요구하기도 한다[4]. 하지만, 이는 프레임의 길이가 64800 비트로 긴 경우에 해당하는 것이고, 프레임 길이 짧을수록 성능 저하가 심각해진다. 그리고 해양 위성 통신의 경우, 위치 정보 등의 짧은 데이터가 많이 때문에 LDPC 부호를 사용하는 것이 비효율적이다. 따라서 요구되는 E<sub>b</sub>/N<sub>0</sub>은 높지만, 짧은 데이터에도 성능 열화가 적은 3GPP의 BPSK, 1/3 터보 부호를 사용하는 것으로 설계 하였다. 그리고 위 표에서 볼 수 있듯이, 수신단 안테나 이득이 5 dBi로 상향 링크 대비 약 60 dB 차이가 나므로, 하향 링크의 신호 대 잡음비는 -39.3 dB까지 낮아진다. 즉, 해양 위성 통신 신호가 가장 낮은 전력 밀도를 갖고, 이보다 20 dB 높게 DVB-S2 신호가 있으면, 이 두 신호가 모두 백색 잡음 보다 낮은 전력 밀도를 갖고 있게 된다. 즉, 상향 링크 대비 하향 링크의 신호 대 잡음비가 아주 낮은 상황이라서, 시스템의 성능 및 데이터 전송률은 하향 링크의 신호 대 잡음비에 의해 결정된다고 할 수 있다.

따라서 현재 시스템 제원을 가정했을 때, 최대 전송 속도는 3.98 kbps 정도로 아주 낮음을 알 수 있다. DVB-S2 시스템과의 공존 문제와 해양 이동 단말의 낮은 안테나 이득 때문에 전송률에 대한 희생은 어쩔 수 없다. 하지만, 추가적인 주파수 확보 및 고비용의 빔추적 안테나 없이 해양 위성 통신 서비스를 제공할 수 있다는 점에서 의미를 갖는 시스템이 될 것이다.

그리고 전송률 증대가 필요하다면, 해양 단말에 5 dBi 이득을 갖는 패치 안테나가 여러 개 설치하여 수신 전력 이득을 얻을 수 있다. 예를 들어, 안테나 2개를 사용하여 3 dB의 이득을 얻는다면, 2배의 전송 속도를 얻을 수 있다.

## IV. 전송 방식 및 송신단 구조 설계

앞 장의 링크 버짓 결과를 통해서 볼 수 있듯이, 100 MHz에 넓은 대역을 사용함에도 불구하고, DVB-S2와의 공존을 위한 underlay 전송 및 해양 단말의 낮은 안테나 이득으로

인하여 수신 신호 대 잡음비가 -40 dB 수준임을 확인할 수 있었다. 그래서 대역 확산 기술이 확산 이득을 높게 설정하여 역확산 과정을 통하여 복조에 필요한 신호 대 잡음비를 얻는다. 링크 버짓에서 가정한 10.3 dB 강우 감쇄는 최대치를 바탕으로 계산 된 것이고, 대부분의 시간은 강우 감쇄가 없거나 아주 작은 수준이다. 그래서 일반적인 경우의 수신 신호 대 잡음비는 -40 dB보다 10 dB 높은 -30 dB 수준이 될 것이다. 그리고 채널 추정 및 동기 오류에 따른 다양한 구현상의 마진을 포함하여 36 dB는 모든 전송 모드에 공통적으로 적용되는 확산 이득 보상하고, 상황에 따라서 적응 변조를 적용하여 강우 감쇄가 작을 때는 기본적인 36 dB 확산만을 이용하여 높은 전송률로 전송하고, 강우 감쇄 정도에 따라서 2배 또는 4배 반복 전송 기법을 활용하여 전송률을 1/2, 1/4로 낮추어 강우 감쇄를 상쇄하도록 한다. 따라서 강우 감쇄 정도에 따른 수신 신호 대 잡음비와 그에 따른 전송 방식 (확산 이득, 반복 전송 회수) 등은 표 4와 같이 예를 들 수 있다.

