



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

工學博士 學位論文

링크 분석을 통한 발사체 텔레메트리 시스템
개선 기법 연구

A study on an improving method of launch vehicle telemetry
system based on link analysis

指導教授 金基萬

2020年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科
金東倪

本 論文을 金東倪의 工學博士 學位論文으로 認准함

委員長 : 鄭 智 元
委 員 : 趙 炯 來
委 員 : 尹 榮 柱
委 員 : 朴 政 柱
委 員 : 金 基 萬



2019 年 12 月

韓國海洋大學校 大學院

목 차

List of Tables	iii
List of Figures	iv
Abstract	x

제 1 장 서론

1.1 연구 배경	1
1.2 연구 목적	4
1.3 논문 구성	5

제 2 장 통신링크 분석

2.1 텔레메트리 지상국 개요	6
2.2 누리호 시험발사체 발사시 지상국 운용	8
2.3 정적 링크분석	12
2.4 동적 링크분석	20

제 3 장 링크 마진 개선 방안

3.1 디지털 변조 - SOQPSK	33
3.2 채널 부호화 기법 - 저밀도 패리티 검사 부호(LDPC)	43
3.3 탑재 송신 안테나 개선	49
3.3.1 원통형 배열 이론	50
3.3.2 안테나 설계 및 시뮬레이션	56

제 4 장 지상국 안테나 최적화 분석	83
제 5 장 결론	87
참고문헌	90



List of Tables

Table 2.1 Main characteristics of NSC telemetry ground station	7
Table 2.2 Antenna & RF spec. of JEJU ground station	10
Table 2.3 Antenna & RF spec. of GOHEUNG ground station	11
Table 2.4 Link budget of JEJU telemetry ground station	18
Table 2.5 Link budget of GOHEUNG telemetry ground station	19
Table 3.1 SOQPSK-TG parameter	41
Table 3.2 CCSDS coding schemes	43
Table 3.3 Codeblock length per information block size	44
Table 3.4 Submatrix size per information block size	45
Table 3.5 θ_k and $\phi_k(j)$ of AR4JA LDPC(Code rate =4/5, information block size = 4096, M = 512)	46
Table 3.6 Generator matrix sizes	47
Table 3.7 Parameter to control element polarization	56
Table 4.1 G/T by antenna size	83

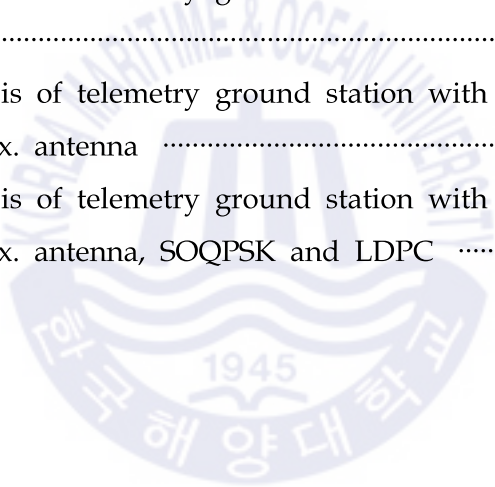
List of Figures

Fig. 1.1 Telemetry ground station placement of NSC for NURI (KSLV-II) launch mission	1
Fig. 1.2 Telemetry ground station network of ESA	3
Fig. 2.1 Operation concept of NSC telemetry ground station for NURI(KSLV-II) launch mission	8
Fig. 2.2 Operation of telemetry ground station for NURI TLV launch mission	9
Fig. 2.3 JEJU telemetry ground station of NSC	10
Fig. 2.4 GOHEUNG telemetry ground station of NSC	11
Fig. 2.5 Link analysis of JEJU telemetry ground station	18
Fig. 2.6 Link analysis of GOHEUNG telemetry ground station	19
Fig. 2.7 On-board Tx. antenna position of NURI TLV	21
Fig. 2.8 3D-pattern of NURI TLV on-board Tx. antenna	22
Fig. 2.9 Antenna coordinate system	24
Fig. 2.10 JEJU TLM G/S RF signal receiving level of NURI TLV	25
Fig. 2.11 JEJU TLM G/S Cone angle and Clock angle of NURI TLV	27
Fig. 2.12 Comparison with best channel and dynamic expected signal receiving level of JEJU TLM G/S	28
Fig. 2.13 GOHEUNG TLM G/S RF signal receiving level of NURI TLV	30
Fig. 2.14 GOHEUNG TLM G/S Cone and Clock angle of NURI TLV	31
Fig. 2.15 Comparison with best channel and dynamic expected signal	

receiving level of GOHEUNG TLM G/S	31
Fig. 3.1 Block diagram of SOQPSK modulation	36
Fig. 3.2 State trellis diagram for SOQPSK	38
Fig. 3.3 Antipodal and pre-coder input for SOQPSK	39
Fig. 3.4 Frequency and phase pulse of SOQPSK-TG	41
Fig. 3.5 Simulated spectral comparison with PCM/FM and SOQPSK -TG(Data rate 2.55 MHz, 10 Watt)	42
Fig. 3.6 H matrix of AR4JA LDPC Code Rate =4/5, Information Block Size=4096, M=512	47
Fig. 3.7 LDPC BER performance with 4-state trellis demodulator	48
Fig. 3.8 Configuration of cylindrical arrays with conformal microstrip patch	50
Fig. 3.9 Local coordinate system refer to the location of i th element	53
Fig. 3.10 Example of linearly polarized microstrip patch antenna (a) structure, (b) radiation pattern	54
Fig. 3.11 Linearly polarized microstrip patch antenna design	58
Fig. 3.12 S-parameter of linearly polarized microstrip patch antenna	59
Fig. 3.13 Pattern of linearly polarized microstrip patch antenna	59
Fig. 3.14 3-D pattern of linearly polarized microstrip patch antenna	60
Fig. 3.15 Configuration of cylindrical arrays with 16ea patch antenna ($r=162.5$ mm)	61
Fig. 3.16 Roll and elevation plane pattern of cylindrical arrays with 16ea patch(equal amp. & phase excitation)	62
Fig. 3.17 3-D pattern of cylindrical arrays with 16ea patch antenna (equal amp. & phase excitation)	63

Fig. 3.18 ARDP of cylindrical arrays with 16ea patch antenna(equal amp. & phase excitation)	64
Fig. 3.19 Roll and elevation plane pattern of cylindrical arrays with 16ea patch(equal amp. & progressive phase excitation)	65
Fig. 3.20 3-D pattern of cylindrical arrays with 16ea patch antenna (equal amp. & progressive phase excitation)	66
Fig. 3.21 ARDP of cylindrical arrays with 16ea patch antenna (equal amp. & progressive phase excitation)	67
Fig. 3.22 Configuration of cylindrical arrays with 32ea patch antenna (r=325 mm)	68
Fig. 3.23 Roll and elevation plane pattern of cylindrical arrays with 32ea patch(equal amp. & progressive phase excitation)	69
Fig. 3.24 3-D pattern & ARDP of cylindrical arrays with 32ea patch antenna(equal amp. & progressive phase excitation)	70
Fig. 3.25 Configuration of cylindrical arrays with 64ea patch antenna (r=650 mm)	71
Fig. 3.26 Roll and elevation plane pattern of cylindrical arrays with 64ea patch(equal amp. & progressive phase excitation)	72
Fig. 3.27 3-D pattern & ARDP of cylindrical arrays with 64ea patch antenna(equal amp. & progressive phase excitation)	73
Fig. 3.28 Configuration of cylindrical arrays with 128ea patch antenna (r=1,300 mm)	74
Fig. 3.29 Roll and elevation plane pattern of cylindrical arrays with 128ea patch(equal amp. & progressive phase excitation)	75
Fig. 3.30 3-D pattern & ARDP of cylindrical arrays with 128ea patch antenna(equal amp. & progressive phase excitation)	76
Fig. 3.31 Roll and elevation plane pattern comparison between designed antennas(16ea, 32ea, 64ea and 128ea patch)	78

Fig. 3.32 ADRP of NURI TLV on-board Tx. antenna	79
Fig. 3.33 Roll and elevation plane pattern comparison with NURI TLV ant. and designed ant.(16ea patch, r=162.5 mm)	80
Fig. 3.34 Comparison of dynamic expected signal receiving level of JEJU G/S between NURI TLV and designed antenna with 128ea patch	81
Fig. 3.35 Comparison of dynamic expected signal receiving level of GOHEUNG G/S between NURI TLV and designed antenna with 128ea patch	82
Fig. 4.1 Link analysis of telemetry ground station with SOQPSK+ LDPC	84
Fig. 4.2 Link analysis of telemetry ground station with designed on-board Tx. antenna	85
Fig. 4.3 Link analysis of telemetry ground station with designed on-board Tx. antenna, SOQPSK and LDPC	86



Abbreviations

AOS	Acquisition Of Signal
AR4JA	Accumulate Repeat 4 Jagged Accumulate Code
ARDP	Antenna Radiation Diagram Plotter
BER	Bit Error Rate
CCSDS	Consultative Committee for Space Data System
Ch	Channel
CNES	Centre National d'Etudes Spatiales
CPM	Continuous Phase Modulation
CT	Countdown Time
ECEF	Earth-Centered Earth Fixed
ECI	Earth-Centered Inertial
EL	Elevation
FSK	Frequency Shift Keying
FEC	Forward Error Correction
G/S	Ground Station
G/T	antenna Gain to noise Temperature
GPS	Global Positioning System
HPBW	Half Power Beam Width
IF	Intermediate Frequency
iNET	integrated Network Enhanced Telemetry
IRIG	Inter-Range Instrumentation Group
JPL	Jet Propulsion Laboratory
KSLV-II	Korea Space Launch Vehicle-II, also known as NURI
LDPC	Low-Density Parity Check
LHCP	Left Hand Circular Polarization
LOS	Loss Of Signal

MIL	Military
MLSD	Maximum Likelihood Sequence Detector
MSB	Most Significant Bit
NASA	National Aeronautics and Space Agency
NRZ	Non Return to Zero
NSC	Naro Space Center
Nuri TLV	Nuri Test Launch Vehicle
OQPSK	Offset Quadrature Phase Shift Keying
PCM/FM	Pulse Code Modulation/Frequency Modulation
PSK	Phase Shift Keying
QC	QuasiCyclic
RF	Radio Frequency
RHCP	Right Hand Circular Polarization
Rx	Receive
SNR	Signal to Noise Ratio
SOQPSK	Shaped Offset Quadrature Phase Shift Keying
TG	Telemetry Group
TLM	Telemetry
Tx	Transmit

링크 분석을 통한 발사체 텔레메트리 시스템 개선 기법 연구

김 동 현

한국해양대학교 전파공학과

초 록

발사체 텔레메트리 시스템은 발사체에 대한 각종 동작상태 및 비행정보 등에 관한 제반 자료를 획득하는 무선통신 시스템으로 발사임무진행의 판단 및 위성궤도 진입 상태를 파악하기 위해 실시간으로 자료를 수신, 처리하고 분배한다.

나로우주센터에는 발사체 발사로부터 위성분리 시점까지 텔레메트리 신호의 안정적인 수신 및 획득을 위해 11 m 급 대형 안테나를 가진 지상국 2기를 포함하여 4기의 텔레메트리 지상국을 운영 중이며, 2021년 발사 예정인 누리호(KSLV-II) 발사를 위해 남태평양 팔라우에 7 m 급 안테나를 가진 지상국 1기를 추가하여 총 5기의 지상국을 운영 예정이다.

일반적으로 발사체 텔레메트리 시스템 설계시 충분한 링크 마진 확보를 위해 7 m 급 이상의 대형 반사판을 가진 안테나를 고려하고 지상국에 설치하여 운용하게 되는데, 이를 위해 여러 지원 장비와 설치 부지 및 운용 인력이 필수적이다.

만약 지상국 안테나를 비약적으로 소형화 시킬 수 있다면 대형 안테나 설치를 위한 부지와 건물, 대형 발전기 및 부대시설 없이 차량 견인이 가능한 형태로 지상국을 운영할 수 있어 다양한 발사 임무에 따른 지상국 배치가 매우 용이해 지고, 발사가 빈번하지 않은 경우 대형 지상국 유지에 따른 비용 감소에도 크게 도움이 될 수 있다.

1970년대 이후로 우주항공 텔레메트리 분야에서 가장 폭 넓게 사용된 변조 방식은 펄스 부호 변조/주파수 변조(PCM/FM) 방식으로 대역폭 효율이 좋지 않은 단점에도 불구하고 오늘날에도 많이 사용되고 있다. 순방향 오류정정 부호의 경우도 현재 대부분의 통신 분야에서 표준이 된 기술임에도 제한적으로 사용되고 있으며, 이는 나로호와 누리호를 포함하여 나로우주센터에서 지금까지 발사한 모든 발사체가 동일하다.

발사체 탑재 송신 안테나의 경우 발사체 동체 표면에 두 개의 안테나를 대칭으로 배치하여 전방향성 패턴을 가지도록 하였는데, 이로 인해 패턴 중첩 구간, 특히 전방과 후방 진행 축에서 큰 널이 발생하여 링크버짓상 많은 손실을 가지게 한다.

본 연구에서는 누리호 시험발사체 발사시 획득한 데이터를 바탕으로 링크 분석을 통해 발사임무 수행에 필요한 마진을 분석하고, 항공우주분야 텔레메트리 표준인 IRIG-106에서 권고하는 디지털 통신 방식과 순방향 오류정정 부호를 적용해 통신링크를 설계할 경우 확보가능한 마진을 계산한다. 이를 바탕으로 탑재 송신 안테나를 개선해 추가 마진을 확보하여 지상국의 안테나를 최대한 소형화 시킬 수 있는 방안을 제안한다.

제안된 방법의 타당성 입증을 위해 누리호 시험발사체 발사임무에서 실 수신된 신호를 분석에 사용하였으며 시뮬레이션을 통해 검증을 수행하였다.

KEY WORDS: 텔레메트리, 원격자료 수신장비, 링크 버짓, 지상국,
원통형 배열 안테나

A study on an improving method of launch vehicle telemetry system based on link analysis

Kim, Dong Hyun

Department of Radio Communication Engineering
Graduate School of
Korea Maritime and Ocean University

Abstract

The telemetry system for the launch operation is one of wireless communication system which acquires the data about the operational status and flight information of launch vehicle, and receives, processes, and distributes telemetry data in real time to determine the progress of launch mission and confirm the satellite separation.

In NARO Space Center, four telemetry ground stations including two stations with large 11 m parabola antenna are in operation in order to ensure stable reception and acquisition of telemetry signal, and total five ground stations including additional ground station with 7 m antenna in south pacific, PALAU, will be operated to launch the

NURI(KSLV-II) which scheduled to launch 2021.

When designing a launch telemetry system, the antenna with large reflector over 7 m in a ground station is usually considered in order to ensure sufficient link margin. However, it should be required such supporting equipment, site for installation, and operating personnel because of that.

If the size of antenna can be reduced significantly, the ground station can be operated in the form of VAN vehicle with small mobile antenna without the site and building for a large antenna, power generator and auxiliary facilities. This will makes it very easy to deploy ground station for various launch mission, and can help to reduce the cost of maintaining large ground stations especially in case of not frequent launch.

The most widely used modulation method in aerospace telemetry since the 1970s is pulse code modulation/frequency modulation(PCM/ FM), which is still widely used in spite of the disadvantage of low spectrum efficiency. Forward error correction codes are also used in limited, even though they are now standard in most communications applications. These are the same for all the launch vehicles launched from the Naro Space Center so far, including NARO and NURI.

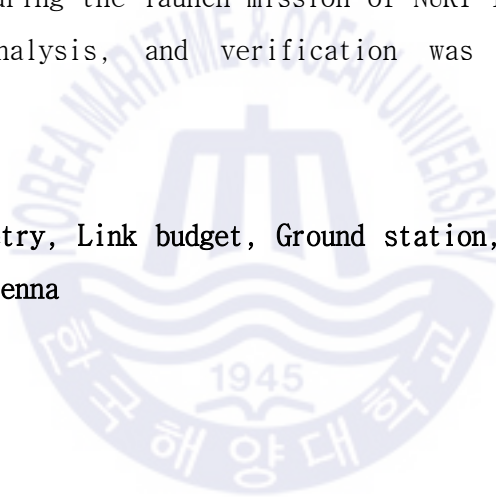
Also, in case of on-board Tx. antenna, two antennas are mounted symmetrically on the surface of launch vehicle fuselage to have a omni directional pattern, and this causes large nulls at the overlapping section in the antenna pattern, especially in the forward and backward axes, and lots of loss in link budget.

In this dissertation, it is analyzed that the margin required to perform the launch mission through link analysis based on the

telemetry data which was acquired during the launch mission of the NURI Test Launch Vehicle, and verified the margin that can be acquired when designing a communication link using digital communication method and forward error correction code recommended by IRIG-106 which is the aerospace telemetry standard. On the basis of this, I propose a method to improve the on-board Tx. antenna to secure additional margin, and to make the size of antenna of the ground station as small as possible.

In order to verify the validity of the proposed method, the actual received signal during the launch mission of NURI Test Launch Vehicle was used for analysis, and verification was performed through simulation.

KEY WORDS: Telemetry, Link budget, Ground station, Cylindrical array antenna



제 1 장 서 론

1.1 연구 배경

우주 항공분야에서 텔레메트리(Telemetry) 시스템은 위성발사체, 로켓 등 비행체의 실시간 비행위치와 동작 상태를 파악하기 위한 시스템으로 발사임무수행 및 비행안전통제를 위해서 반드시 필요하다. 또한 위성의 정상궤도 투입과 정상동작 여부를 확인하고 임무 후 사후 분석을 위해 활용되기 때문에 매우 중요하다.



그림 1.1 누리호 발사를 위한 나로우주센터 텔레메트리 지상국 배치

Fig. 1.1 Telemetry ground station placement of NSC for NURI(KSLV-II) launch mission

나로우주센터는 우리나라 최초의 우주발사장으로, 발사임무 수행을 위해 2007년에 텔레메트리 지상국(Telemetry Ground Station) 4기를 설치하여, 2013년에 나로호(NARO, KSLV-I) 발사와 2018년 누리호 시험발사체(NURI Test Launch Vehicle) 발사를 성공적으로 수행한 바 있으며, 누리호 발사체(NURI, KSLV-II) 발사시 3단 연소 종료 확인과 위성분리신호 수신을 위해 2019년 하반기에 팔라우 텔레메트리 지상국을 추가로 설치하였다.

IRIG-106 표준(Inter-Range Instrumentation Group-106 Standard)은 우주항공 텔레메트리에서 적용되는 통신 기술에 대해 정의하고 있으며, 오늘날 사용 중인 모든 텔레메트리 무선 링크에 적용할 수 있도록 상호 운용성을 보장할 수 있는 표준을 개발하기 위해 미국 발사장(정부 기관) 관계자 및 업계와 지속적으로 협력하여 매 2년 마다 최신 개정판을 발간하고 있다.[1]

1970년대부터 텔레메트리 분야에서 가장 폭 넓게 사용되는 변조 방식인 펄스 부호 변조/주파수 변조(PCM/FM) 방식은 대역폭 효율이 좋지 않은 단점에도 불구하고, 잡음에 매우 강한 파형을 가지고 있고 다중 경로 환경 등에서 빠르게 수신 시스템을 재 동기화할 수 있는 장점을 가지고 있어 현재도 많은 텔레메트리 분야에서 사용하고 있다.

순방향 오류정정 부호의 경우도 현재 대부분의 디지털 통신에서 표준이 된 기술임에도 불구하고, 시스템 복잡도 및 링크 임계점에 가까워질수록 오류가 급격히 증가하는 문제 등으로 인해 특히 발사체 관련 텔레메트리 분야에서는 제한적으로 응용되었다.

그러나 이동통신의 발전으로 우주 항공 분야에 할당된 L 밴드 및 S 밴드 대역 주파수는 향후 수년 이후 점차적으로 C 밴드 대역으로 재 할당되는 등 변복조 부분에서 대역폭 효율 문제를 더 이상 간과하기 힘들고, 오류정정 부호의 사용도 디지털 통신의 발전으로 앞서 문제점으로 지적된 부분이 해결 가능한 범위에 도달하여 상용 제품들이 속속 출시되는 등 이제 대체 가능한 수준에 도달했다고 판단된다.

일반적으로 지상국 시스템 설계를 위해서는 발사체등 해당 비행체의 특성을 고려하여 링크 버짓 분석을 통해 지상국 안테나의 크기 및 배치 등 시스템을 설계한다.

대부분 발사장 또는 인근에 설치되는 텔레메트리 지상국 안테나의 경우 최대 마진을 확보하기 위해 7 m급 이상의 대형 반사판을 가진 안테나를 구축하며, 선진 우주 발사장(CNES, ESA 및 NASA 등)의 경우 여러 개의 지상국을 발사 전체 궤적과 연계하여 지상국 네트워크를 운용중이다.[2]



그림 1.2 유럽우주청 텔레메트리 지상국 네트워크
Fig. 1.2 Telemetry ground station network of ESA

본 논문에서는 현재 운용중인 지상국에 대해 링크분석으로 시스템 마진을 계산한 다음 IRIG-106에서 권고한 최신 통신방식과 이를 바탕으로 개발된 상용 시스템을 현 시스템에 적용시킬 경우 개선 가능한 이득을 분석한다. 또한 이를 근거로 탑재 송신 안테나에 대한 개선을 통해 얻을 수 있는 이득을 모두 합산하여, 과거 시스템 운용상의 링크마진 획득을 위해 사용했던 링크버짓상의 이득을 지상국 시스템의 효율화에 적용해 우주 발사체 또는 로켓 발사 운용 시 텔레메트리 지상국의 안테나 크기를 소형화할 수 있는 방안을 제시한다.

1.2 연구 목적

발사체와 로켓 등 상대적으로 원거리 궤적(수백 km 이상)을 가지는 우주 항공 텔레메트리의 경우, 시스템 설계를 위해 무선 통신링크와 발사체적 특성(고도, 거리 등)등 실제 값을 적용하여 링크버짓과 마진을 계산하는데, 이 때 실시간으로 변화하는 값, 즉 발사체 자세에 따른 송신 안테나 패턴 변화와 실시간 다중경로 손실 변화 등의 적용 여부에 따라 정적 분석과 동적 분석으로 구분된다. 따라서 동적 분석의 경우 실시간 변화 값의 적용으로 인해 계산은 매우 복잡하지만, 정적 분석에 비해 매우 정확한 결과를 가지므로 시스템 설계시 보다 효과적인 적용이 가능하다. 이러한 링크버짓 분석으로 계산되는 링크마진은 지상국 시스템 전체를 설계하는 기본이 된다.

지상국은 기본적으로 텔레메트리 데이터 수신을 위한 안테나 및 수신시스템, 저장 시스템, 데이터 처리시스템 등으로 크게 구분될 수 있다. 현재는 기술의 발전으로 수신시스템의 경우 수신기(Receiver), 채널 콤바이너(Channel combiner), 비트 동기화기(Bit synchronizer) 등이 별도의 시스템이 아닌 19인치 랙 사이즈 3U 미만에 쿼드채널 이상 통합 장착이 가능하고, 데이터 처리 시스템의 경우도 기존 하드웨어 처리 방식에서 벗어나 소프트웨어 방식으로도 처리 가능하며 노트북에 통합 설치가 가능한 정도까지 개발 되었다.

수신 안테나의 경우만 현재까지 대형 플랫폼을 유지하고 있는데 이것은 발사체 탑재체 부분에서 배터리 용량 및 무게 등으로 인해 송신부 출력을 높이는데 한계가 있고 링크 설계상 마진을 충분히 확보하고자 함이다.

대형 안테나를 구동하기 위해서는 큰 토크를 가진 모터, 대형 기어박스 및 고 전력 서보 드라이브 등이 필요하며, 해당 장비 유지를 위해서는 각종 전기 및 지원 시스템이 필요한데, 이를 위해 일정 규모 이상의 부지와 인력이 필수적이다.

통신 링크의 효율화와 탑재체 송신부의 개선으로 충분한 링크마진 확보

가 가능하다면 이를 비약적으로 소형화 할 수 있다.

따라서 본 연구에서는 아래와 같은 내용을 검토 분석한다.

- 1) 기존 시스템 설계에 대한 정적/동적 링크 분석하고, 이를 통해 기존 지상국의 거리에 따른 마진 분석
- 2) IRIG에서 권고하는 표준 변조 방식과 순방향 에러정정부호 도입을 통한 링크마진 확보
- 3) 송신 안테나 재설계를 통한 링크마진 확보
- 4) 위를 통해 확보된 링크마진을 기초로 지상국 안테나 사이즈를 소형화 하고 거리에 따른 마진을 재분석하여 검증

연구결과로서, 발사 임무 수행을 위한 기존 11 m 급 대형 안테나를 2 m 급 이하의 소형 안테나로 대체하여 지상국의 효율적 운용을 가능하게 하였다.

1.3 논문 구성

본 논문의 구성은 다음과 같다.

제 1장에서는 본 연구의 배경과 목적을 기술하였고, 제 2장에서는 기 구축된 지상국을 바탕으로 발사 운용을 위해 설계된 링크를 정적 방법과 동적 방법으로 분석하고 기존 시스템에 대한 마진을 계산하였다.

제 3장에서는 디지털 변조 방법과 순방향 에러정정부호를 이용한 링크마진 개선, 발사체 송신 안테나 개선에 따른 링크마진 개선에 대해 기술하였다.

