

논문 2013-50-7-6

고속 자료전송을 위한 비행체용 원격측정링크 개발

(Aeronautical Telemetry Link Development for High Speed Data Transmission)

이 상 범*, 최 승 덕**, 김 환 우***

(Sangbum Lee, Seoungduck Choi, and Whanwoo Kim[©])

요 약

본 논문은 초고속 비행체에 탑재하여 대용량 자료를 송수신하는 원격측정링크 개발에 대하여 기술하였다. 고속 이동체 환경에서 고속 자료전송을 위해 기존에 주로 사용되던 PCM/FM 변조방식에 비해 대역폭 효율성, 주파수 선택적 페이딩, 도플러 주파수 오프셋 등을 고려하여 DQPSK 변조방식을 사용하였다. 또한 통신채널 장애의 주요 원인이 되는 멀티패스 간섭을 최소화하기 위해 다수의 수신안테나를 사용하여 공간다이버시티를 구현하였으며 추가적으로 터보코드를 오류정정부호로 사용하여 양질의 데이터를 수신할 수 있도록 개발하였으며 비행시험을 통하여 성능을 확인하였다.

Abstract

This paper describes the development of the telemetry link system for the high data rate transmission in high speed rocket application. In consideration of bandwidth efficiency, frequency selective fading and doppler frequency offset, we used DQPSK instead of PCM/FM which has been the primary modulation format in aeronautical telemetry. Also we used the spatial diversity with multiple receiving antennas to mitigate multipath interference which is the dominant channel impairment and the Turbo Product Code for Forward Error Correction to improve bit error rate performance.

Keywords : Telemetry, High Data-rate Transmission, Spatial Diversity, Forward Error Correction

I. 서 론

국방, 항공, 우주분야 등의 비행체 개발과정에서 실제 비행시험은 종합적인 성능확인을 위해 필수적으로 수행하는 시험이다. 이때 일반적으로 원격측정장치를 탑재하여 비행체에 장착한 여러 종류의 센서들이나 탑재장치들로부터의 자료를 무선으로 획득하여 비행체에 대한 성능분석을 수행한다.

PCM/FM 변조는 원격측정분야에서 40년 이상 주된 변조방식으로 사용되어 왔으며^[1~2], 그동안 시험대상 시스템도 복잡해짐에 따라 시험에 요구되는 데이터 전송 속도도 1970년대에 100kbit/s에서 오늘날에는 10~20M bit/s로 증대되었다.

이러한 데이터 전송속도의 증가는 신호대역폭을 증가시켜 원격측정에 할당된 제한된 주파수 대역의 활용에 커다란 부담이 되었다. 또한 신호대역폭의 증가에 따라 멀티패스 간섭현상이 더욱 주파수 선택적으로 되며 이는 통신채널 장애의 주된 요인이 되고 있다^[3]. 본 논문에서는 고속 데이터 전송에도 주파수를 효율적으로 사용하기 위해 기존에 주로 사용되던 PCM/FM 방식에 비해 상대적으로 대역 효율성이 좋은 QPSK 변조방식을 적용함으로써 신호대역폭을 약 1/2로 절감하였다^[4]. 이러한 신호대역폭 감소는 멀티패스 간섭에 의한 주파

* 정회원, 국방과학연구소
(Agency for Defense Development)

** 정회원, (주)파인텔레콤
(Pinetelecom co. Ltd.)

*** 평생회원, 충남대학교 전자공학과
(Dept. of Electronics Engineering, Chungnam National University)

© Corresponding Author(E-mail: wwkim@cnu.ac.kr)
접수일자: 2013년2월14일, 수정완료일: 2013년6월27일

수 선택적 페이딩의 주파수 널에 의해 영향 받을 확률을 줄일 수 있다^[5].

비행체의 초고속 이동으로 인하여 도플러 주파수 오프셋이 발생되면 동기식 QPSK 변조방식은 수신 성능이 열화 될 수 있기 때문에, 수신부에서 위상동기 획득 없이 데이터를 복원할 수 있는 방식의 $\pi/4$ -DQPSK 변조방식을 사용하였다.

대부분의 비행체에 대한 원격측정링크에서 멀티패스 페이딩은 반드시 고려되어야 할 사항이다. 멀티패스 간섭문제는 송신된 신호의 반사파들이 수신안테나에 다른 위상으로 도착하여 상호 간섭적으로 합성될 때 발생한다. 이 문제를 극복하는 방법으로는 시간 다이버시티^[6], 주파수 다이버시티, 공간 다이버시티 등이 사용된다^[7]. 본 논문에서는 4개의 고정형 수신안테나를 적용하여 공간 다이버시티를 구현함으로써 멀티패스 간섭에 강인하도록 개발하였으며 추가적으로 데이터를 보호하기 위해 순방향 오류정정부호로 터보코드(TPC: turbo product code)를 사용하였으며 비행시험을 통하여 성능을 확인하였다.

II. 본 론

1. 시스템 개요

본 원격측정링크는 그림 1과 같이 비행체가 시험영역에서 초고속 비행할 때 비행체로부터 대용량 자료를 발사지점에서 무선으로 획득하기 위한 하향링크로 탑재장치와 지상장치로 구성된다. 개발목표는 탑재장치와 지상장치간에 15Mbps이상의 고속 데이터 송수신이 가능하고, 초고속비행체의 비행속도와 송수신기 오실레이터 편차를 고려하여 최대 주파수 오프셋 $\pm 20\text{kHz}$ 를 극복할 수 있는 무선링크를 개발하는 것이다.

