

논문 2013-50-8-14

유도탄 원격통제를 위한 대역확산 상향링크 시스템 개발

(Development of DSSS Uplink System for Missile Remote Control)

이 상 범*, 최 승 덕**, 김 환 우***

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

요 약

본 논문은 비행중인 유도탄을 원격으로 통제하기 위한 대역확산 방식의 무선통신 상향링크 개발에 대하여 기술하였다. 낮은 피탐성과 높은 항재밍 능력을 갖으며 비행체의 초고속 이동 및 페이딩에 의한 위상 또는 주파수 오프셋으로 인한 성능열화를 최소화하기 위해 대역확산 부분 DBPSK 변조방식을 사용하였으며 통신지연시간을 줄이기 위해 고속 디지털신호처리 알고리즘을 설계하였다. 또한 통신채널 장애의 주요 원인이 되는 멀티패스 간섭을 최소화하기 위해 복수의 수신안테나를 사용하여 선택적 다이버시티를 구현하였으며 추가적으로 터보코드를 에러정정부호로 사용하여 양질의 데이터를 수신할 수 있도록 개발하였고 비행시험을 통하여 성능을 확인하였다.

Abstract

This paper describes the development of DSSS wireless communication uplink system for missile remote control. In consideration of low probability of intercept, low probability of exploitation, anti-jam, low latency, and doppler frequency offset, we used DSSS partially DBPSK. Also we used the selective diversity with two receiving antennas to mitigate multipath interference which is the dominant channel impairment and the turbo product code(TPC) for forward error correction(FEC) to improve bit error rate performance.

Keywords : Missile Remote Control, DSSS, Anti-jam, Selective Diversity, Turbo Product Code

I. 서 론

최근 통신분야의 기술발전을 무기체계에 적용하여 유도무기에 대한 원격통제 기술이 크게 발전되어 왔다.^[1] 비행중인 유도탄과의 무선통신을 통해 작전의 용이함, 유도탄의 생존성 증대, 오폭 방지 및 최적/최신/이동 목표물 타격 등이 가능해졌으며 네트워크 중심전

(NCW: Network Centric Warfare) 환경에서 운용도 가능하게 되었다.^[2] 유도탄 원격통제에 사용되는 무선통신은 기본적으로 낮은 피탐성과 높은 항재밍 성능이 요구되며 유도탄이 초음속 비행 시에도 신뢰성 있는 실시간 통신이 보장되도록 설계되어야 한다.

대역확산 방식은 제한된 에너지의 디지털 신호를 매우 넓은 대역으로 확산시킴으로써 임의의 특정 주파수 또는 좁은 주파수 대역에서의 에너지를 열잡음정도로 무의미하게 만든다.^[3] 이러한 특성으로 적에게 탐지 및 도청확률이 낮고 확산과 역확산 과정을 통해 외부적인 잡음, 간섭 및 방해전파에 대한 보상기능을 갖게^[4] 되어 항재밍 기능을 요구하는 군통신에 매우 유용하다.^[5]

본 논문에서는 기본적으로 항재밍 능력을 갖고 비행체의 초고속 이동 및 페이딩에 의한 위상 또는 주파수

* 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: 2013년4월11일, 수정완료일: 2013년7월24일

오프셋으로 인한 성능열화를 최소화하기 위해 DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum) Partially DBPSK (Differential Bi Phase Shift Keying) (이하 DS-PDBPSK) 변조방식을 적용하였다.

대부분의 비행체에 대한 무선 통신링크에서 멀티패스 페이딩은 반드시 고려되어야 할 사항이다.^[6] 멀티패스 간섭문제는 송신된 신호의 반사파들이 수신안테나에 다른 위상으로 도착하여 상호 감쇠적으로 합성될 때 발생한다. 이 문제를 극복하는 방법으로는 시간 다이버시티^[7], 주파수 다이버시티, 공간 다이버시티^[8] 등이 사용된다^[9]. 본 논문에서는 2개의 수신안테나를 공간적으로 분리하여 선택적 다이버시티를 구현함으로써 멀티패스 간섭에 강인하도록 개발하였으며 추가적으로 데이터를 보호하기 위해 순방향오류정정(FEC: Forward Error Correction)부호로 터보코드(TPC: Turbo Product Code)를 사용하였다.^[10]

II. 시스템 개요

본 무선통신 링크는 최대거리 30km의 비행영역에서 비행체가 초고속으로 비행할 때 발사지점의 지상통제장치에서 비행체로 유도조종 정보를 무선으로 전달하기 위한 상향링크로 그림 1과 같이 지상장치와 탑재장치로 구성된다.