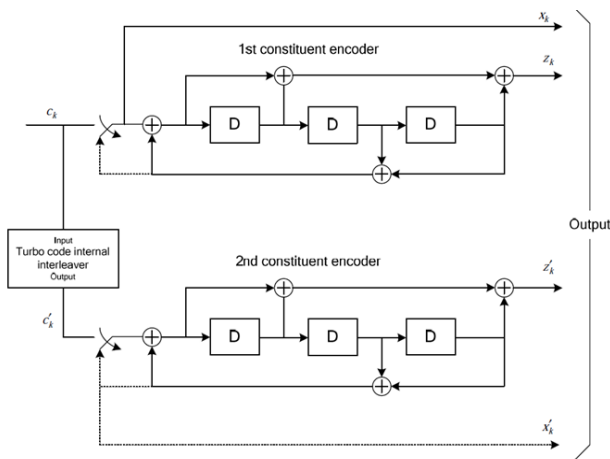


그림 2. 제안 시스템을 위한 3GPP의 터부 부호 구조[5].

표 4. 강우 감쇄에 따른 확산 및 반복 전송 이득

Rain attenuation (outage)	10 dB (0.1%)	7 dB (0.2%)	3 dB (1%)	0 dB
C/N	-39.3 dB	-36.3 dB	-32.3 dB	-29.3 dB
Spreading gain	36 dB	36 dB	36 dB	36 dB
Repetition gain	6 dB (x4)	3 dB (x2)	0 dB (x1)	0 dB (x1)
Post-processing SNR (1 Rx ant.)	-0.3 dB	-0.3 dB	0.7 dB	3.7 dB
Post-processing SNR (2 Rx ant.)	2.7 dB	2.7 dB	3.7 dB	6.7 dB

표 4에서 보듯이, 강우 감쇄가 많은 경우에는 기존적인 36 dB의 확산 이득과 더불어 4배 반복 전송을 하더라도 -0.3 dB의 후처리(post-processing) 신호 대 잡음비를 얻는다. 모의 실험에 의하면, 백색 잡음 채널 하에서 BPSK, 1/3 터부 부호의 경우, 1000 정보 비트에 대해서 약 -2 dB SNR에서

$10^{-7}$ 의 비트 오류 확률을 갖는다. (V장 참조) 따라서 하나의 수신 안테나를 갖고도 해양 통신이 가능하다. 하지만, 여타 구현 마진 등을 고려하면 2개의 수신 안테나를 사용하여 약 4 dB이상의 마진을 확보하는 것이 필요할 수도 있다. 그리고 강우 감쇄가 작은 경우에는 반복 횟수를 2회 또는 무반복 전송을 통하여 전송 속도를 2배 또는 4배 향상하는 간단한 형태의 적응 변조를 적용한다.

따라서 변조 및 부호 방식은 BPSK와 1/3 터부 부호를 사용하고, 반복 전송을 통하여 채널 상황에 따른 전송 속도를 조절하여 오류가 없도록 한다. 이와 같은 설계에 따른 전송률을 표 5와 같다. 동기 변조 방식을 사용하는 것도 가능하지만, 동기 오류 및 채널 추정 및 추적을 등을 위한 훈련 신호 등에 따른 부담을 고려하면, 3 dB의 성능 열화를 감수하더라도 시스템 복잡도 면에서 차분 변조를 사용하는 것도 하나의 대안이 될 수 있다. 일반적으로 블루투스나 같은 간단한 저속 통신의 경우, 차분 변조 방식도 많이 활용되고 있다[6]. 따라서 DQPSK 변조 방식과 1/3 터부 부호를 사용하면 전송률을 유지할 수 있다. 그리고 차분 변조에 따라 추가로 요구되는 SNR을 보상하기 위해서 확산 이득을 39 dB로 높인다. 본 장에서는 100 MHz이 대역폭을 모두 사용할 수 있는 것으로 가정하였지만, 대부분의 실제 시스템에서는 롤오프 인자(roll-off factor)를 고려하여 설계 한다. 그래서 심볼률(symbol rate)는 대역폭을 (1+롤오프 인자)로 나눈 수준에서 결정된다. 따라서 그만큼의 전송률 저하가 발생한다. 하지만 본 논문에서는 이와 같은 요소를 제외하였다.