탑재장치는 대용량 자료를 전송하기 위한 신호처리 및 변조를 담당하는 모뎀부와 초고주파 송신 신호처리

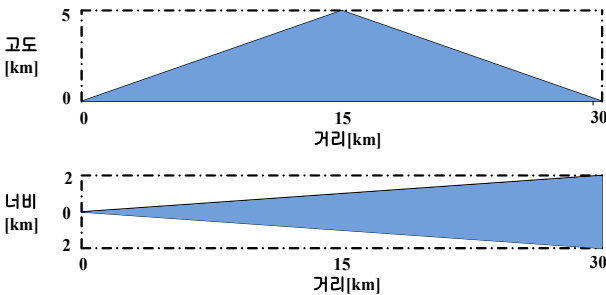


그림 1. 통신시험 영역
Fig. 1. Communication Test Range.

를 위한 RF부, 탑재안테나로 구성된다. 지상장치는 고정형 수신안테나, 초고주파 수신 신호처리를 위한 RF부와 기저대역의 신호처리를 위한 모뎀부를 포함하는 수신장치, 자료를 시험하고 저장하기 위한 자료처리장치로 구성된다. 수신장치와 자료처리장치간의 인터페이스는 이더넷을 사용하였다.

탑재장치의 안테나 운용은 비행체에 2개의 low-profile 역-F 안테나를 180도 방향으로 장착하여 전방향 전파방사가 가능하도록 하였다. 탑재장치의 공간적 제한 및 다른 탑재장치와의 영향을 고려하여 송신 출력이 1W 이하(29dBm)로 제한되어 있고 탑재 안테나의 이득이 아주 작기 때문에 탑재장치에서 링크마진을 여유 있게 설계하기가 곤란하다. 링크마진을 최대한 확보하기 위해 지상 수신안테나의 이득을 최대한 크게 선정하였으며, 예상비행 궤적의 모든 영역을 포함하고 멀티패스 간섭 영향을 줄이기 위해 4개의 안테나를 공간상에 배치하여 운용하였다. 그림 1의 거리와 고도에 따른 시험영역에서 최대 고도가 5km, 최대 거리가 30km인 영역 내에서 수신안테나의 지향 오차손실을 최소화하기 위해 그림 2와 같이 수신 안테나의 고각을 5도와 8도로 각각 다르게 배치하여 운용하였다.

거리와 너비에 따른 시험영역에서 최대거리 30km, 너비 $\pm 2\text{km}$ ($\pm 3.8^\circ$) 영역이 수신 안테나의 3dB 빔 영역 내에 포함되도록 모든 안테나의 방위각은 0도로 배치하여 운용하였다. 수신안테나의 고각 방향과 방위각 방향 방사패턴은 동일하며 그림 2와 같이 수신안테나의 지향이득은 거리가 15km이고 고도가 5km인 영역에서

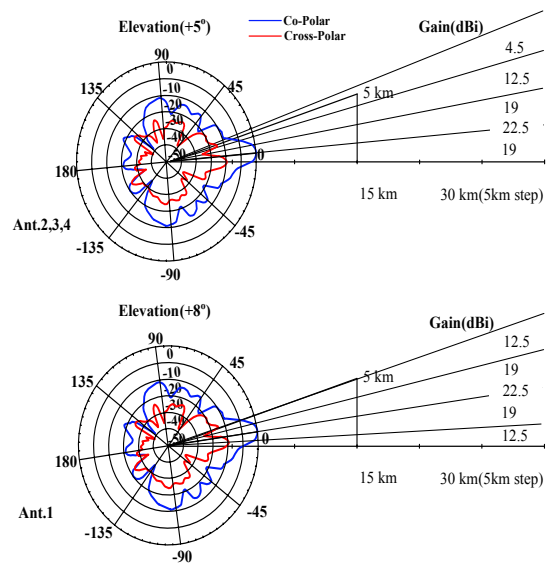


그림 2. 수신안테나 방사패턴 분석
Fig. 2. Receiving Antenna Radiation Pattern Analysis.

는 약 12.5dBi이고 거리가 30km이고 방위각이 $\pm 3.8^\circ$ 인 영역에서는 약 19dBi가 된다.

2. 링크버젓 분석

탑재 및 지상장치의 안테나 이득과 지상장치의 수신감도 그리고 안테나 지향오차 손실 등을 고려하였을 때 예상 비행체적 내의 링크마진은 약 8dB 이상이며 추가적으로 공간다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 비행체와 지상장치의 거리가 30km일 때의 링크 버젓을 표 1에 분석하였다.

표 1. 링크 버젓 분석
Table 1. Link budget Analysis.

항목	단위	값
주파수	MHz	S-대역
통신거리	km	30
심벌전송률(Rs)	Mspss	7.5
요구S/N(10e-6)	dB	9.3
송신출력	dBm	29
송신손실(RF케이블 등)	dB	0.5
송신안테나 이득	dBi	0
EIRP	dBm	28.5
자유공간 손실	dB	128.83
안테나 지향오차손실	dB	4
수신안테나 이득	dBi	22.5
수신손실(RF케이블 등)	dB	1
수신기 입력신호세기	dBm	-82.83
수신기 수신감도	dBm	-91
링크마진	dB	8.17

3. 탑재장치

탑재장치는 마이크로 디서브 커넥터를 통해 고속 디지털신호를 LVDS(low voltage differential signaling) 인터페이스로 입력받아 RF신호를 생성한다. 생성된 RF신호를 증폭한 후 인접채널의 간섭을 줄이기 위해 부분대역통과 필터링을 수행하여 지상으로 전송한다.