개발목표는 지상장치와 탑재장치간에 40kbps 급의 데이터 전송이 가능하고 재밍 환경에 강건한 재밍마진 15dB 이상인 대역확산 송수신장치를 개발하는 것이다. 초고속 비행체의 비행속도와 송수신기 오실레이터 편차를 고려하여 최대 주파수 오프셋 $\pm 20\text{kHz}$ 를 극복할 수 있도록 차동변조방식을 적용하였으며 순방향오류정정부호로 부호이득이 7.2dB인 TPC를 적용하였다. 지상장치는 고정형 송신안테나, 자료를 전송하기 위한 신호처리 및 변조를 담당하는 모뎀부와 초고주파 송신 신호처리를 위한 RF부로 구성된 송신장치, 송신할 자료를 입력하기 위한 지상통제장치로 구성된다. 지상 송신안테나는 탑재 안테나의 이득이 아주 작기 때문에 링크마진을 최대한 확보하기 위해 이득을 최대한 크게 선정하였으며, 송신장치와 지상통제장치간의 인터페이스는 이더넷을 사용하였다. 탑재장치는 초고주파 수신 신호처리를 위한 RF부와 기저대역의 신호처리를 위한 모뎀부를 포함하는 수신장치 및 탑재안테나로 구성된다.

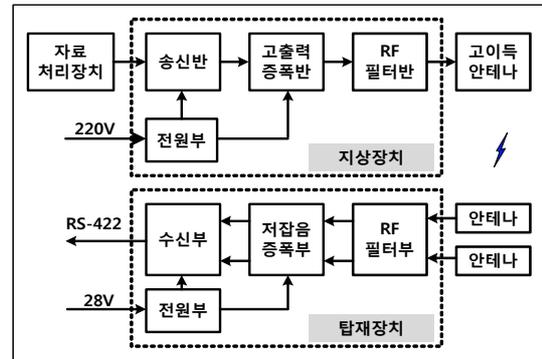


그림 1. 시스템 블록도
Fig. 1. Block diagram of system.

탑재장치의 안테나 운용은 비행체에 2개의 low-profile 역-F 안테나를 180도 방향으로 장착하여 전방향 전파수신이 가능하도록 하였으며 비행 궤적에 따른 멀티패스 간섭 영향을 줄이기 위해 2개의 수신안테나를 이용하여 선택적 다이버시티를 구현하였다.

III. 지상장치

지상장치는 송신장치와 통제장치로 구성되며 송신장치는 통제장치로부터 유도탄 통제명령을 이더넷으로 입력받아 대역확산 변조된 RF 신호를 생성한다. 인접채널의 간섭을 줄이기 위해 생성된 RF 신호의 부분대역 통과필터링을 수행하고 증폭한 후 탑재장치로 송신한다. 변조방식은 DS-PDBPSK를 적용하였으며 송신장치 규격은 표 1과 같다.

부호화된 신호는 프레임으로 구성되고 UW(프리앰블 64bit)가 프레임 시작부분에 삽입된 후 차동 BPSK 매핑된다. 차동인코딩된 I/Q 채널을 의사잡음코드(PN code)로 확산되고 대역제한 필터링된 후 아날로그신호

표 1. 송신장치 규격
Table 1. Transmission Unit Specification.

항목	단위	값
주파수(fc)	GHz	2.XXXX
심벌 전송률(Rs)	ksps	39.0625
칩 전송률	Mcps	5
대역폭	MHz	7.2
확산이득	dB	21.07
변조방식	-	DS-PDBPSK
프레임 길이	bit	1088
에러정정 코드	-	TPC(0.66)
송신출력	dBm	36
안테나 이득	dBi	18.5

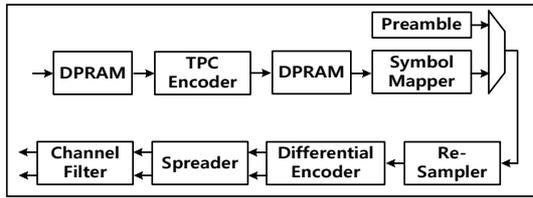


그림 2. 송신부 모뎀 블록도
Fig. 2. Block diagram of transmitting modem.

로 변환되어 전송되며 블록도를 그림 2에 보였다.

1. 부분심별 차동인코딩

주파수 오프셋(f_o)은 송수신기간의 상대 속도(v_r)와 입사각(θ), RF 주파수(f_c) 그리고 국부발진기의 정밀도에 의해 발생하는 송수신 주파수 편이($\Delta f_{tx,f_c}$, $\Delta f_{rx,f_c}$)에 따라서 결정되며 식 (1)과 같다.

$$f_o = \frac{v_r}{c/f_c} \cos(\theta) + \Delta f_{tx,f_c} + \Delta f_{rx,f_c} \quad (1)$$

본 링크에 적용된 국부발진기의 정밀도는 고온에서 약 2.5ppm이며, 입사각 0도 그리고 상대속도 마하 3과 RF 주파수를 식 (1)에 적용하면 최대 주파수 오프셋은 18.56kHz가 된다.