제 4장에서는 제 3장에서 제안된 방법을 바탕으로 지상국 안테나의 최적화를 분석하였다.

마지막으로 제 5장에서는 본 연구의 결과를 요약하고, 향후 연구 계획을 기술하였다.

제 2 장 통신 링크 분석

2.1 텔레메트리 지상국 개요

발사체 발사운용에 사용되는 텔레메트리 지상국(Telemetry Ground Station)은 발사체 및 탑재체(위성)에 대한 동작상태 및 특성(속도, 가속도, 위치, 자세, 단 분리, 위성 분리 신호 및 압력, 온도, 전압, 전류 등)에 관한 제반자료를 획득하는 무선통신 시스템이다.

나로우주센터에서 현재까지 발사된 위성발사체(나로호 및 누리호 시험 발사체)의 경우, IRIG-106(Inter-Range Instrument Group-106) 표준의 PCM/FM(Pulse Code Modulation/Frequency Modulation) 방식으로 신호를 처리하고 변조하여 S 밴드 2.2 GHz 대역의 무선반송파 신호에 실어 지상으로 전송한다.[3][4]

그림 1.1의 나로우주센터에 구축된 텔레메트리 지상국의 주요성능 및 요구사항은 발사체 발사로부터 위성분리 시점까지 원격측정신호의 안정적인 획득, 주요자료의 실시간 처리 및 분배를 고려하여 개발·배치되었다.

지상국은 크게 추적안테나, 수신기 등이 포함되는 수신 서브시스템, 기저대역 신호를 실시간 처리하는 데이터처리 서브시스템, 수신 자료를 저장하는 저장 서브시스템 등으로 구성된다.

나로우주센터의 텔레메트리 지상국은 누리호 발사체 발사시 발사궤적을 고려하여 고흥 1기, 제주 2기, 팔라우 2기가 배치되어 운용될 예정이다.[5]

과거 나로호 발사체는 2단형으로 구성되었으나, 누리호의 경우 3단형으로 구성되어, 현재 성능 개선을 통해 4개의 RF 신호(텔레메트리 데이터 3개, 영상 1개)를 동시에 수신하여 실시간 데이터 처리될 수 있도록 개발

되었다. 각 지상국의 주요 특성은 표 2.1과 같다. 그림 2-1은 누리호 발사체 발사시 텔레메트리 지상국 운영개념이다.

Table 2.1 Main characteristics of NSC telemetry ground station

구분	주요 특성
지상국	고흥 지상국 1기 제주 지상국 2기 팔라우 지상국 2기
주파수 및 통신방식	S밴드(2.2 GHz ~ 2.3 GHz) PCM/FM 방식
안테나	고흥 2.4 m 파라볼라 제주 11 m 파라볼라 팔라우 4.7 m 파라볼라 7.3 m 파라볼라
수신신호	3개 PCM TLM 데이터 및 1개 영상신호
자료처리	3개의 PCM 신호에 포함된 약 250여개 파라미터 실시간 처리 및 분배
자료저장	IF 및 PCM 신호 저장
신호선택기	각 지상국의 수신 신호를 비교하여 가장 최상의 신호를 선택, 처리, 분배
통신망	제주 - 센터간 전용망 사용 팔라우 - 센터간 VSAT 위성 통신망 사용

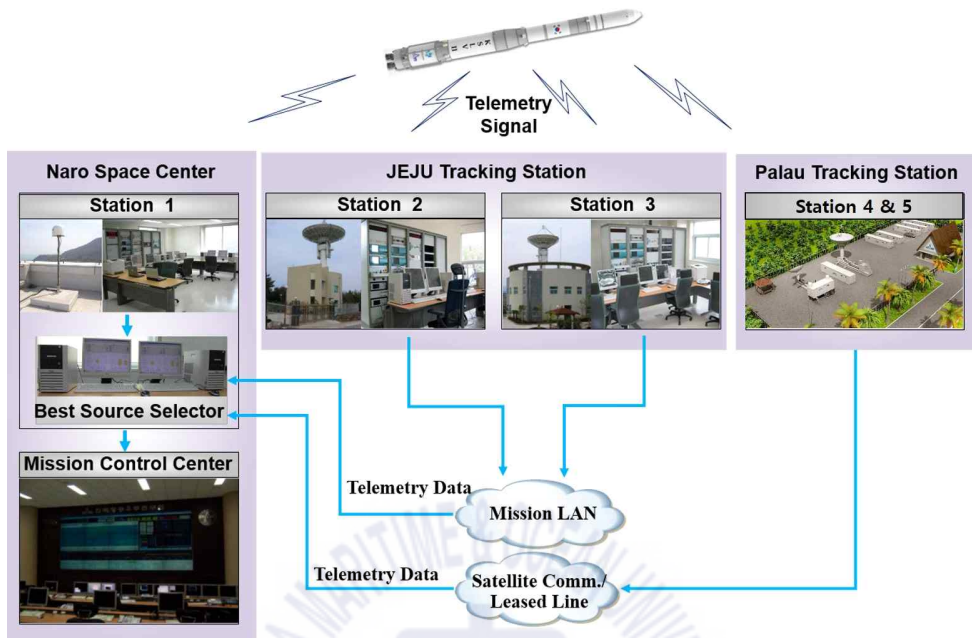


그림 2.1 누리호 발사를 위한 나로우주센터 지상국 운용 개념
 Fig. 2.1 Operation concept of NSC telemetry ground station for NURI(KSLV-II) launch mission

2.2 누리호 시험발사체 발사시 지상국 운용

누리호 시험발사체(NURI TLV)는 누리호 발사체(NURI, KSLV-II)의 기본 엔진인 75톤급 액체엔진의 개발 성공여부를 확인하기 위해 2018년 11월 28일 오후 4시(KST) 나로우주센터 제 1발사대를 이륙하여 남쪽으로 비행하며 액체 엔진을 비롯한 각 서브시스템을 검증하였으며, 최대고도 209.1 km에 도달한 후 남쪽 공해상에 낙하하였다. 나로우주센터에서는 고품에 고정형 패시브 안테나를 가진 지상국 1기, 4.7 m 파라볼라 안테나를 가진 지상국 1기를 배치하고, 제주에 11 m 파라볼라 안테나를 가진 지상국 2기를 배치·운영하여, 비행 전 구간에 대한 텔레메트리 데이터를 실시간으로 수신하고 획득하였으며, 이를 분석하여 최종 발사 임무 성공을 확인

하였다. 발사임무 당시, 시험발사체의 궤적과 텔레메트리 지상국 운용은 그림 2.2와 같다.

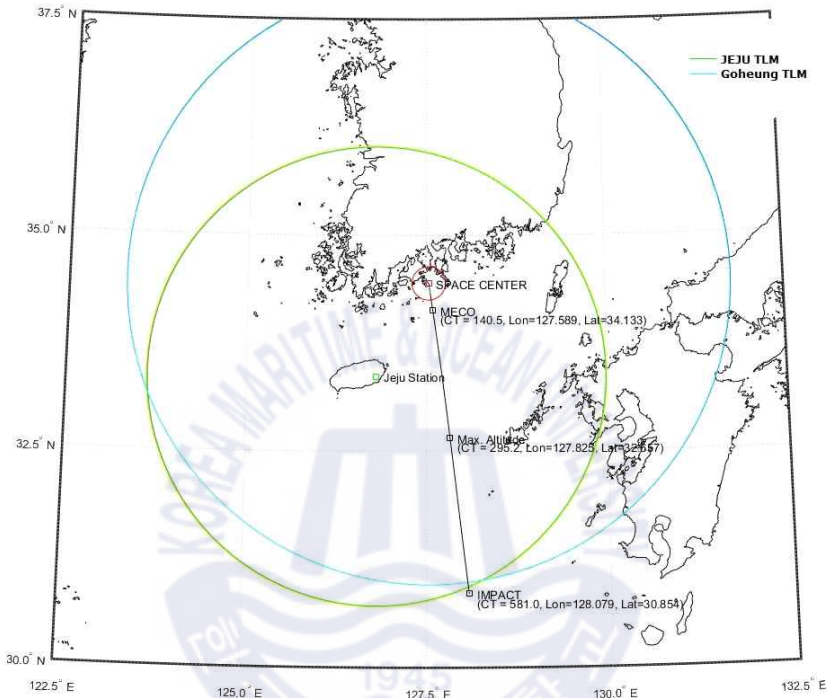


그림 2.2 누리호 시험발사체 발사를 위한 지상국 운용
 Fig. 2.2 Operation of telemetry ground station
 for NURI TLV launch mission

제주 지상국은 모노펄스(Monopulse) 자동 추적 방식의 11 m 대형 파라볼라 안테나로 좌원편파(LHCP)와 우원편파(RHCP)를 동시에 수신하여 우수한 품질의 신호를 선택하거나 합성하는 편파다이버시티(polarization diversity) 기법을 통해 신호를 결합한다. 제주 지상국 안테나 및 수신시스템에 대한 상세 특성은 표 2.2와 같다.

Table 2.2 Antenna & RF specification of JEJU ground station

구분	사양
주파수	S 밴드 (2.2~2.3 GHz)
안테나 이득	45 dBi@2.3 GHz
G/T	21 dB/K
3dB 빔폭	$\pm 0.42@2.3$ GHz
추적방식	모노펄스 자동추적
지향정확도	0.2도 이하
추적정확도	0.05도 이하
변/복조 방식	PCM/FM
수신편파	LHCP 및 RHCP 동시수신
다중수신기법	편파다이버시티
결합 방법	Pre-Detection 또는 Post-Detection



그림 2.3 나로우주센터 제주 텔레메트리 지상국

Fig. 2.3 JEJU telemetry ground station of NSC

고흥에서 운용된 지상국은 이동형 4.6 m 파라볼라 안테나로 제주 지상국과 동일한 모노펄스 추적 방식이며, 안테나를 제외한 기타 특성은 동일하다. 고흥 지상국 안테나의 상세 특성은 표 2.3과 같다.

Table 2.3 Antenna & RF specification of GOHEUNG ground station

구분	사양
안테나 이득	39 dBi@2.3GHz
G/T	15 dB/K
3dB 빔폭	$\pm 0.84@2.3\text{GHz}$
지향정확도	0.4도 이하
추적정확도	0.2도 이하



그림 2.4 나로우주센터 고흥 텔레메트리 지상국
Fig. 2.4 GOHEUNG telemetry ground station of NSC

앞으로 본 논문에서는 실제 누리호 시험발사체 적용된 값들을 이용해 링크 분석 및 이후 설계를 수행하여 제안한다.

2.3 정적 링크분석

링크버짓은 발사체와 지상국과의 텔레메트리 무선 통신링크를 설계하기 위한 가장 기본적인 계산방법이다. 이 때 사용되는 모든 파라미터 값들은 실제 장비에 사용되는 값들을 기초로 계산하며, 이를 바탕으로 주어진 조건에 대하여 가장 적합한 통신 상태를 추정해 낼 수 있다.

발사체와 지상국간의 통신 시스템을 설계할 때는 가장 먼저 무선링크 설계를 통해 탑재체 안테나의 송신전력, 변조 방식, 오류정정 능력, 수신 안테나 이득, 송신 주파수 등의 제반 사항을 결정하고 이러한 이론적인 바탕을 기초로 실제 시스템을 설계한다.

링크분석에 반드시 고려되어야 하는 중요 변수는 다음과 같다.

- 송신 전력(Tx Power)

누리호 시험발사체에 탑재된 텔레메트리 데이터 송신기의 전력은 20 Watt(43 dBm)이며, 송신기의 출력을 대칭으로 배치된 두개의 안테나에 공급하기 위해 전력분배기(divider)가 사용된다. 그러므로 송신기와 안테나간의 케이블 손실을 제외할 경우, 안테나에 공급되는 전력은 10 Watt(40 dBm)가 된다.

- 전력분배기 및 케이블 손실

앞서 언급한 바와 같이, 송신기 출력은 전력분배기와 케이블을 통해 발사체 표면에 장착된 두 개의 안테나에 분배되므로 삽입손실을 포함 -3.5 dB를 적용한다. 일반적인 상용 케이블의 일반적인 손실 값은 -0.5 dB/m 이다. 송신기로부터 안테나까지의 케이블의 길이는 최대 3 m 이내이고 측정된 케이블 손실 -1.5 dB를 적용한다.

- 송신안테나 이득

일반적으로 큰 직경을 가지는 발사체와 같은 원통형 구조물에서 전방향성 패턴으로 신호를 전송하기 위해서 두 개 이상의 안테나를 대칭적으로 사용한다. 누리호 시험발사체의 경우 직경은 2.6 m이며 두 개의 안테나를 사용한다. 해당 발사체의 송신안테나의 경우, 최대 안테나 이득은 7 dBi, 최소 안테나 이득은 -12 dBi 이다.

일반적으로 비행체에 사용되는 안테나의 공간 커버리지(coverage) 기준에 따른 이득은 -12 dBi@90% 커버리지, -16 dBi@95% 커버리지, -22 dBi@99% 커버리지이다. 만약 지상국에서 신호 수신시 편파 다이버시티 기법을 적용해 수신할 경우 이득은 각각 5 dB, 7 dB, 9 dB 개선되는 효과를 가진다.[3][13]

따라서 링크 해석시 누리호 시험 발사체의 최소, 최대 이득 외에 편파 다이버시티(polarization diversity)를 적용하고 95% 커버리지를 가지는 일반적인 비행체 안테나 이득인 -9 dBi(-16 dBi에서 7 dB 개선 적용) 또한 같이 분석한다.

- 자유공간 손실 (Space Loss)

자유공간 손실은 발사체에서 지상국까지 거리에 따른 전력밀도의 감쇠를 나타낸다. 이것은 링크버짓 계산상의 가장 큰 손실이며 송신 안테나로부터 방사된 모든 에너지가 수신 안테나로 전달되지 못해 발생하는 손실이다. 공간손실 L_s 는 아래의 식으로 계산된다.

$$L_p = 20 \log(4\pi d/\lambda)^2 \quad (2.1)$$

여기서 d 는 안테나 사이의 거리, λ 는 신호의 파장이다.

- 다중경로 손실(Multipath Loss)

다중경로 손실은 안테나에서 신호를 수신할 때 직접 경로 외에 다른 경로를 통한 신호의 입력이 있을 때 발생한다. 그러나 발사체에 대한 지상국 운용 특성상 안테나 고각 5도 이하의 발사 초기와 추적 종료 구간에서는 영향이 크지만 고각이 높아질수록 그 영향은 매우 작아진다. 따라서 링크 분석시 고각 5도 미만의 구간에서만 페이딩 손실(fading loss)로 -3 dB 값을 고려한다.

- 편파손실(Polarization Loss)

신호 전송시 무선채널 환경에 의해 발생하는 신호의 감쇠, 왜곡은 편파 및 주파수 등에 따라 달라질 수 있다. 이것은 서로 다른 주파수 또는 편파에 대해 동시에 왜곡이 발생하는 경우가 확률적으로 적으며, 시간과 위치에 따라 서로 다른 왜곡이 발생하는 것을 의미한다. 따라서 신호를 보다 안정적으로 수신하기 위해 서로 다른 편파 또는 주파수를 이용해 동일한 신호를 중복해 전송하거나, 같은 편파나 주파수로 전송하더라도 수신측에서 다른 편파 혹은 다른 위치에서 이를 중복 수신하여 신호의 품질을 높이는 다중수신 기법을 우주 항공 텔레메트리 분야에서 일반적으로 많이 사용한다.

나로호 시험 발사시 적용된 다이버시티 결합 방법은 선형편파로 송신된 신호를 수신측에서 좌원편파와 우원편파로 수신해 결합하는 편파 다이버시티를 적용한다. 또한 지상국에서는 신호 결합시, 프리 디텍션 컴바이닝(pre-detection combining) 기법을 통해 수신 신호를 결합하게 되는데, 이 때문에 전체 전계 이득을 링크버짓 계산에 적용하는 것이 합당한 것으로 보이지만 편파 다이버시티가 항상 적용되는 것은 아니므로 계산시 이를 고려해야 한다. 따라서 편파 손실에 이를 고려하여 -3 dB를 적용한다.[6]

- 화염손실(Plume Loss)

일반적으로 발사체 엔진에 의한 화염과 연소가스에 의한 손실은 액체엔진보다 고체엔진에 의한 감쇠가 더 크게 나타나며 -30 dB 이상 큰 손실이 발생할 수도 있다. 그러나 고체 엔진을 사용한 나로호 상단의 비행데이터를 분석한 결과, 그 영향이 매우 작은 것을 확인할 수 있었는데, 이는 발사체의 Cone angle이 화염의 방사각과 차이가 있었기 때문이다. 이 외에도 사용연료, 형상, 온도와 압력의 차이 및 고도 등이 종합적으로 고려되어야 하는데[7], 누리호 시험발사체의 경우 액체엔진을 사용하고 발사체 고도와 Cone angle을 고려할 때 화염손실은 과거 나로호와 당시와 같이 매우 작을 것(수 dB이내)으로 판단된다. 따라서 링크버짓 계산시 화염손실은 별도로 고려하지 않았다.

- 대기 손실(Atmospheric Loss)

대기 손실은 산소와 수증기 흡수에 기인한 신호 손실의 크기로, 손실 최대값은 22 GHz (수증기) 및 60 GHz와 120 GHz (산소) 근처이다. S 밴드 대역의 경우, 매우 강한 폭풍우를 동반할 때 최대 -1 dB를 고려한다.[13] 발사체의 경우 대기 손실에 영향을 미치는 강우의 영향을 작게 받을 수 있도록 발사일을 조정할 수 있고 누리호 시험 발사체 발사당시 대기 상태는 양호 하였으므로 링크 분석에는 -0.1 dB만 적용하였다.

- 수신 안테나의 이득 대 잡음비(G/T)

RF 링크분석에 사용되는 수신 안테나의 성능은 안테나 이득, 온도, 안테나 시스템 잡음지수, 손실 등이 고려되어야 하는데 이러한 모든 값을 포함하여 하나의 값으로 나타낸 것이 수신 안테나의 이득 대

잡음비(G/T)이고 이것은 안테나의 수신 성능지수를 나타낸다. 제주 지상국의 경우 G/T는 21 dB/K, 고흥 지상국의 경우 15 dB/K이다.

- 대역폭(Bandwidth)

지상국의 수신시스템 IF 대역폭은 텔레메트리 신호의 비트율(bit rate)과 관련되며 신호를 충분히 포함하도록 결정되어야 한다. 수신 시스템의 대역폭을 너무 넓게 설정할 경우 잡음의 에너지도 함께 증가하기 때문에, 일반적으로 IF 대역폭은 비트율의 1.2~1.5 배로 사용하며, 대역폭에 따라 링크마진에 영향을 미치게 되므로 최적화된 값으로 설정해야 한다. 누리호 시험발사체의 경우 신호 2.55 Mbps의 약 1.5배인 4 MHz가 사용되었다.

위의 파라미터를 종합하면 링크 버짓 계산은 식 2.2와 같다.[1]

$$SNR_p = P_t - L_c + G_t - L_p - L_m - L_{pol} - L_a + G/T - kB \quad (2.2)$$

여기서 SNR_p	예상 신호대 잡음 비
P_t	송신기 출력(dBm)
L_c	송신기와 송신 안테나간의 손실(dB)
G_t	송신 안테나의 이득(dBi)
L_p	자유공간 손실
L_m	다중경로 손실
L_{pol}	편파손실
L_a	대기손실
G/T	수신 안테나 이득 대 잡음비(dB/K)
kB	볼츠만 상수와 대역폭 내 잡음 전력의 곱

제주 지상국과 고흥 지상국 각각에 대해 지구 곡률반경을 고려한 최대 수신거리 1,800 km, 송신 안테나의 최대 이득 7 dBi, 최소 이득 -12 dBi 및 95% 공간 커버리지 기준 -9 dBi를 적용하여 링크 버짓 계산을 수행하였고, PCM/FM 변복조 사용에 따라 요구되는 $10^{-5}BER$ 을 만족하기 위해 12 dB 마진 조건을 적용하여 거리에 따른 링크마진을 분석하였다. 그 결과는 표 2.4, 2.5 및 그림 2.5, 2.6과 같다.

일반적으로 발사체와 지상국간 거리는 약 1,800 km 이상의 장거리이나 그림 2.2의 누리호 시험발사체 궤적에서 볼 수 있듯이 해당 발사임무에서는 그 거리가 약 400 km으로 고흥 및 제주 지상국 모두에서 충분한 링크마진이 확보 가능하였다.



Table 2.4 Link budget of JEJU telemetry ground station

구분	NURI TLV Tx. 최소이득(-12 dBi)	Typical Tx. 95% 커버리지(-9 dBi)	NURI TLV Tx. 최고 이득(7 dBi)
P_t	43	-	-
L_c	-5	-	-
G_t	-12	-9	7
L_p	-164.59	-	-
L_m	-3	-	-
L_{pol}	-3	-	-
L_a	-0.1	-	-
G/T	21	-	-
kB	132.6	-	-
SNR_p	8.91	11.91	27.91
$10^{-5}BER$	-12	-12	-12
Margin	-3.09	-0.09	15.91

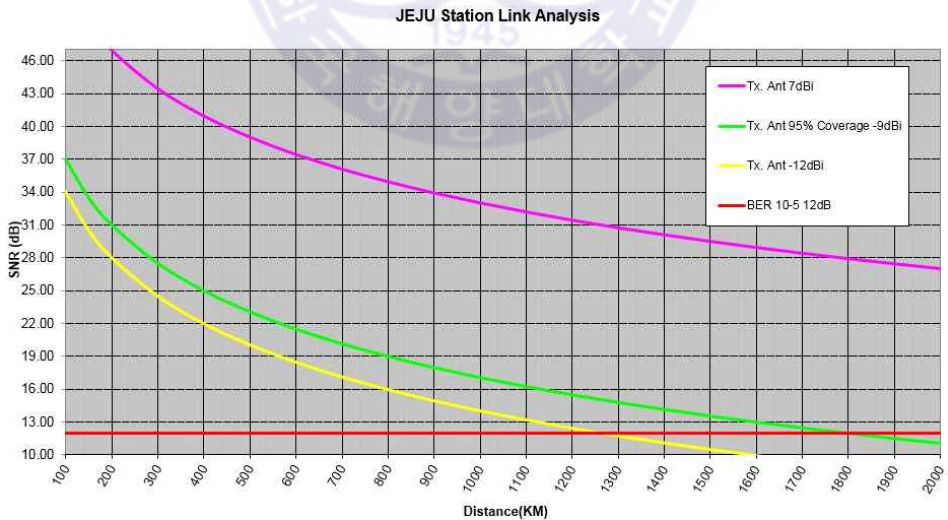


그림 2.5 제주 텔레메트리 지상국 링크 분석

Fig. 2.5 Link analysis of JEJU telemetry ground station

Table 2.5 Link budget of GOHEUNG telemetry ground station

구분	NURI TLV Tx. 최소이득(-12 dBi)	Typical Tx. 95% 커버리지(-9 dBi)	NURI TLV Tx. 최고 이득(7 dBi)
P_t	43	-	-
L_c	-5	-	-
G_t	-12	-9	7
L_p	-164.59	-	-
L_m	-3	-	-
L_{pol}	-3	-	-
L_a	-0.1	-	-
G/T	15	-	-
kB	132.6	-	-
SNR_p	2.91	5.91	21.91
$10^{-5}BER$	-12	-12	-12
Margin	-9.09	-6.09	9.91

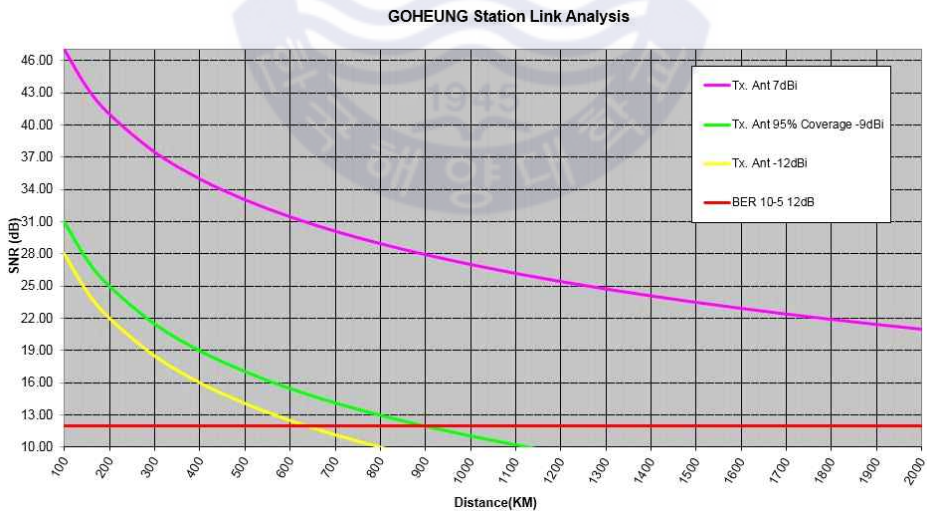


그림 2.6 고흥 텔레메트리 지상국 링크 분석

Fig. 2.6 Link analysis of GOHEUNG telemetry ground station

2.4 동적 링크분석

지상국 텔레메트리 안테나에서 비행체를 지향하는 고각이 낮아 지형지물에 의해 멀티패스의 영향을 크게 받는 발사 초기구간 및 임무 종료구간을 제외하고, 신호 수신시 가장 크게 영향을 받는 것은 비행체 자세에 따라 변화되는 탑재 송신 안테나의 패턴과 전파경로상의 페이딩 현상이다.[8][9]

2.2 절에서 서술한 바와 같이 나로우주센터 텔레메트리 지상국의 경우 높은 추적 정확도와 좁은 빔폭을 가진 모노펄스 자동추적 안테나를 운용하는데, 이 경우 발사체가 일정 고도 이상(5도 이상)이 되면 지상국 안테나에서는 멀티패스의 영향을 거의 받지 않는 충분한 고각이 확보되고, 따라서 탑재 송신 안테나의 패턴에 따른 이득 값의 변화가 통신링크 품질에 가장 큰 영향을 미치게 된다.