탑재장치는 그림 3과 같이 격판을 사이에 두고 모뎀보드와 RF보드가 비행체 이동의 앞뒤 방향으로 적층되어 한 개의 원통형 함체로 제작하였다. 모뎀보드는 디

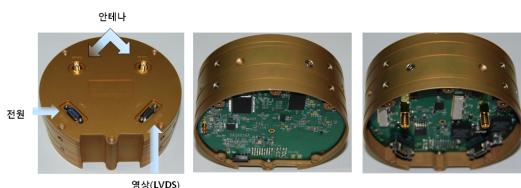


그림 3. 탑재장치
Fig. 3. On-board Unit.

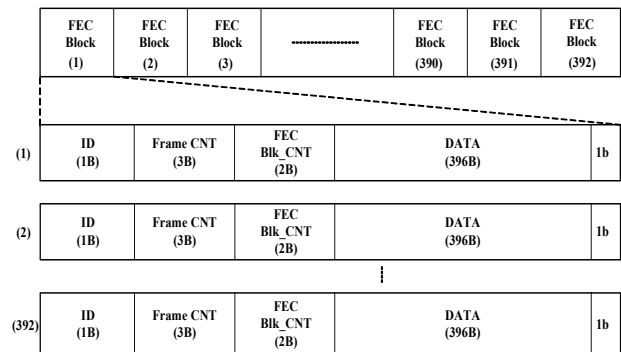


그림 4. 전송 데이터 프레임 구조
Fig. 4. Transmission Data Frame Structure.

지털신호처리기, DAC(digital to analog converter), 모듈레이터 그리고 부분대역통과 필터로 구성된다.

LVDS 인터페이스로 입력된 디지털 데이터는 그림 4와 같이 FEC 블록사이즈(4096bit)와 부호율(0.793)에 기준하여 총 392개의 서브 블록이 하나의 프레임으로 구성된 후 전송된다. 하나의 FEC 블록은 데이터를 구분하기 위한 ID 1byte, 프레임을 구분하기 위한 3byte 카운터값, 동일한 프레임 내의 FEC 블록을 구분하기 위한 패킷 카운터값 2byte, 데이터 396 byte 그리고 reserved 1bit로 구성된다.

프레임으로 구성된 디지털 데이터는 그림 5와 같이 TPC 부호화 되고 FPGA 내부 메모리에 저장된 후 프레임의 시작부분에 UW(unique word)가 삽입된다. UW가 삽입된 하나의 패킷 데이터는 I/Q신호로 분리되어 $\pi/4$ -DQPSK 신호로 매핑된 후 인접채널 간섭을 줄이기 위해 대역제한필터링 된다. 대역제한 필터로 SRRC (squared root raised cosine)를 적용하였으며 roll-off 인자는 0.35 이다. 대역제한필터링 된 신호는 DAC를 통해 아날로그 신호로 변환되어 RF보드로 전송된다.

그림 6은 TPC 부호화기의 내부 블럭도이다^[8]. 입력된 하나의 블록 데이터에 대해서 CRC(cyclical redundancy check) 32비트를 계산한 후 입력데이터의 뒷부분

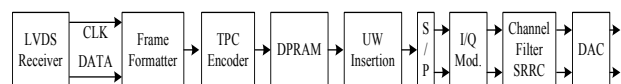


그림 5. 모뎀보드 블럭도
Fig. 5. Block Diagram of Modem Board.

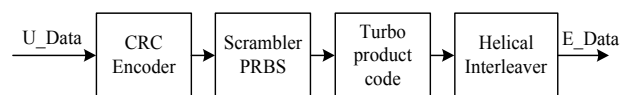


그림 6. TPC 부호화기 블럭도
Fig. 6. Block Diagram of TPC Encoder.

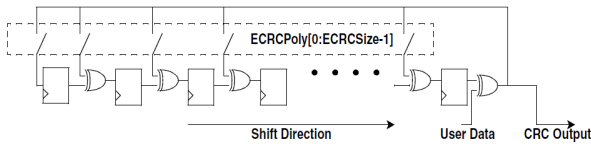


그림 7. CRC 인코더 블럭도
Fig. 7. Block Diagram of CRC Encoder.

에 삽입하고 데이터를 랜덤화하기 위해 스크램블링 과정을 거치고 TPC 인코딩 후 연접에러를 분산하기 위해 인터리빙 과정을 수행한다.

CRC는 그림 7과 같이 입력 데이터 비트열과 식(1)의 생성 다항식 $g(x)$ 로 생성되는 값과 XOR 되고 그 값을 뒤먹임 연산하여 생성된다.

$$g(x) = x^{32} + x^{26} + x^{23} + x^{22} + x^{16} + x^{12} + x^{11} + x^{10} + x^8 + x^7 + x^5 + x^4 + x^2 + x^1 + 1 \quad (1)$$

스크램블링은 그림 8과 같이 16비트 의사잡음 이진코드를 이용하여 생성다항식을 만들고 각 레지스터의 초기 값을 설정한 후 뒤먹임 연산되어 출력되는 값과 입력 데이터를 XOR 연산함으로써 전송데이터를 랜덤화 한다. 스크램블링된 데이터는 TPC 인코딩후 대각 인터리빙(Helical Interleaving) 되어 출력된다.