입력신호($r(t)$)에 주파수 오프셋이 있는 경우에 한 심별 시간(T_s) 적분하면 식 (2)와 같이 주파수 오프셋으로 인하여 전력감쇠가 발생되며, 주파수 오프셋과 심별전송률(R_s)의 비율에 따른 전력감쇠는 그림 3과 같다.

$$\int_0^{T_s} r(t) dt \approx \sqrt{\frac{2}{(2\pi f_o T_s)^2 (1 - \cos(2\pi f_o T_s))}} \quad (2)$$

본 링크의 경우 $F_o * T_s$ 가 약 0.5가 되어 한 심별구간

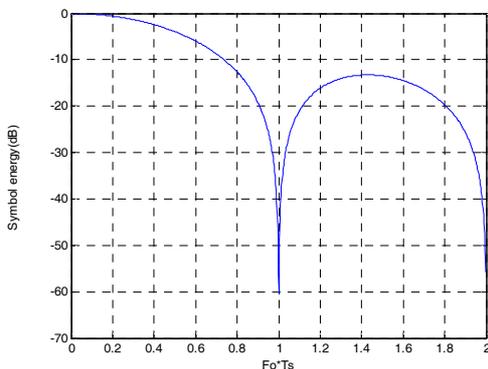


그림 3. 주파수 오프셋 대 심별에너지 감쇠
Fig. 3. Effect of frequency offset on symbol energy.

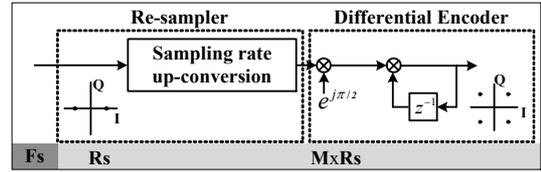


그림 4. 부분심별 차동인코딩
Fig. 4. Partially DBPSK.

적분된 출력은 4.5dB 이상 SNR 손실이 발생된다. 이러한 수신성능 열화를 피하기 위해, 수신부에서 위상동기 획득과정 없이 데이터 복원이 가능하도록 비동기식 변조방식을 적용하였다.

차동인코딩 방식은 심별전송률에 비해 주파수 오프셋이 큰 경우에는 위상 모호성이 발생되어 데이터 복조가 어렵다. 부분심별 차동인코딩 방식은 그림 4와 같이 차동 인코딩 전에 입력심별을 오버샘플링하여 심별전송률이 M배 높게 함으로써 위상모호성이 발생되지 않는 최대 주파수 오프셋($f_{o,max}=0.25 * R_s$)의 범위를 M배 늘릴 수 있게 된다.

그림 4에서 F_s 는 각 단계에서의 샘플링 주파수이다. 오버샘플링률 M이 클수록 $f_{o,max}$ 의 범위가 커지지만 SNR 손실이 크게 발생되기 때문에 시스템에 발생할 주파수 오프셋을 고려하여 가능한 M을 작게 적용하는 것이 유리하다. 본 링크에서는 입력심별을 156.25ksps(M:4)로 오버샘플링한 후 차동인코딩을 수행하였다.

2. 대역확산

대역확산은 확산 코드를 이용하여 심별대역폭을 확산하여 전송함으로써, 역확산 과정을 통해 전송되는 RF 신호에 원하지 않는 다른 신호(재밍)가 합해져 수신되어도 재밍신호가 확산되기 때문에 항재밍 이득을 얻을 수 있다. 차동 인코딩된 I/Q 채널을 주기가 2^{11} 인 두 개의 의사잡음(Pseudo random)코드를 이용하여 그림 5와 같이 확산한 후, 인접채널 간섭을 줄이기 위해

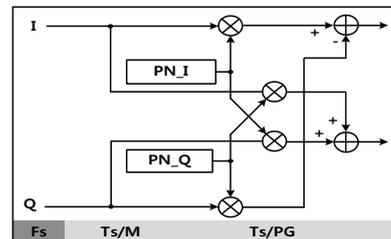


그림 5. 대역 확산기
Fig. 5. Spectrum spreader.

대역제한 필터링(SRRC: Square Root Raised Cosine, $\alpha=0.4$)한다.

IV. 탑재장치

탑재장치는 지상장치로부터 수신한 유도조종 명령을 복원하여 UART 인터페이스를 통해 유도조종부로 데이터를 전송한다. 탑재장치는 그림 6과 같이 격판을 사이에 두고 모뎀보드와 RF보드가 비행체 이동의 앞뒤 방향으로 적층되어 한 개의 원통형 함체로 제작하였다.

수신부는 그림 7과 같이 인접한 채널에서 운용되는 타장비의 송신신호가 유입되는 것을 최소화하기 위해 입력단에 다단 부분대역통과필터를 적용하였다. 필터링된 신호는 저잡음 증폭하고 다시 부분대역통과 필터링한 후 기저대역신호로 변환되고 디지털 신호로 변환되어 디지털신호처리부에 입력된다.

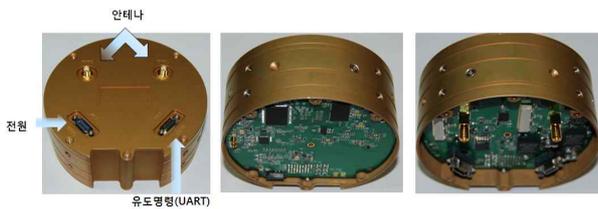


그림 6. 탑재장치
Fig. 6. On-board unit.

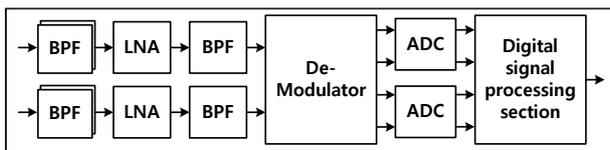


그림 7. 수신부 블록도
Fig. 7. Block diagram of receiving part.

