

工學博士學位論文

EUROFIX 導入을 위한 性能評價에 관한 研究

A Study on the Performance Evaluation
for Introduction of EUROFIX

指導教授 黃勝郁

2002年 2月

韓國海洋大學校 大學院

制御計測工學科

金敏禎

本 論 文 을 金 敏 禎 의 工 學 博 士 學 位 論 文 으 로 認 准 함 .

審 查 委 員 長 工 學 博 士 鄭 世 謨 印

審 查 委 員 行 政 學 博 士 金 基 文 印

審 查 委 員 工 學 博 士 安 營 燮 印

審 查 委 員 工 學 博 士 高 光 燮 印

審 查 委 員 工 學 博 士 黃 勝 郁 印

2002年 2月

韓 國 海 洋 大 學 校 大 學 院

制 御 計 測 工 學 科 金 敏 禎

목 차

표 목차	iv
그림 목차	v
Abstract	vii
제1장 서 론	1
1.1 연구의 배경과 목적	1
1.2 선행연구 고찰	1
1.3 연구의 방법 및 논문의 구성	3
제2장 EUROFIX의 개요	5
2.1 EUROFIX의 개요	5
2.1.1 EUROFIX의 정의	5
2.1.2 개발과정	7
2.1.3 EUROFIX 시스템의 장점 및 단점	7
2.2 EUROFIX 시스템의 데이터 변조과정	10
2.2.1 EUROFIX의 패턴 변조 조합과정	10
2.2.2 순방향 에러 정정[11]	15
2.2.3 CRC	19
2.2.4 Reed-Solomon 코드의 인코딩 및 디코딩	22
2.2.5 메시지의 구조	26
2.2.6 DGNSS 보정코드 발생기	29
2.3 EUROFIX 도입시의 비용 효율성	30

제 3 장 RS 부호를 이용한 데이터링크의 분석	31
3.1 Reed-Solomon(RS) 코드[4]	31
3.1.1 RS 부호의 부호화(Encoding)	31
3.2 EUROFIX에서 RS Code 부호화	32
3.3 Euclid 알고리즘을 이용한 RS부호의 복호법	38
3.3.1 RS부호를 복호하기 위한 Euclid 알고리즘[19]	38
3.3.2 Euclid 알고리즘과 변환복호법을 이용한 (14, 9) RS부호의 복호	46
3.4 RS 부호기 및 복호기의 실험 결과	52
3.4.1 RS 부호/복호기의 설계 및 구현	52
3.4.2 RS 부호/복호기의 시뮬레이션 결과	56
제 4 장 Loran-C 전파 전파의 모델링	61
4.1 모델링 고려사항	61
4.1.1 지표파	61
4.1.2 Loran-C 전파의 전계강도	62
4.2 전파전파의 모델링	63
4.2.1 거리변화에 따른 전계강도 예측	63
4.3 Loran-C 전파의 전계강도 측정 결과 및 분석	67
4.3.1 측정시스템 구성 및 측정방법	67
4.4 Loran-C 전파의 전계강도 실측 및 모델링 결과	71
4.4.1 해상경로 실측 및 모델링 결과	71
4.4.2 육상경로 실측 및 모델링 결과	74
4.4.3 해상 및 육상경로의 SNR 실측 결과	77
제 5 장 EUROFIX 모의실험	79

5.1 송신 시스템 구성	79
5.2 수신 시스템의 구성	82
5.3 모의 실험 결과	83
제6장 결 론	84

표 목 차

Table 2.1. Total number of balanced patterns in EUROFIX 3-level modulation.	14
Table 2.2 Representation of 7bit binary data	15
Table 2.3 (a) 128 valid modulation patterns	16
Table 2.3 (b) 128 valid modulation patterns	17
Table 2.4 Interpretation of Message Type	26
Table 2.5 (a) Message Bit Assignment Table	27
Table 2.5 (b) Message Bit Assignment Table	28
Table 2.6 EUROFIX Message Format (based on RTCM type-9 message) ...	29
Table 3.1 (a) Vector expression of Galois Field using	33
Table 3.1 (b) Vector expression of Galois Field using	34
Table 4.3 Reference Station to Integrity Monitor message types	71
Table 5.1 DGPS 상시관측소 측정결과	84
Table 5.2 해상용 DGPS기준국 설치를 위한 우리나라 지형의 분류	85

그 립 목 차

Fig 2.1	The Concept of EUROFIX DGNSS.	6
Fig 2.2	The Loran-C datalink model.	11
Fig 2.3	3-level Pulse Position Modulation	12
Fig 2.4	Encoding and Modulation for the Loran-C data channel.	18
Fig 2.5	CRC Algorithm.	22
Fig 2.6	Decoder of RS coder	25
Fig 3.1	(14,9) Encoder of RS code.	37
Fig 3.2	Euclid Algorithm.	43
Fig 3.3	Advanced Euclid Algorithm.	45
Fig 3.4	RS encoder using Advanced Euclid Algorithm.	46
Fig 3.5	SNR graph of (14,9)Encoder/Decoder.	51
Fig 3.6 (a)	Programing of (14,9) RS encoder.	52
Fig 3.6 (b)	Programing of (14,9) RS encoder.	53
Fig 3.7 (a)	Programing of (14,9) RS decoder.	54
Fig 3.7 (b)	Programing of (14,9) RS decoder.	55
Fig 3.8	Programming Execution Screen of (14,9) RS encoder.	56
Fig 3.9	Programming Execution Screen of (14,9) RS decoder.	56
Fig 3.10	Information data for simulation.	57
Fig 3.11	Encoded data.	58
Fig 3.12	Decoded Information adding noise.	59
Fig 3.13	Decoded data.	60

Fig 4.1 Milliton Model.	63
Fig 4.2 Loran C(groundwave) Field Strength.	65
Fig 4.3 Graph derived from Formula(4.4) and (4.5).	66
Fig 4.4 Block diagram of Car Measurement System.	68
Fig 4.5. Car Navigation root for Realtime Loran-C Field Strength Measurement.	69
Fig 4.6. Realtime Loran-C Field Strength Measurement System.	70
Fig 4.7. Measurement Result of Loran-C field strength(sea path).	70
Fig 4.8. Compareason Result of Loran-C field strength(sea path).	72
Fig 4.9. Measurement Result of Loran-C field strength	74
Fig 4.10. Compareason Result of Loran-C field strength(land path).	75
Fig 4.11. Measurement Result of Loran-C SNR(sea path).	77
Fig 4.12. Measurement Result of Loran-C SNR(land path).	78
Fig 5.1 EUROFIX Setup diagram of Pohang Loran-C Chain	79
Fig 5.2 EUROFIX system of Pohang Loran-C Station.	81
Fig 5.3 Block diagram of EUROFIX Monitoring.	82
Fig 5.4 Realtime recieved measurement Result of EUROFIX.	83

A Study on the Performance Evaluation for Introduction of EUROFIX

by Kim, Min-Jung

Department of Control and Instrumentation Engineering
The Graduate School of Korea Maritime University

Abstract

Loran-C was born in the 1950's as a long range position system for strategic weapons such as the nuclear submarine, and was developed primarily as a military system until 1974 when it became the official maritime radio-aid-to-navigation for both the U.S. and Canada.

At that time it had one or two thousand users in North America, primarily fishermen and major shipping vessels. The USSR and Eastern Block nations pursued parallel development during this period. Today there are over 1,000,000 users. Originally designed as a maritime system, widespread acceptance has been achieved with applications ranging from civil aviation and fleet management to precise time dissemination.

The introduction of satellite navigational technology back in the 1970s(TRANSIT) and the 1980s(GPS) were to be the death knell for

Loran-C. Experts touted the benefits of satellite technology in the press as being the only technology anyone would require. A similar argument was made that satellite communications would one day replace all landlines, cellular and wireless systems.

The author too, has been a leading company in radionavigation, particularly in Loran-C. Megapulse encourages and supports policies of provision of positioning, navigation and timing services by at least two independent and hybrid means—specifically GPS and Loran-C.

Megapulse substantially disagrees with policies that result in civilian sole dependency upon GPS in safety related transportation processes, and in time synchronization applications.

Today, international groups are contributing to a rebirth of Loran as a satellite augmentation adapting the EUROFIX.