$\pi/4$ -DQPSK 변조는 그림 9와 같이 현재 입력($d[n]$)의 위상($\theta[n]$)을 $\pi/4$ 회전한 심벌과 한 심벌 구간 지연된 출력심벌($s[n-1]$)을 곱함으로써 전송시점의 심벌 위상과 이전 시점까지의 출력된 심벌의 위상정보를 더하여 전송하는 변조방식이며, 원점을 지나지 않는 8PSK 성상도를

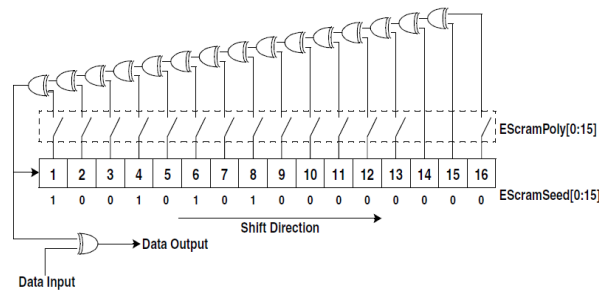


그림 8. 스크램블러 블럭도
Fig. 8. Block Diagram of Scrambler.

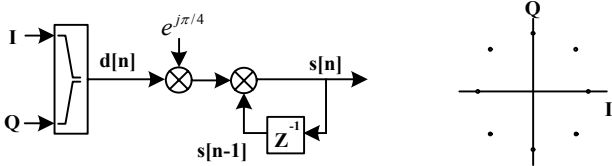


그림 9. $\pi/4$ -DQPSK 변조 및 성상도
Fig. 9. $\pi/4$ -DQPSK Modulation and XY Diagram.

보인다. 현재 입력심벌 $d[n]$ 과 출력 $s[n]$ 을 복소식으로 나타내면 각각 식(2)와 식(3)과 같다.

$$d[n] = e^{j\theta[n]} \quad (2)$$

$$s[n] = e^{j\left(\sum_{k=1}^n \theta[k] + \frac{n}{4}\pi\right)} \quad (3)$$

매핑된 $\pi/4$ -DQPSK 신호는 인접채널 간섭을 줄이기 위해 대역제한필터링 되고 아날로그 신호로 변환된다. 기저대역 아날로그 신호는 I/Q 모듈레이터를 거쳐 RF 신호로 변조되고 부분대역통과 필터링 된 후 RF 보드로 전달된다. RF 보드는 RF 출력포트, 고출력증폭부, 부분대역통과 필터 및 전원공급부로 구성된다. 모뎀보드로부터 보드간 커넥터를 통해 입력된 RF 신호는 RF신호 분배기에 입력되어 두 개의 RF 신호로 분기된다. 분기된 두 개의 RF 신호는 두 개의 고출력증폭기에 입력되어 증폭되고 부분대역통과 필터링 된 후 안테나로 출력된다. RF 신호의 출력세기를 확인하기 위해 각 RF 출력단에 RMS 파워검출기를 적용하였으며, 검출 값은 보드간 커넥터를 통해 모뎀보드로 전달되어 지상장치에서도 무선으로 확인할 수 있도록 하였다.

4. 지상장치

지상장치는 4개의 수신 안테나를 이용한 공간다이버시티 기법을 적용하였다. 4개의 안테나로 수신되는 각각의 RF신호는 그림 10과 같이 1차 수신대역 필터를 통과한 후 저잡음 증폭기(LNA)를 통해 증폭되어 2차 수신대역 필터를 통과한다. 필터링 된 신호는 I/Q 디모듈레이터에 입력되어 기저대역 신호로 변환되고 ADC를 거쳐 심벌전송률(R_s)의 4배로 오버샘플링된다.

수신된 디지털 신호는 그림 11과 같이 첫 번째 DC 오프셋 제거필터를 통해 I/Q 채널의 DC 성분이 제거되고 송신부의 대역제한필터와 정합 필터링 된다. AGC (automatic gain control) 루프는 필터링 된 신호로부터 수신신호의 세기를 계산하고 이득제어 값을 디모듈레이

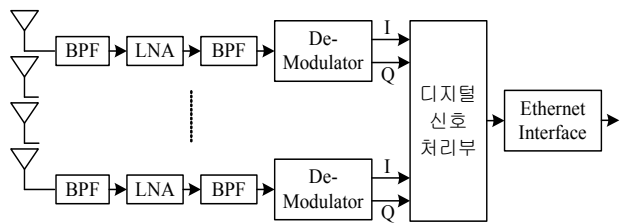


그림 10. 지상장치 블럭도
Fig. 10. Block Diagram of Ground Unit.

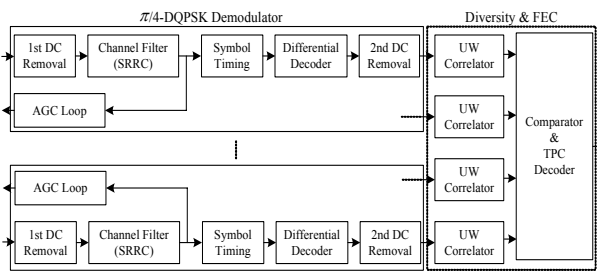


그림 11. 디지털 신호처리부 블록도
 Fig. 11. Block Diagram of Digital Signal Processing.