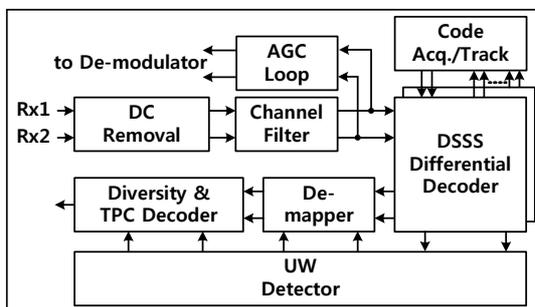


그림 8. 디지털 신호처리부 블록도
Fig. 8. Block diagram of digital signal processing section.

디지털신호처리부에 입력되는 각 채널의 입력신호는 그림 8과 같이 DC성분을 제거하기 위한 IIR 필터를 통과한 후 송신부의 대역제한 필터와 정합 필터링 된다. 필터링 된 신호로부터 신호세기를 측정하고 자동이득제어(AGC) 루프를 이용하여 ADC 및 디지털 신호처리부에서 복원 가능한 크기가 되도록 디모뎀레이터의 내부의 VGA를 이용하여 신호 세기를 조정한다. 정합필터링된 신호로부터 송수신 확산코드의 위상동기를 획득하고 획득된 확산코드의 위상동기가 어긋나지 않도록 위상동기를 추적한다. 위상동기가 이루어진 확산코드의 켈레 복소를 수신신호에 곱하여 확산신호를 역확산 하고 부분심벌 차동복호화를 수행한다. UW 검출기는 차동복호화된 신호로부터 프레임의 시작위치를 찾으며, 검출된 UW의 신뢰성을 바탕으로 선택적 다이버시티를 수행한다. 다이버시티 및 TPC 복호된 데이터는 FPGA 내부 메모리에 저장되고 저장된 데이터를 RS422 신호로 변환하여 유도조종부로 전송한다.

표 2에 거리 30Km를 기준으로 전체 시스템의 링크 버짓을 분석하였으며 20dB 이상의 마진을 확인하였다.

표 2. 시스템 링크버짓 분석
Table 2. Link budget analysis of system.

항목	단위	값
운용주파수	GHz	2.XXXX
운용거리	Km	30.00
심벌 전송률	ksps	39.0625
고출력 증폭기 출력	dBm	36.00
삽입손실(필터 등)	dB	2.50
연결손실	dB	3.00
송신 안테나 이득	dBi	18.50
EIRP	dBm	49.00
자유공간 손실	dB	126.91
안테나 편파 및 지행 손실	dB	3.00
대기 및 강우감쇠	dB	0.30
전파 전파손실 합	dB	132.21
수신 안테나 이득	dBi	0.00
삽입손실(케이블 등)	dB	1.00
수신 신호세기	dBm	-84.21
수신부잡음지수	dB	11.70
구현손실(송수신)	dB	4.00
수신 신호 SNR	dB	28.17
요구SNR(BER@10 ⁻⁶)	dB	6.80
링크 마진	dB	21.37

1. 자동이득제어(AGC)

AGC 루프는 그림 9와 같이 각 채널에 독립적으로 적용하였으며, 정합필터링 된 신호로부터 파워를 계산

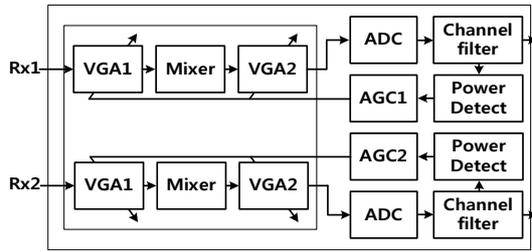


그림 9. 자동이득제어
Fig. 9. Automatic Gain Control.

하고 AGC 루프를 통해 이득 제어값을 생성하여 디모뮬레이터에 피드백한다. 디 모듈레이터에서는 입력된 이득 제어값을 이용하여 내부의 VGA의 이득을 조정함으로써 디 모듈레이터 출력신호의 크기를 일정한 신호 레벨이 되도록 조정한다.

2. 코드획득 및 추적

수신 신호와 수신기에서 생성되는 확산코드의 위상 동기를 맞추기 위해 그림 10과 같이 지연하지 않은 신호와 $T_c/2$ 씩 지연된 신호를 각각 역확산 하고 부분심벌 차동복호 한다. 복호된 각각 값의 크기를 수십 심벌 구간(T_p) 적분한 후 기준값을 생성한후, 계산된 기준값이 문턱값 보다 클 때까지 PN 생성시퀀스 위상을 하나

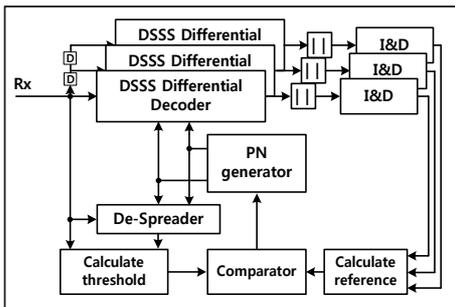


그림 10. 코드 획득
Fig. 10. Code Acquisition.