EUROFIX is an integrated navigation system, which combines Differential GNSS and Loran-C. The Loran-C system is used to transmit messages which contain differential corrections and integrity information for GNSS by additional modulation of the transmitted signals. Beside differential corrections the EUROFIX datalink can also carry other information, such as differential Loran-C information or "short messages" for emergency operations in Europe and the United States.

The additional modulation should not degrade normal Loran-C operations. Restrictions on the allied modulation are imposed on the datalink design by

the Loran-C user community. As data transmission is hindered by the aggressive Loran-C signal environment, special modulation patterns and Forward Error Correcting codes are designed to fulfill the requirements.

While recognizing that Loran-C is very important as a back-up for satellite systems, the introduction of EUROFIX, which uses Loran-C system, was proposed and admitted at 9th FERNS(Far East Radio Navigation System) Meeting.

But, the FERNS countries should consider whether the cost-effectiveness of the system could be improved by making use of its communication facilities to integrate more closely with satellite systems.

And, the members were requested to give this proposal consideration before the 10th session of the Council. For this matter, Korea planned to demonstrate transmitting EUROFIX signals from Pohang Loran-C station (Master of 9930 Chain) during the 10th FERNS Meetings.

Therefore, in this thesis, the introduction of EUROFIX is evaluated whether EUROFIX is suitable for reliable data transmission of DGPS signals to FERNS countries as well as South Korea, after demonstration of EUROFIX.

The demonstration result showed satisfactory enough for introduction to the FERNS member countries.

제 1 장 서 론

1.1 연구의 배경과 목적

최근에 해상항법용으로 쓰이던 Loran-C(Long Range Navigation System : 90-110kHz)가 위성시스템의 비상수단으로서 매우 중요하다고 인식되어지고 있는 가운데, 제9차 FERNS(Far East Radio Navigation Systems) 회의에서 Loran-C를 이용한 시스템인 EUROFIX의 도입계획이 제안되었다.

그러나 위성시스템에 좀 더 밀접하게 통합된 통신시설을 사용함으로써, 시스템의 비용 효율성이 향상되어질 수 있는가에 대한 문제를 신중히 고려해야만 했다. 이에 FERNS 회원국의 멤버들은 이 제안을 제10차 FERNS협의회 이전에 검토하도록 요청했다.

이 문제에 관해서, 필자는 FERNS 회의기간 동안에 FERNS 회원국에서 EUROFIX를 도입하기 위한 예비 단계로서, 포항 Loran-C 송신국(9930 체인의 주국)으로부터 EUROFIX 신호들을 전송하는 모의 실험을 하기로 계획하였다.

따라서 본 논문에서는 EUROFIX의 특성을 파악한 후 모의 실험을 통해 EUROFIX의 도입이 한국뿐만 아니라, FERNS 각 회원국에서도 이 제도를 도입하는 것이 과연 타당한가를 평가하고자 한다.

1.2 선행연구 고찰

Eurofix란 LORAN-C 송신국에서 발사되는 펄스그룹에 펄스위치변조(PPM ; Pulse Position Modulation)를 하여 통신을 하는 수단을 말한다[1].

이 기술은 1989년부터 네덜란드 Delft 대학에서 그 개념 및 연구가 D. van Willigen 교수 및 그의 연구원들에 의해 시도되었다. 이들은 EUROFIX 시스템을 실제로 구현하고 운용하기 위해서, 시스템의 설계 및 데이터 전송기술에 대한 연구 및 실험을 계속 해 왔으며, 1997년 1월 독일 운수부 소관인 Sylt Loran국에서 실험운영을 시작하였다[2].

그리고 1997년 10월부터 북서유럽 Loran-C 협의체인 NELS(North Europe Loran-C Systems)하에 있는 프랑스, 노르웨이, 독일, 아일랜드에 있는 4개의 송신국에서 EUROFIX의 검증을 위한 시험방송을 수행하기로 결정하였다.

미국의 경우도 이에 관심을 갖고 1998년 3월 Wildwood Loran국에 대한 EUROFIX 시험에 대하여 유럽과 협약을 체결하였으며, 러시아도 Planning for Global Radio-navigation (Integration of Satellite and Terrestrial Systems, including Eurofix) MOSCOW 2000을 계획하였던 것으로 보아 EUROFIX를 사용하여 러시아 전역에 대한 서비스를 고려하고 있는 것으로 보인다[3].

그러나 우리나라를 포함한 동아시아의 경우, 유럽이나 미국의 경우처럼 EUROFIX에 대한 개념이나 기술적인 문제에 대해서 아직은 지식을 가지고 있지 못한 실정이며, 이제 겨우 FERNS 회의를 통해서 EUROFIX에 대한 관심을 가지고 있는 형편이다. 각 국은 EUROFIX 도입에 있어서도 EUROFIX가 미치는 영향에 대한 여러 각도의 연구가 진행되지 못하고 있다.

따라서 EUROFIX의 도입을 위해서 EUROFIX의 개념을 이해하고 특히 이 시스템을 한국에 도입했을 경우, 그 적용이 어떠한가를 분석하고 연구할 필요가 있다. 그러므로 EUROFIX의 개념과 특성 등을 분석·정리하고 실험을 통한 연구가 이루어져야 한다.

1.3 연구의 방법 및 논문의 구성

앞에서 기술하였듯이, EUROFIX는 Loran-C를 이용하여 정밀위성확인시스템(DGPS ; Differential Global Positioning System)등의 DGNSS(Differential Global Navigation Satellite System) 데이터를 송신하는 통합 시스템이다.

따라서 EUROFIX를 통한 정보를 서비스하기 위해서는 Loran-C와 DGPS의 특성 뿐 아니라, 두 시스템을 통합한 EUROFIX의 특성을 검토할 필요가 있었다. 즉 이러한 각 개별의 시스템의 특성을 고려하여 이 시스템들이 서비스하는 정보와 전송 상태가 각각 어떠한지에 대해서 살펴보아야 한다.

따라서, 본 연구에서는 이러한 개별 특성을 실험을 통해 알아 본 후, 특히 한국의 경우 지형적인 특성에 따른 전송상태뿐만 아니라 경제적인 측면에서 비용의 효율성을 고려하였을 때 EUROFIX를 한국에 도입하는 것이 적합한지를 연구·분석하고자 하였다.

연구의 방법으로서 7비트의 DGNSS 데이터를 Loran-C 채널에 펄스위치 변조하는 데 있어서 에러 정정에 중요한 역할을 하는 리드 솔로몬 부호기/복호기(Reed-Solomon encoder/decoder)를 유클리드(Euclid) 알고리즘을 이용하여 분석·연구하였고, 지형의 특성에 따라 Loran-C의 전계 강도가 어떠한지를 실제 측정을 통해 분석하는 방법을 이용하였다.

또한 제10차 서울 FERNS 회의기간동안에 포함 Loran-C 송신국에 EUROFIX 장비를 설치하여, 이동 차량에서 모니터를 통해 실제로 송신국에서 전송되어 오는 EUROFIX 신호의 상태를 조사하였다. 그리고 EUROFIX를 이용하게 될 경우, 인프라를 구성하고 EUROFIX 장비를 설치할 경우 비용의 효율성 측면에 대해서도 면밀히 분석해 보았다.

논문의 구성은 다음과 같다.

제1장은 연구의 배경과 목적, 선행연구의 고찰 및 연구의 방법, 구성에 대해 기술하였으며, 제2장은 Loran-C 시스템을 이용한 위성항행시스템인 EUROFIX의 일반적인 개요사항과 기술적인 특성을 기술하고, 이를 활용할 수 있도록 하였다.

제3장은 EUROFIX 시스템의 DGNSS 신호를 Loran-C 펄스신호로 변조하고 복조하는 과정(3s-PPM)에서, 에러 정정을 위한 Reed-Solomon code[4]를 이용하는 순방향 에러 정정코드(FEC ; Forward Error Corrections)를 직접 설계하여 에러율을 예측·분석하였고, 제4장은 Loran-C 신호의 기준 전계강도와 제한사항을 알아보고, 한국의 여러 지역에서 수집한 Loran-C의 신호측정 데이터를 통해 전계강도를 비교·분석하여 EUROFIX의 도입 및 이용에 대해서 고찰하였다.

제5장은 포항 Loran-C 송신국에 실제 EUROFIX 시스템을 설치하여 신호의 전송상태를 관찰한 모의 실험에 대해서 나타내었으며, 제6장은 본 연구에서 도출된 결론으로 구성하였다.