터로 전송하며, 심벌타이밍 복원루프는 정확한 심벌 타이밍의 샘플 위치에서 오버샘플 된 신호를 심벌단위로 다운샘플링 한다. 차동복호기는 현재 심벌과 이전 심벌을 이용하여 송수신 심벌의 위상차 문제를 해결하고, 두 번째 DC 오프셋 제거 필터는 차동복호 과정에서 발생하는 DC 오프셋을 보상한다. 4개의 UW 상관기 출력을 이용하여 패킷을 검출하고, 각 경로에서 검출된 UW 상관기 출력을 비교하여 신뢰도가 높은 두 개의 경로 데이터를 선택한 후 TPC 복호한다. 복호된 신호의 CRC 에러를 확인한 후, 에러가 없는 경로의 데이터를 선택하여 이더넷 인터페이스를 통해 자료처리장치로 전송한다.

가. DC 오프셋 제거 필터

디지털 신호로 변환된 I/Q 신호는 DC 오프셋이 있을 수 있으며, DC 오프셋은 심벌오류 확률을 높이는 원인이 된다. DC 오프셋 제거필터는 I/Q 각 채널의 DC 성분을 계산하고 제거하기 위한 기능블록으로써 그림 12의 구조와 같다. 그림에서 a는 루프 대역폭으로써 $0 < a < 1$ 의 범위를 갖는다. 루프대역폭 a가 1에 가까울수록 DC 제거 속도는 빠르지만 검출오차가 증가하고 0에 가까울수록 DC 제거속도는 느리지만 검출오차가 감소하는 특성이 있다.

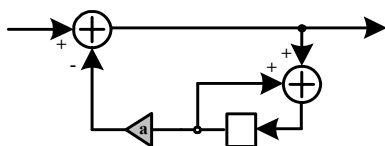


그림 12. DC 오프셋 제거 필터
 Fig. 12. DC Offset Removal Filter.

나. 심벌타이밍 복원루프

DC 오프셋 제거 필터를 통과한 신호는 송신 대역제한필터와 정합 필터링 된 후 심벌단위로 다운샘플링 된

다. 심벌타이밍 복원루프는 평균 심벌전력이 최대가 되는 시점의 샘플위치에서부터 4배로 오버샘플링된 입력 신호를 심벌시간(T_s) 단위로 다운샘플링을 수행한다. 또한 송수신기간의 클럭 주파수 편이가 시간에 따라서 다르게 변해서 발생하는 심벌타이밍 오프셋을 지속적으로 보상함으로써 다운샘플링된 신호의 SNR 손실을 최소화하는 기능을 수행한다. 심벌타이밍 복원 알고리즘은 가드너 타이밍 에러 검출기^[9]를 적용하였으며, 이 방식은 구조가 간단하고 반송파 위상에 무관하게 동작이 가능한 장점이 있다.

다. 차동 복호기

차동복호는 그림 13과 같이 n번째 수신샘플($r[n]$)과 한 심벌구간 지연된 샘플($r[n-1]$)의 곱레 복소곱 연산을 수행하여 데이터를 복원($\hat{d}[n]$)한다. $r[n]$ 은 식(4)와 같이 표현될 수 있으며, 식(4)에서 $\alpha[n]$ 은 수신신호 크기이고 $\phi[n]$ 은 주파수 오프셋으로 발생하는 순시위상이다. 식(5)에서 $\theta[n]$ 은 n번째 송신심벌($d[n]$)의 위상이며 ($\phi[n]-\phi[n-1]$)은 주파수오프셋으로 발생하는 연속적인 심벌간의 위상차($\theta_e[n]$)이다. 위상차는 주파수 오프셋(f_o)과 심벌시간(T_s)에 따라 식(6)의 관계식이 성립된다. DQPSK 변조방식의 경우 순시적인 위상차의 크기가 $\pm 45^\circ$ 이상 되면 위상보호성으로 인하여 데이터 복원이 어렵게 된다. 그러나 본 링크의 경우에는 $T_s=1/7.5e6$ 이기 때문에 주파수 오프셋이 20kHz가 되어도 위상차는 1도 이하이며, 이로 인한 성능열화는 거의 없다.

$$r[n] = \alpha[n] e^{j \left(\sum_{i=0}^n \theta[i] + \frac{n\pi}{4} + \phi[n] \right)} \quad (4)$$

$$\hat{d}[n] = r[n] r^*[n-1] = \alpha[n] \alpha[n-1] e^{j(\theta[n] + (\phi[n] - \phi[n-1]))} \quad (5)$$

$$\theta_e = 360 \times f_o T_s \quad (\text{degree}) \quad (6)$$

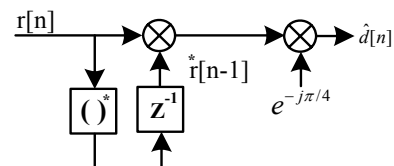


그림 13. 차동 복호기
 Fig. 13. Differential Decoder.