앞서 2.3절의 정적 링크분석의 경우 초기 시스템 설계시 주된 역할을 하지만, 실제 발사시 수신 신호 레벨의 급격한 변화 등을 분석하는데 한계를 가지게 되고, 이로 인해 시스템 개선에 필요한 정보를 정확히 제공할 수 없다. 동적 링크 분석을 위해서는 발사체의 자세, 경사도, 탑재 송신 안테나에 대한 이득패턴, 통신 기법, 지상국 및 환경 특성 등의 다양한 정보들이 활용된다.[10]

본 절에서는 발사임무 당시 고흥 및 제주에 배치된 지상국에서 실제 수신된 텔레메트리 데이터를 이용하여, 지상국에서 발사체를 바라보는 시선에서 자세에 따른 탑재 안테나의 동적 이득을 계산해 지상국 수신신호와 비교하여 동적 통신링크를 분석하였다.[11]

누리호 시험발사체의 텔레메트리 송신안테나의 위치는 그림 2.7과 같다. 2.6 m 직경을 가진 원통형 발사체의 동체 표면을 따라 180도 대칭하여 두 개의 안테나를 장착하고 20 W 출력의 단일 송신기를 이용해 송신하는 방식이다.



On-board Telemetry Tx Ant.

Line is front, Dash is Rear.

그림 2.7 누리호 시험발사체 탑재 송신 안테나 위치
Fig. 2.7 On-board Tx. antenna position of NURI TLV

이 때 요구되는 일반적인 안테나 패턴은 전방향성인데 이것은 지상국의 배치된 위치와 상관없이 텔레메트리 신호를 안정적으로 수신하기 위함이다.[11]

그림 2.8은 $\pm y$ 축(clock, ϕ)에 배치된 누리호 TLV 탑재 송신 안테나에 대한 3-D 방사 패턴이다.

측정된 역-F 블레이드 안테나는 선형편파 특성(수직 및 수평) 및 전방향성 특성을 가지고 있는데 해당 그림은 단일소자 패턴을 직경 2.6 m, 높이 0.8 m의 서브스케일 모델로 시뮬레이션한 데이터로 작성되었다.

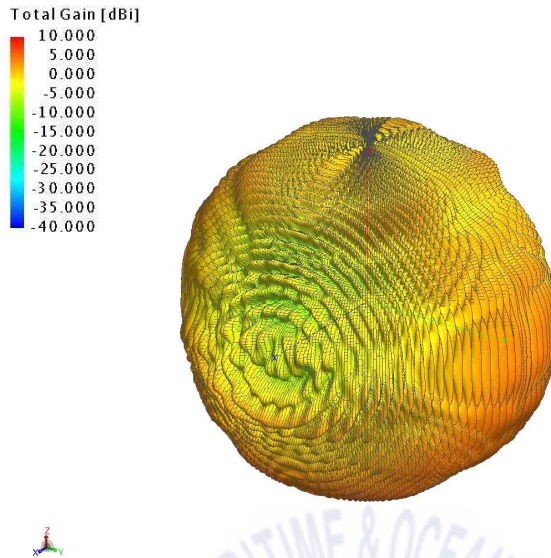


그림 2.8 누리호 시험발사체 탑재 송신 안테나 3-D 방사패턴

Fig. 2.8 3D-pattern of NURI TLV on-board Tx. antenna

발사체 동체를 따라 분포된 각각의 안테나로부터 방사된 안테나 패턴은 롤 평면과 전방과 후방부(z축)에서 널(null)을 만들게 되는데 특히 진폭은 같고 위상이 반대인 신호가 결합되는 경우 매우 큰 널을 생성하게 되며, 지상국에서 이러한 곳을 지향할 경우 신호 품질이 저하되고 추적에 실패할 수 있다.

우주발사체와 같은 비행체는 비행시 요(yaw), 롤(roll), 피치(pitch)의 자세변화가 동반되며, 탑재 송신 안테나의 패턴도 비행체의 자세변화와 동일하게 변화하게 되는데, 동적 링크 분석을 위해서는 이러한 비행체 자세변화에 대해 지상국 수신안테나가 바라보는 각도인 Cone angle과 Clock angle의 계산이 필요하다.

지상국 좌표 값은 지구중심 지구고정(ECEF, Earth-Centered Earth Fixed) 좌표계로 표현되는데 이를 안테나 좌표계로 나타내기 위해서는 아래와 같은 좌표계 변환이 필요하다.[12]

- 지구중심 지구고정 좌표계를 지구중심 관성(Earth-Centered Inertial) 좌표계로 변환, 이후 발사대 중심의 유도(Guidance) 좌표계로 변환
- 발사대 중심 유도 좌표계에서 발사체와 지상국간 벡터 도출
- 발사체의 요, 롤, 피치 값에 따라 비행체 고정(Body-fixed) 좌표계로 변환

위 좌표계에 대해 발사체와 연관하여 설명하면 아래와 같다.

- 지구중심 지구고정(Earth-Centered Earth-Fixed) 좌표계
지구의 적도면과 자전축을 기준으로 하는 좌표계이며, 발사체의 지표면에 대한 상대 위치 및 속도를 계산하는데 사용된다.
- 지구중심 관성(Earth-Centered Inertial) 좌표계
지구의 적도면과 자전축을 기준으로 하는 좌표계이며, 발사 시점에서 지구중심 지구고정 좌표계와 일치한다.
- 유도(Guidance) 좌표계
발사 시점에 발사대의 수평면과 수직 방향을 기준으로 하는 좌표계이다. 관성항법장치가 해당 좌표축을 기준으로 항법(초기정렬 및 자세) 계산을 하며, 발사체의 투입 궤도면과 일치하므로 유도 계산의 기준이 된다.
- 비행체 고정(Body-fixed) 좌표계
발사체에 고정된 좌표계로서 비행 중 발사체의 자세를 정의하는데 사용된다.

이때 지상국의 위치는 측량(또는 GPS)값을 통해 구해지고 발사체의 위치 및 자세 값은 항법관련 텔레메트리 데이터에서 획득한 것을 사용한다.

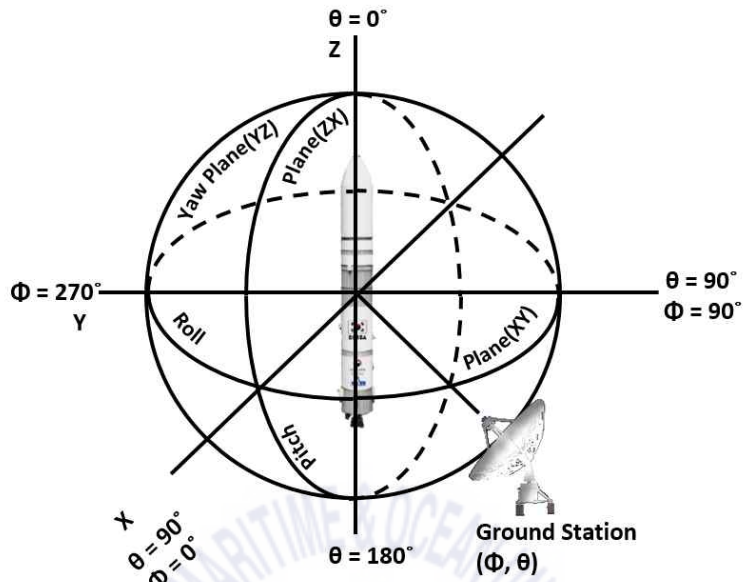


그림 2.9 안테나 좌표계

Fig. 2.9 Antenna coordinate system

그림 2.10은 누리호 시험발사체 발사임무시 제주 텔레메트리 지상국 수신기에서 수신한 각 편파(채널)별 RF 레벨, 안테나 운용 고각 및 예상 수신레벨을 나타낸다.

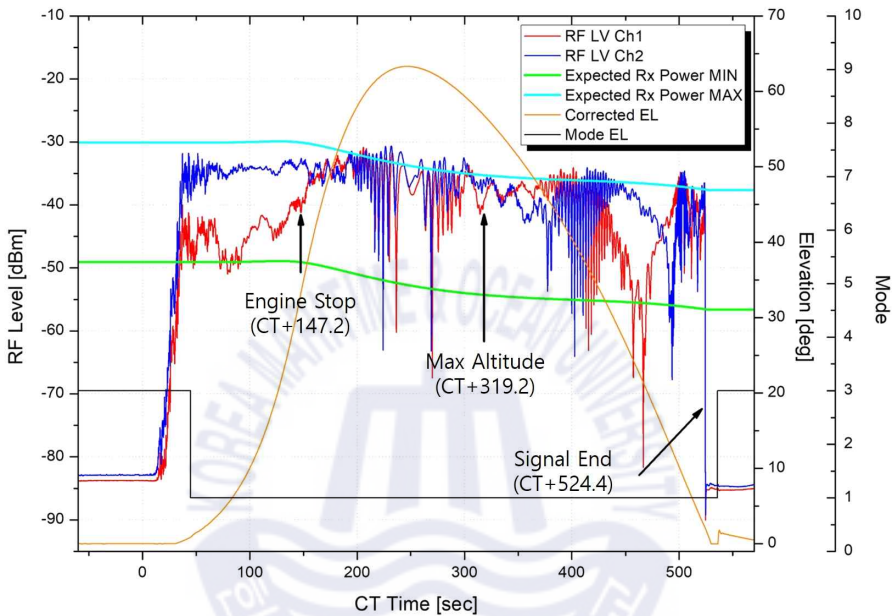


그림 2.10 누리호 시험발사체의 제주 텔레메트리 지상국 신호수신레벨
 Fig. 2.10 JEJU TLM G/S RF signal receiving level of NURI TLV

여기서 채널 1(RF LV Ch1)은 좌원편파, 채널 2(RF LV Ch2)는 우원편파 신호이며, 안테나 모드(Mode EL)가 1인 경우 안테나가 모노펄스 자동추적으로 운용되었음을 나타낸다. 해당 추적시 안테나 운용 고각은 Corrected EL이며, 카운트다운 시간(CT Time) 0이 발사체 발사 시각이다.

또한 예상 수신 신호레벨 계산은 앞서 정적 링크분석시 사용한 송신 안테나의 최대(7 dBi, Expected Rx. Power Max.) 및 최소(-12 dBi, Expected Rx. Power Min.) 이득을 각각 적용해 계산되었으며 식 2.3과 같다.

$$P_r(dBm) = P_t - L_c + G_t - L_p - L_{pol} - L_{etc} + G_r + G_{LNA} - L_f - L_c \quad (2.3)$$

여기서 P_r	예상 수신 신호레벨
P_t	송신기 출력(dBm)
L_c	송신기와 송신 안테나간의 손실(dB)
G_t	송신 안테나의 이득(dBi)
L_p	자유공간 손실
L_{pol}	편파손실
L_{etc}	안테나 RMS 손실, 추적 손실 등
G_r	수신 안테나 이득
G_{LNA}	수신 LNA 이득
L_f	수신 피드(Feed) 손실
L_c	피드-수신기간 케이블 손실

제주 지상국의 경우 발사초기에 가시선 미확보로 발사 후 46초 이후에 추적을 실시하고 모노펄스 자동추적으로 전환하였다.

그림 2.11은 실 수신된 텔레메트리 데이터의 피치, 요, 롤 값을 이용하여 앞서 기술한 안테나 좌표계 변환을 통해 지상국에서 발사체를 바라보는 Cone angle 및 Clock angle 나타낸 것이다.

그림에서 볼 수 있듯이 제주 지상국 시점에서 발사체 엔진정지(CT+147.2s)까지는 Cone, Clock angle 변화가 거의 없으나 이후 관성비행 및 자유 낙하 구간에서 큰 변화가 있음을 볼 수 있다. 이것은 그림 2.10의 수신레벨 변화에서 해당 시점 이후 매우 큰 페이딩이 나타나는 것이 발사체 자세의 변화로 인한 것임을 설명한다.

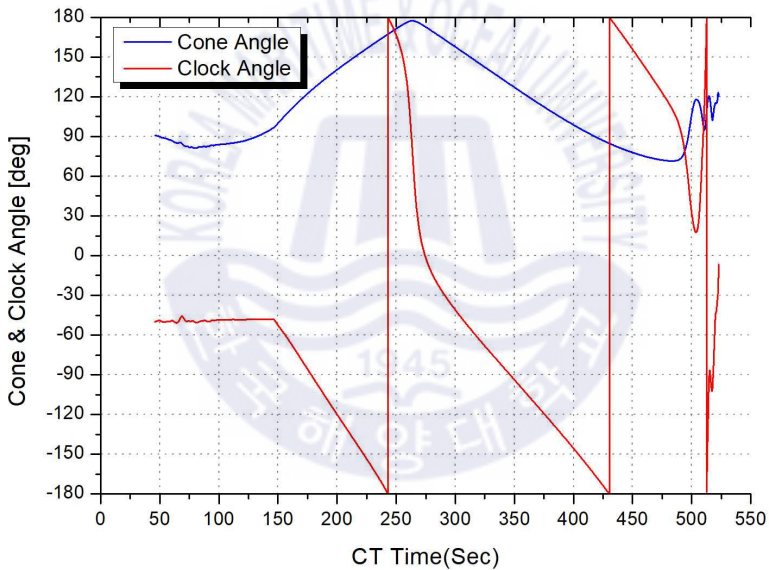


그림 2.11 누리호 시험발사체의 제주 텔레메트리 지상국(TLM G/S)
Cone 및 Clock angle

Fig. 2.11 JEJU TLM G/S Cone angle and Clock angle of NURI TLV

그림 2.12는 실 수신 데이터로 계산된 Cone, Clock angle을 바탕으로 각 지점에서 송신 안테나의 이득 변화 정보를 추출하여 거리에 따른 공간 손실을 반영한 제주 텔레메트리 지상국에서의 동적 예상 수신신호 레벨을 분석한 것이다.

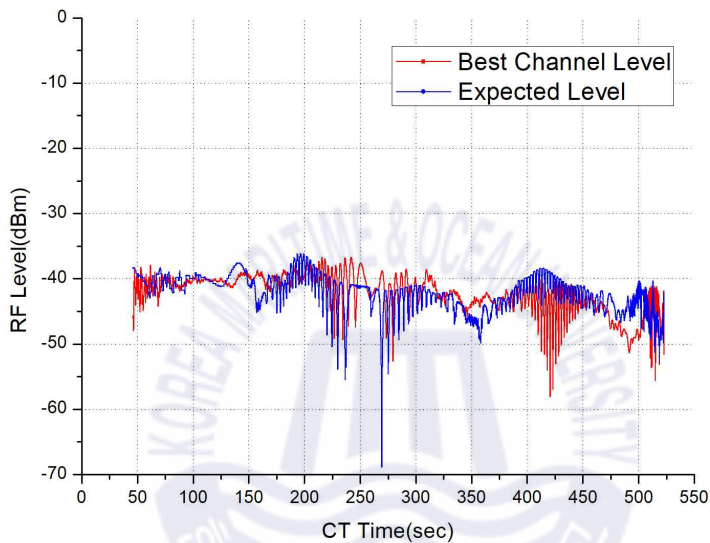


그림 2.12 제주 TLM G/S의 최적채널과 동적 예상 신호수신 레벨 비교
 Fig. 2.12 Comparison with best channel and dynamic expected
 signal receiving level of JEJU TLM G/S

그림 2.10의 정적 링크분석에 따른 예상 수신레벨과 비교해 볼 때 위 그림에서처럼 동적 링크로 해석하면 실제 수신 레벨과 유사한 변화를 보이는 것을 확인할 수 있다.

여기서 최적채널 신호수신 레벨(Best Channel Level)은 좌원편파와 우원편파 중 신호레벨이 높은 것을 선택하여 그래프로 나타낸 것이다.

이때 송신 안테나의 선형편파를 지상국에서 원편파로 수신하므로 모노폴스

추적 특성상 좌원편파와 우원편파 중 보다 높은 값을 추적하게 되고, 동적 예상 수신레벨을 계산하기 위해 사용된 안테나 패턴이 전체 전력 패턴으로 측정된 점을 고려하여, 그림 2.10의 각 채널별 신호레벨이 아닌 최적채널 신호 수신 레벨을 비교 대상으로 선택하였다.

또한 동적 예상 수신신호 레벨(Expected Level)은 안테나 좌표계가 지향하는 지점에서 지상국 안테나의 3 dB 빔폭(제주 지상국의 경우 ± 0.42 도)을 고려하여 해당 송신 안테나 패턴 영역에서 이득이 가장 큰 값을 선택하여 나타낸 것이다.

동적 예상 수신신호 레벨이 특히 가장 크게 감소하는 지점은 약 CT+270s 부근으로, 해당시점은 Cone angle 약 180도 지점이고, 발사체의 z축 방향에 지상국 안테나가 정확히 지향되어 송신 안테나 패턴에 의한 영향을 크게 받을 것으로 예측된 지점이다. 이것은 그림 2.10의 각 채널별 신호수신 레벨에서도 동일하게 크게 감소되는 것처럼 나타나는데, 2.2절 정적 링크분석의 편파손실에서 기술한 바와 같이 서로 다른 편파로 수신함에 따라 최적채널 신호수신 레벨로 분석한 결과에는 그 영향이 감소한 것으로 판단된다.

또한 약 CT+245s, +270, +425s에서도 롤 평면(Clock angle)상의 널 구간에 위치하여 신호수신 레벨의 변화가 커짐을 볼 수 있다.

그림 2.13은 고흥 지상국에서 수신한 RF 수신레벨, 안테나 운용 고각 및 식 2.3에 따라 계산된 예상수신레벨을 나타낸다. 제주 지상국과의 차이점은 발사초기부터 가시선이 확보되어 모노펄스 모드로 자동추적이 가능하고, 제주의 경우 지상국 시선 기준에서 볼 때 발사체 전후방을 모두 바라보게 되지만 고흥의 경우 후방만 바라보는 점이 차이가 있다.

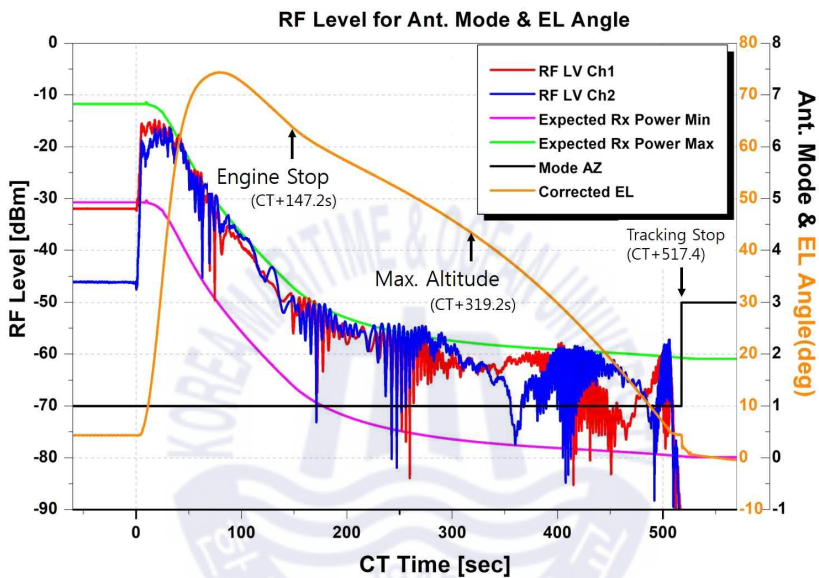


그림 2.13 누리호 시험발사체의 고흥 TLM G/S 신호수신레벨

Fig. 2.13 GOHEUNG TLM G/S RF signal receiving level of NURI TLV

그림 2.13에서 볼 수 있듯이 CT+70s부터 지상국에서 발사체 전면부 신호를 바라보며 추적하다 발사체 하부를 거쳐 후면부 신호를 추적하는 과정에서 신호레벨이 급격하게 감소하는데 이는 발사체 고도 증가에 따라 안테나 고각 지향각이 바뀌기 때문이다.

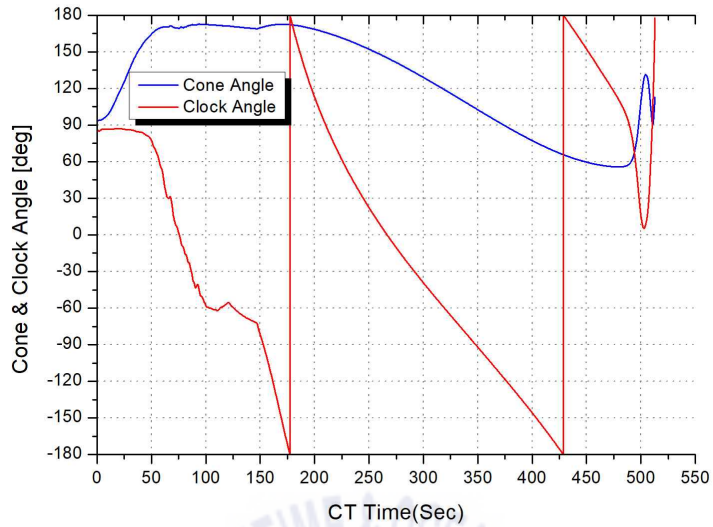


그림 2.14 누리호 시험발사체의 고흥 TLM G/S Cone 및 Clock angle
 Fig. 2.14 GOHEUNG TLM G/S Cone and Clock angle of NURI TLV

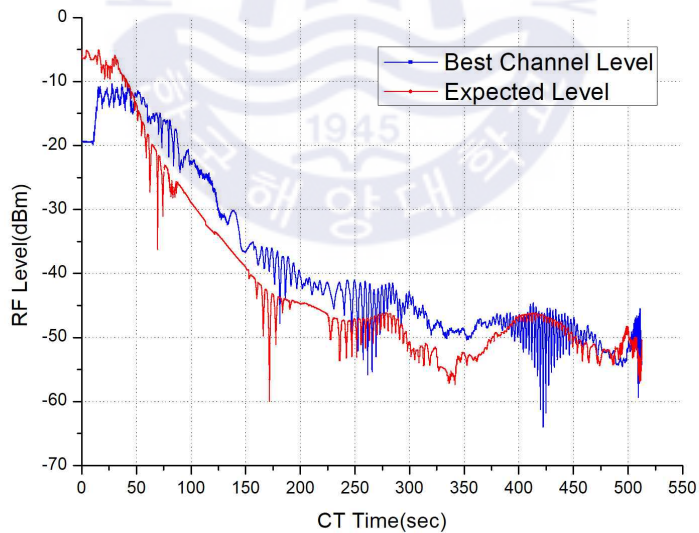


그림 2.15 고흥 TLM G/S의 최적채널과 동적 예상 신호수신 레벨 비교
 Fig. 2.15 Comparison with best channel and dynamic expected signal receiving level of GOHEUNG TLM G/S

그림 2.15는 고흥 지상국에 대해 그림 2.12와 동일하게 분석한 것이다.

이들 분석에서 예상 수신신호 레벨은 대체로 유사한 패턴을 가지지만 다소 차이를 갖는데 이것은 계산에 사용한 안테나 이득 패턴이 실제 발사체 모델의 이득 측정 패턴을 기준으로 측정한 것이 아닌 서브스케일 모델로 측정된 점과 안테나 장착 위치, 접지면의 크기, 접지면의 재질, 도색 성분, 주변 구조물 등에 따른 전계 세기 및 위상이 일부 반영되지 못한 결과인 것으로 판단된다.

제주와 고흥 지상국의 수신신호 분석결과, 송신 안테나의 롤 평면 패턴을 전 방향성으로 만드는 것과 동시에 발사체의 전방 또는 후방, 즉 z축에 대한 개선도 반드시 필요한데, 이를 고려하여 3.3절에서 해당 부분 개선을 위해 보다 개선된 전방향성 패턴의 송신 안테나 설계를 제안하고, 이에 대한 성능을 시뮬레이션으로 증명한다.



제 3 장 링크 마진 개선 방안

본 장에서는 링크 마진 개선을 위해 IRIG-106 표준 변복조 방식 중 SOQPSK 변복조 방식과 순방향 에러정정부호 중 LDPC를 적용할 때 확보 가능한 링크마진에 대해 분석한다.

또한 동적링크 분석에서 확인된 탑재 송신안테나의 방사패턴 개선을 위해 두개 안테나의 대칭적 구조에서 원통형 배열 안테나 구조로 변경하여 이를 시뮬레이션하고, 해당 설계 개선을 통해 얻어질 수 있는 링크마진을 확인 한다.