제 2 장 EUROFIX의 개요

2.1 EUROFIX의 개요

2.1.1 EUROFIX의 정의

EUROFIX는 DGNSS와 Loran-C를 기초로 하는 통합위치결정 시스템이다. 즉, EUROFIX는 DGNSS정보를 Loran-C 펄스열로 변환한 후, 이 펄스열들을 위치 변조하여 전송하는 Loran-C를 통해서 데이터 통신을 하는 시스템이다.

EUROFIX는 DGNSS 정보 외에 독자적인 LF(Low Frequency) 무선 항해 업무를 제공하는 Loran-C의 고유업무인 쌍곡선 위치결정 서비스에 지장을 초래하지 않고 부가적인 서비스를 제공하는 것이다. 다음 그림 2.1 은 그 구성도를 보여주고 있다.

EUROFIX를 이용해서 전송되는 메시지들은 주국과 종국간의 Loran-C/Chayka 동기신호, DGNSS 데이터, Loran-C/Chayka의 부가적인 공간파 요소(ASF ; Additional Skywave Factor), 조난상황에서의 긴급상황을 나타내는 메시지 등이며, 이들은 시간-변조를 통해 전송된다.

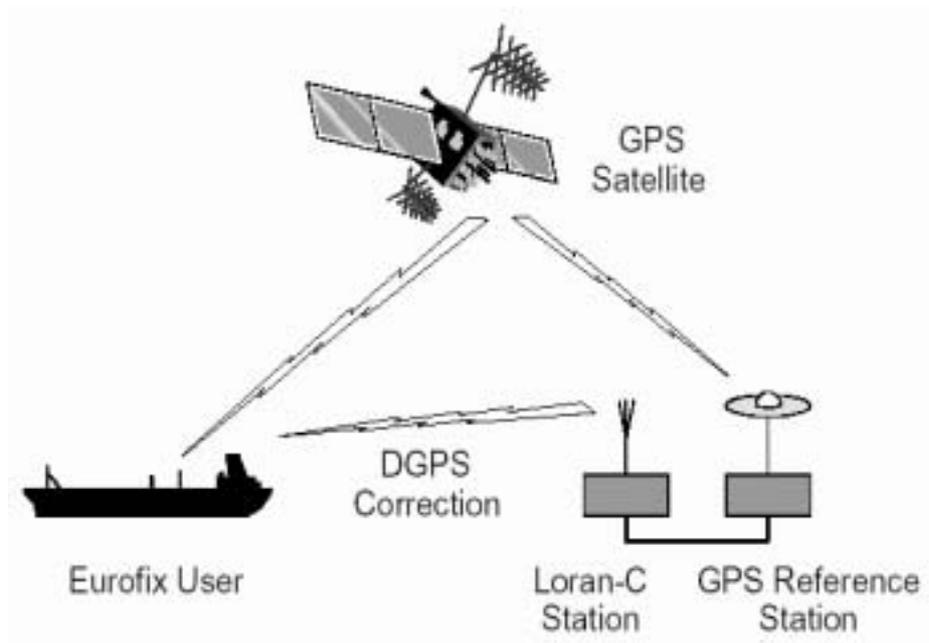


그림 2.1 EUROFIX 개념의 구성도

Fig 2.1 The Concept of EUROFIX DGNSS.

2.1.2 개발과정

1989년 10월 영국에서 열린 왕립항해 연구소 회의에서 그 기본개념이 제시된 이후 Megapulse사와 그 외 여러 기관의 후원으로 Delft 대학의 D. Van Willigen 교수 등에 의해서 연구가 시작되었으며, EUROFIX 개념을 실제의 운용시스템으로 개발하였다[1],[2]. 그 이후, 1994년 미국에 있는 Wildwood Loran-C 국에서 Megapulse사에 의해 실험이 수행되었다[3],[4],[5].

1996년 Delft 대학에서 시뮬레이션 실험을 수행하였고, 1997년 독일의 Sylt국에서 실험이 실행되었다. 1998년 Wildwood에서 한번 더 실험이 진행되었다.

현재, NELS(North Europe Loran-C System)의 관리 하에 있는 4개의 Loran-C 국이 EUROFIX 서비스를 운영 중에 있다[6].

러시아도 이 EUROFIX 방식의 통신방식인 Baltika라는 방식을 이용하여, LORAN-C국간의 동기통신에 이용하였고 최근에는 EUROFIX에 의한 DGNS의 운용실험도 하고 있다.

2.1.3 EUROFIX 시스템의 장점 및 단점

(1) EUROFIX의 장점

현재 존재하고 있는 Loran-C의 기본적인 설비들을 그대로 이용할 수 있으므로, 적은 비용으로 시스템을 구성할 수 있다.

또한 1개의 단일국이 서비스하는 경우 약 1,000km정도의 광범위한 지역을 커버할 수 있다. 이점은 특히, 한국의 경우 북한을 포함하여 하나의 송신국이 한반도 전체지형을 커버할 수 있다는 것을 의미하며, 우리나라에 도입하려는 중요한

이유 중 하나이기도 하다.

지금 현재 우리나라에서는 해상의 DGPS국을 이용하여 내륙도 DGPS신호를 서비스하여 커버하려는 계획을 가지고 있다[7].

해상 DGPS국은, 해상에서는 45m 타워형 안테나의 경우에 송신기 출력이 300w, 안테나 효율 10% , 해상경로의 경우 이용범위가 100NM(180km)이다.

하지만 내륙에서 이 해상 DGPS 국을 이용한 필드측정을 해본 결과, 이것이 내륙전과일 경우에는 산악지형의 경우 50km, 평평한 지면의 경우 80km정도 그 이용범위가 많이 줄어들었다. 즉 해상과 내륙을 모두 측정해본 결과, 해상 DGPS국의 이용범위가 해상 쪽에 비해 내륙 쪽에서 상당히 많은 손실을 가지게 됨을 알 수 있었다.

따라서 내륙에서의 이용범위 손실을 줄이면서, 한국 전체의 내륙지형을 커버하기 위해서는 9개의 DGPS 기준국 부지가 필요하다는 것을 알 수 있었다. 그러나 이것은 비용 면에서 매우 효율적이지 못한 것이다.

그래서 한국에서의 NDGPS를 제안하기 위하여 원래 45m 타워형의 3개 요소의 우산형으로 설계된 안테나를 6개의 요소로 된 우산형의 90m 모노폴 형의 안테나로 수정하는 것을 제안하였다. 이렇게 할 경우, 안테나의 효율이 74%로 높아진 것을 알 수 있었다. 또한 비용 측면을 고려하여도 1개의 부지 당 1,000,000 US 달러(부지비 2억원, 건설비 10억원)의 비용이 들것으로 예상되며, EUROFIX의 도입에는 188,000 US 달러이하의 비용이 들것으로 추산되어 6개의 DGPS국을 건설하는 600억 달러에 비해서 훨씬 투자비용이 효율적이라고 볼 수 있다.

이렇게 할 경우, DGPS국을 설치하기 위한 부지(site)의 수가 9개에서 5개로 축소될 수 있다. 하지만, 앞의 그림 11에서 보여지는 바와 같이, DGPS 국만으로는 서비스의 이용지역 중복화가 불가능하다는 것을 알 수 있다.

따라서, 이용지역의 중복화(Dual Availability of coverage)를 가능하게 하고

또한 그 비율을 높이기 위해서는 1000km 이상의 적용범위를 가지는 EUROFIX를 도입하여 DGPS와 함께 서비스하는 것이 바람직하다고 보여진다.

그리고 시스템의 특성상 장파를 이용하기 때문에, 빌딩 숲이나 산악지형에도 신호가 쉽게 수신될 수 있으므로 위치 정보 등을 원하는 사용자에게 더욱 잘 전달할 수 있다.

(2) EUROFIX의 단점

전송속도가 19~47bps 정도이기 때문에, 선택적 이용성(SA, Selective Availability)이 존재하는 상황에서는 GNSS의 응용 데이터의 전송 속도가 너무 느린 단점이 있다.

그러나, 2000년 8월 미국이 GPS 신호에서 SA를 0.0으로 설정한다고 발표하였으므로, 조합된 시스템에서 DGPS와 DGLONASS의 정확성이 더욱 증가할 것이다. 이 경우 나머지 위치 에러는 주로 공간-공간 비상관성 때문에 발생한다.