라. UW 검출 및 선택 다이버시티

일반적으로 수신 안테나 다이버시티는 채널용량 증

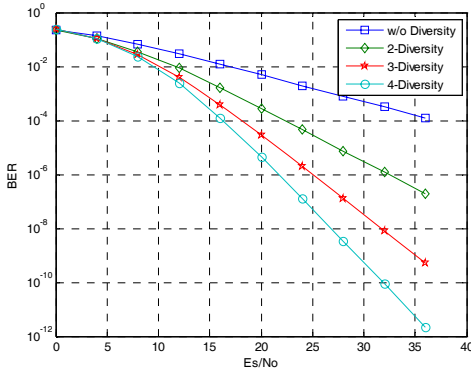


그림 14. 안테나 개수에 따른 BER 성능
Fig. 14. BER Performance with antenna numbers.

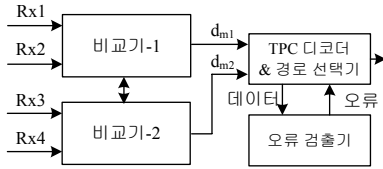


그림 15. 선택 다이버시티
Fig. 15. Selective Diversity.

대에는 효율적이지 않지만 독립적인 페이딩 채널에서 그림 14와 같이 뛰어난 성능개선이 이루어진다. 차동복호된 네 개의 수신신호는 각각의 UW 상관기에 입력되고 UW 상관기 출력을 통해 패킷을 검출한다.

패킷이 검출된 경로 중에서 UW의 에러수가 가장 적은 경로의 데이터와(d_{m1})와 두 번째로 적은 경로의 데이터(d_{m2})를 선택한다. 선택한 두 경로의 데이터 중에서 UW 에러수가 가장 적은 경로의 데이터(d_{m1})를 TPC 복호한 후 에러가 없으면 복호한 결과를 그대로 데이터로 사용하고, 그렇지 않은 경우에는 에러수가 두 번째로 적은 데이터(d_{m2})를 TPC 복호하여 데이터로 사용한다.

마. 자료처리기

다이버시티를 통해 선택된 경로로부터 복원된 데이터는 이더넷 신호로 변환된다. 변환된 데이터는 이더넷 인터페이스를 통해 자료처리기로 전송되고 자료처리기는 입력되는 데이터를 실시간 시현하고 저장한다. 이를 위한 GUI(graphical user interface) 프로그램은 하향 및 상향링크의 전원계통 상태, 지상 안테나의 수신신호세기, 프레임 및 패킷 카운터, PER(packet error rate), FER (frame error rate), UW 에러수, 데이터 캡처, 지상장치 및 탑재장치 내부 온도상태, 탑재장치의 출력신호세기 및 영상을 사용자의 이벤트에 의해 저장 및 전시하는 기능이 포함되어 있다. 그림 16과 그림 17은 수

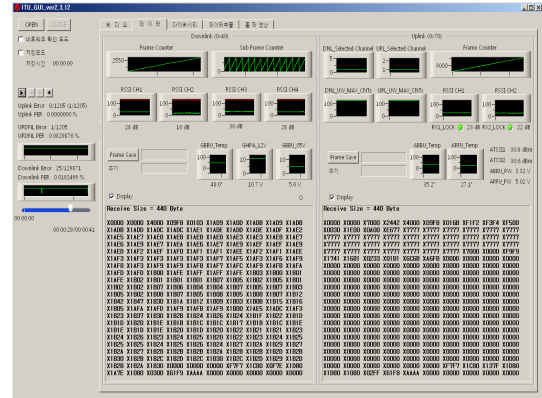


그림 16. GUI 실시간 데이터전시 화면
Fig. 16. GUI Real Time Data Display.

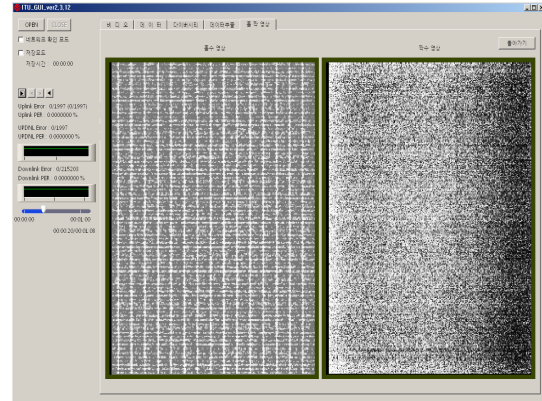


그림 17. GUI 실시간 영상전시 화면
Fig. 17. GUI Real Time Video Display.

신된 데이터에 포함되어 있는 상태 값 및 영상화면을 전시한 것이다.

5. 성능분석 및 비행시험 결과

가. FEC 성능분석

$\pi/4$ -DQPSK 변조방식은 FEC를 적용하지 않았을 경우 AWGN 채널에서 10^{-6} BER을 얻기 위해 약 16dB의 SNR(E_s/N_0)이 요구되지만, 그림 18과 같이 부호율이 0.793인 TPC를 적용하면 약 6.5dB 이상의 부호화이득을 얻게 되어 요구되는 SNR을 약 9.5dB 이하로 줄일 수 있다. 수신감도($R_{sens.}$)는 식(7)과 같이 구할 수 있으며, 여기서 NF는 잡음지수, IL(implementation loss)은 구현손실이고 SNR_{req} 는 10^{-6} BER을 위해 요구되는 SNR이며 -174 는 상온에서의 수신기 잡음전력밀도(noise spectral density)이다. 수신부의 RF 필터 및 LNA를 포함한 잡음지수는 약 3.5dB이며, 송수신기 구