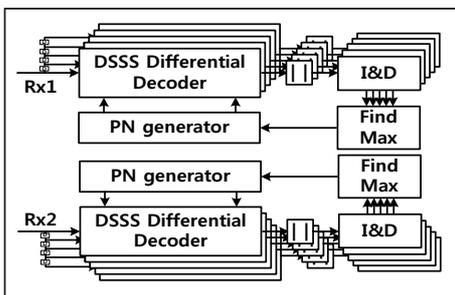


그림 11. 코드 추적기
Fig. 11. Code tracker.

씩 이동한다. 기준값이 문턱값보다 크면, 코드 추적으로 전환된다. 직렬 코드 획득방식은 확산코드의 한 위상마다 T_p 시간만큼 적분하여 비교하기 때문에 주기가 2^{11} 인 확산코드 획득에 필요한 시간(S_t)은 식(3)과 같다.

$$S_t = T_p \times (2^n - 1) \tag{3}$$

코드 추적루프는 그림 11과 같이 $T_c/2$ 의 시간차를 갖는 다섯 개의 신호를 역확산 하고 부분심벌 차동복호 한다. 복호된 값의 크기를 수십 심벌구간 적분하고 최대값을 갖는 경로가 T_c 만큼 지연된 신호보다 빠르면 $+T_c/4$, 늦으면 $-T_c/4$ 만큼 PN 생성기의 위상을 조정한다.

코드 락 검출기는 그림 12와 같이 $T_c/2$ 의 시간차를 갖는 세 개의 신호를 이용하여 계산된 각각의 적분값이 모두 임계값보다 작으면 un-lock으로 판단하고 코드획득을 다시 수행한다.

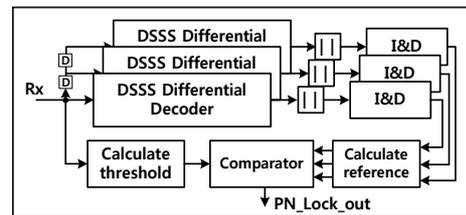


그림 12. 코드 락 검출기
Fig. 12. Code lock detector.

3. DSSS 부분 차동복호기

DSSS 부분 차동복호는 그림 13과 같이 역확산된 신호를 T_s/M 시간의 샘플을 적분한 후, 현재의 적분값과 지연된 적분값의 곱해 복소값을 곱하여 M개의 곱셈출력을 적분하여 하나의 심벌을 얻는다. 수식으로 표현하면 식(4)~식(6)과 같다.

$$r = \int_0^{T_s/M} y(t)c^*(t)dt \tag{4}$$

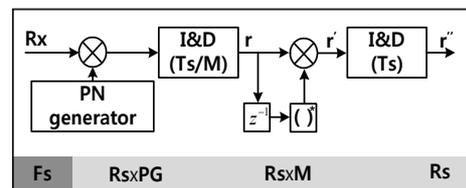


그림 13. 부분 차동 DSSS 복호
Fig. 13. DSSS Partially Differential Decoder.

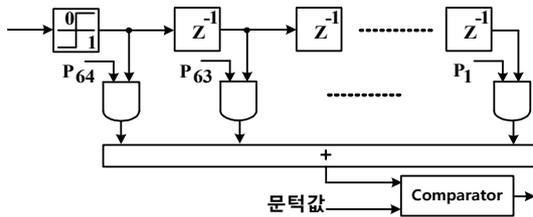


그림 14. UW 검출기
Fig. 14. UW detector.

$$r' = r[k]r^*[k-1] \quad (5)$$

$$\tilde{r} = \sum_{k=1}^M r'[k] \quad (6)$$

UW 검출기는 부분 차동 DSSS 복호된 신호의 실수 값을 그림 14와 같이 경관정한 후, 수신부에서 프리앰블 패턴(64bits)과 비교하여 프리앰블의 맞은 수가 임계값 이상이면 프리앰블이 검출되었다고 판단한다.

4. 선택적 다이버시티

두 개의 수신안테나로부터 독립적으로 수신된 신호에 대해 데이터 복조를 수행한 후 각 경로의 프리앰블 신뢰도(프리앰블의 맞은 수)에 따라서 데이터를 복원할

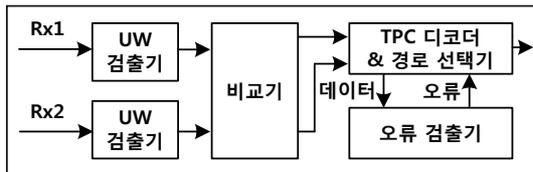


그림 15. 선택적 다이버시티
Fig. 15. Selective diversity.