그러나 주목할 만한 점은 GLONASS 신호 상에는 S/A가 존재하지 않는 것이다. 이것은 GLONASS 보정 데이터가 GPS 보다는 수정치의 시간변화에 덜 민감하다는 것을 의미한다. 즉, GLONASS의 수정 데이터의 갱신(update) 속도는 SA가 걸려있는 상태의 GPS의 약 1/10 정도만 소요된다[6].

2.2 EUROFIX 시스템의 데이터 변조과정

EUROFIX 데이터링크의 목적은 Loran-C국에서부터 사용자에게까지 정보를 전송하는 것이다. 다음의 그림 2.2 에서 EUROFIX의 일반적인 데이터링크 모델을 보여준다.

먼저, 송신부에서는 정보가 CRC(Cyclic Redundancy Check)와 RS(Reed-Solomon) 코딩의 이중 순방향 에러 정정 과정을 통해 인코드되어 변조된다.

전송되는 동안에 신호들은 지속파 간섭(Continuous wave Interference)이나 교차율 간섭(Cross-rate Interference)등의 노이즈에 의해 변형될 수 있다. 수신부에서는, 신호들이 다시 복조되고 디코드되어, 원래의 정보로 복원된 후 사용자에게 제공된다[8].

2.2.1 EUROFIX의 패턴 변조 조합과정

실제 신호를 이용해서 EUROFIX 데이터 링크를 시험하려면 원자 주파수 표준을 이용해서 우리의 원형 변조기를 송신기 신호와 동기시켜야 한다. 로컬 타이밍 장치가 각 펄스의 송신 직전에 트리거(trigger) 펄스를 내보낸다.

Loran-C는 8개의 펄스를 가지며, 그 중에서 처음 2개의 펄스는 블링킹의 용도로써, 고장신호용이다. 즉, Loran-C 주국과 종국간의 신호전송 과정 중에 고장이 발생했을 경우, 이것을 알려주는 신호의 용도로서 사용된다[9].

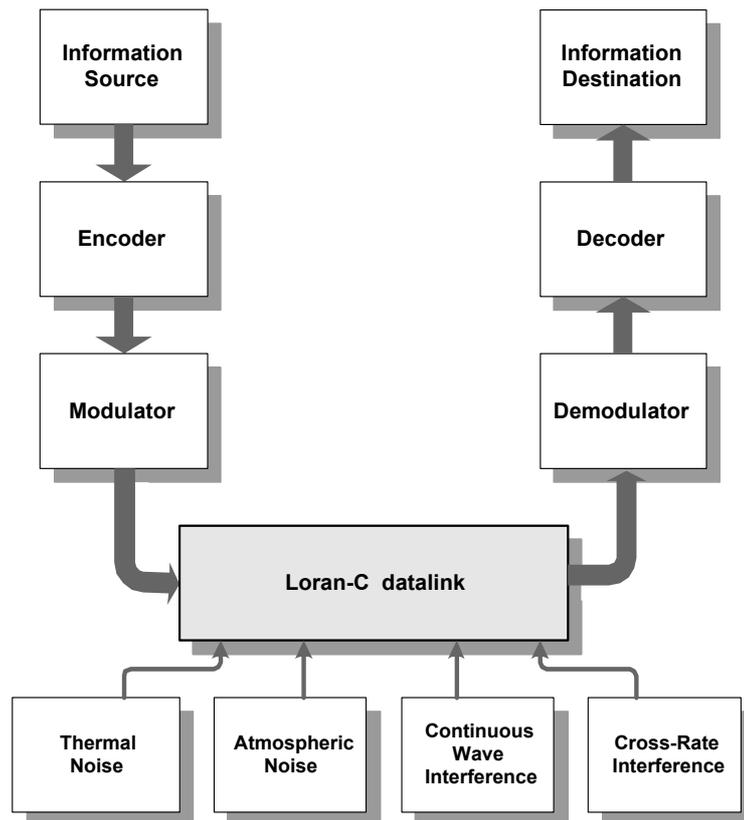


그림 2.2 Loran-C 데이터링크 모델
 Fig. 2.2 The Loran-C datalink model.

Loran-C 채널에서 데이터 전송을 하기 위한 변조 방식에는 일반적으로 3가지 방식이 있다.

첫 째, 1 μ s 시간변이된 지연(delay) 및 선행(advanced) 펄스를 가지는 2-레벨 변조 방식이다. delay 펄스는 (-), advanced 펄스는 (+)로 표현된다.

둘 째, 3-레벨 변조 방식으로서, 1 μ s의 delay, 프롬프트(prompt) 및 advanced 된 펄스를 가진다. 이들 펄스는 delay 펄스가 (-), prompt 펄스가 (0), advanced 펄스가 (+)로 표현된다.

마지막으로, 5-레벨 변조방식이다. 이 변조방식은 3-레벨 변조방식이 확장된 형태로, delay 펄스가 1 μ s과 2 μ s의 두 가지 펄스형태를 가지며, advanced 펄스도 1 μ s과 2 μ s의 두 개의 펄스형태로 나타난다. 여기에 prompt 펄스가 추가되어 5가지 변조펄스를 이용하여 정보를 구성한다. 2 μ s의 delay 펄스는 (-2), 1 μ s의 delay 펄스는 (-1), prompt 펄스는 (0), 1 μ s의 advanced 펄스는 (+1), 2 μ s의 advanced 펄스는 (+2)로 표현된다.

본 논문에서는, 앞에서 설명한 3가지 변조 방식 중에서, 3-레벨 변조방식을 선택하여 EUROFIX의 변조과정과 변조패턴을 분석하였다. 아래 그림 2.3 은 3-레벨 변조방식을 나타낸다.

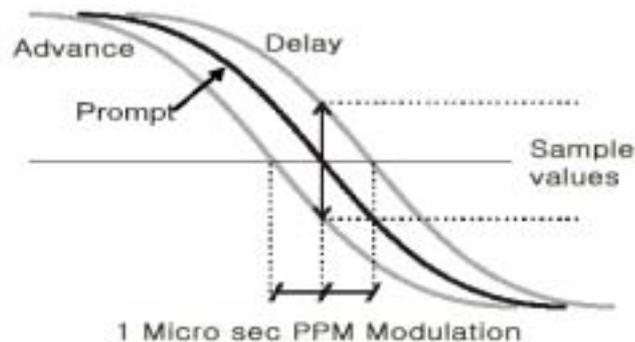


그림 2.3 3-레벨 변조방식의 예

Fig 2.3 3-level Pulse Position Modulation

그 이유는 5-레벨 변조방식의 경우 패턴방식이 복잡할 뿐만 아니라, EUROFIX의 정보를 전송하는 데에는 5개의 펄스로 표현해야 할 필요가 없으리라는 판단에서였다.

2-레벨 변조방식보다는 대략 2가지 정도의 장점을 가지는데, 첫 째, $\log_2 3 = 1.58$ 의 요인을 가지는 원시 데이터 율을 증가시키며, 둘째, Loran-C 수신기에 수신되는 신호 손실이 적다는 것이다.

따라서 2-레벨 변조방식이나 5-레벨 변조방식은 ITU-R의 권고치를 만족시키지 못할 가능성이 크다고 판단되어졌다, 따라서, 3-레벨 변조방식을 이용하여 변조과정을 분석하였다.

나머지 6개의 펄스들은 3가지 레벨상태로 위치 변조된다. 즉, 각 트리거 펄스들은 (+1), (0), (-1) μs 의 3가지 상태의 시간 전이를 가지며, 시간 전이로 변조된다. 펄스가 발생할 때마다 한 대의 400kHz 클럭을 다시 시작하게 한다. 이 클럭을 이용해서 Loran-C 신호를 샘플 채취하면 이 신호들이 시간적으로 전이된 것처럼 보이게 할 수 있다[10].

+1 마이크로 초의 시간전이를 갖는 Loran-C 펄스를 조기 펄스, 영의 시간 전이를 갖는 펄스를 prompt 펄스, 그리고 -1 마이크로초의 시간전이를 갖는 펄스를 지연 펄스라 한다.

각각의 트리거 펄스에 대한 시간 전이가 PC에 의해서 제어되므로 조기 펄스, prompt 펄스 그리고 지연 펄스는 메시지를 구성하기 위해서 송신된다.