동기 변조 방식과 차분 변조 방식을 사용할 경우, 각각의 송신단 구조는 그림 3과 4와 같이 주어진다.

표 5. 전송 방식에 따른 전송률 계산.

Band-width	Modulation	Code rate	Spreading Gain	Repetition Factor	Data rate
100MHz	BPSK	1/3	4096	1	8138 bps
100MHz	BPSK	1/3	4096	2	4069 bps
100MHz	BPSK	1/3	4096	4	2035 bps
100MHz	DQPSK	1/3	8192	1	8138 bps
100MHz	DQPSK	1/3	8192	2	4069 bps
100MHz	DQPSK	1/3	8192	4	2035 bps

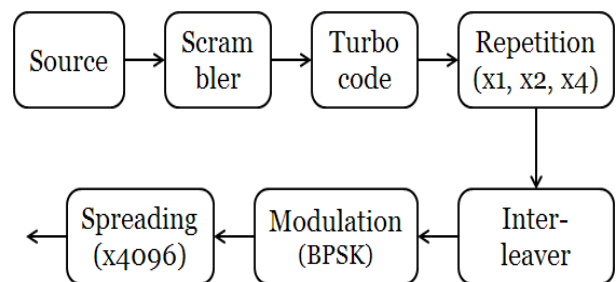


그림 3. 동기 변조를 사용하는 송신단 구조.

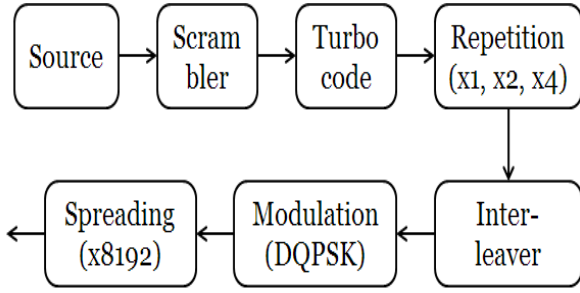


그림 4. 차분 변조를 사용하는 송신단 구조.

초기 동기 및 반송파 주파수 추정 등을 위한 목적으로 프레임의 가장 앞에는 물리계층 프리앰블이 온다. 그리고 해당 프레임의 길이 및 변조 방식, 반복 횟수 등을 포함한 물리계층 헤더가 뒤를 따르고, 마지막에 데이터가 추가되는 구조를 갖는다. 데이터에는 매체 접속 계층 헤더 및 실제 전달하고자 하는 데이터, 오류 검출을 위한 FCS(Frame Check Sequence)로 구성된다. 이들에 대한 구체적인 내용은 본 논문에서는 생략한다.

### V. 수치적 결과

본 장에서는 이제까지 설계한 링크 버짓 및 시스템 설계에 대한 수치적 결과를 알아본다. 링크 버짓 계산에서 시스템 설계 및 환경에 따라 바뀔 수 있는 부분이 몇 가지 있다. 우선 수신 안테나 개수와 강우 감쇄 그리고, 그 대역에 대한 우선권이 있는 DVB-S2 시스템의 대역폭이다. 해양 이동 단말의 안테나 수가 늘면 각 수신 안테나의 신호를 결합한 수신 신호 대 잡음비가 커지기 때문에 전송률을 높일 수 있다. 그림 5는 III장의 링크 버짓 계산에서 수신 안테나의 수를 변화시키면서 지원 가능한 전송률을 강우 감쇄 값에 따라 나타내었다. 그리고 DVB-S2 신호의 경우, III장에서는 위성의 최대 대역폭인 100 MHz로 가정하였지만, 실제로는 이보다 작은 대역폭으로 서비스 될 수 있다. 이럴 경우, 같은 전송 전력이 좁은 대역폭에 집중되어 전력 주파수 밀도가 높아 해양 위성 통신 신호의 전력을 높여도 DVB-S2의 서비스에 영향을 주지 않는다. 즉, DVB-S2신호의 대역폭이 줄어든 만큼, 해양 위성 통신 신호의 송신 전력을 높일 수 있다. 그래서 그림 6은 수신 안테나의 수가 1개인 경우, DVB-S2 신호의 대역폭을 달리하면서, 강우 감쇄 양에 따른 지원 가능 데이터 전송률을 보여 주고 있다.