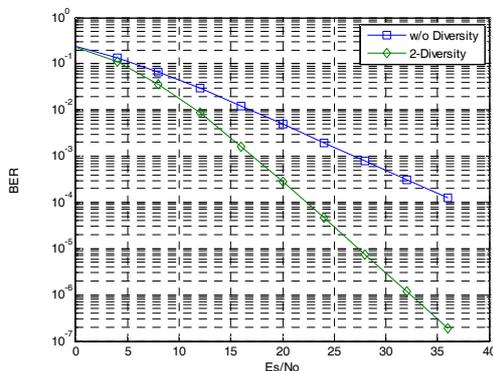


그림 16. 2-다이버시티 BER 성능
Fig. 16. BER performance of 2-diversity.

경로를 선택하는 방식으로 그림 15와 같이 선택적 다이버시티를 구현하였다. 본 상향링크의 수신에는 두 개의 안테나 입력을 이용한 다이버시티가 적용되었으며 일반적으로 SIMO 방식의 다이버시티 기법은 채널용량 증대에는 효율적이지 않지만 독립적인 페이딩 채널에서 그림 16과 같이 뛰어난 성능개선이 이루어진다.

V. 성능분석

1. 차동부호(Differential Encoding)

부분 심벌수(M)와 주파수 오프셋(Fo)에 따른 BER 성능을 분석하였으며, 모의실험 환경은 표 3과 같다. 그림 17에는 주파수 오프셋이 없는 AWGN 채널에서 M에 따른 BER(w/o FEC) 성능을 비교분석 하였다. Un-coded BER이 10^{-2} 이면 TPC(0.66)후 10^{-6} 이하가 되기 때문에 uncoded BER 10^{-2} 에서 성능 비교를 한다. 결과에서 M이 1, 2, 4인 경우 동기식에 비해 각각 1.5dB, 3.5dB, 4.2dB 성능 열화가 발생하는 것을 알 수 있다. 그러나 그림 18에서 M이 4인 경우에는 주파수 오프셋이 18.56 kHz가 되어도 약 1dB 이내의 손실만 발생되지만, M이

표 3. 모의실험 조건

Table 3. Simulation condition.

항 목	값
칩 전송률	5Mcps
PN 코드	128
심벌 전송률	39.0625kbps
변조방식	DS-PDBPSK
채널 필터	SRRC(roll-off : 0.4)
채널 모델	AWGN

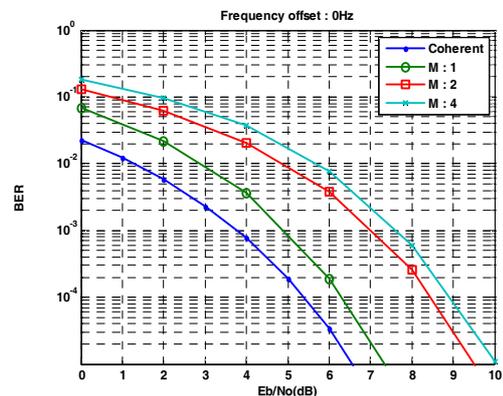


그림 17. M 값에 따른 BER (AWGN 채널)
Fig. 17. Effect of M on BER (AWGN).

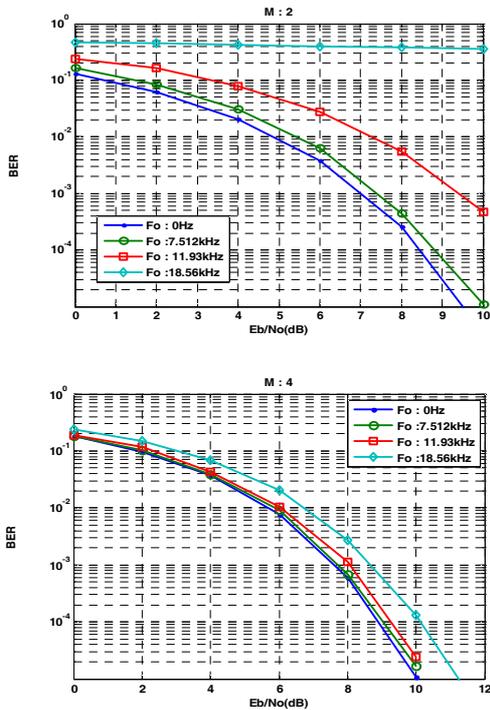


그림 18. Fo와 M 값에 따른 BER (AWGN 채널)
 Fig. 18. Effect of Fo and M on BER (AWGN).

2인 경우는 18.56kHz의 주파수 옵셋이 발생하는 채널환경에 적용이 어려운 것을 확인할 수 있다.

2. DSSS 성능분석

대역확산 변조방식의 항재밍 능력을 시험하기 위해 상향 송신신호에 전대역 잡음신호를 인가하여 재밍마진 시험을 수행하였다. 시험구성은 그림 19와 같이 상향 신호와 잡음신호를 각각 스펙트럼 분석기에 연결하여 두 신호의 비율(Jamming to Signal Ratio, JSR)을 확인한 후, 상향 수신 상태에 에러가 발생될 때까지 가변감쇠기의 감쇠값을 높이면서 상향 신호레벨을 감소하여 재밍 마진을 분석하였다. 분석결과 재밍마진은 14dB 이상

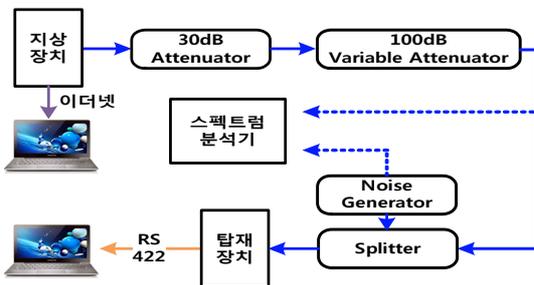


그림 19. 재밍마진 분석시험
 Fig. 19. Jamming margin analysis test.