6자리 디지털의 3가지 레벨상태는 729개(3^6) 데이터를 표현할 수 있다. 그 가운데 균형을 이루는 141개의 패턴들만을 사용한다. 여기에서, 패턴이 균형을 이룬다는 것은 (+)와 (-)펄스의 수가 동일하여, 6자리 펄스의 시간전이를 모두 합산하였을 때 0이 되는 것, 즉 시간 전이가 어느 한 쪽으로만 치우쳐서 발생되지 않는 것을 의미한다. 만일 수신신호에 전체 시간전이가 0이 아니면, 어느 한

펄스가 잡음으로 여분의 천이가 일어났다는 것을 의미하며, 즉 패리티 에러가 발생한 것이 되므로 패리티 체크가 가능하여 진다.

이와 같이 729개중 균형을 이루는 패턴만을 추출하는 계산과정이 아래의 표 2.1 에 나타나 있다. 이 과정을 통해서 141개의 균형화 된 패턴을 찾아낼 수 있다.

그러나, 위의 141개 패턴들 중 128개의 패턴만이 사용되어진다. 그 이유는 7비트의 이진 데이터를 표현하는 데에는 2^7 인 128개의 패턴만 있으면 충분하기 때문이다. 표 2.1은 3-레벨 변조패턴 중 균형화 된 패턴수의 계산을 나타낸 것이다.

표 2.1 EUROFIX의 3-레벨 변조패턴 계산과정

Table 2.1. Total number of balanced patterns in EUROFIX 3-level modulation.

Modulation Pattern Combination	Example "0" is prompt pulse "+" is delayed pulse "- " is advanced pulse	Number of Combinations number= $\binom{6}{zero} \cdot \binom{6-zero}{plus} \cdot \binom{6-zero}{minus}$
6 · zero 0 · plus 0 · minus	0 0 0 0 0 0	$\binom{6}{6} \cdot \binom{0}{0} \cdot \binom{0}{0} = 1$
4 · zero 1 · plus 1 · minus	0 0 0 0 + -	$\binom{6}{4} \cdot \binom{2}{1} \cdot \binom{1}{1} = 30$
2 · zero 2 · plus 2 · minus	0 0 + + - -	$\binom{6}{2} \cdot \binom{4}{2} \cdot \binom{2}{2} = 90$
0 · zero 3 · plus 3 · minus	+ + + - - -	$\binom{6}{0} \cdot \binom{6}{3} \cdot \binom{3}{3} = 20$
		total = 141

7비트 심벌을 펄스 위치 변조 신호로 변경하는 예를 아래 표 2.2 에 나타내었다.

표 2.2 7비트 이진데이터의 표현 예
Table 2.2 Representation of 7bit binary data

Modulation Pattern	Bit Representation
- - 0 0 + +	1 0 0 0 0 0 0
- - 0 + 0 +	0 1 0 0 0 0 0
- - 0 + + 0	0 0 1 0 0 0 0
- - + 0 0 +	0 0 0 1 0 0 0
⋮ ⋮	⋮ ⋮

이러한 변조 타입은 신호손실이 0.79dB 정도뿐이며, 수신기에서 신호의 손실 없이 쉽게 복원 될 수 있다.

변조조합의 과정 후에는, 에러 정정을 위한 순방향 에러 정정 코드(FEC ; Foward Error Corrections)나 7비트 순환임의체크(CRC ; Cyclic Redundancy Check)를 통해서 63비트의 정보가 Reed-Solomon 부호기에 의해 디코드화 된다. 표 2.3(a)와 (b)는 변조패턴에 대해서 나타낸 것이다.

2.2.2 순방향 에러 정정[11]

Loran-C 송신기 채널은 모든 종류의 간섭의 영향을 받으며 그중 가장 큰 간섭은 Cross-Rate 간섭, 지속파 간섭 그리고 대기 소음이다. 따라서 위에서 언급한 원인에 의해서 발생된 에러를 보정하기 위해서 순방향 에러 보정 코드에 의해서 56비트 DGNSS 메시지를 복원해야 한다.

표 2.3 (a) 128개의 변조 패턴

Table 2.3 (a) 128 valid modulation patterns

Decimal	Hexa- decimal	Pattern	Decimal	Hexa- decimal	Pattern
0	0	--00++	32	20	0--++0
1	1	--0+0+	33	21	0-0-++
2	2	--0++0	34	22	0-0+-+
3	3	---+0+	35	23	0-0+-
4	4	---+0+0	36	24	0-+-0+
5	5	---+00	37	25	0-+++0
6	6	-0-0++	38	26	0-+0-+
7	7	-0-+0+	39	27	0-+0+-
8	8	-0-++0	40	28	0-+++0
9	9	-00-++	41	29	0-+++0-
10	A	-00+-+	42	2A	00---++
11	B	-00+-	43	2B	00-+++
12	C	-0+-0+	44	2C	00-+++
13	D	-0+-+0	45	2D	00+---+
14	E	-0+0-+	46	2E	00+--+
15	F	-0+0+-	47	2F	00+---
16	10	-0+++0	48	30	0+--0+
17	11	-0++0-	49	31	0+---+0
18	12	--+00+	50	32	0+-0-+
19	13	--+0+0	51	33	0+-0+-
20	14	--+00	52	34	0+--+0
21	15	-+0-0+	53	35	0+--+0-
22	16	-+0-+0	54	36	0+0---+
23	17	-+00-+	55	37	0+0-+-
24	18	-+00+-	56	38	0+0+--
25	19	-+0+-0	57	39	0+---0
26	1A	-+0+0-	58	3A	0+--0-
27	1B	-++-00	59	3B	0++0--
28	1C	-++0-0	60	3C	+--00+
29	1D	-++00-	61	3D	+--0+0
30	1E	0--0++	62	3E	+---00
31	1F	0--+0+	63	3F	+--0-0+

표 2.3 (b) 128개의 변조 패턴

Table 2.3 (b) 128 valid modulation patterns

Decimal	Hexa-decimal	Pattern	Decimal	Hexa-decimal	Pattern
64	40	+ - 0 - + 0	96	60	0 - 0 0 + 0
65	41	+ - 0 0 - +	97	61	0 - 0 + 0 0
66	42	+ - 0 0 + -	98	62	0 - + 0 0 0
67	43	+ - 0 + - 0	99	63	0 0 - 0 0 +
68	44	+ - 0 + 0 -	100	64	0 0 - 0 + 0
69	45	+ - + - 0 0	101	65	0 0 - + 0 0
70	46	+ - + 0 - 0	102	66	0 0 0 - 0 +
71	47	+ - + 0 0 -	103	67	0 0 0 - + 0
72	48	+ 0 - - 0 +	104	68	0 0 0 0 - +
73	49	+ 0 - - + 0	105	69	0 0 0 0 + -
74	4A	+ 0 - 0 - +	106	6A	0 0 0 + - 0
75	4B	+ 0 - 0 + -	107	6B	0 0 0 + 0 -
76	4C	+ 0 - + - 0	108	6C	0 0 + - 0 0
77	4D	+ 0 - + 0 -	109	6D	0 0 + 0 - 0
78	4E	+ 0 0 - - +	110	6E	0 0 + 0 0 -
79	4F	+ 0 0 - + -	111	6F	0 + - 0 0 0
80	50	+ 0 0 + - -	112	70	0 + 0 - 0 0
81	51	+ 0 + - - 0	113	71	0 + 0 0 - 0
83	53	+ 0 + 0 - -	114	72	0 + 0 0 0 -
82	52	+ 0 + - 0 -	115	73	+ - 0 0 0 0
84	54	+ + - - 0 0	116	74	+ 0 - 0 0 0
85	55	+ + - 0 - 0	117	75	+ 0 0 - 0 0
86	56	+ + - 0 0 -	118	76	+ 0 0 0 - 0
87	57	+ + 0 - - 0	119	77	+ - + - + -
88	58	+ + 0 - 0 -	120	78	- + + - + +
89	59	+ + 0 0 - -	121	79	+ - + - - +
90	5A	- 0 0 0 +	122	7A	- + - + + -
91	5B	- 0 0 0 + 0	123	7B	+ - - + - +
92	5C	- 0 0 + 0 0	124	7C	- + + - + -
93	5D	- 0 + 0 0 0	125	7D	+ - - + + -
94	5E	- + 0 0 0 0	126	7E	- + + - - +
95	5F	0 - 0 0 0 +	127	7F	+ 0 0 0 0 -

EUROFIX 메시지는 다음의 2가지 연속된 방식으로 암호화가 이루어진다.