그리고 제안한 해양 위성 통신 시스템에서 사용하는 BPSK 변조와 1/3 터부 부호의 성능을 확인하기 위하여 아래와 같은 환경에서 모의 실험을 진행하였다.

- 확산 이득: 4094 (36 dB)
- 반복 전송 횟수: 2회 (3 dB)
- 해양 이동 단말의 수신 안테나 수: 2개 (3 dB)

- 백색 잡음 환경
- 동기 및 채널 추정 오류는 없다고 가정함.

그림 7에서는 터부 부호의 복호 과정에서의 반복 횟수에 따른 비트 오류 확률 차이를 볼 수 있다. 본 결과를 보면, 6회의 반복 복조 정도면 주어진 환경에서 포화 성능을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 그리고 -45 dB의 신호 대 잡음비 환경에서  $10^{-7}$ 의 비트 오류 확률을 얻을 수 있다. 따라서 -45 dB(신호 대 잡음비) + 36 dB(확산 이득) + 3 dB(반복 전송) + 3 dB(안테나 수) = -3 dB의 후처리 신호 대 잡음비를 얻고, 이를  $E_b/N_0$ 로 나타내면 -3 dB+4.7 dB(1/부호율) = 1.7 dB가 되어 III장에서 가정된 해당 변조 및 부호를 반복조하는데 요구되는  $E_b/N_0$ 과 비슷한 것을 확인할 수 있다.

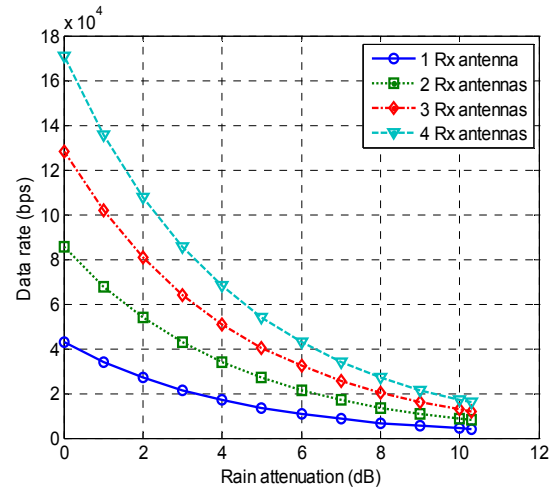


그림 5. 해양 이동 단말의 안테나 수에 따른 지원 가능한 데이터 전송률

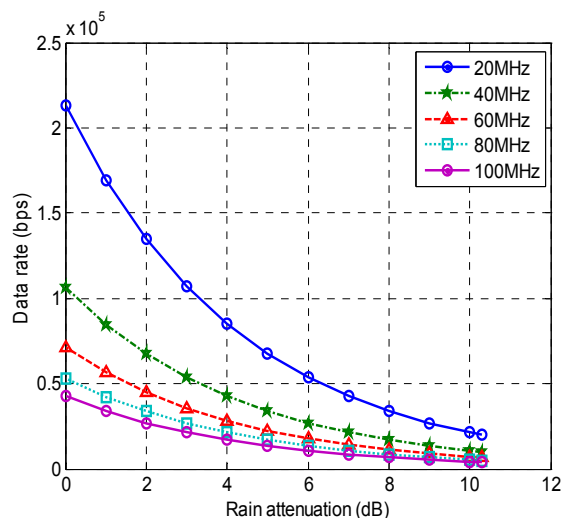


그림 6. DVB-S2 신호의 대역폭에 따른 해양 위성 통신의 지원 가능 데이터 전송률



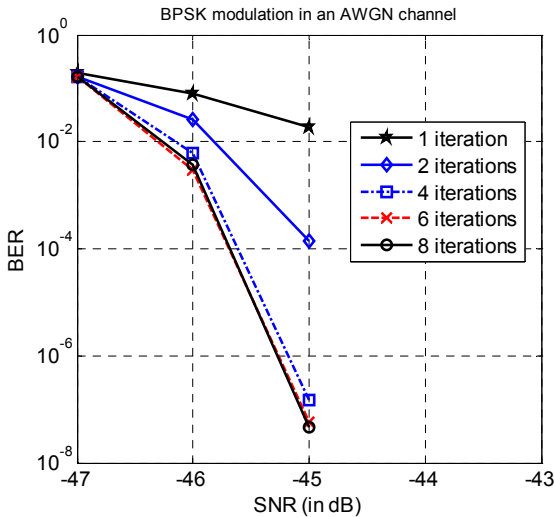


그림 7. 백색 잡음 채널에서의 제안 시스템 성능.