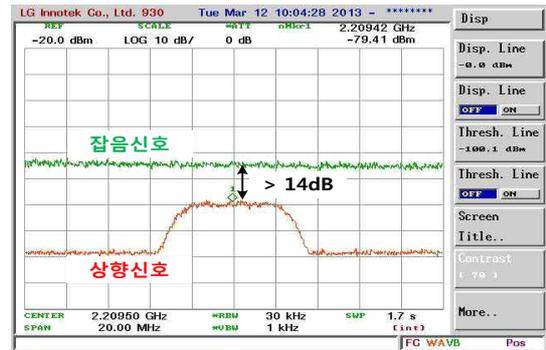


그림 20. 재밍마진 분석결과
 Fig. 20. Jamming margin analysis result.

이였으며, 이때의 잡음신호 및 상향신호의 스펙트럼은 그림 20과 같다.

3. FEC 성능분석

이론적인 수신감도는 식 (7)과 같이 구할 수 있으며 Rs는 심벌 전송률이고 NF 수신기 잡음지수 그리고 I.L은 구현손실이며, 수신감도 계산을 표 4에 나타내었다.

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

그림 21과 같이 시험환경을 구성한 후 시험한 결과

표 4. 수신감도 계산
 Table 4. Receiving sensitivity calculation.

항 목	값
심벌 전송률(Rs)	39.0625ksps
부분 심벌 전송률	Rs*4 (M=4)
구현손실(I.L)	4dB(Tx:1dB, Rx:3dB)
잡음지수(NF)	11.7dB
요구 SNR(BER@10 ⁻⁶)	14dB(w/o FEC) 6.8dB(with FEC)
수신감도(BER@10 ⁻⁶)	-98.38dBm(w/o FEC) -105.58dBm(with FEC)

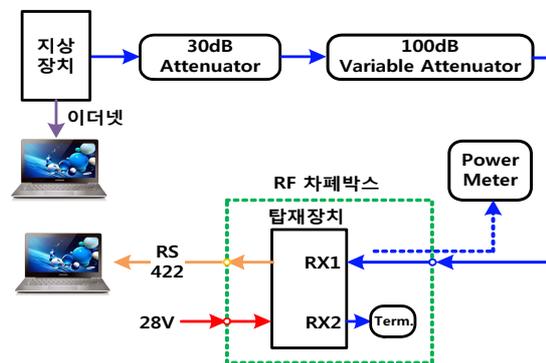


그림 21. 수신감도 측정
 Fig. 21. Receiving sensitivity measurement.

탑재수신기의 수신감도가 약 -105dBm 으로 측정되었으며, FEC가 없는 경우보다 약 6.6dB 이상의 FEC 이득이 발생되는 것을 보여준다.

3. 선택적 다이버시티 효과분석

두 개의 안테나로 RF 신호를 각각 수신하고 데이터를 복원한 후 신뢰도가 높은 경로를 선택하는 다이버시티 방식을 적용하였다. 비행시험 결과에서 하나의 RF 신호가 미약하거나 간섭의 영향을 받아 에러가 발생되거나 확산코드의 위상동기를 놓쳐도 다른 하나의 RF 신호를 이용하여 데이터를 복조함으로써 프레임 손실이 발생되지 않은 것을 확인하였으며, 그림 22에 비행시험 결과 중 한 경우의 예를 나타내었다.

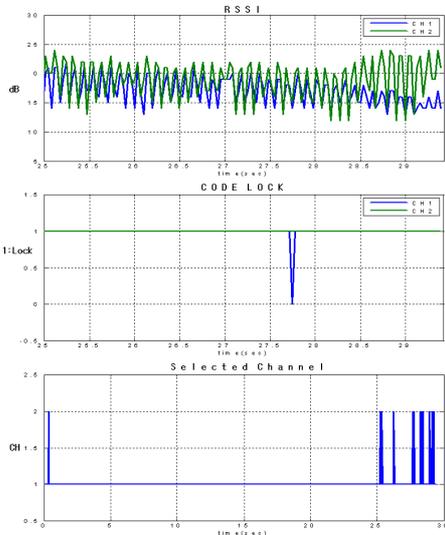


그림 22. 선택적 다이버시티 (비행시험 자료)
Fig. 22. Selective diversity at flight test.

4. Low Latency 성능분석

상향링크의 한 프레임은 1088 비트(프리앰블 64비트, 데이터 1024비트)로 구성되기 때문에, 심벌 전송률 39.063kbps로 한 프레임을 전송하기 위해 필요한 시간은 27.9ms이다. 또한 본 링크에 적용된 FEC 과정은 블록 단위로 처리되기 때문에 한 프레임에 대한 송수신 FEC 처리과정과 RF 전송 시간만을 고려하여도 상향 송수신 지연시간이 약 80.3ms가 된다. 이러한 지연시간을 단축하기 위해 송신부 FEC는 32MHz 그리고 수신부 FEC는 64MHz로 처리함으로써 FEC 부호 및 복호화 시간을 1usec 이하로 단축하였다.