첫 째, 내부 코드는 하나의 에러를 탐지할 수 있는 하나의 단순한 패리티 체크를 할 수 있는 패턴으로 이루어진 암호코드이다. Loran-C 펄스의 변조는 균형화 된 패턴으로 바뀐 후, 패리티 체크(Parity Check)를 수행한다.

둘 째, 외부 코드는 에러 집단을 정정할 수 있는 Reed-Solomon 코드이다. 대용량의 데이터 에러를 처리하는 단계로서, 7비트를 한 개의 심벌로 하여 집단 에러를 정정한다. 패리티의 양은 데이터 링크의 필요한 성능에 의존하며 아직도 연구의 대상이다[12].

그림 2.4 는 EUROFIX 데이터 링크 상에서의 정보의 부호화 및 변조과정을 나타낸 것이다.

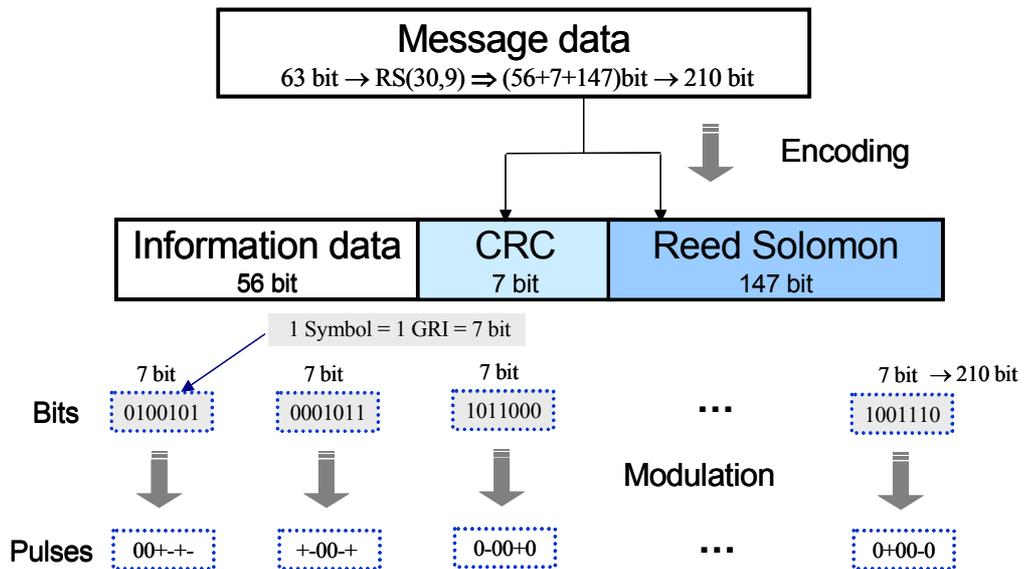


그림 2.4 Loran-C 채널의 인코딩 및 변조

Fig 2.4 Encoding and Modulation for the Loran-C data channel.

Loran-C 채널을 통한 정보의 부호화 및 변조과정은 다음의 3 단계를 거치게 된다.

- 1 단계. 각 Loran-C의 처음 2개의 펄스들을 제외시킨다.
- 2 단계. GRI당 수신된 데이터를 유효화 시키기 위하여 패리티 체크를 한다.
- 3 단계. 잘못 변조된 펄스들을 정정하기 위하여 Reed-Solomon 코드를 수행한다.

즉, 정보 비트는 7 비트의 각 그룹으로 나누어진다. 따라서 단 한 개의 변조 패턴으로 표현되어진다. 그리하여, 이들 9개의 그룹들은 Reed-Solomon 인코더로 피드백 되어진다. 9개의 정보 심벌에 기초한 인코더는 패리티 심벌을 추가한다. 각각은 7비트의 길이를 가진다.

전체 메시지의 길이는 적합한 Reed-Solomon 코드의 세기에 의존한다. 결국, 각 심벌은 유일한 균형화 된 변조 패턴을 이용하여 Loran-C 신호로 변조되어 사용자에게 전송된다.

2.2.3 CRC

CRC 처리는 입력 데이터를 시프트한 후, 이를 다시 배타적 논리합 (Exclusive-OR) 처리를 한다. 이 Exclusive-OR 출력은 다시 시프트되어 더 이상 입력이 없을 때까지 궤환되는 형태로 수행된다. 따라서 CRC에서 가장 중요한 성질은 데이터의 계산이 궤환 구조로 구성되어 있으므로, 현재 CRC값의 상태는 과거의 상태에 강하게 의존하므로 신뢰도가 높다고 볼 수 있다. CRC 계산 알고리즘을 다음과 같이 요약할 수 있다[13].

각각의 CRC 생성다항식을 $P(X)$ 라 하고, 데이터 다항식을 $G(X)$ 라 하면,

a) 데이터 $G(X)$ 에 X^{n-k} 를 곱한다.

여기서, $n-k$ 는 잉여비트의 개수이다.

b) 승산결과 $X^{n-k}[G(X)]$ 를 생성 다항식 $P(X)$ 로 둔다.

c) 몫은 무시하고 나머지 $C(X)$ 를 데이터 다항식 $G(X)$ 가 0이 될 때까지 a)의 결과에 가산하여 생성다항식 $F(X)$ 를 계산한다.

여기서, Exclusive-OR는 캐리(Carry)를 고려하지 않는 Modulo-2 Exclusive-OR의 연산 방법을 사용하였다[14].

본 논문에서는 EUROFIX 데이터링크 상에서 내부적으로 발생하는 에러를 정정하기 위해 서 7비트의 잉여비트를 추가하는 다음 다항식을 이용하였다.

$$G(x) = x^{14} + x^{13} + x^7 + x^5 + x^4 + x^1$$

Modulo-2 Exclusive-OR의 연산 방법은 다음과 같다.

T = 전송될 $(k+n)$ 비트

M = k 비트 메시지, T 의 첫 k 개 비트

F = n 비트 FCS(Frame Check Sequence), T 의 마지막 n 개 비트

P = $(n+1)$ 비트의 패턴, 즉, 위에서 말한 미리 정해진 켄수(divisor)

위와 같이 변수를 정한 다음, T/P 가 나머지를 가지지 않게 하려고 한다.

$$T = 2^n M + F$$

즉, M 에 2^n 을 곱함으로써 M 을 n 비트 왼쪽으로 시프트하고 0을 채워 넣는다. F 를 더하는 것은 M 과 F 를 접합(concatenation)시키는 것이 된다. 이제 T 가 P 로 나누어 떨어지도록 한다. $2^n M$ 을 P 로 나누면 다음과 같다.

$$\frac{2^n M}{P} = Q + \frac{R}{P} \quad \text{----- (2.1)}$$

몫과 나머지가 있으며, 2진 나눗셈이므로 나머지는 몫수보다 언제나 한 비트 적다. 이 나머지를 FCS로 사용하면, 다음과 같다.

$$T = 2^n M + R$$

질문 : 이 R 이 우리의 조건을 만족하는가? 이것을 알아보기 위해, 다음 식

$$\frac{T}{P} = \frac{2^n M + R}{P}$$

에 식(2.1)을 치환하면, 다음을 얻는다.

$$\frac{T}{P} = Q + \frac{R}{P} + \frac{R}{P}$$

어떤 2진수도 2배했을 때 모듈로 2는 0이 된다. 따라서,

$$\frac{T}{P} = Q + \frac{R+R}{P} = Q$$

이 된다. 나머지는 없고, 따라서 T는 P로 나누어 떨어진다.

이처럼 FCS는 쉽게 생성될 수 있다. 단순히 P로 $2^n M$ 을 나누고, 그 나머지를 FCS로 사용한다. 수신시 수신기는 T를 P로 나누었을 때 나머지가 없으면 에러가 없다.

그림 2.5 에 다항식 $P(X) = \sum_{i=0}^n a_i X^i$ 에 대한 CRC의 시프트레지스터 구현의 일반적인 구조를 보인다. 여기서 $a_0 = a_n = 1$ 이고 다른 a_i 는 0이거나 1이다.