3.1 디지털 변조 - SOQPSK

우주항공분야 텔레메트리에 대한 수요는 계속 증가하고 있으며, 이에 따라 주파수 대역폭 또한 보다 신중하게 결정할 필요가 있다. 이러한 대역폭 제한으로 인해 향후 시스템의 설계는 아날로그 통신방식 보다 디지털 통신방식을 적용하는 것이 필요하다.

본 절에서는 우주항공분야 텔레메트리 시스템 설계시 IRIG-106에서 권장하는 디지털 방식으로의 전환 필요성 및 우주항공 텔레메트리 통신 링크를 위해 입증된 기존 PCM/FM 방식과 SOQPSK(Shaped offset quadrature phase shift keying)에 비교하고 대역폭 효율을 분석한다.

과거 나로호와 더불어 현재의 누리호 발사에 이르기까지 대부분의 발사체에서 적용된 텔레메트리 신호 방식은 아날로그 진동 센서 등의 데이터 및 다양한 방식의 디지털 PCM 매개 변수로 구성된 아날로그 PCM/FM 방식이다.[14]

디지털 방식의 전환 필요성은 더 낮은 비트 오류율로 가용 대역폭에서 더 많은 정보를 전송하기 위해서이다. 오류 감지와 정정 구현 가능성 때문에 디지털 방식은 보다 대역폭이 효율적인 방식으로 더 나은 품질을 제공한다. 변조 방식은 통신 시스템의 특성, 성능 및 이에 따른 물리적인 구현에 상당한 영향을 미친다. 따라서 변조 방식은 요구되는 시스템 설계에 필요한 데이터의 속도, 허용 가능한 지연시간, 가용 대역폭, 예상 링크마진, 목표 하드웨어 구현 비용, 크기 및 전력소비 등을 고려하여 선택해야 한다.

우주항공 텔레메트리 분야의 경우, 사용 가능한 주파수 대역(L밴드 1435 - 1535, S밴드 2200 - 2290 MHz)이 정해져 있기 때문에 변조 방식은 인접 채널 간섭을 최소화 할 수 있도록 사이드 로브의 전력이 작아야 하며 효율적으로 대역폭을 사용해야 한다.

디지털 변조방식은 크게 위상 편이 방식(Phase Shift Keying)과 주파수 편이 방식(Frequency Shift Keying)으로 구분할 수 있다. 불연속적인 위상을 가지는 변조 방식은 비선형 앰프를 통해 증폭될 때 원하지 않는 주파수의 사이드 로브(side lobe)를 발생시키는 경향이 있다. 그러나 선형 증폭기는 비선형 증폭기 보다 전력 효율(전송전력 대 전력공급)이 낮아 배터리를 전원으로 사용하는 발사체와 같은 우주 텔레메트리 분야에는 적합하지 않다.

종래의 FSK 또는 PSK에서 반송파의 위상은 각 심벌의 시작 지점에서 변하게 되는데, 이로 인해 주파수 펄스의 함수로서 신호의 위상이 하나의 심벌에서 다른 심벌로 부드럽게 변조할 수 있는 변조 방식이 요구되었고 이러한 변조 방식은 CPM 방식으로 분류된다.

이러한 CPM 방식을 사용하면 반송파의 위상이 하나의 심벌에서 다음 심벌로 연속적으로 변경하게 되어 전송 신호의 사이드 로브 레벨을 감소시킬 수 있다. CPM 방식은 일정한 포락선을 가진 변조 방식으로 진폭이 일정하고 위상이 연속이므로 스펙트럼 재성장(spectrum regrowth)을 줄이고 고 전력 증폭기의 비선형성으로 인한 신호왜곡을 방지 한다.[15]

스펙트럼의 사이드 로브 레벨의 크기는 NRZ(Non Return to Zero)와 같은 PCM 데이터에 대해 변조 펄스성형 필터(pulse shaping filter)를 사용하여 추가로 감소시킬 수 있다. 기저대역 펄스 성형(baseband pulse shaping)은 신호의 위상 궤적을 부드럽게 하여 시간이 지남에 따라 순시 주파수(instantaneous frequency)를 안정화 시킨다. 또한 주파수의 펄스 길이를 늘여서 심벌간의 간섭을 허용하게 되면 대역폭 효율 또한 크게 높일 수 있다.[1]

SOQPSK는 CPM의 한 종류로 입력되는 이진수 데이터인 $\{+1, -1\}$ 을 프리코딩을 통해 삼진수 데이터 $\{+1, 0, -1\}$ 로 변화시켜 +1에서 -1 또는 -1에서 +1로 크게 변화하는 고주파 성분을 억제시켜 CPM 방식보다 대역폭 효율을 크게 향상시킨다.[16][17]

SOQPSK는 주파수 펄스의 형태에 따라 SOQPSK-MIL 방식과 SOQPSK-TG 방식으로 나눌 수 있다. SOQPSK-MIL 방식은 구형과 주파수 펄스를 가지고 길이가 한 심벌을 가져서 심벌간의 간섭이 없는데 비해, SOQPSK-TG 방식은 올림 코사인(raised cosine) 주파수 펄스를 가지고 길이가 8 심벌을 가져서 심벌간의 간섭을 허용하는 방식이다.

따라서 SOQPSK-TG가 MIL 방식에 비해 전력 및 대역폭 효율이 더 우수한데, 이로 인해 텔레메트리 분야의 표준인 IRIG-106 표준 변조방식으로 채택되었다. 여기서는 IRIG가 권장하는 SOQPSK-TG 방식에 대해 주파수 스펙트럼 분석을 수행하고 성능을 PCM/FM과 비교 하였다.

오프셋 QPSK(OQPSK)는 위상변조 또는 주파수 변조로 볼 수 있는데 OQPSK 형태의 변형은 주파수 변조 관점에서 가장 잘 해석되므로 여기서는 FM 방식으로 서술한다.

CPM 파형에 일반적으로 사용되는 표기법을 사용하면 OQPSK는 다음과 같이 정의된다.

$$s(t) = \sqrt{2E/T} \cos[2\pi f_0 t + \phi(t, \alpha) + \phi_0] \quad (3.1)$$

여기서 CPM 신호의 위상은 아래 식과 같다.

$$\phi(t, \alpha) = 2\pi h \int_{-\infty}^{\omega} \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \alpha_i g(t - iT_s) dt \quad (3.2)$$

여기서 $g(t)$ 는 주파수 펄스, h 는 변조지수이다.

정보가 포함된 위상 $\phi(t, \alpha)$ 의 계수 α_i 는 CPM 변조방식에 따라 사전 코딩된 데이터 비트를 나타내고, 3진수 데이터인 $\{-1, 0, 1\}$ 에 의해 결정된다. 이때 α_i 에 대한 세 가지 상태 값은 I와 Q 채널 사이의 오프셋에서 비롯되며, 이는 위상을 $\pi/2$ 라디안만큼 앞서게 하거나, 지연 또는 변경되지 않도록 제한한다.

프리코더를 가진 SOQPSK의 변조 개념은 그림 3.1과 같다.

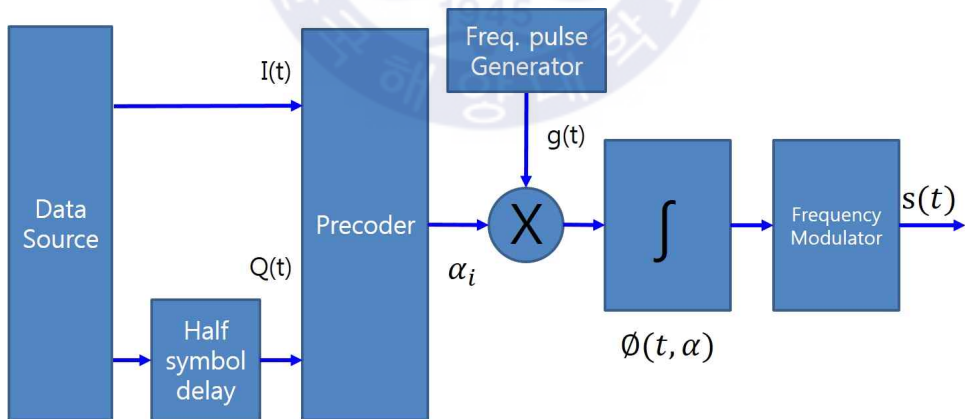


그림 3.1 SOQPSK 변조 블록도

Fig. 3.1 Block diagram of SOQPSK modulation

SOQPSK에서 메시지 비트 스트림은 동위상(I) 및 직교 위상(Q) 채널로 나뉘며, 그중 하나는 OQPSK와 같이 1/2 심벌 시간($T_s/2$) 만큼 지연된다. 아래와 같이 표현된 프리코딩 알고리즘을 사용하여 d_i 에서 $\alpha_i \in \{-1, 0, 1\}$ 를 생성하므로 삼진 CPM(ternary CPM)이라고도 한다.

$$\alpha_i = \frac{(-1)^{i+1}d_{i-1}(d_i - d_{i-2})}{2} \quad (3.3)$$

이 삼진 데이터 α_i 는 값 $\{1, -1\}$, 또는 그 반대의 경우에도 연속될 수 있도록 $\{1, 0, -1\}$ 에 해당하는 위상천이 $\left\{-\frac{\pi}{2}, 0, +\frac{\pi}{2}\right\}$ 를 결정한다.

SOQPSK 변조를 위한 프리코더 데이터의 8가지 상태 천이도는 그림 3.2의 트렐리스 상태도(State trellis diagram)에 도시되어 있다. 각 상태에는 3개의 비트가 있으며 MSB 입력을 I 또는 Q로 나타내고 I를 1, Q를 0으로 나타낸다. 다음 비트와 LSB는 프리코더 입력에서 현재의 I와 Q 데이터를 함께 나타낸다. 이 I와 Q 심벌은 $\{00, 10, 11, 01\}$ 중에서 네 가지 가능한 값을 취할 수 있으며, 예를 들어 $\left\{\frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, \frac{5\pi}{4}, \frac{7\pi}{4}\right\}$ 에 대응하는 위상상태와 맵핑된다. 따라서 각각의 I와 Q는 하나의 위상상태에 대응한다.

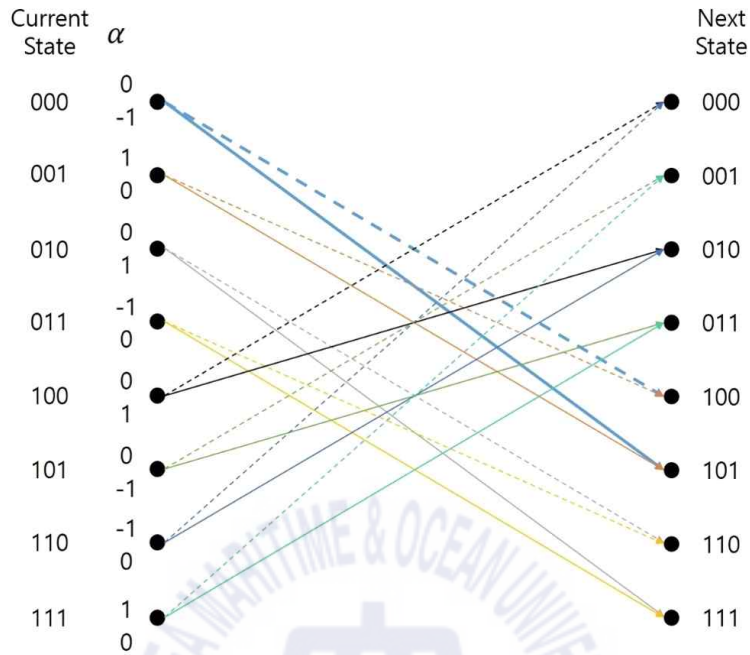
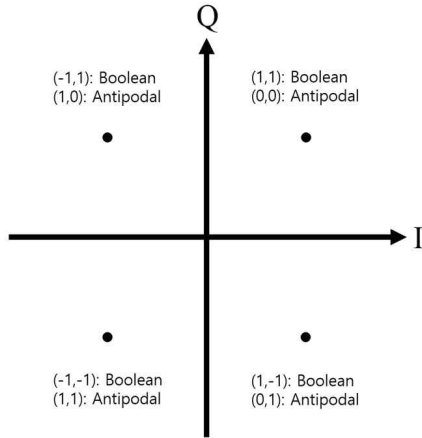


그림 3.2 SOQPSK 트렐리스 상태도

Fig. 3.2 State trellis diagram for SOQPSK

예를 들어 그림의 첫 번째 상태를 000으로 간주할 경우, MSB(Most Significant Bit)는 현재 I와 Q는 다음 비트로 지정된 00과 LSB가 함께 값이 1 또는 0인 프리코더 입력에 존재하는 Q채널을 나타낸다.

프리코더 입력에서 OQPSK는 한 번에 하나의 비트만 변경되므로 Q 채널 데이터는 MSB를 사용하여 다음 상태로 전환하는 동안 변경된다. 따라서 다음 상태는 100 또는 101이 되고, 예를 들어 다음 상태는 101될 경우 대응하는 MSB는 1이 되므로 종료 위상의 상태는 $\frac{7\pi}{4}$ 이며 위상변화는 $\frac{\pi}{2}$ 이다.



1	0	1
Input Bit	Channel State Bit	
0: Q-channel 1: I-channel	I-Channel State Bit	Q-Channel State Bit

그림 3.3 SOQPSK 안티포달 및 프리코더 입력

Fig. 3.3 Antipodal and pre-coder input for SOQPSK

예를 들어 이전 입력이 안티포달(antipodal)거치게 되면 현재 I와 Q 심벌을 나타내는 d_{i-1} 과 d_{i-2} 가 0에서 1, 1에서 -1로 대응하고, 각각 -1과 1로 천이된다. 이 경우 i 의 값은 Q 채널에 대한 경우만 고려했기 때문에 홀수이다.

대역폭 효율을 높이기 위하여 SOQPSK의 주파수 임펄스 성형 필터(frequency impulse shaping filter) $g(t)$ 는 아래 식과 같이 올림 코사인 임펄스 함수 $n(t)$ 와 윈도우 함수 $w(t)$ 를 곱한 형태로 주파수 펄스를 구현한다.[1]

$$g(t) = n(t)w(t) \tag{3.4}$$

$$n(t) = \left[\frac{A \cos \pi \theta_1(t)}{1 - 4\theta_1^2(t)} \right] \left[\frac{\sin \theta^2(t)}{\theta_2(t)} \right] \quad (3.5)$$

$$\theta_1(t) = \frac{\rho B_t}{T_s} \quad (3.6)$$

$$\theta_2(t) = \frac{\pi B_t}{T_s} \quad (3.7)$$

$$w(t) = \begin{cases} 1, & \left| \frac{t}{T_s} \right| \leq T_1 \\ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos \pi \frac{\left(\frac{t}{T_s} - T_1 \right)}{T_2}, & T_1 < \left| \frac{t}{T_s} \right| \leq T_1 + T_2 \\ 0, & \left| \frac{t}{T_s} \right| > T_1 + T_2 \end{cases} \quad (3.8)$$

여기서 진폭 A 는 $g(t)$ 를 적분하면 $\frac{\pi}{2}$ 가 되도록 하는 가중치이다.

$$\int_{-(T_1+T_2)T_s}^{(T_1+T_2)T_s} g(t) dt = \frac{\pi}{2} \quad (3.9)$$

ρ 는 롤 오프 계수이고 B 는 시간 스케일링(time scaling) 계수이며, 윈도우 함수 $w(t)$ 는 $g(t)$ 의 지속시간을 제한하는 시간영역 윈도우 기능을 한다.

IRIG-106 표준에서는 아래 테이블의 SOQPSK-TG의 파라미터 값 하나만 허용한다.

Table 3.1 SOQPSK-TG parameter

Parameter	ρ	B	T_1	T_2
SOQPSK-TG	0.70	1.25	1.5	0.50

그림 3.1의 블록도에서 볼 수 있듯이 주파수 변조기(Frequency modulator)는 주파수 임펄스 성형 필터의 출력을 적분하여 누적 위상을 구한 후 CPM 신호인 $s(t)$ 를 만든다. 차등 부호화기 및 프리코더의 $(1+D)/2$ 필터를 통과한 주파수 펄스 $g(t)$ 와 이를 누적한 위상 펄스 $q(t)$ 의 파형은 그림 3.4와 같다.

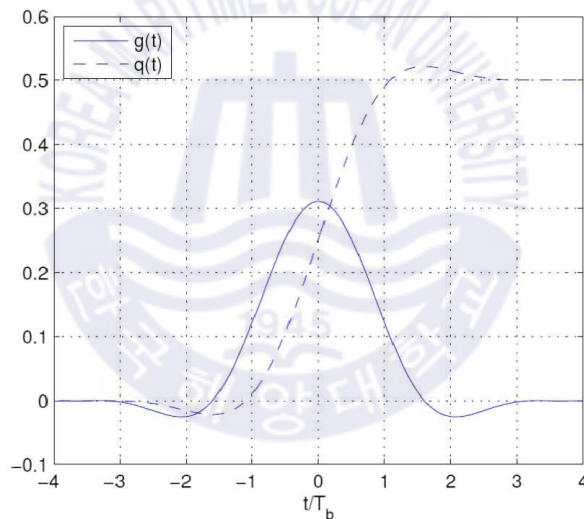


그림 3.4 SOQPSK-TG 주파수 펄스와 위상 펄스

Fig. 3.4 Frequency and phase pulse of SOQPSK-TG

PCM/FM과 SOQPSK의 스펙트럼 비교 시뮬레이션은 그림 3.5와 같고 데이터율은 누리호 시험 발사체와 동일한 2.55 Mbps에 대해 나타내었다.

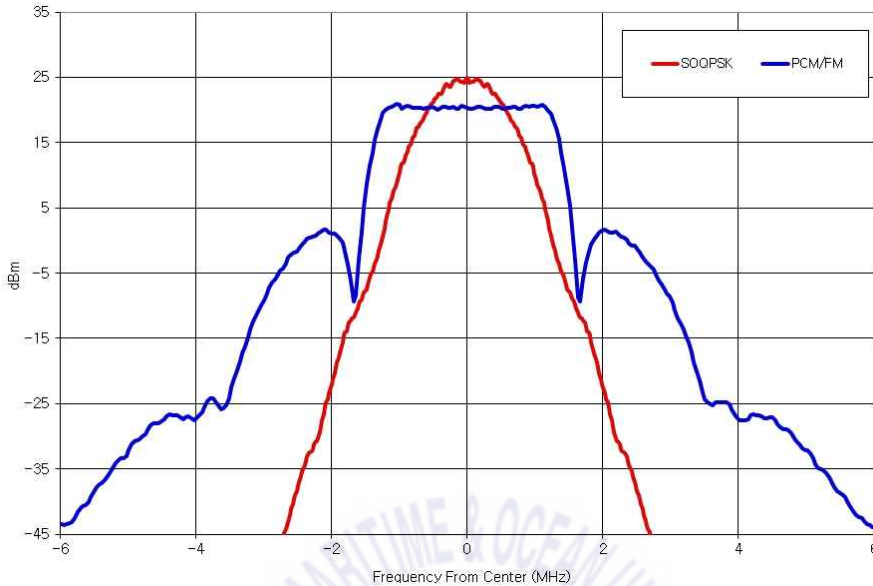


그림 3.5 PCM/FM과 SOQPSK-TG 주파수 스펙트럼
비교 시뮬레이션(Data rate 2.55MHz, 10Watt)

Fig. 3.5 Simulated spectral comparison with PCM/FM and SOQPSK-TG
(Data rate 2.55MHz, 10Watt)

총 전력의 99%를 포함하는 대역폭은 SOQPSK-TG의 경우 0.78배인 1.989 MHz이고 PCM/FM의 경우 1.16배인 2.958 MHz 이다.[18]

PCM/FM과 SOQPSK를 BER 측면에서 비교하면 10^{-5} BER 기준으로 11.8에서 12.2 dB 사이로 거의 차이가 없지만 스펙트럼 효율이 좋아지므로, 3.2절의 채널코딩을 수용해도 기존과 유사 대역폭으로 링크 마진 확보가 가능하다.

비록 SOQPSK-TG를 사용할 경우 동기화를 위해 PCM/FM보다 더 많은 수의 비트를 필요로 하는 단점이 있지만 수신기 알고리즘이 발전함에 따라 획득시간(Acquisition time)은 점점 줄어들고 있다.

3.2 채널 부호화 기법 - 저밀도 패리티 검사 부호(LDPC)

순방향 오류정정 코드(FEC)는 요구되는 비트 오류율(BER)을 만족하기 위해 수신기가 필요로 하는 신호 대 잡음비를 줄이도록 전송되는 비트 스트림에 부가적인 정보를 추가하는 방법이다.

우주 데이터 시스템 자문 위원회(Consultative Committee for Space Data System)에서는 지구 근접궤도의 우주 탐사(200만km 이하)와 심 우주 탐사(200만km 이상)를 위한 탐사 목적별 채널 부호화 기법 및 주파수 대역을 권고하고 있으며 이는 표 3.2와 같다.[19]

Table 3.2 CCSDS coding schemes

Frequency Band(GHz)	Space Research Near Earth	Space Research Deep Space
2.2 - 2.9 8.45 - 8.5	Conv 3/4 or 5/6 or 7/8 + R-S (255, 223) or LDPC 2/3, 4/5 or 7/8	
2.29 - 2.3 8.4 - 8.45		Turbo rate 1/2 or 1/3 or 1/4 or 1/6 or Conv 1/2 + R-S(255, 223) or LDPC 1/2 or 2/3 or 4/5
25.5 - 27	Conv 3/4 or 5/6 or 7/8 + R-S (255, 223) or LDPC 2/3 or 4/5 or 7/8	
31.8 - 32.3		Turbo rate 1/2 or 1/3 or 1/4 or 1/6 or Conv 1/2 + R-S(255, 223) or LDPC 1/2, 2/3 or 4/5

위 채널 부호화 기법 중 S 밴드 대역 지구 근접궤도 우주탐사의 경우, 고속 데이터 전송을 고려해 컨볼루션 부호기와 리드 솔로몬 부호기를 연결하여 사용한 부호와 LDPC 부호를 권고하고 있다.

저밀도 패리티 검사부호(Low-Density Parity Check)는 블록부호 형태로 오류 정정을 위해 정보비트에 오류비트를 추가하는 기법으로 저밀도라는 용어는 패리티 검사 매트릭스에 대부분 '0'을 포함하고 비교적 적은 수의 '1'을 포함하는 것을 의미한다.

이러한 LDPC 중에서 특정한 변형이 CCSDS 표준 131-1-O-2-S.1에 설명된 AR4JA(Accumulate Repeat 4 Jagged Accumulate Code) 코드이며, 부호화율(1/2, 2/3, 4/5)과 정보 블록 크기(1024, 4096, 16384)를 갖는 총 9개의 LDPC 코드를 지칭한다. 이들 중 전송채널 특성, 대역폭 효율, 코딩 이득 및 블록 크기 등을 고려해 3개의 부호화율(1/2, 2/3, 4/5)과 2개의 블록 크기(1024, 4096)가 IRIG 106 표준에 채택되었다.[1][20][21][22]

LDPC 부호는 선형 블록부호이며 체계적 부호로써 코드 블록 길이 n 과 정보 블록 길이 k 를 가지는 (n, k) LDPC 부호의 패리티 검사 행렬 $(n-k) \times n$ 의 크기를 가진다. IRIG-106 표준에서 정하는 LDPC 부호의 부호화율 및 정보 블록 크기에 따른 각각의 코드 블록 길이는 표 3.3과 같다.

Table 3.3 Codeblock length per information block size

Information Block Length, k	Codeblock Length, n		
	Rate 1/2	Rate 2/3	Rate 4/5
1024	2018	1536	1280
4096	8192	6144	5120

LDPC 부호는 패리티 검사 행렬 H 에 의해 정의되며 인코딩에 사용되는 $k \times n$ 생성행렬은 선형 연산을 통해 패리티 검사 행렬로부터 구할 수 있

다. 여기서 사용되는 LDPC 부호는 QC(QuasiCyclic) 부호로 구조적 부호의 규칙성 및 부 행렬의 단순성을 이용한다. LDPC 부호는 다른 선형 블록 부호와 마찬가지로 생성행렬과 패리티 검사 행렬의 의존도가 크므로, 부호화기의 경우 패리티 검사행렬 H 의 종류와 크기에 크게 의존하게 된다.

패리티 검사 행렬 H 는 $M \times M$ 부행렬로 구성되며 부 행렬의 크기는 아래 표 3.4와 같다.