$$R_{sens.} = -174 + 10\log_{10}(R_s) + NF + IL + SNR_{req} \quad (7)$$

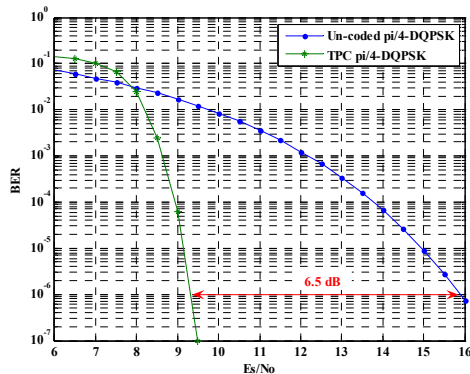


그림 18. TPC(64*57,4k)의 BER 성능
Fig. 18. BER Performance of TPC(64*57,4k).

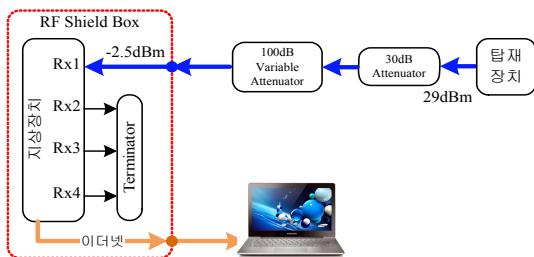


그림 19. 수신기 수신감도 측정
Fig. 19. Measurement of Receiver Sensitivity.

현손실의 합을 약 1dB로 했을 때의 수신감도는, FEC가 없는 경우에는 약 -84.75dBm 이고 FEC를 적용했을 경우에는 -91.25dBm이 된다. 본 링크에 적용된 지상수신기의 수신감도를 측정하기 위해 그림 19와 같이 시험환경을 구성하였다. 시험결과 지상수신기의 수신감도는 약 -91dBm으로 약 6.25dB의 TPC 부호화 이득이 발생하는 것을 확인하였다.

나. 스펙트럼 분석

본 연구에 적용된 하향링크는 하나의 심벌에 두 비트를 전송하기 때문에 그림 20과 같이 하나의 심벌에 한

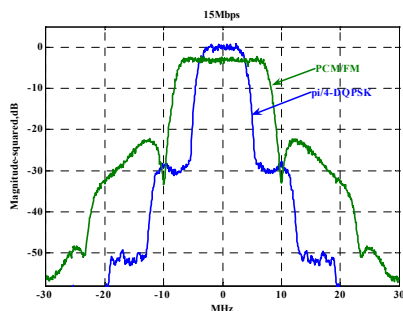


그림 20. $\pi/4$ -DQPSK와 PCM/FM 스펙트럼
Fig. 20. Spectrum of $\pi/4$ -DQPSK and PCM/FM.

비트를 전송하는 PCM/FM 변조방식에 비하여 대역 효율성이 우수하다.

다. 공간 다이버시티 효과 분석

개발된 탑재장치를 비행체에 탑재하여 실제 비행시험을 수행하였다. 비행시험 중 4개의 수신안테나를 통해 수신된 RF 신호세기는 그림 21과 같으며 비행체가 이동함에 따라 송수신 안테나 전파 방사패턴의 지향방향 변화 및 주변 물체에 의한 전파의 멀티패스 등의 영향으로 수신신호세기가 다양하게 변화함을 알 수 있다.

수신 안테나 4개를 고각 및 방위각 그리고 안테나간의 거리를 고려하여 공간적으로 적절히 배치하여 그림 22와 같이 각 수신 안테나로 수신되는 RF 신호세기가 상호 보완적으로 나타나게 함으로써 4개의 안테나를 이용한 공간 다이버시티 효과를 얻을 수 있도록 하였다.

그림 23에는 총 9회의 비행시험 결과에서 데이터 복원에 사용된 수신안테나의 선택 비율을 나타내었다. 본 링크에 적용된 선택 다이버시티의 알고리즘 특성상 1번 안테나의 선택비율이 가장 높아야 하지만, 안테나 배치와 비행궤적에 따른 다양한 결과를 획득하기 위해 매 비행 시험마다 안테나 배치를 다르게 적용하였기 때문에 1번 안테나 선택비율이 항상 가장 크지는 않았다.

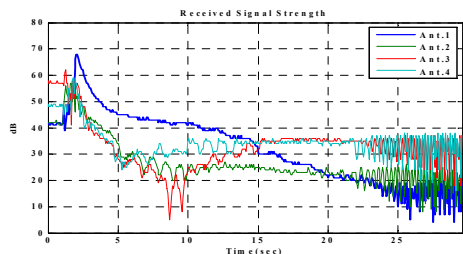


그림 21. 수신신호세기
Fig. 21. Receiving Signal Strength.

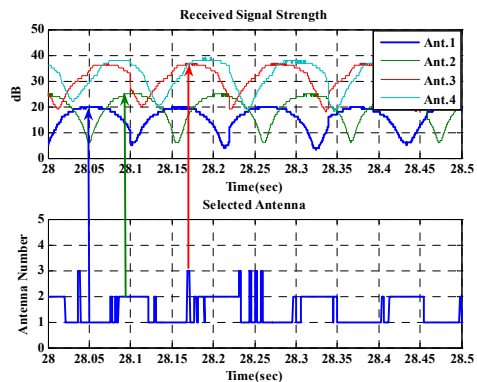


그림 22. 안테나 공간 다이버시티 효과
Fig. 22. Antenna Spatial Diversity Effect.