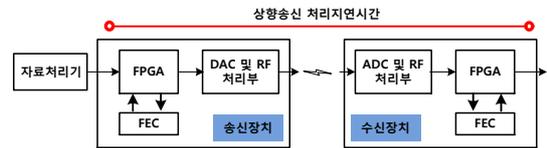


그림 23. 송수신 지연시간 측정
Fig. 23. Latency measurement.

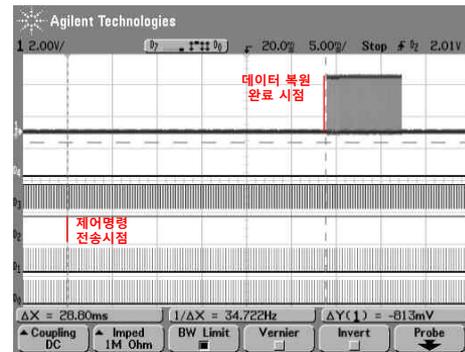


그림 24. 송수신 지연시간 측정 결과
Fig. 24. Latency measurement result.

그림 23과 같이 시험환경을 구성한 후, 송신기 자료 처리기의 제어명령 전송 시점과 수신부 FEC 복호가 끝나는 시점을 이용하여 상향 송수신 지연시간을 측정하였다.

측정결과 처리지연시간은 그림 24와 같이 약 28.8ms로 송수신 외의 모든 신호처리 과정이 약 900usec 이내에서 처리됨을 확인할 수 있다.

V. 결 론

비행중인 유도탄을 원격으로 통제하기 위한 무선통신 상향링크를 개발하였다. 낮은 피탐성과 항재밍 능력을 갖도록 DSSS 방식을 적용하였으며 14dB 이상의 재밍마진을 확인하였다. 유도탄의 초고속 비행으로 인한 도플러 옵셋 및 페이딩에 의한 위상변화에 강인하도록 입력심벌을 오버 샘플링하여 심벌전송률을 높인 후 차동인코딩 방식을 적용함으로써 18.56KHz 주파수 옵셋에도 손실이 1dB 이내 발생하도록 하였다. 대부분의 비행체에 대한 통신채널에서 발생하는 멀티패스 페이딩 간섭문제를 극복하기 위해 2개의 수신안테나를 공간적으로 배치하여 선택적 다이버시티를 구현함으로써 멀티패스 간섭에 강인하도록 개발하였다. 또한 데이터를 보호하기 위해 터보코드를 오류정정부호로 사용함으로써 약 6.6dB 이상의 코드이득을 확인하였다. 시스템의 통

신지연시간을 최소화하기 위해 고속 디지털신호처리 알고리즘을 설계하였으며 전체 처리시간을 30ms 이내로 구현함으로써 30Hz 이상의 통제명령 전달이 가능함을 확인하였다. 개발된 대역확산 상향링크는 9회의 비행시험을 통하여 그 성능을 입증하였다.

REFERENCES

[1] J. Tnag, X. Xie, Q. Chen, and T. Sun, "Research on Missile Remote Control Data Link Simulation," IEEE Conference on Consumer Electronics, Communications and Networks, pp.523-525, Apr. 2012.

[2] Scott R. Frame, "Real-Time Targeting for Network Enabled Weapons," ITEA Journal, Vol. 31, pp.316-320, Sep. 2010.

[3] R. L. Peterson, R. E. Ziemer, and D. E. Borth, "Introduction to Spread Spectrum Communications," Inglewood Cliffs, NJ, Prentice Hall, 1995.

[4] 김송신, 조성준, "DS-SS 통신 시스템의 Jamming에 대한 저항 성능 분석," 전자공학회 학술대회 논문집, 10-14쪽, 1987년 11월

[5] Awais Yousaf and Asim Loan, "Effect of Jamming Technique on the Performance of Direct Sequence Spread Spectrum Modem," IEEE Conference on Advanced Communications Technology, pp. 874-877, Feb. 2011.

[6] 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.

[7] 고광렬, 이상범, 김환우, "시간지연데이터를 이용한 원격측정 성능향상," 한국항공우주학회 논문지, 제 30권, 제2호, pp.170-177, 2011년 2월

[8] 이상범, 최승덕, 김환우, "고속 자료전송을 위한 비행체용 원격측정링크 개발," 대한전자공학회 논문지, 제50권, TC편, 제7호, pp.43-51, 2013년 7월

[9] Ian E. Williams, "Multipath mitigation for aeronautical telemetry with multiple antennas," Proceedings of the International Telemetry Conference, Oct. 2009.

[10] AHA4524, "4 Kbit Turbo Product Code Encoder/Decoder"

저 자 소 개



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

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



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

2008년~현재 (주)파인텔레콤 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 디지털통신, 유무선통신>