Table 3.4 Submatrix size per information block size

Information Block Length, k	Submatrix size, M		
	Rate 1/2	Rate 2/3	Rate 4/5
1024	512	256	128
4096	2048	1024	512

$$\begin{aligned}
 H_{1/2} &= \begin{bmatrix} 0_M & 0_M & I_M & 0_M & I_M \oplus \Pi_1 \\ I_M & I_M & 0_M & I_M & \Pi_2 \oplus \Pi_3 \oplus \Pi_4 \\ I_M & \Pi_5 \oplus \Pi_6 & 0_M & \Pi_7 \oplus \Pi_8 & I_M \end{bmatrix} \\
 H_{2/3} &= \begin{bmatrix} 0_M & 0_M & 0_M & 0_M & I_M & 0_M & I_M \oplus \Pi_1 \\ \Pi_9 \oplus \Pi_{10} \oplus \Pi_{11} & I_M & I_M & I_M & 0_M & I_M & \Pi_2 \oplus \Pi_3 \oplus \Pi_4 \\ I_M & \Pi_{12} \oplus \Pi_{13} \oplus \Pi_{14} & I_M & \Pi_5 \oplus \Pi_6 & 0_M & \Pi_7 \oplus \Pi_8 & I_M \end{bmatrix} \\
 H_{4/5} &= \left[\begin{array}{cccccc|c} 0_M & 0_M & 0_M & 0_M & 0_M & 0_M & \\ \Pi_{21} \oplus \Pi_{22} \oplus \Pi_{23} & I_M & \Pi_{15} \oplus \Pi_{16} \oplus \Pi_{17} & I_M & \Pi_9 \oplus \Pi_{10} \oplus \Pi_{11} & I_M & H_{1/2} \\ I_M & \Pi_{24} \oplus \Pi_{25} \oplus \Pi_{26} & I_M & \Pi_{18} \oplus \Pi_{19} \oplus \Pi_{20} & I_M & \Pi_{12} \oplus \Pi_{13} \oplus \Pi_{14} & \end{array} \right]
 \end{aligned} \tag{3.10}$$

여기서 I_M 과 0_M 은 $M \times M$ 크기의 단위행렬과 영 행렬이다. 순열행렬 (Permutation matrix) π_k 는 행 i 에 0이 아닌 원소를 가지며 열 원소는 $i \in 0, \dots, M-1$ 을 위한 $\pi_k(i)$ 에 의해 정의된다.

$$\pi_k(i) = \frac{M}{4}((\theta_k + \lfloor 4i/M \rfloor) \bmod 4) + (\phi_k(\lfloor 4i/M \rfloor) + i) \bmod \frac{M}{4} \quad (3.11)$$

여기서 본 논문에서 고려하는 LDPC 부호인 부호화율 4/5, (5120, 4096) 부호의 θ_k 와 $\phi_k(j)$ 는 아래 표로 정의된다.[1]

Table 3.5 θ_k and $\phi_k(j)$ of AR4JA LDPC
(Code rate =4/5, Information block Size = 4096, M = 512)

k	θ_k	$\phi_k(0,M)$	$\phi_k(1,M)$	$\phi_k(2,M)$	$\phi_k(3,M)$
1	3	16	0	0	0
2	0	103	53	8	35
3	1	105	74	119	97
4	2	0	45	89	112
5	2	50	47	31	64
6	3	29	0	122	93
7	0	115	59	1	99
8	1	30	102	69	94
9	0	92	25	92	103
10	1	78	3	47	91
11	2	70	88	11	3
12	0	66	65	31	6
13	2	39	62	19	39
14	3	84	68	66	113
15	0	79	91	49	92
16	1	70	70	81	119
17	2	29	115	96	74
18	0	32	31	38	73
19	1	45	121	83	116
20	2	113	45	42	31
21	0	86	56	58	127
22	1	1	54	24	98
23	2	42	108	25	23
24	1	118	14	92	38
25	2	33	30	38	18
26	3	126	116	120	62

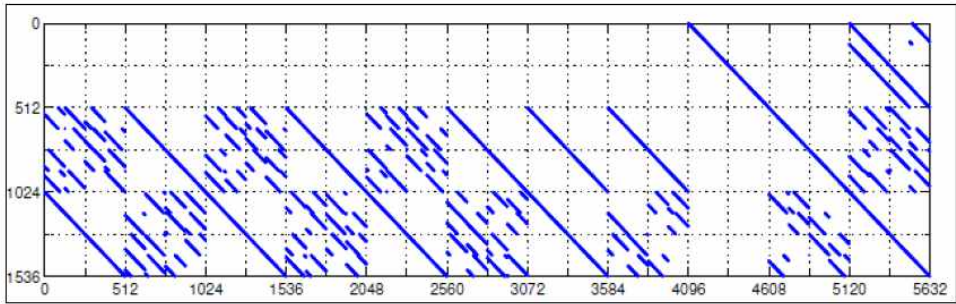


그림 3.6 AR4JA LDPC의 H 행렬 구조

부호화율 = 4/5, 정보블록 크기 = 4096, M = 512

Fig. 3.6 H matrix of AR4JA LDPC

Code Rate =4/5, Information Block Size = 4096, M = 512

패리티 검사 행렬과 일치하는 부호 블록을 생성하기 위해서는 블록 순환 생성기 행렬로 행렬 곱셈을 수행해야 한다. 표 3.6은 정보블록의 크기와 부호화 율에 따른 생성행렬 G를 나타낸다.

Table 3.6 Generator matrix sizes

Information Block Length, k	Generator Matrix(G) size		
	Rate 1/2	Rate 2/3	Rate 4/5
1024	1024 × 2048	1024 × 1536	1024 × 1280
4096	4096 × 8192	4096 × 6144	4096 × 5120

정보블록 크기 4096에 대한 생성 행렬 G의 왼쪽은 4096 × 4096 크기를 가지는 단위행렬(Identity matrix)로 구성되고, 오른쪽은 4096 × 1024는 32행과 8열의 순환행렬로 구성되며 각각은 128 × 128의 크기를 가진다.

생성행렬 G의 위치에 따른 각 순환행렬의 첫 번째 행은 IRIG-106 표준의 Appendix 2-D에서 16진수 형태로 주어진다.[1]

그림 3.7은 IRIG-106 표준에서 제시하는 방법 중 SOQPSK-TG/FQPSK-B/FQPSK-JR 4-state 트렐리스 복조기를 이용한 BER 시뮬레이션 성능 그래프이다.[1][23] 부호화율 4/5, 정보블록 4096의 경우 10^{-5} BER 기준은 약 E_b/N_0 +3.3 dB로 기존 PCM/FM의 요구 기준 +12 dB 대비 약 8.7 dB 마진을 가진다.

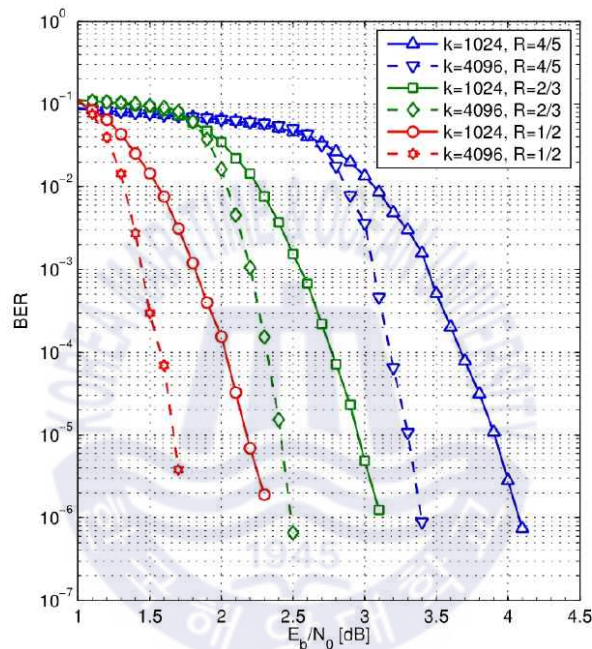


그림 3.7 4-state 트렐리스 복조기를 이용한 LDPC BER 성능
Fig. 3.7 LDPC BER performance with 4-state trellis demodulator

실제 구현시에는 수신 데이터가 양자화 되어 있지 않아 양자화에 대한 성능 열화를 복호과정에서 감안해야 하고, 시뮬레이션 데이터와의 성능차이를 손실량으로 추가 고려해야 한다. 그러나 최근 제품화된 수신기의 성능을 살펴보면 동일 기준에서 약 E_b/N_0 +3.4 dB로 기존 PCM/FM의 요구 기준 +12 dB 대비 약 8.6 dB 마진을 가진다.[29]

따라서 본 논문에서는 8.5 dB 마진을 기준으로 개선효과를 분석한다.

3.3 탑재 송신 안테나 개선

본 절에서는 앞서 기술한 디지털 변조와 순방향 오류정정 부호의 결합으로 얻어지는 링크 마진 외에 탑재 송신 안테나의 개선을 통해 추가적으로 링크마진을 확보한다.

일반적으로 원하는 빔 패턴이나 스캔 특성을 얻기 위해서는 하나의 안테나보다 여러 개의 안테나를 사용해야 하며 이는 배열 안테나 빔형성 기법으로 구현될 수 있다.[24]

이때 발생하는 문제는 발사체가 가지는 원통의 크기가 매우 크기 때문에 배열 안테나의 수가 매우 많아져 메인 로브가 매우 좁은 네로우 빔(Narrow beam) 형태를 가지게 되는데, 이로 인해 매우 고속으로 빔을 형성해야 하는 어려움이 있다. 또한 발사체가 가지는 원거리 특성으로 인해 지구곡률 반경을 고려하여 하나의 지상국에서 가지는 추적거리가 최대 1,800 km로 제한됨에 따라 일반적으로 여러 개의 지상국이 발사임무에 참여하여 중첩구간을 가지는 핸드오버 방식으로 추적하게 되는데, 이를 위해 다중로브를 생성하고 빔을 형성을 해야 하는 두 번째 문제가 있다. 또 하나는 발사체 발사 과정에서 발생 가능한 임무 실패시 대처 부분인데, 만약 정상 궤도를 벗어나 정상적으로 지상국 방향으로 빔을 형성하지 못할 경우 해당 신호를 수신하지 못하는 부분이 발생하는 문제가 생길 수 있다.

위와 같은 이유로 인해 발사체의 경우 특정방향으로 빔을 형성 하는 것이 아닌 전 방향 특성을 가지는 것으로 탑재 송신 안테나를 설계하는 것이 유리하다.

2.4절의 동적링크 분석에서 설명한 바와 같이 기존 탑재 안테나의 경우 좌우 대칭으로 역 F 안테나가 배치되어 특정 방향에 널을 가지게 된다. 이는 동적 분석의 실 수신 데이터를 통해서도 확인할 수 있었는데 본 절에서는 원통형 배열 안테나 형태로 탑재 송신 안테나를 변경하여 최대한 전 방향 특성을 가질 수 있도록 한다. 이를 통해 급격한 널 점이 발생하

는 최저 이득특성이 개선되면 전체 링크 버짓 계산에서 탑재 안테나 이득 부분을 높일 수 있고 링크마진을 추가로 얻을 수 있다.

3.3.1 원통형 배열 이론

랩 어라운드 배열을 사용하여 단일 소자로 얻을 수 있는 커버리지를 전 방향성에 근접하게 만들 수 있는데 이러한 원통형 컨포멀 배열(conformal array)의 구성 예는 그림 3.8과 같다.[25] $\theta=0$ 방향은 IRIG 253-93에 따라 정방향 축을 따라 진행하는 것이며 롤 평면(roll plane)은 x-y 평면이다.

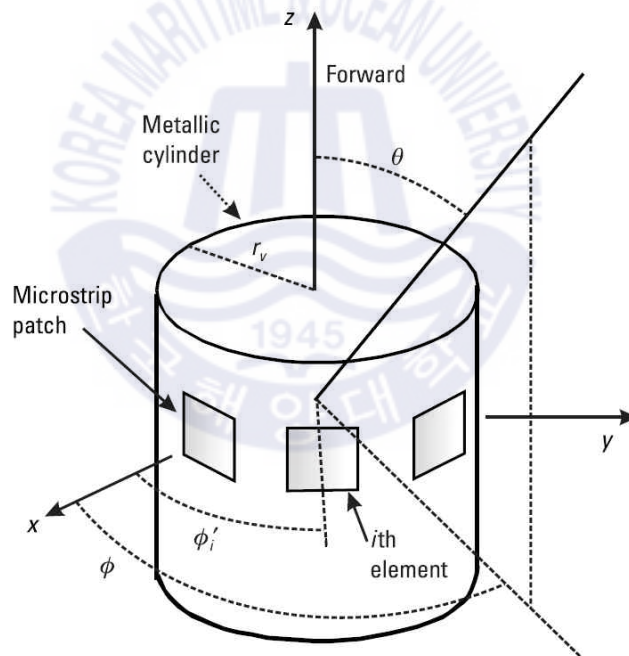


그림 3.8 컨포멀 마이크로 스트립 패치의 원통형 배열 구성

Fig. 3.8 Configuration of cylindrical arrays with conformal microstrip patch

대부분의 원통형 비행체의 경우 스핀 특성이 안정적이지 못하므로 요(yaw)와 피치(pitch) 평면의 경우 임의적으로 선택 가능하다. 여기서는 두 평면 모두가 기준 좌표계의 ϕ 각도를 가지는 고각면 패턴(elevation plane pattern)을 나타낸다.

위 배열은 동일 평면에 인쇄되고 마이크로 스트립 전송선로에 연결된 N_a 개의 방사소자로 구성되며 간략히 표현하기 위해 피드 네트워크는 도식화 하지 않는다. 여기서 r_v 는 원통의 반지름을 나타낸다.

컨포멀 배열의 전반적인 패턴과 편파는 개별 방사 소자의 빔 모양, 위치 및 진폭/위상 여기(excitation)에 따라 달라진다. 방사소자 각각의 위치는 구면 좌표계 (r_v, θ', ϕ') 로 나타낸다. 원통형 좌표계의 경우 x-y 평면에 방사소자의 중심이 위치하는 것이 계산에 편리하므로 여기서는 $\phi' = 90^\circ$ 으로 설정한다.[26]

그림 3.8에서 i 번째 방사소자에 대한 복소값을 아래 식과 같이 정의할 수 있다.

$$I^i = I_0 e^{j\phi_i} \quad (3.12)$$

식 3.12에서 진폭에 대한 여기(excitation)는 동일하다고 가정한다. 위상은 방사소자가 배열된 원주를 따라 달라질 수 있는데 전체 배열의 횡방향 장(transverse field)의 패턴은 개별 방사소자 $F_\theta^i(\theta, \phi, \theta'_i, \phi'_i)$, $F_\phi^i(\theta, \phi, \theta'_i, \phi'_i)$ 의 소자 패턴의 중첩(superposition)으로 얻어질 수 있다.

$$F_\theta^T(\theta, \phi) = \sum_{i=1}^N I^i F_\theta^i(\theta, \phi; \theta'_i, \phi'_i) e^{j\beta \hat{r} \cdot \vec{r}_i} \quad (3.13)$$

$$F_\phi^T(\theta, \phi) = \sum_{i=1}^N I^i F_\phi^i(\theta, \phi; \theta'_i, \phi'_i) e^{j\beta \hat{r} \cdot \vec{r}_i} \quad (3.14)$$

원점(source point)에서 방사 벡터 \vec{r} 은 해석을 x-y 평면 원주 링으로 제한할 때($\theta'_i = 90^\circ$) 식 3.15와 같이 나타낼 수 있다.

$$\vec{r} = \hat{x}r_v \cos\phi'_i + \hat{y}r_v \sin\phi'_i \quad (3.15)$$

원거리 점 \hat{r} 에 대한 (θ, ϕ) 방향의 단위 벡터는 식 3.16과 같다.

$$\hat{r} = \hat{x} \sin\theta \cos\phi + \hat{y} \sin\theta \sin\phi + \hat{z} \cos\theta \quad (3.16)$$

$(r_v, \theta'_i = 90^\circ, \phi'_i)$ 지점에서 i 번째 소자의 방사 패턴은 식 3.17과 같다.

$$\begin{aligned} \begin{Bmatrix} F_\theta^i(\theta, \phi, \phi'_i) \\ F_\phi^i(\theta, \phi, \phi'_i) \end{Bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos\theta \cos\phi & \cos\theta \sin\phi & -\sin\theta \\ -\sin\phi & \cos\phi & 0 \end{bmatrix} \\ &\times \begin{bmatrix} \cos\phi'_i & -\sin\phi'_i & 0 \\ \sin\phi'_i & \cos\phi'_i & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} F_x^i \\ F_y^i \\ F_z^i \end{Bmatrix} \end{aligned} \quad (3.17)$$

F_x^i , F_y^i 및 F_z^i 를 구하기 위해서는 그림 3.9와 같이 i 번째 방사 소자의 위치를 기준으로 하는 국부 좌표계(local coordinate system)로 방사패턴을 표시하는 것이 보다 용이하다. 국부 좌표계와 전체 좌표계(global coordinate system)간의 관계는 각도 $\theta, \phi, \phi', \sigma'$ 및 ζ_i 를 통한 구형 삼각법(spherical trigonometry)을 통해 정리할 수 있다.[25]

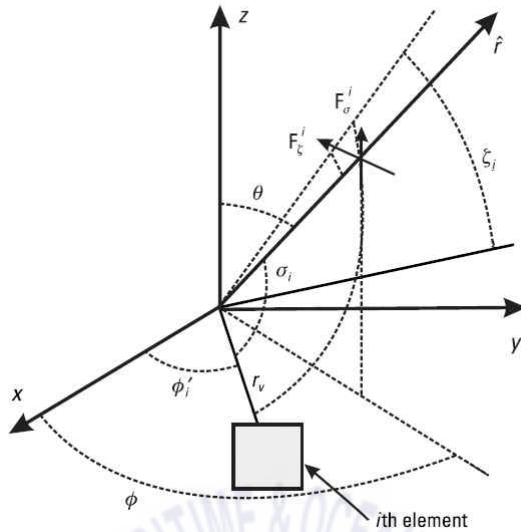


그림 3.9 i 번째 방사 소자의 위치 기준 국부좌표계

Fig. 3.9 Local coordinate system refer to the location of i th element

$$\cos \sigma_i = \sin \theta \cos (\phi - \phi_i'), \quad \tan \zeta_i = \frac{\cos \theta}{\sin \theta \cos \left(\frac{\pi}{2} - \phi + \phi_i' \right)} \quad (3.18)$$

식 3.18은 F_σ^i 와 F_ζ^i 를 F_x^i , F_y^i 및 F_z^i 에 벡터 투영하여 σ , ζ 를 구하여 계산할 수 있다. 이를 통해 앞서 식 3.17의 오른쪽 벡터는 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\begin{Bmatrix} F_x^i \\ F_y^i \\ F_z^i \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin \sigma_i & 0 \\ \cos \sigma_i \cos \zeta_i & -\sin \zeta_i \\ \cos \sigma_i \sin \zeta_i & \cos \zeta_i \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} F_\sigma^i \\ F_\zeta^i \end{Bmatrix} \quad (3.19)$$

식 3.19에서 F_σ^i 와 F_ζ^i 는 방사소자의 형태에 따라 결정된다.

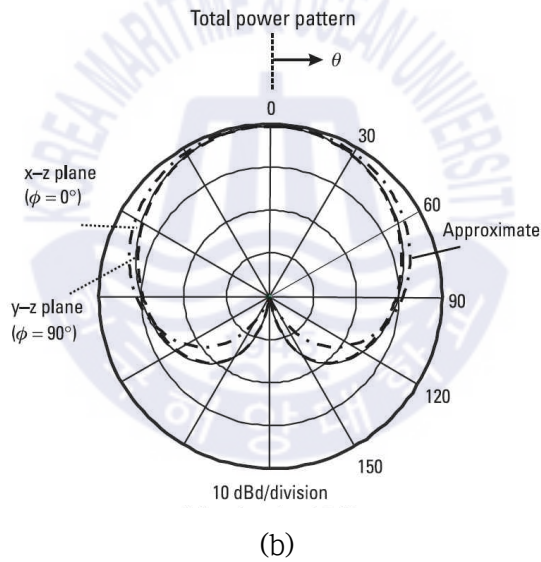
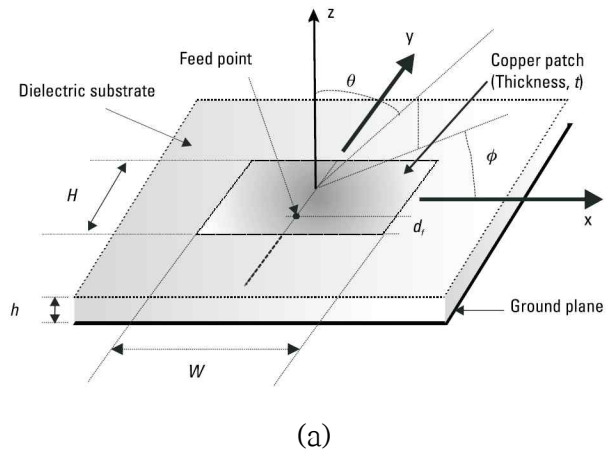


그림 3.10 마이크로 스트립 선형편파 패치 안테나 예
(a) 구조, (b) 방사 패턴

Fig. 3.10 Example of linearly polarized microstrip patch antenna
(a) structure, (b) radiation pattern

그림 3.10과 같은 일반적인 패턴 특성을 나타내는 마이크로 스트립 안테나[25]의 경우 상수 Q_ϕ 및 Q_z 에 따라 아래와 같이 대략적인 형태로 나타낼 수 있다.

$$\begin{Bmatrix} F_\sigma^i \\ F_\zeta^i \end{Bmatrix} = q_a(\theta, \phi, \phi'_i) \begin{bmatrix} \cos\zeta_i & \sin\zeta_i \\ -\sin\zeta_i & \cos\zeta_i \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} Q_\phi \\ Q_z \end{Bmatrix} \quad (3.20)$$

이 때 x-y 평면상 접지면에 장착된 마이크로 스트립 안테나의 z 축을 포함하는 평면의 전체전력 패턴(total power pattern)은 아래 식과 같이 근사치로 나타낼 수 있다.[25]

$$F_{app} = \left(\frac{1 + \cos\theta^2}{2} \right) \quad (3.21)$$

따라서 식 3.21을 원통형 좌표계로 변환하면 그림 3.8에 표시된 원통형 표면에 장착된 마이크로 스트립 패치안테나의 패턴은 식 3.22와 같이 근사화 할 수 있다.

$$q_a(\theta, \phi, \phi'_i) = \left(\frac{1 + \sin\theta \cos(\phi - \phi'_i)}{2} \right)^{N_e} \quad (3.22)$$

N_e 는 원통형 비행체의 전기적 직경에 대해 보정하는 변수로써 1에서 2 사이의 값을 가지는데, 곡률 반경이 큰 원통의 경우 1에 가까운 값을 가지고, 그 반대의 경우, 즉 평평한 접지면 일수록 2에 가까워진다. 식 3.22의 근사가 유효하기 위해서는 원통형 비행체의 길이와 직경이 적어도 파장의 두 배 이상이어야 한다.[25] 개별 방사소자의 편파성분은 아래 표 3.8에 나열된 복소 상수(Q_ϕ 와 Q_z)에 의해 좌우된다.

Table 3.7 Parameter to control element polarization

Element polarization	Q_ϕ	Q_z
Linear(aligned with axis)	0	1
Linear(circumferential)	1	0
LHCP	1	j
RHCP	1	$-j$

원통형 배열은 타 배열과 달리 선형편파 소자를 사용하더라도 $\Phi^i = \pm \phi^i$ 선택에 따라 방사체의 전방 또는 후방 영역에서 원형편파가 생성된다.

등 간격으로 소자를 배치할 경우 $\Phi^i = \pm(i-1)2\pi/N_a$ 가 되는데 만약 비행체의 전방부가 z축에 따라 진행될 경우 양의 부호는 해당 방향으로 LHCP를 생성하고 그 반대의 경우 RHCP를 생성한다. 여기서 N_a 는 안테나 방사소자의 개수이다.

마지막으로 컨포멀 배열의 정규화 전력패턴은 식 3.23과 같다.

$$P_T(\theta, \phi) = \frac{|F_\theta^T(\theta, \phi)|^2 + |F_\phi^T(\theta, \phi)|^2}{|F_\theta^T(\theta_0, \phi_0)|^2 + |F_\phi^T(\theta_0, \phi_0)|^2} \quad (3.23)$$

이때 최대 방사 방향은 (θ_0, ϕ_0) 이다.

3.3.2 안테나 설계 및 시뮬레이션

원통형 배열의 방사소자로 사용될 사각 패치 안테나는 아래와 같이 설계되었으며, 패치의 폭은 식 3.24를 이용해 계산된다.[27]

$$W = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\frac{(\epsilon_r + 1)}{2}}} \quad (3.24)$$

여기서 c 는 광속, f_0 는 공진 주파수, ϵ_r 은 유전율이다.

패치의 길이를 결정하기 위한 유효 유전상수는 식 3.25로 구할 수 있다.

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (3.25)$$

여기서 ϵ_r 은 기판(substrate)의 유전체 상수, h 는 기판의 높이, W 는 패치의 폭이다.

이때, 패치의 가장자리(edge)에서의 전계 누설현상(fringing effect)에 따른 패치 길이의 연장 효과는 식 3.26과 같다.

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (3.26)$$

또한 패치의 총 유효길이 L_{eff} 는 식 3.27과 같고 실제 길이 L 은 식 3.28과 같다.

$$L_{eff} = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (3.27)$$

$$L = L_{eff} - 2\Delta L \quad (3.28)$$

위 식을 이용해 설계 주파수 2.25 GHz에서 유전체 상수 2.2, 유전체 높이가 2.87 mm 적용하여 계산하면 폭 52.70 mm, 길이 43.37을 얻을 수 있는데 시뮬레이션을 통해 보정하여 폭 49 mm, 길이 41.8 mm의 사각 패치를 설계하였다.

FEKO 소프트웨어를 이용해 설계된 사각 패치와 시뮬레이션 결과는 그림 3.11과 같다.