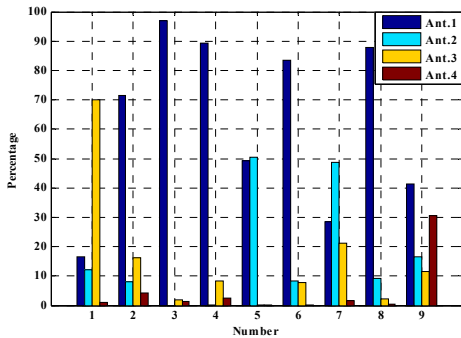


그림 23. 비행시험별 안테나 선택 비율

Fig. 23. Antenna Selection in Flight Tests.

따라서 각각의 발사시험에서 선택비율이 가장 높은 안테나 하나만 적용하였다고 가정했을 경우와 네 개의 안테나를 사용하여 공간다이버시티를 할 경우를 비교했을 때, 최소 3.2% 그리고 최대 68.75% 정도 패킷 에러수의 감소 효과를 얻는 것을 확인 할 수 있었다.

III. 결 론

고속 비행체에 탑재하여 무선으로 대용량 자료전송에 적합한 원격측정링크를 개발하였다. 고속 자료전송에 따른 신호 대역폭 증가로 인한 원격측정용 주파수 대역의 사용제한을 극복하기 위해 원격측정분야에 주로 사용되어 오던 PCM/FM 변조방식 대신 $\pi/4$ -DQPSK 방식을 사용하여 약 1/2로 대역폭 감소 효과를 확인하였고 제한된 원격측정용 주파수 대역을 효율적으로 사용할 수 있었다. 대부분의 비행체에 대한 원격측정링크에서 발생하는 멀티패스 페이딩 간섭문제를 극복하기 위해 4개의 고정형 수신안테나를 공간적으로 배치하여 공간 다이버시티를 구현함으로써 멀티패스 간섭에 강인하도록 개발하였으며 최대 68.75%의 패킷에러 감소효과를 확인하였다. 또한 데이터를 보호하기 위해 터보코드를 오류정정부호로 사용함으로써 약 6.25dB 이상의 코디득을 확인하였다. 개발된 원격측정링크는 9회의 비행시험을 통하여 그 성능을 입증하였다.

REFERENCES

- [1] 안수길, "PCM과 Aerospace Telemetry," 전자공학회지, 제8권, 제3호, 40-47쪽, 1971년 9월
- [2] 강정수, 이만영, "PCM-NRZ/FM Telemetry 시스템에서 Bit 오차확률에 관한 분석," 한국통신학회 논문지, 제8권, 제1호, 76-81쪽, 1983년

- [3] Rice, M., Satorius, E., "Equalization Techniques for Multipath Mitigation in Aeronautical Telemetry," Proceedings of 2004 IEEE Military Communications Conference, Vol. 1, pp.65-70, Oct. 2004.
- [4] Rice, M., Dang, X., "Aeronautical Telemetry using Offset QPSK in Frequency Selective Multipath," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 41, No. 2, pp.758-766, Apr. 2005.
- [5] 이철성, 이재홍, "주파수선택성 페이딩 전송로에서 스텝형 위상을 갖는 $\pi/4$ -DQPSK 의 비트오율," 전자공학회논문지, 제32권, 제 9호, pp.11-17, 1995년 9월
- [6] 고광렬, 이상범, 김환우, "시간지연데이터를 이용한 원격측정 성능향상," 한국항공우주학회논문지, 제 30권, 제2호, pp.170-177, 2011년 2월
- [7] Ian E. Williams, "Multipath mitigation for aeronautical telemetry with multiple antennas," Proceedings of the International Telemetry Conference, Oct. 2009.
- [8] AHA4524, "4 Kbit Turbo Product Code Encoder/Decoder"
- [9] F. M. Gardner, "A BPSK/QPSK Timing-Error Detector for Sampled Receivers," IEEE Transactions on Communications, Vol. 34, No. 5, pp. 423-429, May 1986.

저 자 소 개



이 상 범(정회원)
1986년 숭실대학교 전자공학과
학사 졸업
1988년 숭실대학교 전자공학과
석사 졸업
2009년~현재 충남대학교 전자전
파정보통신공학과 박사과정

1988년~현재 국방과학연구소 책임연구원
<주관심분야 : 디지털신호처리, 원격측정, 무장데
이터링크, 무선통신>



최 승 덕(정회원)
2007년 충북대학교
정보통신공학과 학사
2010년 충북대학교 전파공학과
석사 졸업
2012년~현재 충남대학교 전자전
파정보통신공학과 박사과정

2008년~현재 (주)과인텔레콤 선임연구원
<주관심분야 : 디지털신호처리, 빔포밍, MIMO
시스템>



김 환 우(평생회원)
1977년 서울대학교
전자공학과 학사
1979년 한국과학기술원 전기 및
전자공학과 석사
1988년 University of Utah
전자공학과 박사

1980년~현재 충남대학교 전자공학과 교수
<주관심분야 : 디지털신호처리, 초고속 디지털통
신, 유무선통신>