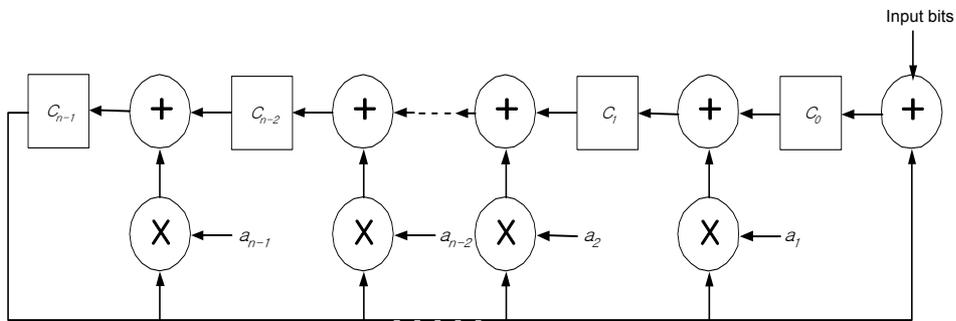


그림 2.5 CRC 알고리즘
Fig 2.5 CRC Algorithm.

2.2.4 Reed-Solomon 코드의 인코딩 및 디코딩

(1) 리드 솔로몬 부호(RS ode)의 인코딩

한 finite field $GF(q)$ 에서 0이 아닌 한 element g 의 order가 $q-1$ 이면 g 를 $GF(q)$ 의 primitive element라 한다. 따라서 primitive element의 전력(power)으로서 $GF(q)$ 의 0이 아닌 모든 element를 나타낼 수 있게 된다. 또한 모든 finite field는 primitive element를 갖고 있다.

차수가 m 차인 primitive polynomial $p(x)$ 를 이용하여 element α^j 를 다음과 같이 나타낸다.

$$\alpha^j = X^j \text{ mod } p(x), (j=0, 1, \dots, 2^m - 2) \quad \text{----- (2.1)}$$

다항식의 근은 $f(\alpha) = 0$ 일 때, 이 α 를 다항식의 근(Polynomial's root)이라고 하고, $f(x)$ 가 원시 다항식이면 $\alpha^2, \alpha^{2^2}, \alpha^{2^3}, \dots$ 도 $f(x)$ 의 근이 된다. 이때 $\alpha^2, \alpha^{2^2}, \alpha^{2^3}, \dots$ 를 α 의 conjugate라고 한다.

RS 부호의 생성 다항식은 다음식과 같다.

$$g(x) = \prod_{i=1}^{2^m-1-k} (x + \alpha^{b+i}) = \sum_{i=0}^{2t} g_i x^i \quad \text{----- (2.2)}$$

여기서 α 는 $GF(2^m)$ 의 프리미티브 요소(primitive element)이고 b 는 양의 정수이다[15].

(2) RS 코드의 디코딩

수신벡터는 전송로 상에서 잡음의 간섭여하에 따라 원래의 부호 벡터와 같을 수도 있고 다를 수도 있다.

전송한 부호다항식 $c(x)$, 수신된 부호다항식을 $r(x)$ 라 하면 다음과 같이 표현된다.

$$r(x) = g(x)q(x) + s(x) \quad \text{----- (2.3)}$$

여기서, $q(x)$ 는 몫 다항식이고, $s(x)$ 는 나머지 잉여다항식이다.

식 (2.3)에서 $s(x)$ 를 오증(syndrome)이라 하며, $n-k-1$ 차 이하가 된다. 오증 $s(x)$ 가 영(zero)일때는 $r(x)$ 가 $g(x)$ 의 배수이므로 $r(x) = c(x)$ 가 되어 전송벡터와 일치하게 된다.

그러나, $s(x) \neq 0$ 일 때는 전송로의 불량으로 인해 원래의 부호다항식이 변형된 상태인 $r(x) \neq c(x)$ 이므로 오류 정정을 시행해야 한다.

일반적으로 RS 부호의 복호 순서를 정리하면 다음과 같다[16].

첫 째, 수신 벡터 $r(x)$ 로부터 오증 $s = (s_0, s_1, \dots, s_{2t})$, 를 계산한다. (syndrome computation)

둘 째, 알고리즘을 이용하여 오증 요소 s_i , ($1 \leq i \leq 2t$)로부터 오류위치다항식을 구한다. (error location polynomial)

셋 째, 오류위치 다항식의 근을 구함으로써 오류위치 (error location) 및 오류치 (error value)를 계산한다.

넷 째, 오류형태 $e(x)$ 를 결정하고 $c(x) = r(x) + e(x)$ 에 의해 오류를 정정한다 (error correction).

그림 2.6. 은 일반적인 RS 코드의 디코딩 과정을 나타낸 것이다.

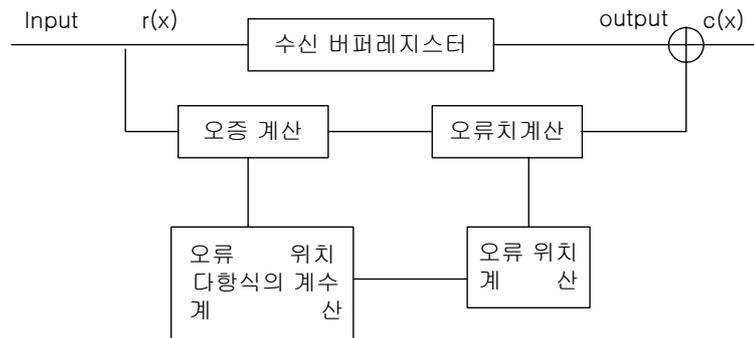


그림 2.6 일반적인 RS 코드의 디코더

Fig. 2.6 Decoder of general RS code.

2.2.5 메시지의 구조

메시지 타입을 표 2.4에 나타내었다.

표 2.4 메시지 타입
Table 2.4 Interpretation of Message Type

Indication		Message Type				Decimal
		I ₄	I ₃	I ₂	I ₁	
Type 1	DGPS Corrections	0	0	0	1	1
Type 2	DGLONASS Corrections	0	0	1	0	2
Type 3	Reserved	0	0	1	1	3
Type 4	Reserved	0	1	0	0	4
Type 5	Text Message	0	1	0	1	5
Type 6	Reserved	0	1	1	0	6
Type 7	Reserved	0	1	1	1	7
Type 8	Reserved	1	0	0	0	8
Type 9	Reserved	1	0	0	1	9
Type 10	Reserved	1	0	1	0	10
Type 11	Reserved	1	0	1	1	11
Type 12	Reserved	1	1	0	0	12
Type 13	Reserved	1	1	0	1	13
Type 14	Reserved	1	1	1	0	14
Type 15	Reserved	1	1	1	1	15
Type 16	Reserved	0	0	0	0	0

전체 메시지 구조를 Table 2.5(a)와 (b)에 나타내었다.

Table 2.5 (a) Message Bit Assignment Table

Bit Num.	Message Type													
	1	2	3	4	5	6	7	8						
1	0001	0010	0011	0100	0101	0110	0111	1000						
2														
3														
4														
5	Modified Z-Count 13 bits	Modified Z-Count 13 bits												
6														
7														
8														
9														
10														
11														
12														
13														
14														
15														
16														
17														
18	Scale	Scale	R	R	Text	R	R	R						
19	UDRE	UDRE												
20	Satellite PRN	Satellite PRN												
21														
22														
23														
24	P R C 15 bits	P R C 15 bits							e	e	ASCII with Cyrillic exten- sions	e	e	e
25														
26														
27														
28														
29														
30														
31														
32														
33														
34														
35														
36														
37														
38														
39														
40	6 words by 8 bits per word		s	s		s	s	s						
41														
42														
43														
44														
45														
46														
47														
48														
49	R	R	d	d		d	d	d						
50	R	R												
51	C	C												
52	8 bits	8 bits												
53														
54														
55														
56	I	Change							CRC	CRC	CRC	CRC	CRC	CRC
57	O	T												
58	D	O												
59	8 bits	7 bits												
60														
61														
62														
63	CRC	CRC	CRC	CRC	CRC	CRC	CRC	CRC						

Table 2.5 (b) Message Bit Assignment Table

Bit Num.	Message Type							
	9	10	11	12	13	14	15	16
1	1001	1010	1011	1100	1101	1110	1111	0000
2								
3								
4								
5	R	R	R	R	R	R	R	R
6								
7								
8								
9								
10								
11								
12								
13								
14								
15								
16								
17								
18								
19								
20								
21								
22								
23								
24	s	s	s	s	s	s	s	s
25								
26								
27								
28	e	e	e	e	e	e	e	e
29								
30								
31								
32	r	r	r	r	r	r	r	r
33								
34								
35								
36	v	v	v	v	v	v	v	v
37								
38								
39								
40	e	e	e	e	e	e	e	e
41								
42								
43								
44	d	d	d	d	d	d	d	d
45								
46								
47								
48								
49								
50								
51								
52								
53								
54								
55								
56								
57-70	CRC	CRC	CRC	CRC	CRC	CRC	CRC	CRC

2.2.6 DGNSS 보정코드 발생기

보정 신호는 RTCM SC-104 타입 9 메시지 형식으로 형성된다. EUROFIX 메시지를 널리 이용하려면 해독된 메시지를 표준 RTCM SC-104 타입 9에 맞추어, 표 2.6 과 같이 EUROFIX 메시지 포맷(변형 타입 9 메시지)으로 형식을 재구성해야 한다[17].