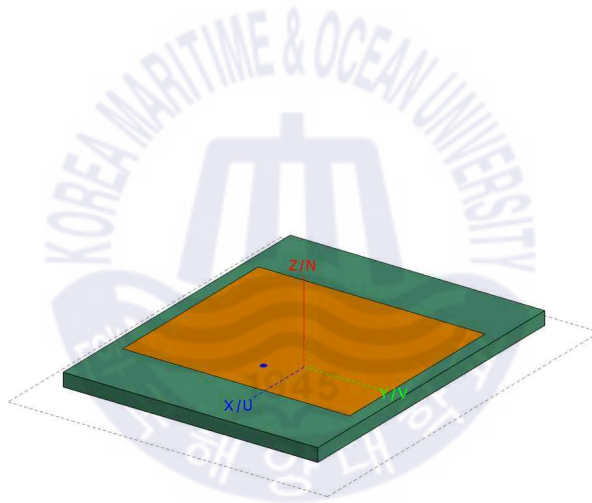


그림 3.11 설계된 마이크로 스트립 선형편파 패치 안테나
Fig. 3.11 Linearly polarized microstrip patch antenna design

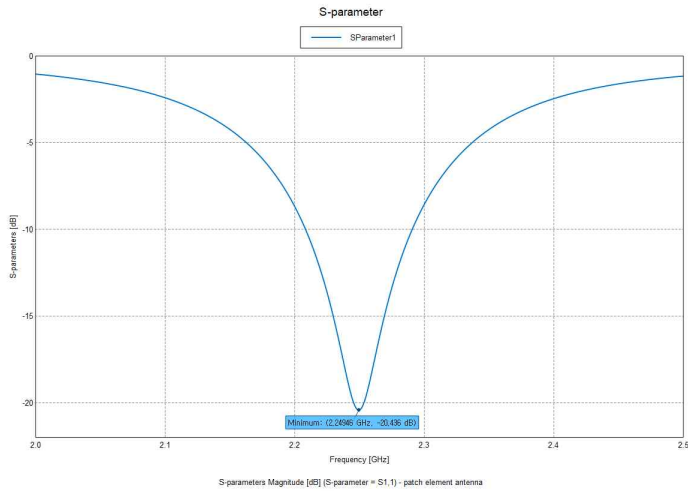


그림 3.12 마이크로 스트립 선형편파 패치 안테나 S파라미터
 Fig. 3.12 S-parameter of linearly polarized microstrip patch antenna

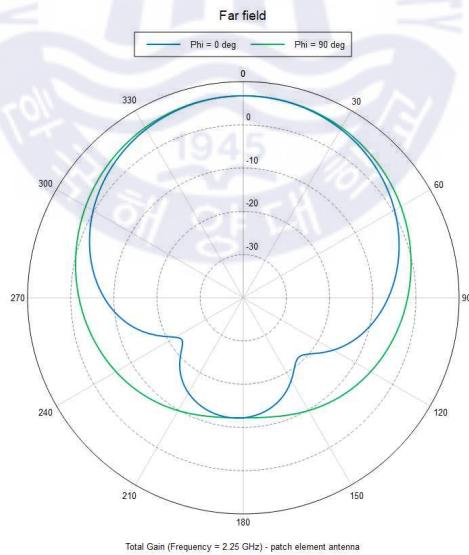


그림 3.13 마이크로 스트립 선형편파 패치 안테나 패턴
 Fig. 3.13 Pattern of linearly polarized microstrip patch antenna

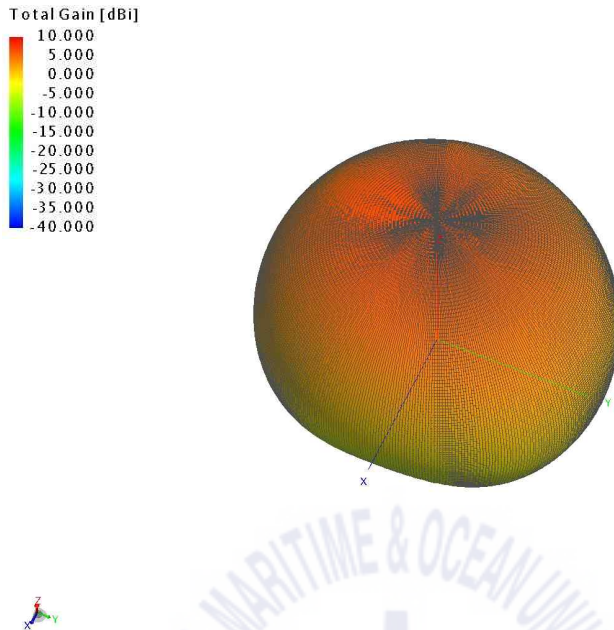


그림 3.14 마이크로 스트립 선형편파 패치 안테나 3-D 패턴

Fig. 3.14 3-D pattern of linearly polarized microstrip patch antenna

원통형 안테나 배열에 사용되는 위와 같은 방사소자의 수는 적을수록 유리한데, 이러한 방사소자 숫자의 감소는 시스템에 대한 복잡도를 낮추고 무게 및 방열 성능 등에서 더 효율적이기 때문이다.

방사소자의 배열 간격은 방사소자 수를 결정하는 주요소인데 만약 배열 간격을 너무 크게 가지게 될 경우 불필요한 그레이팅 로브(grating lobe)가 발생하거나 본 논문에서 설계하고자 하는 등방성 패턴을 가질 수 없게 된다.

따라서 원통형 안테나 배열의 방사소자 수 N_a 는 비행체가 가지는 원통의 크기에 따라 좌우되며 기본적으로 반파장으로 설정된다.

$$N_a = \frac{4\pi r_v}{\lambda_0} \quad (3.29)$$

누리호 시험 발사체 기준으로 계산하면 비행체의 반지름이 1.3 m이고 운용주파수가 2250 MHz($\lambda_0 = 0.1333m$)일 경우, 패턴을 가능한 등방성이 되도록 하고 $\theta = 90^\circ$ (를 평면)에서 2 dB 이하보다 작도록 할 때 $N_u \geq 123$ 이 된다.

본 논문에서는 위 제작된 패치를 원통형 배열 안테나로 구성하는 시뮬레이션을 누리호 시험 발사체 기준으로 1/8(16개 패치, 반지름 162.5 mm, 높이는 모두 350 mm 동일), 1/4(32개 패치, 반지름 325 mm), 1/2(64개 패치, 반지름 650 mm), 1(128개 패치, 반지름 1300 mm)의 비율로 나누어 하였는데, 이는 앞서 언급한 바와 같이 배열 안테나의 수가 적을 때 시스템 복잡도와 제작이 훨씬 용이하기 때문이다.

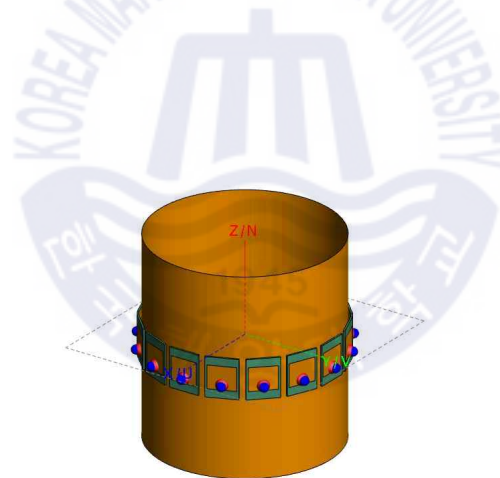


그림 3.15 원통형 배열 16개 패치 안테나 구성(반지름 162.5 mm)
 Fig. 3.15 Configuration of cylindrical arrays with 16ea patch antenna
 (r=162.5 mm)

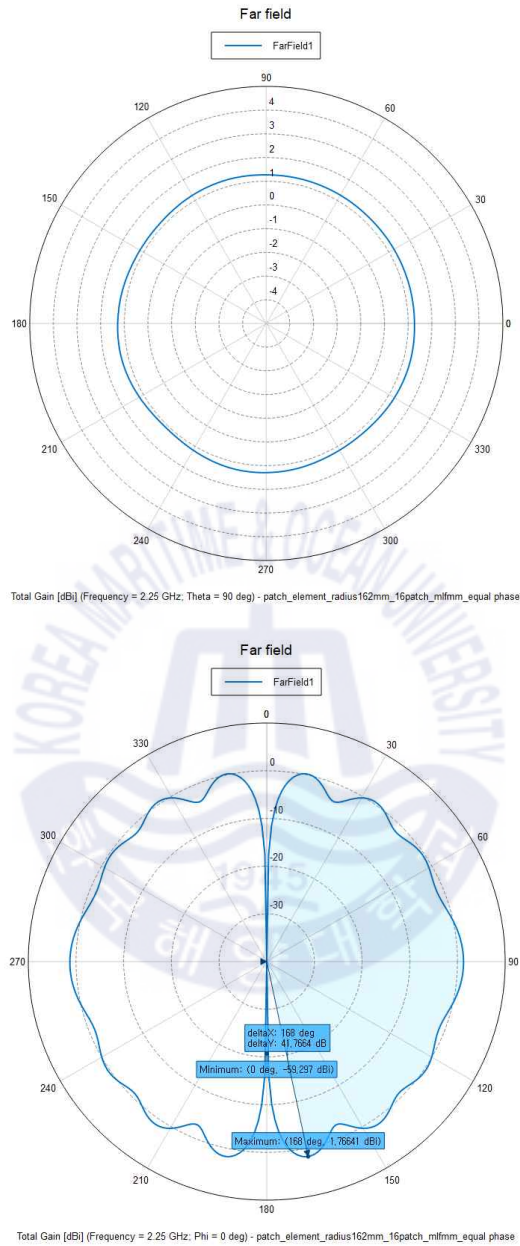


그림 3.16 원통형 배열 16개 패치 안테나 롤 평면 및 고각 평면 패턴 (반지름=162.5 mm, 진폭과 위상 모두 동일 여기)

Fig. 3.16 Roll and elevation plane pattern of cylindrical arrays with 16ea patch($r=162.5$ mm, equal amplitude & phase excitation)

그림 3.16의 첫 번째 패턴은 롤 평면 패턴 즉 $\theta = 90^\circ$ 절단면을 표시한다. 두 번째 패턴은 고각 평면 패턴 즉 $x-z$ 또는 $\phi = 0^\circ$ 절단면을 보여준다. 이때 원통에 배치된 각 방사소자에 대한 진폭과 위상에 대한 여기(excitation)는 모두 동일하다.

시뮬레이션 결과에서 확인할 수 있듯이 이 어레이 배열은 롤 평면상 어디에서나 선형 편파를 생성한다. 패턴은 비교적 균일하며 변동성은 1 dB 보다 훨씬 작다. 그러나 고각 평면 패턴의 경우 z 축 평면을 따라 큰 널을 생성하는 것을 볼 수 있는데 그림 3.17의 3-D 패턴과 그림 3.18의 안테나 방사분포도(Antenna Radiation Diagram Plotter)에서 또한 확인할 수 있다.

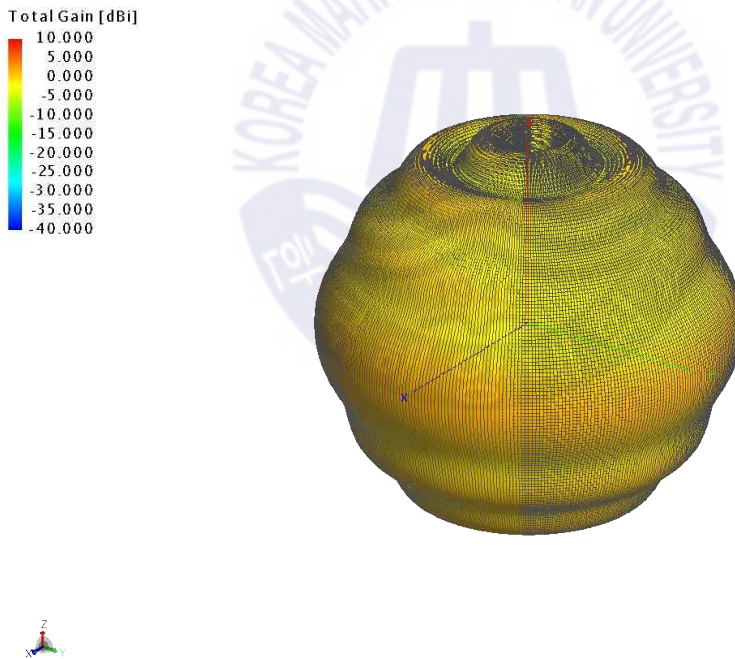


그림 3.17 원통형 배열 16개 패치 안테나 3-D 패턴
(반지름=162.5 mm, 진폭과 위상 모두 동일 여기)

Fig. 3.17 3-D pattern of cylindrical arrays with 16ea patch antenna($r=162.5$ mm, equal amplitude & phase excitation)

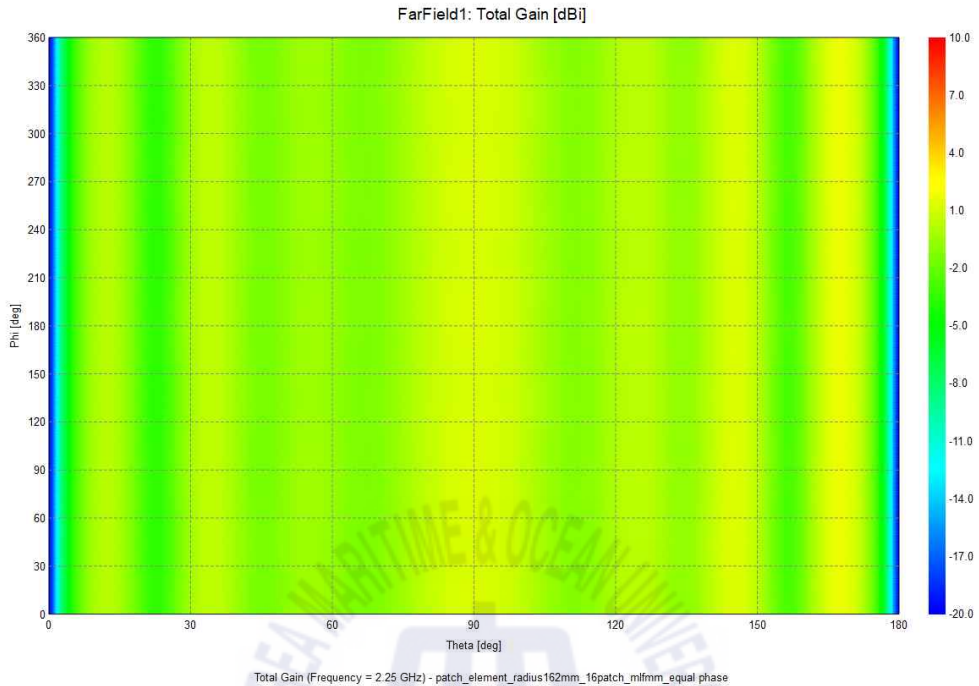


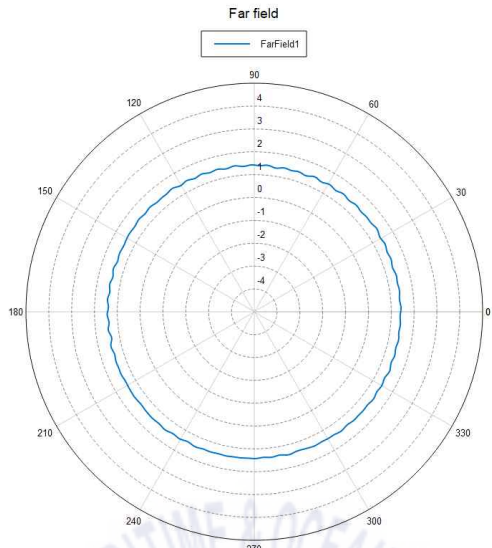
그림 3.18 원통형 배열 16개 패치 안테나 방사분포도
(반지름=162.5 mm, 진폭과 위상 모두 동일 여기)

Fig. 3.18 ARDP of cylindrical arrays with 16ea patch antenna($r=162.5$ mm, equal amplitude & phase excitation)

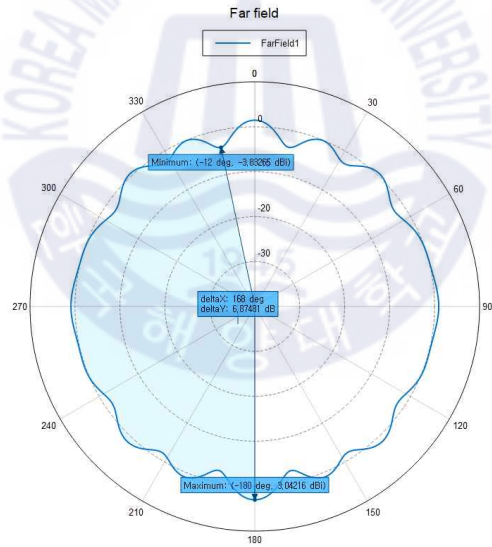
z 축을 따라 크게 형성된 널을 제거하기 위해 크기는 동일하고 위상은 원주를 따라 차등 여기(excitation)하여 시뮬레이션한 평면($\theta = 90^\circ$) 및 고각($\phi = 0^\circ$) 안테나 패턴은 그림 3.19와 같다.

인접 패치 안테나 간의 각도 간격이 $\Delta\phi = 2\pi/N_a$ 일 경우, i 번째 패치 안테나의 위상의 증분은 $\phi^i = +\phi_i' = (i-1)\Delta\phi$ 이 된다. 즉, 16개의 안테나를 원통에 배치할 경우 각 방사소자 간 위상은 22.5도가 차이 나게 된다.

이때 위상이 원주를 따라 변하게 됨에 따라 원통의 z 축에 대해 양(plus)의 방향을 따라 LHCP를 만들게 된다.



Total Gain [dB] (Frequency = 2.25 GHz; Theta = 90 deg) - patch_element_radius130mm_128patch_mfmm_ephase



Total Gain [dB] (Frequency = 2.25 GHz; Phi = 0 deg) - patch_element_radius162mm_16patch_mfmm_ephase

그림 3.19 원통형 배열 16개 패치 안테나 를 평면 및 고각 평면 패턴 (반지름=162.5 mm, 진폭 동일 & 위상 차등 여기)

Fig. 3.20 Roll and elevation plane pattern of cylindrical arrays with 16ea patch($r=162.5$ mm, equal amplitude & progressive phase excitation)

그림 3.20과 3.21에서 볼 수 있듯이 고각 패턴은 전방과 후방 모두 널리 채워진 것으로 향상되어 변화가 크게 줄어들었고 톨 패턴에 약간의 저하를 가져오지만 무시할 수 있는 수준이다. 95% 공간 커버리지 기준 안테나 이득은 약 -2.53 dBi 이다.

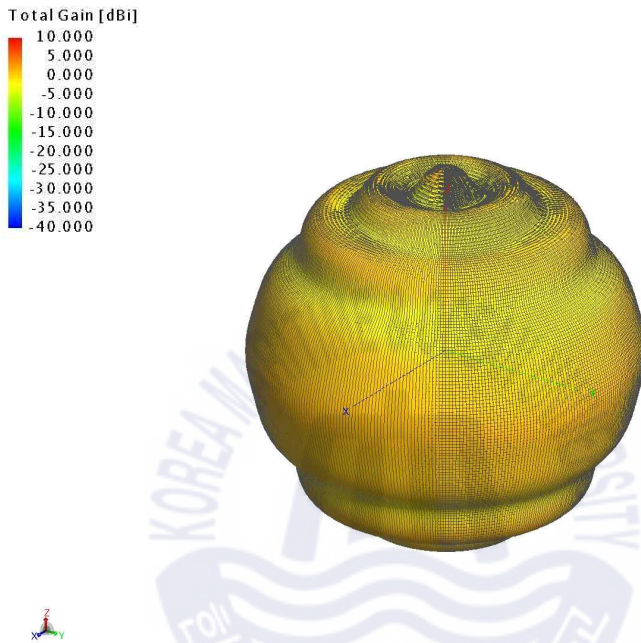


그림 3.20 원통형 배열 16개 패치 안테나 3-D 패턴
(반지름=162.5 mm, 진폭 동일 & 위상 차등 여기)

Fig. 3.20 3-D pattern of cylindrical arrays with 16ea patch antenna($r=162.5$ mm, equal amplitude & progressive phase excitation)

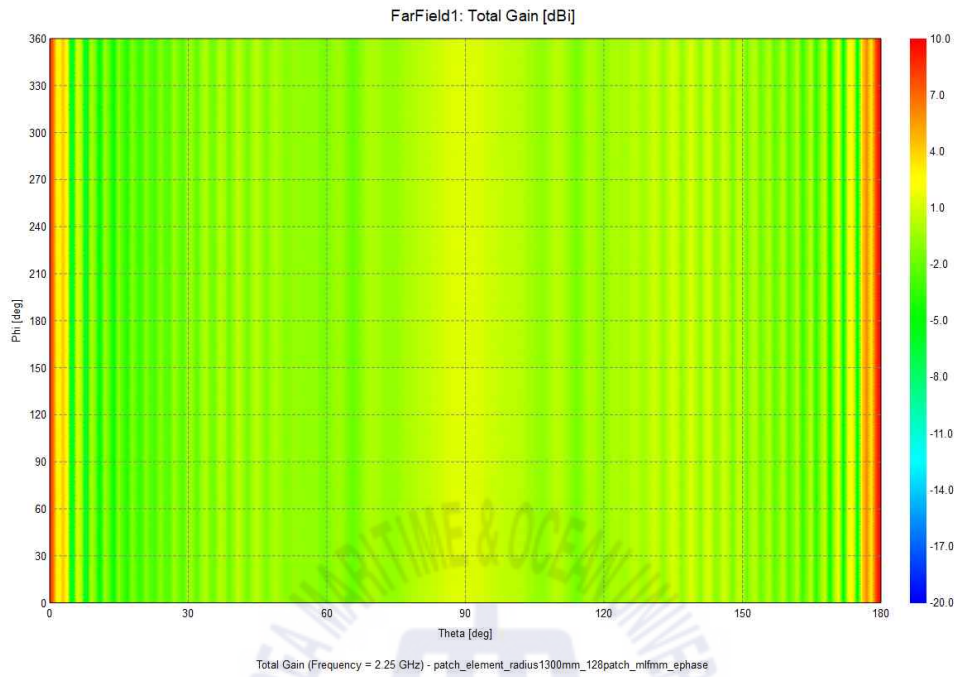


그림 3.21 원통형 배열 16개 패치 안테나 방사분포도
(반지름=162.5 mm, 진폭 동일 & 위상 차등 여기)

Fig. 3.21 ARDP of cylindrical arrays with 16ea patch antenna($r=162.5$ mm, equal amplitude & progressive phase excitation)

그림 3.22는 누리호 시험 발사체 기준으로 1/4 비율, 즉 반지름 325 mm의 원통에 32개의 패치를 배치한 원통형 배열 안테나의 구조이다. 높이는 350 mm로 동일하고 진폭은 동일 여기(equal excitation), 위상은 차등 여기(progressive excitation)이다. 패치의 개수가 32개이기 때문에 각 방사소자간 위상은 11.25도 차이가 난다.

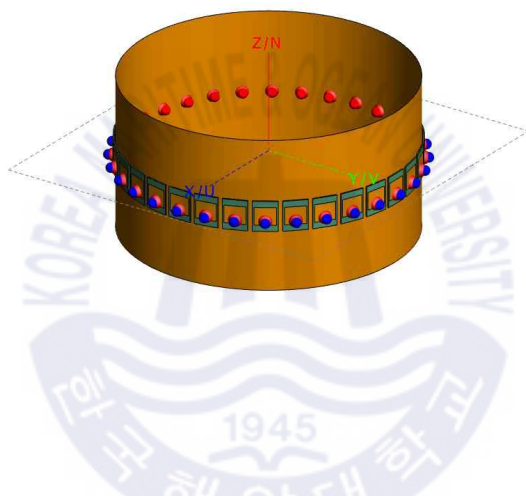
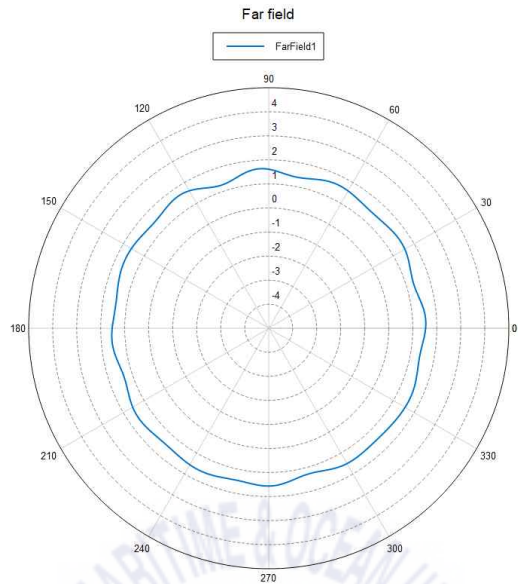


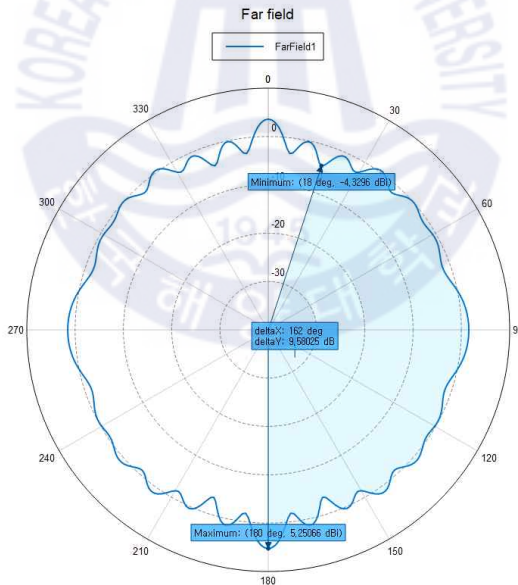
그림 3.22 원통형 배열 32개 패치 안테나 구성(반지름 325 mm)

Fig. 3.22 Configuration of cylindrical arrays with 32ea patch antenna
($r=325$ mm)

그림 3.23은 이때의 θ 평면과 ϕ 평면의 안테나 패턴을 나타낸 것이고 그림 3.24는 3-D 패턴과 방사 분포도를 나타낸 것이다. 95% 공간 커버리지 기준 안테나 이득은 약 -2.81 dBi 이다.