## VI. 결론

본 논문에서는 선박과 같은 해양 이동 단말과 육지의 중심국 사이의 정보 교환을 위한 해양 위성 통신 시스템을 제안하였다. 제안된 시스템은 링크 버짓 계산을 통하여 전송률을 예측하고, 해당 전송률을 달성하기 위한 송신단 변조 및 부호화 기법을 제안하였다. DVB-S2 서비스를 위해 사용하고 있는 위성 및 주파수 대역을 기존 서비스에 영향을 미치지 않는 범위에서 사용한다는 underlay 방식의 인지 통신 기법을 활용하였다. 그리고 단말에서 저가의 패치 형태의 무지향성 안테나를 사용한다는 가정하여 시스템을 설계하였다. 그 결과, 수kbps의 낮은 전송률이기는 하지만, 위 요구 조건을 충족하는 시스템을 설계하였다. 해양 위성 통신의 주 응용 분야가 기상 정보, 위치 정보 등의 간단한 서비스라고 가정하면 추가적인 주파수 및 위성의 확보 없이, 저가의 단말기로 통신 서비스를 받을 수 있다는 점에서 의미 있는 접근이 될 것이라 사료된다.

## 참고 문헌

[1] F. P. Antonio, K. S. Gilhousen, I. M. Jacobs, and L. A. Weaver, Jr. "OmniTRACKS: A commercial Ku-band mobile satellite terminal and its applicability to military mobile terminals," in Proc. IEEE MILCOM 1988, vol. 3, pp. 761-764, San Diego, CA, Oct. 1988.

[2] M. Dervin, I. Buret, and C. Loisel, "Very wide band satellite transmissions for emergency situations," in Proc. the Advanced Satellite Mobile Systems 2008, pp. 328-332, Bologna, Italy, Aug. 2008.

[3] N. Fuke, K. Sukiya, and N. Kawai, "Characteristics of satellite system with wideband spreading signals overlaid on

conventional FDMA signals within FSS network," IEICE Technical Report, vol. 105, no. 322, pp. 145-150, 2005.

[4] ETSI EN 302 307 v1.2.1: "Digital Video Broadcasting (DVB): Second generation framing structure, channel coding and modulation system for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications," Aug. 2009.

[5] 3GPP TS 36.212 v9.2.0: "Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Multiplexing and channel coding," May 2010.

[6] IEEE 802.15.3/D17, "Part 15.3: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPAN)," Feb. 2003.

## 저자

유 준 규(Joon-Gyu Ryu)

정회원



- 1999년 2월 : 충남대학교 전파공학과 졸업
- 2001년 2월 : 충남대학교 대학원 전파공학과 석사
- 2001년~현재 : 한국전자통신연구원 선임연구원

<관심분야> : 위성방송 및 통신 시스템

오 덕 길(Deock-Gil Oh)

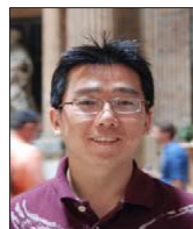
정회원



- 1984년 2월 : 서울대학교 대학원 전자공학과 석사
- 1996년 2월 : 서울대학교 대학원 전자공학과 박사
- 1982년~현재 : 한국전자통신연구원 위성광대역방송통신연구실 실장

<관심분야> : 위성방송 및 통신 시스템

유 희 정(Heejung Yu)



- 1999년 2월 : 고려대학교 전파공학과 졸업
- 2001년 2월 : KAIST 전자공학과 석사
- 2011년 2월 : KAIST 전자공학과 박사
- 2001년~2012년 : 한국전자통신연구원 선임연구원

· 2012년 9월~현재 : 영남대학교 정보통신공학과 조교수

<관심분야> : 무선통신 및 위성통신 시스템