Total Gain [dBi] (Frequency = 2.25 GHz; Theta = 90 deg) - patch_element_radius325mm_32patch_mlfmm_aphase



Total Gain [dBi] (Frequency = 2.25 GHz; Phi = 0 deg) - patch_element_radius325mm_32patch_mlfmm_aphase

그림 3.23 원통형 배열 32개 패치 안테나 를 평면 및 고각 평면 패턴
(반지름=325 mm, 진폭 동일 & 위상 차등 여기)

Fig. 3.23 Roll and elevation plane pattern of cylindrical arrays with
32ea patch($r=325$ mm, equal amplitude & progressive phase excitation)

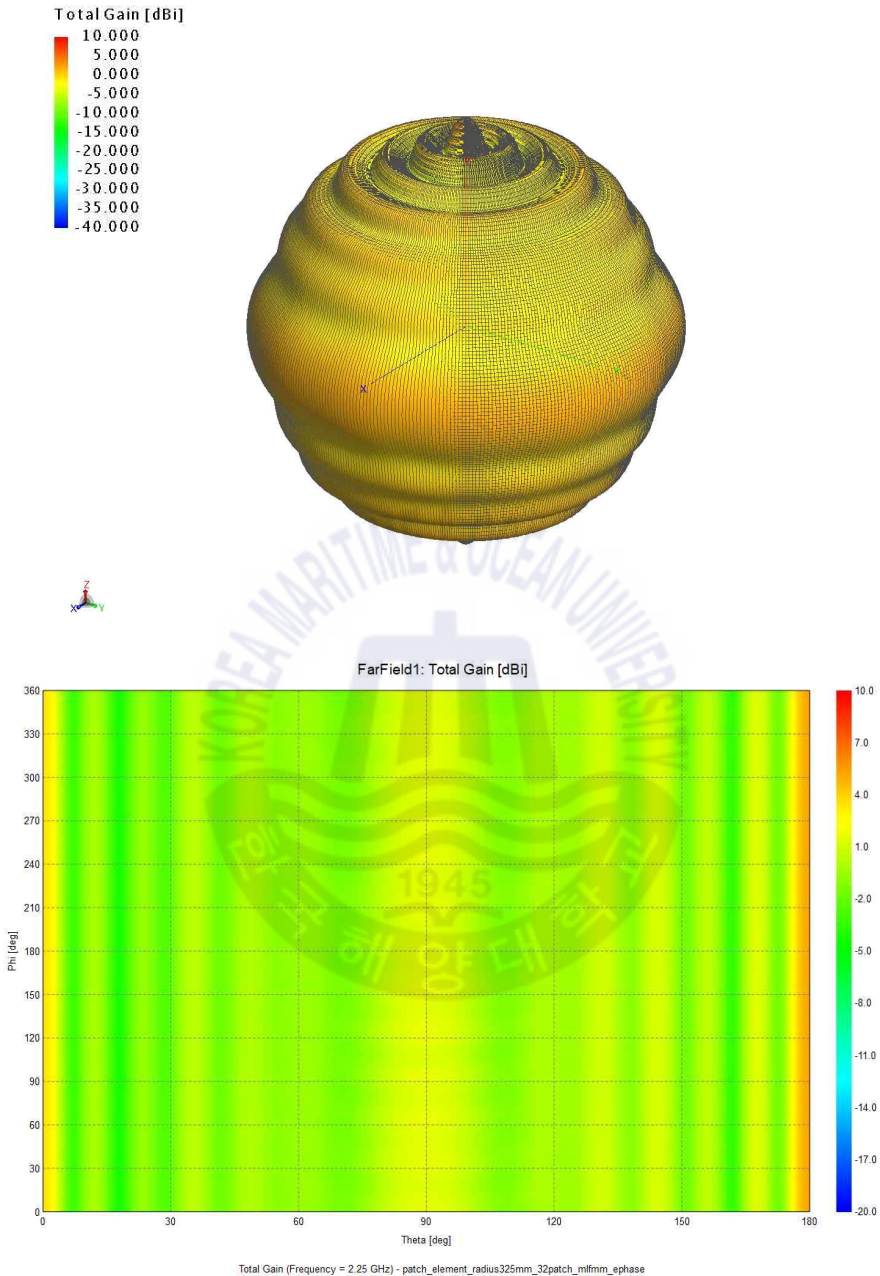


그림 3.24 원통형 배열 32개 패치 안테나 3-D 패턴 및 방사분포도
(반지름=325 mm, 진폭 동일 & 위상 차등 여기)

Fig. 3.24 3-D pattern & ARDP of cylindrical arrays with 32ea patch antenna($r=325$ mm, equal amplitude & progressive phase excitation)

그림 3.25는 누리호 시험 발사체 기준으로 1/2 비율, 즉 반지름 650 mm의 원통에 64개의 패치를 배치한 원통형 배열 안테나의 구조이다. 높이는 350 mm로 동일하고 진폭은 동일 여기(equal excitation), 위상은 차등 여기(progressive excitation)이다. 패치의 개수가 64개이기 때문에 각 방사소자간 위상은 5.625도 차이가 난다.

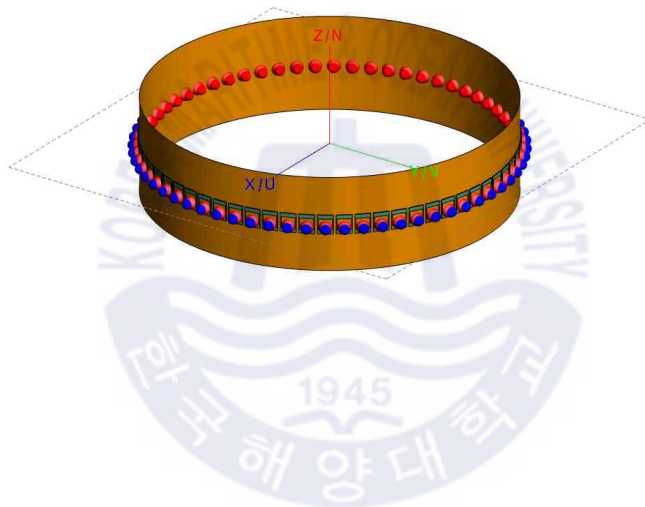


그림 3.25 원통형 배열 64개 패치 안테나 구성(반지름 650 mm)
 Fig. 3.25 Configuration of cylindrical arrays with 64ea patch antenna
 (r=650 mm)

그림 3.26은 이때의 롤 평면과 고각 평면의 안테나 패턴을 나타낸 것이고 그림 3.27은 3-D 패턴과 방사 분포도를 나타낸 것이다. 95% 공간 커버리지 기준 안테나 이득은 약 -3.17 dBi 이다.

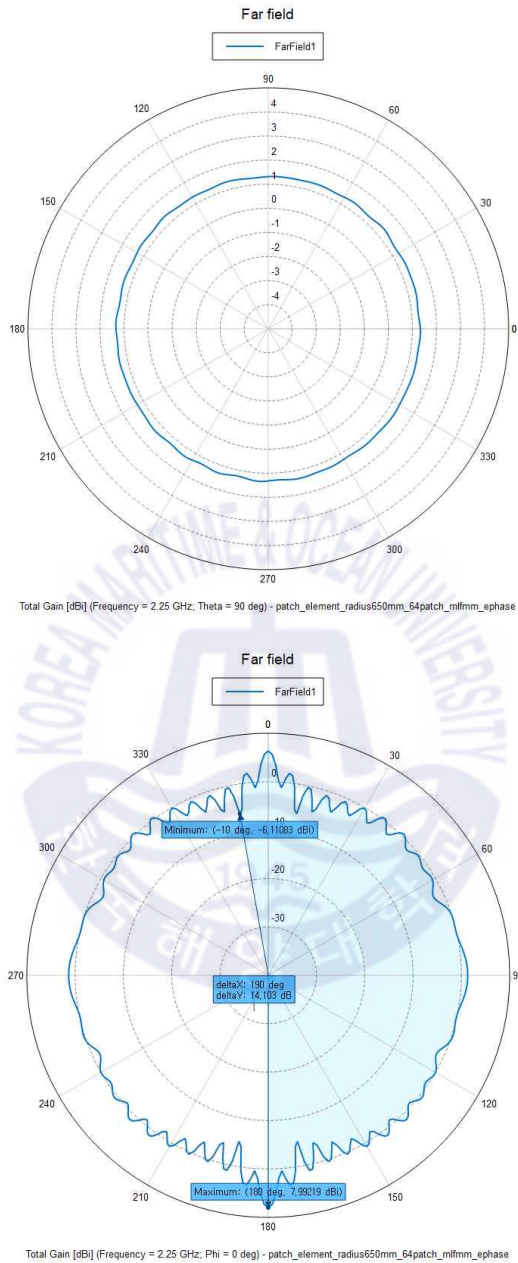


그림 3.26 원통형 배열 64개 패치 안테나 를 평면 및 고각 평면 패턴 (반지름=650 mm, 진폭 동일 & 위상 차등 여기)

Fig. 3.26 Roll and elevation plane pattern of cylindrical arrays with 64ea patch($r=650$ mm, equal amplitude & progressive phase excitation)

마지막으로 그림 3.28은 누리호 시험 발사체와 동일한 크기, 즉 반지름 1,300 mm의 원통에 128개의 패치를 배치한 원통형 배열 안테나의 구조이다. 높이는 350 mm로 동일하고 진폭은 동일 여기(equal excitation), 위상은 차등 여기(progressive excitation)이다. 패치의 개수가 128개이기 때문에 각 방사소자간 위상은 2.8125도 차이가 난다.

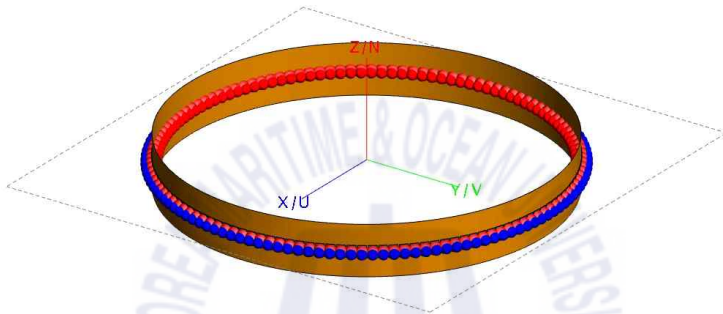


그림 3.28 원통형 배열 128개 패치 안테나 구성(반지름 1,300 mm)

Fig. 3.28 Configuration of cylindrical arrays with 128ea patch antenna
($r=1,300$ mm)

그림 3.29는 이때의 롤 평면과 고각 평면의 안테나 패턴을 나타낸 것이고 그림 3.30은 3-D 패턴과 방사 분포도를 나타낸 것이다. 95% 공간 커버리지 기준 안테나 이득은 약 -3.43 dBi 이다.

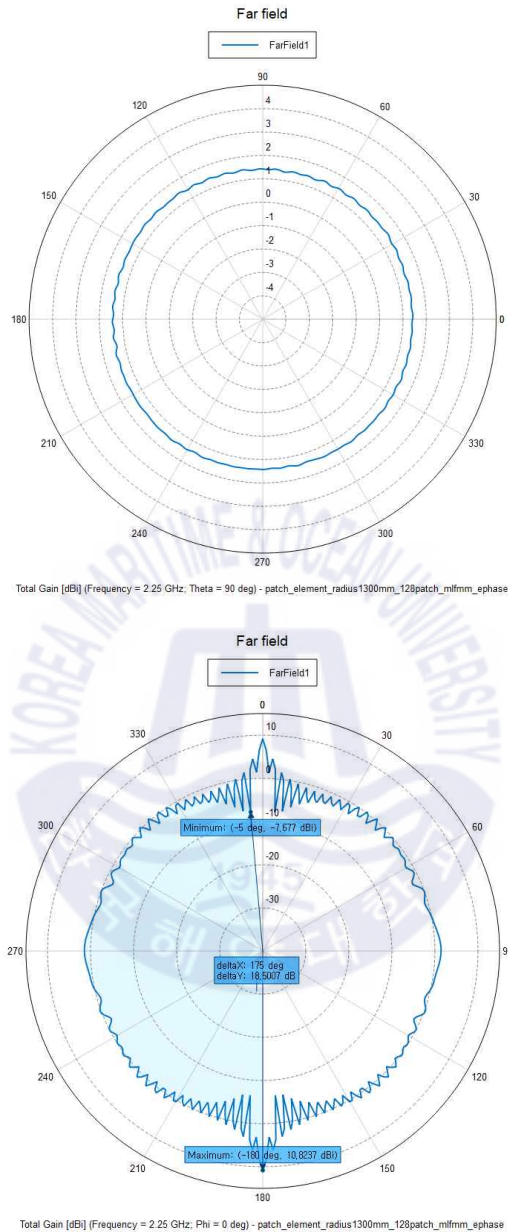


그림 3.29 원통형 배열 128개 패치 안테나 롤 평면 및 고각 평면 패턴
(반지름=1,300 mm, 진폭 동일 & 위상 차등 여기)

Fig. 3.29 Roll and elevation plane pattern of cylindrical arrays with 128ea patch($r=1,300$ mm, equal amplitude & progressive phase excitation)

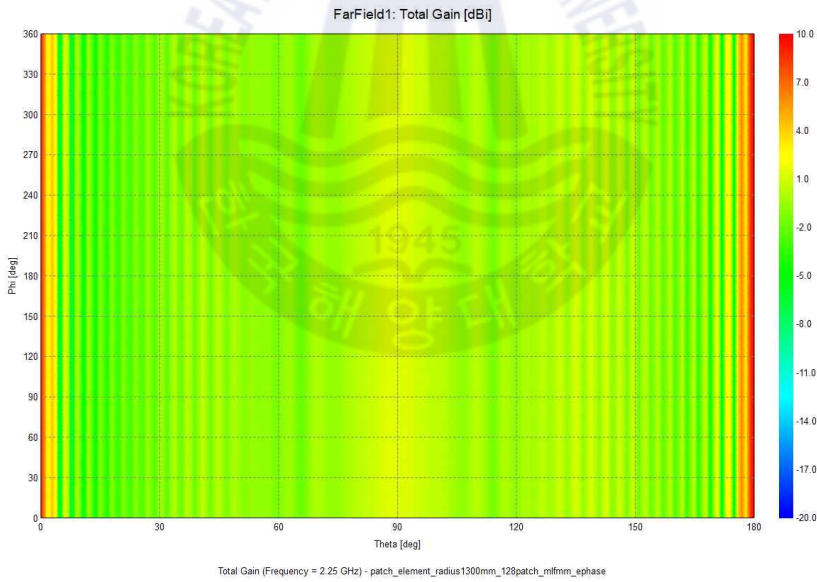
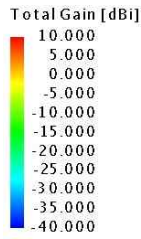


그림 3.30 원통형 배열 128개 패치 안테나 3-D 패턴 및 방사분포도
(반지름=1,300 mm, 진폭 동일 & 위상 차등 여기)

Fig. 3.30 3-D pattern & ARDP of cylindrical arrays with 128ea patch antenna($r=1,300$ mm, equal amplitude & progressive phase excitation)

그림 3.31은 설계된 16개, 32개, 64개, 128개 패치에 대해 롤 평면과 고각 평면에 대한 안테나 패턴을 비교한 그림이다.

그림에서 볼 수 있듯이 원통의 크기가 커지고 이에 따라 방사소자의 개수가 늘어남에 따라 롤 평면 패턴의 변화는 크게 없으나, 고각 평면의 경우 z축에 가까워질수록 불필요한 리플(ripple)이 발생하는 것을 볼 수 있다. 이로 인해 95% 공간 커버리지 기준 안테나 이득은 16개 패치, 반지름 162.5 mm에서 약 -2.53 dBi인 것이 128개 패치, 반지름 1,300 mm 기준 약 -3.43 dBi로 약 -0.9 dBi 정도 나빠지는 것이 확인된다.



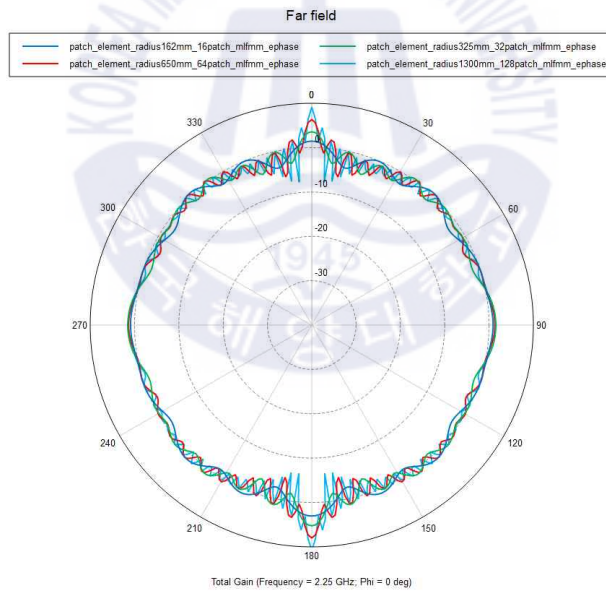
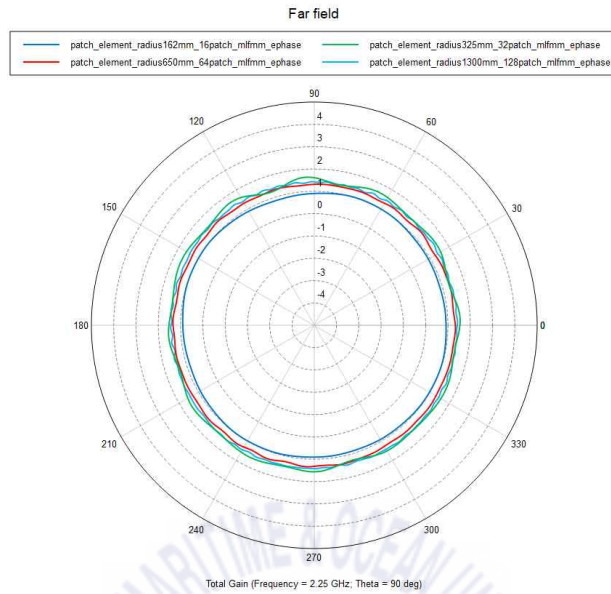


그림 3.31 설계된 안테나 (16개, 32개, 64개, 128개 패치)간
 롤 평면 및 고각 평면 패턴 비교

Fig. 3.31 Roll and elevation plane pattern comparison between
 designed antennas(16ea, 32ea, 64ea and 128ea patch)

또한 2.4절 동적 분석의 그림 2.8에서 도시화한 기존 안테나에 대한 3-D 방사패턴을 방사분포도로 나타낸 것은 그림 3.32와 같고, 앞서 설계된 16개 패치, 반지름 162.5 mm와 롤 평면 및 고각 평면 패턴을 누리호 시험발사체 송신 안테나 패턴과 비교한 것은 그림 3.33과 같다.

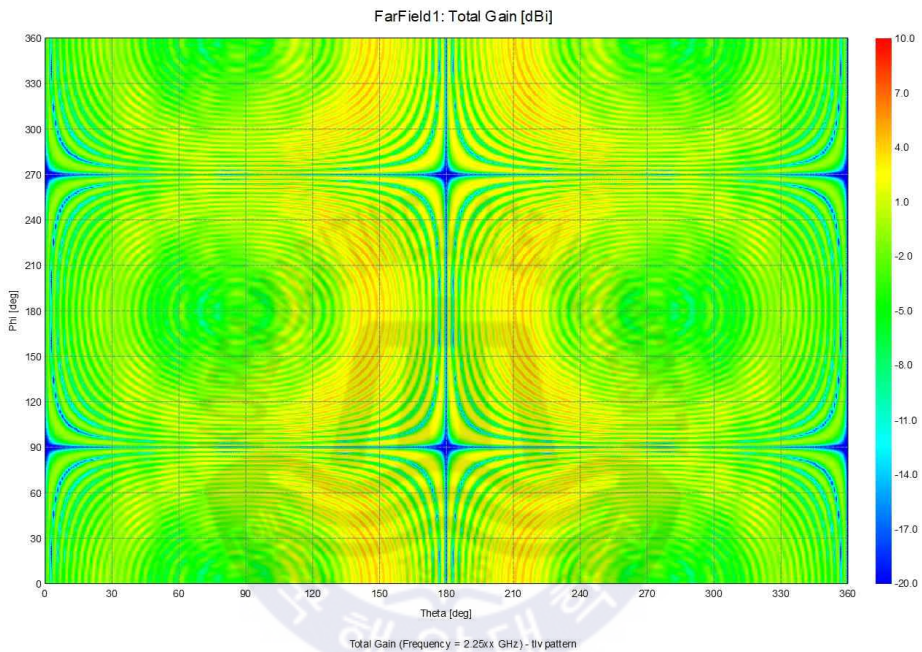


그림 3.32 누리호 시험발사체 탑재 송신 안테나 방사분포도

Fig. 3.32 ADRP of NURI TLV on-board Tx. antenna

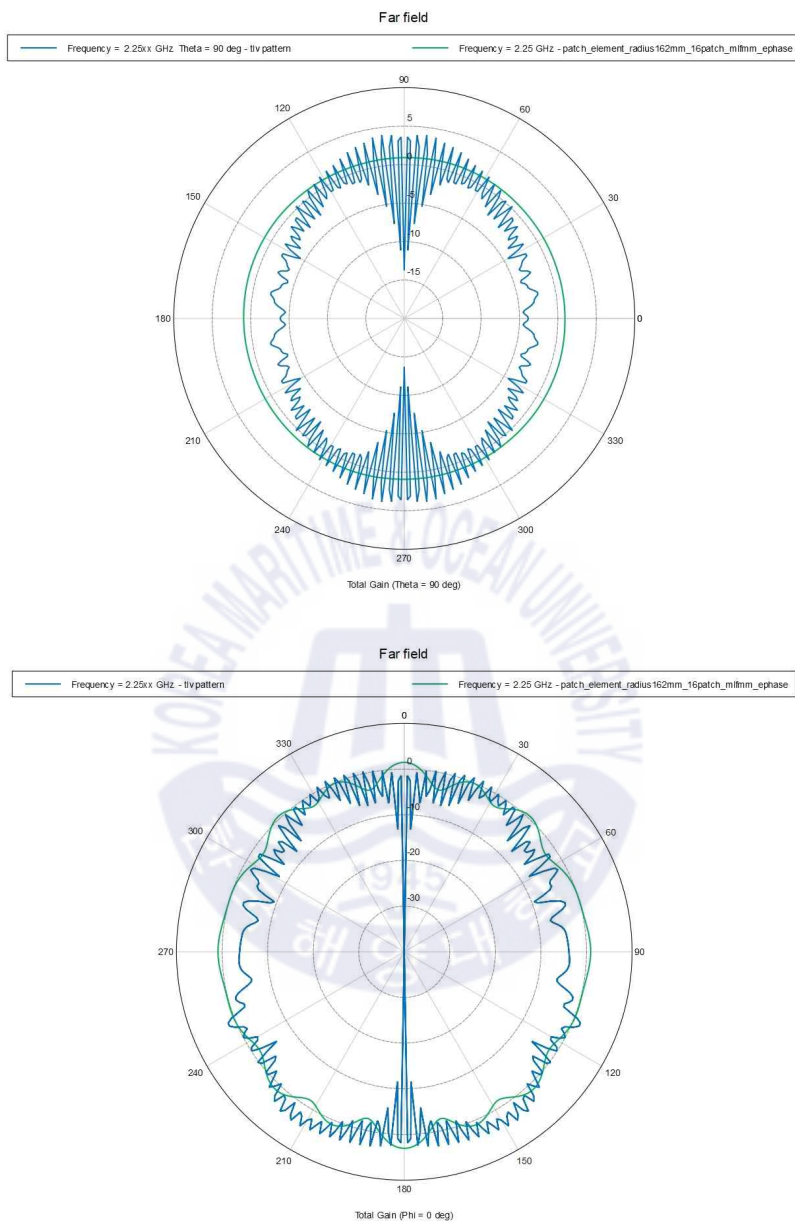


그림 3.33 누리호 송신 안테나와 설계된 안테나(16개 패치, 162.5 mm)간
롤 평면 및 고각 평면 패턴 비교

Fig. 3.33 Roll and elevation plane pattern comparison with NURI TLV
antenna and designed antenna(16ea patch, r=162.5 mm)

설계된 안테나의 성능 검증을 위해 누리호 시험 발사 궤적과 자세변화를 적용하여 누리호 시험 발사체 송신안테나와 128개의 패치를 갖는 설계 안테나의 동적 예상 신호수신레벨을 비교하였다. 그림 3.34는 제주 지상국에 대해 나타낸 것이고 그림 3.35는 고흥 지상국에 대해 나타낸 것이다. 전 구간에 대해 대체로 5.5 dBi 이상의 이득을 확인 할 수 있으며, 특히 발사체의 z축 방향에 지상국 안테나가 정확히 지향되어 송신 안테나 패턴에 의한 영향을 크게 받을 것으로 예측된 지점에서 오히려 이득이 증가하여 안정된 수신이 가능함을 확인할 수 있다. 이는 자유공간 손실이 가장 크게 되는 지상국의 LOS에서 추가적인 이득을 갖게 되어 실제 링크 버짓에서 예측한 성능보다 더 우수한 성능을 갖게 된다.

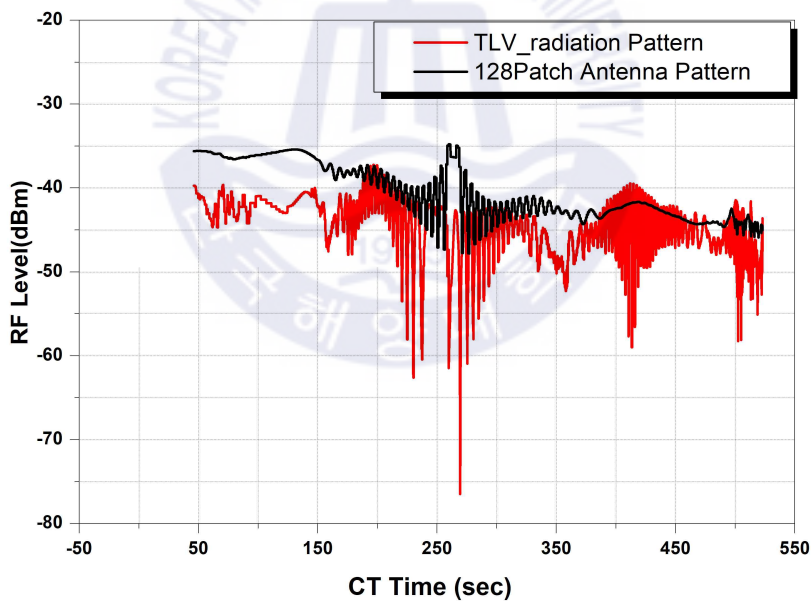


그림 3.34 제주 G/S의 누리 TLV 송신 안테나와

설계된 안테나(128개 패치)간 동적 예상 신호수신 레벨 비교

Fig. 3.34 Comparison of dynamic expected signal receiving level of JEJU G/S between NURI TLV and designed antenna with 128ea patch

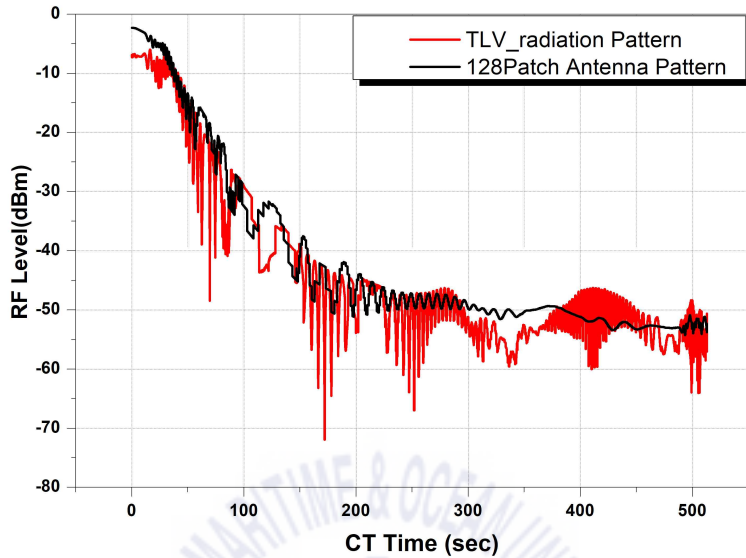


그림 3.35 고흥 G/S의 누리 TLV 송신 안테나와 설계된 안테나(128개 패치)간 동적 예상 신호수신 레벨 비교

Fig. 3.35 Comparison of dynamic expected signal receiving level of GOHEUNG G/S between NURI TLV and designed antenna with 128ea patch

제 4 장 지상국 안테나 최적화 분석

앞서 제2장의 링크 분석을 바탕으로 본 장에서는 SOQPSK와 LDPC 조합을 적용하여 얻을 수 있는 링크마진 약 8.5 dB, 송신 안테나를 개선하여 얻을 수 있는 링크마진 약 5.5 dB, 그리고 두 가지 모두를 적용하여 얻을 수 있는 링크마진 약 14 dB를 각각 적용하여, 다른 기타 조건은 모두 동일하다고 가정할 때, 텔레메트리 지상국 안테나의 크기별 임무 가능 구간 비교·분석하고, 발사 임무에 적용 가능하도록 지상국 안테나를 최적화한다.

지상국 안테나가 가지는 성능지수인 G/T는 제조사와 모델간 모두 상이하나, 안테나 반사판의 크기에 의한 안테나 이득이 주된 요소를 차지하고 있기 때문에 안테나의 크기에 따른 분류로 대략적 적용이 가능하다.

아래 표 4.1은 나로우주센터 텔레메트리 지상국에서 사용하고 있거나, 검토하였던 안테나를 기준으로 분류한 안테나 크기별 G/T 이다.

Table 4.1 G/T by antenna size

크기	G/T(dB/K)
1.8 m	6.4
2.4 m	9.3
4.6 m	15
7.3 m	19
11 m	21

표 4.1에서 볼 수 있듯이 앞서 기술한 어떠한 조합으로도 11 m 급 안테나를 4.6 m 급 안테나로 대체 가능한 수준이기 때문에 지상국 링크 분석은 4.6 m, 2.4 m, 1.8 m에 대해서만 분석하였다.

그림 4.1은 SOQPSK와 LDPC를 적용하여 기존 시스템에 8.5 dB 이득을 가정하여 지상국 링크 분석을 한 것이다. 이때 시스템 설계기준인 10^{-5} BER 기준은 PCM/FM의 경우 SNR+12 dB를 적용하여야 하나, SOQPSK와 LDPC조합의 경우 +3.5 dB를 적용하면 되므로 시스템이 가지는 이득에는 변화가 없으나, 요구되는 SNR 자체가 낮아지므로 링크마진이 확보되는 효과를 가진다.

아래 그림에서 볼 수 있듯이 텔레메트리 지상국에서 최대 임무거리 1800 km를 확보하기 위한 최소 지상국 안테나 크기는 4.6 m급 안테나 이다.

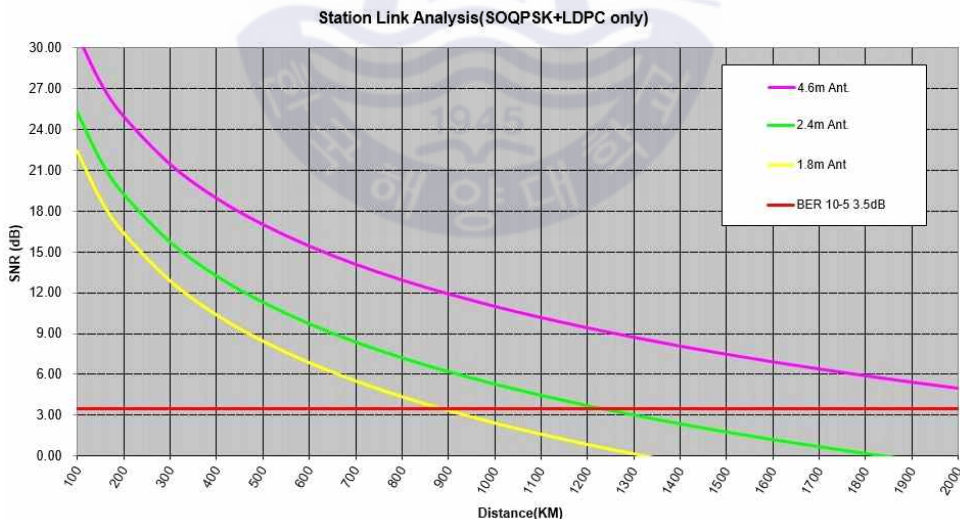


그림 4.1 SOQPSK와 LDPC를 적용한 텔레메트리 지상국 링크 분석
Fig. 4.1 Link analysis of telemetry ground station with SOQPSK+LDPC

그림 4.2는 기존 시스템에서 개선된 탑재 송신 안테나만 적용할 때 5.5 dB 이득을 가정하여 지상국 링크 분석을 한 것이다. 요구되는 시스템 설계기준인 10^{-5} BER 기준은 PCM/FM이므로 SNR+12 dB를 적용하였다.

그림에서 볼 수 있듯이 최대 임무거리 1800 km를 확보하기 위한 최소 지상국 안테나 크기는 4.6 m급 안테나 이상이 필요하다.

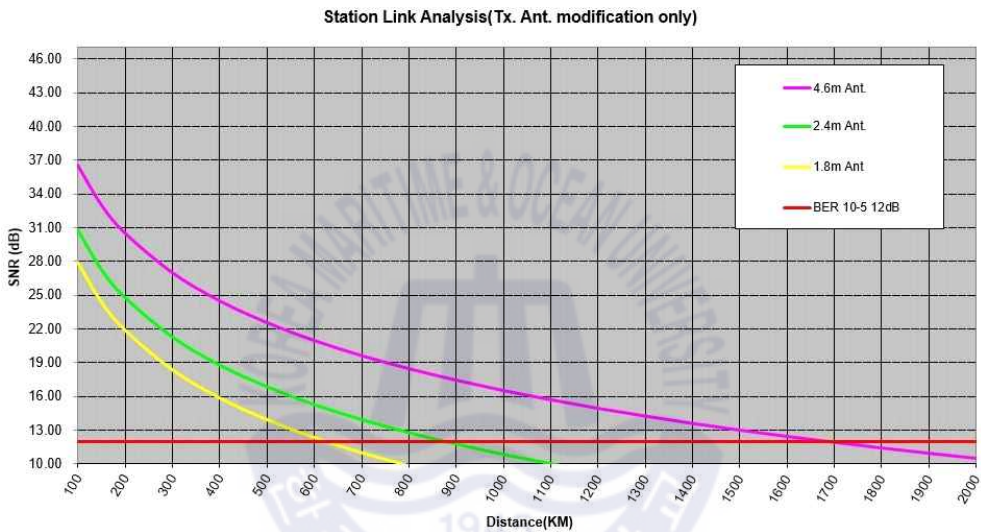


그림 4.2 설계된 탑재 송신안테나를 적용한
텔레메트리 지상국 링크 분석

Fig. 4.2 Link analysis of telemetry ground station with
designed on-board Tx. antenna

그림 4.3은 개선된 탑재 송신 안테나와 SOQPSK-TG 및 LDPC 모두를 적용할 때 송신 안테나 이득 5.5 dB를 가정하고 시스템 설계기준인 10^{-5} BER 기준 SNR+12 dB를 적용하여 지상국 링크 분석을 한 것이다.

그림에서 볼 수 있듯이 최대 임무거리 1800 km를 확보하기 위한 최소 지상국 안테나 크기는 1.8 m급 안테나이다.

본 링크 분석시 사용된 신호의 비트율은 2.3절에서 언급한 바와 같이 2.55 Mbps이고 이에 따라 IF 대역폭 4 MHz를 가정하여 분석한 것이다. 발사체 상단(누리호의 경우 3단)의 일반적인 신호의 비트율이 1 Mbps 내외이고 이에 따른 IF 대역폭 설정이 2 MHz인 점을 감안하면 링크 버짓상 3 dB의 추가 마진이 생기게 되므로, 1.8 m 지상국 안테나로 임무 전 구간에 대해 신호를 안정적으로 수신할 수 있게 된다.

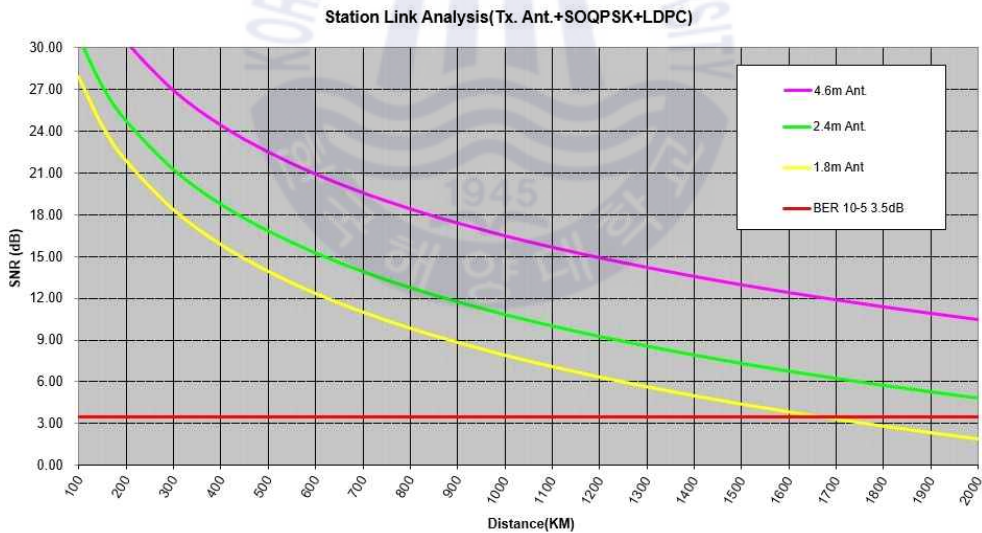


그림 4.3 설계된 탑재 송신안테나 및 SOQPSK와 LDPC를 적용한 텔레메트리 지상국 링크 분석

Fig. 4.3 Link analysis of telemetry ground station with designed on-board Tx. antenna, SOQPSK and LDPC

제 5 장 결 론

발사체에 대한 동작상태 및 비행정보를 획득하기 위한 텔레메트리 시스템은 발사임무수행 및 비행안전통제를 위해 필수적이다.

본 논문에서는 지난 '18년 11월에 나로우주센터에서 발사된 누리호 시험 발사 당시 텔레메트리 탑재 시스템과 지상국 시스템 설계에 따른 통신링크를 정적방법과 동적방법을 통해 분석하고, 이를 이용해 각 지상국에 대한 거리에 따른 마진을 계산하여 지상국 안테나 소형화를 위해 개선이 필요한 부분을 도출하였다.

제안한 통신기법으로 SOQPSK-TG 변복조와 부호화율 4/5, 정보 블록 크기 4096을 가지는 LDPC 부호를 사용할 때 기존 PCM/FM 방식과 비교해 추가적인 대역폭 확장 없이 약 8.5 dB의 마진 확보가 가능하고, 탑재 송신안테나를 제안한 컨포멀 어레이 안테나 형태로 설계하여 약 5.5 dB의 마진을 확보할 경우 약 14 dB의 링크마진 확보가 가능하여, 발사체 발사 임무를 위해 7 m 이상 급의 대형 안테나가 아닌 2 m 이하 급의 소형 안테나로 대체 가능함을 제시하였다.

정적방법 분석에서 사용된 값들은 실제 시스템 설계에 적용된 값으로 발사임무 설계시 여전히 중요하며, 이때 다루어지지 않은, 예를 들어 추적 오차와 같은 값들은 현재 시스템 구성에서 매우 작은 값이어서 분석에서 제외하였다.

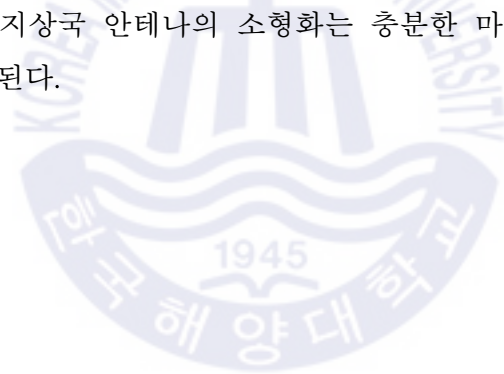
동적 분석에서는 발사체가 이륙한 후 송신 안테나에 의한 패턴의 변화가 주된 요소이긴 하지만 발사 초기 AOS 구간과 임무 종료되는 LOS 구간에서 고각이 매우 낮은 것을 감안하면 멀티패스에 의한 요소들도 추가 고려하여 분석할 수 있다. 이러한 것은 등화기 등을 적용하여 어느 정도 개선이 가능하다.

앞서 SOQPSK-TG 디지털 변복조와 순방향 오류 정정코드인 LDPC 코드에 대해 기술한 제 3장에서 복조와 복호 방법은 별도로 언급하지 않았는데, 상용제품에서는 다양한 방법들이 적용되고 있고 또한 표준에서도 이에 대한 것은 여러 방법 중 몇 가지 예만 언급되기 때문이며, 본 논문에서는 이를 적용할 경우 얻을 수 있는 링크마진에만 초점을 맞추었기 때문이다. 해당 표준 방식을 적용한 관련 상용 제품들은 현재 시장에 출시중이고, 텔레메트리 통신링크 측면에서 가장 나쁜 시험 환경에 속하는 헬리콥터를 이용한 시험 등에 이를 적용하여 성능을 시험한 결과 등이 최근 발표되고 있다.[28] 현재 우주항공 텔레메트리에서 사용 중인 S 밴드 대역 주파수는 이동통신 서비스대역과 매우 인접해 있어 신호간 간섭 및 주파수 잠식 등의 문제가 앞으로 더 확대될 것이기 때문에 디지털 변조 방식을 이용한 대역폭 효율화 요구는 점점 더 커질 것으로 판단된다. 이미 미국의 경우, 2007년 세계전파통신회의에서 항공우주 텔레메트리로용으로 추가 분배된 C 대역 주파수로 점차 옮겨가고 있는 추세이다.

제안된 송신 배열 안테나의 발사체 장착은 랩 어라운드 형태로 설계하면 공력 특성이 우수하면서 배치 또한 용이할 것으로 판단되나, 송신기에서 개별 방사소자로의 전력 분배와 소자에 대한 급전이 복잡해지는 문제가 있다. 그러나 만약 다양한 발사 궤적을 가진 발사임무 등으로 지상국 위치가 상황에 따라 가변적으로 운용되어야 하거나 발사가 빈번하게 일어나지 않아 대형 지상국을 유지하기 어려운 경우에는 제작에 어려움이 있을 수 있지만 해당 설계 방법을 적용하여 효과를 가질 수 있다.

앞에서 누리호 시험 발사체가 가지는 원통형 크기 외에도 다양한 스케일을 검토하였는데, 반지름이 작을수록 설계 기준에 부합하는 더 나은 성능을 보였다. 따라서 해당 설계는 대형 발사체 보다는 작은 직경을 가지는 소형 로켓 등에 더욱 효과적으로 사용될 수 있다. 원통 반지름의 크기가 350 mm 이하의 로켓의 경우, 제안한 방법으로 패치 안테나 배열 구성을 적용하여 설계 단계부터 탑재 텔레메트리 시스템과 지상국이 함께 협력하여 시스템을 설계하면 크게 시스템의 복잡도를 증가시키지 않고 구현할 수 있다.

발사체는 언제나 예기치 않은 문제가 발생할 수 있기 때문에 통신링크상의 마진은 여전히 중요하다. 향후 시공간 블록부호를 이용한 공간 다이버시티 기술, 네트워크 기반 기술과 융합된 iNET 등의 연구가 추가적으로 이루어진다면 지상국 안테나의 소형화는 충분한 마진과 함께 구현 가능할 것으로 판단된다.



참 고 문 헌

- [1] Telemetry Standards, *RCC Document IRIG 106-17*, July, 2017
- [2] “Estrack,” ESA, https://www.esa.int/Enabling_Support/Operations/Estrack
- [3] 오창열, 이성희, 김동현, 권순호, “KSLV-I 발사를 위한 원격측정신호 Link Margin 분석,” *항공우주기술*, 2009. 11월, pp. 105~112
- [4] DongHyun Kim et al., “Introduction to Ground Telemetry System of NARO Space Center & Operation Results at KSLV-I Launch Mission,” in *CNES Ground-Based Space Facilities Symposium*, France, Jun. 2013.
- [5] 김동현, 한정우, 권순호, 김춘원, 김대오, “KSLV-II 발사임무를 위한 팔라우 다운레인지 원격자료 수신 장비 설계,” *한국우주과학회 추계학술대회*, 2016.
- [6] 김동현, 한정우, 권순호, 김춘원, 김광식, 최용태, “나로우주센터의 다중경로 채널 환경에서 편파 다이버시티 결합기법 성능 분석,” *한국전자과학회 추계학술대회*, 2018.
- [7] Olen O. Ely, Robert E. Hockenberger, “Rocket Exhaust Effect on Radio Frequency Transmission”, *Journal of spacecraft and Rockets*, Vol. 3, No. 3, 1996, pp. 310-314.
- [8] Yogi Y. Krikorian et al., "Dynamic Link Analysis Tool for a Telemetry Downlink System", *2004 IEEE Aerospace Conference Proceedings*, pp. 3994-4001, June 2004.
- [9] Gleason Q. Chen, Jack K. Kreng, Yogi Y. Krikorian, “Dynamic Link Analysis And Application For a MEO Space Vehicle,” *2019 IEEE Aerospace Conference*, March 2019

- [10] Sung Wan Kim, Soo Sul Hwang Jae Deuk Lee, "Dynamic RF link estimation for telemetry system of launch vehicle, KSLV-I," *Proceeding of International Telemetry Conference*, vol. 41, October, 2005.
- [11] 김동현, 권순호, 김춘원, 한정우, 최용태, 김기만, "비행데이터를 이용한 누리호 시험 발사 동적링크 분석," *한국통신학회지*, 2019. 44권 8호, pp. 1566~5568
- [12] Missile Antenna Pattern Coordinate System and Data Formats, *RCC Document, IRIG 253-93*, August, 1993
- [13] Telemetry Application Handbook, *RCC Document IRIG 119-06*, May, 2016.
- [14] 김주년, 이상래, 김성완, 윤원주, 김석권, 노성민, 마근수, "항공우주분야 원격측정기술 동향," *항공우주산업기술동향*, 2016. 12권 1호, pp. 52~64
- [15] Umashankar B, Aswathy S, NNSSRK Prasad, C. hattacharya, K. Krishna Naik "SOQPSK - A spectrally efficient modulation scheme for aeronautical telemetry applications," *International Journal of Engineering Science and Innovative Technology (IJESIT)*, Volume 2, Issue 2, March 2013.
- [16] 구영모, 부정일, 김복기, "트렐리스 상태 결함을 이용한 SOQPSK-TG 수신기," *한국항공우주학회지*, 2019. 47권 3호, pp. 240~244
- [17] Terrance J. Hill, "A Non-proprietary, constant envelope, variant of Shaped Offset QPSK (SOQPSK) for improved spectral containment and detection efficiency," *MILCOM 2000 Proceedings. 21st Century Military Communications. Architectures and Technologies for Information Superiority (Cat. No.00CH37155)*, October, 2000.
- [18] Department of Defense, Test Resource Management Center, Document Number: SET 2014-0045, *Real-Time CMA Equalization of SOQPSK for Aeronautical Telemetry*, June 2014.
- [19] Low Density Parity Check Codes for use In near-earth and deep space applications, Experimental Specification, *CCSDS 131.1-0-2*, September 2007

- [20] TM Channel Coding Profiles, Recommended Practice, *CCSDS 131.4-M-1*, Magenta Book, July 2011
- [21] TM Synchronization And Channel Coding, Recommended Standard, *CCSDS 131.0-B-2*, Blue Book, August, 2011.
- [22] 노성민, 김주년, 정혜승, 마근수, “채널 부호화에 따른 발사체탑재용 원격측정시스템의 RF 링크 마진 분석” *한국항공우주학회 학술발표회 논문집*, 2012 No.11, pp. 1761~1765
- [23] ERIK PERRINS, “FEC systems for aeronautical telemetry,” *IEEE TRANSACTIONS ON AEROSPACE AND ELECTRONIC SYSTEMS*, VOL. 49, NO. 4, pp. 2340~2352, OCTOBER, 2013.
- [24] Prêntice C. Ribeiro Filho, Alexis F. Tinoco-S, Daniel C. Nascimento, J.C. da S. Lacava, “A Telemetry Antenna Design for a Sounding Rocket Competition,” *IEEE Antennas & Propagation Magazine*, June, 2017
- [25] Frank Carden, Russell Jedlicka, Robert Henry, *Telemetry Systems Engineering*, Boston, Artech House, 2002
- [26] Z.Xu, H.Li, Q.Z.Liu, “Pattern Synthesis of Conformal Antenna Array by The Hybrid Genetic Algorithm,” *Progress In Electromagnetics Research, PIER79*, pp. 75-90, 2008
- [27] Constanine A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, Wiley, 1997
- [28] Kip Temple, “Telemetry standards that improve link availability,” *The European Test and Telemetry Conference*, 2018
- [29] Technical Guide, *Low Density Parity Check (LDPC)*, Quasonix, Inc., Sep. 2019