표 2.6 EUROFIX 메시지 포맷

Table 2.6 EUROFIX Message Format (based on RTCM type-9 message)

Functions	number of bits	resolution	Range
Message type	3		8 types of messages
Modified Z-count	13	0.6 seconds	0 - 3599.4
Scale factor	1		
UDRE	2		4 states
Satellite ID	5		32 satellites
Pseudo-Range Correction	16	0.02 or 0.32 m	± 655.34 or 10485.44m
Range Rate Correction	8	0.002 or 0.032 m/s	± 0.254 or 4.064m/s
Issue of Data	8		
CRC	7	-	Data integrity
Total :	63		

2.3 EUROFIX 도입시의 비용 효율성

NELS에서는 EUROFIX를 서비스하기 위해 4개의 Loran-C국에서 소요된 총 비용이 750,000 US 달러가 들었다고 발표하였다. 자세히 설명하면, DGNSS 참조국의 설비를 위한 자금을 포함해서 단일국 당 18,8000 US 달러보다 훨씬 적은 비용이 들었음을 의미한다. 이것은 운영 중에도 마찬가지로 적용되는 것으로서 비용이 거의 들지 않을 것으로 예상되는 점이다.

예를 들어, $1,000\text{km} \times 1,000\text{km} \times 3.14$ 평방의 지역을 커버하는 경우, Loran-C국을 이용하는 EUROFIX의 경우 1개의 Loran-C 단일국이 필요하나, 200km의 커버 범위를 가진 라디오 비컨 타입의 경우에는 DGPS 국이 25개가 필요하다. 두 시스템을 비용측면에서 살펴보았을 때, 거의 비교 할 수가 없을 정도의 차이를 보이고 있다.

제 3 장 RS 부호를 이용한 데이터링크의 분석

3.1 Reed-Solomon(RS) 코드[4]

Reed-Solomon 부호는 CD(Compact Disk), digital VCR, DAT(Digital Audio Tape) 및 HDB등의 시스템에서 오류 정정 부호로 사용되고 있다.

이 부호는 특수한 조건을 만족하는 비2진(nonbinary)BCH 부호이다.

즉, BCH 부호와 마찬가지로 길이가 $q^m - 1$ 인 q^m -ary 부호어이다. 따라서 $GF(q^m)$ 에서 정의된다는 점등은 BCH 부호의 특성을 그대로 보여주고 있다.

3.1.1 RS 부호의 부호화(Encoding)

Field $GF(p)$ 에서의 (n, k) RS-Code 는 n 개의 심벌(symbol)들을 원소로 갖고 있다. 여기서는 $p=2^m$ 인 경우만을 고려한다. $GF(2^m)$ 의 각 원소는 m 개의 비트로 이루어져 있으며 다음과 같은 변수들로 구성되어진다[18].

첫째, 부호장 n 은 $2^m - 1$ 심벌들로 구성되어 있고 이것을 비트(bit)로 바꾸면 $m(2^m - 1)$ 비트들로 이루어진다.

둘째, 정보장 k 는 $n - 2t$ 심벌들로 구성되며 즉, $m(n - 2t)$ 비트들로 이루어진다.

셋째, 검사장 $n - k$ 는 $2t$ 심벌들로 되어있고 이것은 $m2t$ 비트들로 되어있다.

넷째, 최소거리 d_{\min} 은 $2t + 1$ 이다.

RS 부호의 생성 다항식은 다음과 같다.

$$g(x) = \prod_{i=1}^{2^m-1-k} (x + \alpha^{b+i}) = \sum_{i=0}^{2t} g_i x^i \quad \text{----- (3.1)}$$

여기서 α 는 $GF(2^m)$ 의 원시 다항식(primitive element)이고 b 는 양의 정수이다.

3.2 EUROFIX에서 RS Code 부호화

본 논문에서는 EUROFIX에서 사용되는 $GF(2^7)$ 의 부호화 최대 128개까지의 심벌들 중에서 NELS에서 테스트 모델로 이용한 (14, 9), (20, 9), (30, 9)의 3 모델 중 가장 간단하게 구현할 수 있는 (14, 9) 부호기를 선택하여 2중 오류 정정 RS 부호기의 구성을 하였으며, 이를 위해서 아래와 같이 생성 다항식을 결정하였다.

$GF(2^7)$ 에서 사용된 원시 다항식은 다음과 같다.

$$p(\alpha) = 1 + \alpha^3 + \alpha^7 = 0 \quad \text{----- (3.2)}$$

식 (3.2)의 $GF(2^7)$ 에서의 다항식, 벡터 표현들은 표 3.1(a)와 (b)에 나타내었다.

표 3.1 (a) $p(\alpha)=1+\alpha^3+\alpha^7=0$ 인 Galois Field $GF(2^7)$ 의 벡터 표현

Table 3.1 (a) Vector expression of Galois Field $GF(2^7)$ using $p(\alpha)=1+\alpha^3+\alpha^7=0$

역	다항식 표현	벡터 표현
0		0000000
α^0	1	1000000
α^1	α	0100000
α^2	α^2	0010000
α^3	α^3	0001000
α^4	α^4	0000100
α^5	α^5	0000010
α^6	α^6	0000001
α^7	$1 + \alpha^3$	1001000
α^8	$\alpha + \alpha^4$	0100100
α^9	$\alpha^2 + \alpha^5$	0010010
α^{10}	$\alpha^3 + \alpha^6$	0001001
α^{11}	$1 + \alpha^3 + \alpha^4$	1001100
α^{12}	$\alpha + \alpha^4 + \alpha^5$	0100110
α^{13}	$\alpha^2 + \alpha^5 + \alpha^6$	0010011
α^{14}	$1 + \alpha^6$	1000001
α^{15}	$1 + \alpha + \alpha^3$	1101000
α^{16}	$\alpha + \alpha^2 + \alpha^4$	0110100
α^{17}	$\alpha^2 + \alpha^3 + \alpha^5$	0011010
α^{18}	$\alpha^3 + \alpha^4 + \alpha^6$	0001101
α^{19}	$1 + \alpha^3 + \alpha^4 + \alpha^5$	1001110
α^{20}	$\alpha + \alpha^4 + \alpha^5 + \alpha^6$	0100111
α^{21}	$1 + \alpha^2 + \alpha^3 + \alpha^5 + \alpha^6$	1011011
α^{22}	$1 + \alpha + \alpha^4 + \alpha^5 + \alpha^6$	1100101
α^{23}	$1 + \alpha + \alpha^2 + \alpha^3 + \alpha^5$	1111010
α^{24}	$\alpha + \alpha^2 + \alpha^3 + \alpha^4 + \alpha^6$	0111101
α^{26}	$\alpha + \alpha^3 + \alpha^5 + \alpha^6$	0101011
α^{26}	$\alpha + \alpha^3 + \alpha^5 + \alpha^6$	0101011
α^{27}	$1 + \alpha^2 + \alpha^3 + \alpha^4 + \alpha^6$	1011101
α^{28}	$1 + \alpha + \alpha^4 + \alpha^5$	1100110
α^{29}	$\alpha + \alpha^2 + \alpha^5 + \alpha^6$	0110011
α^{30}	$1 + \alpha^2 + \alpha^6$	1010001
α^{31}	$1 + \alpha$	1100000
α^{32}	$\alpha + \alpha^2$	0110000
α^{33}	$\alpha^2 + \alpha^3$	0011000
α^{34}	$\alpha^3 + \alpha^4$	0001100
α^{35}	$\alpha^4 + \alpha^5$	0000110
α^{36}	$\alpha^5 + \alpha^6$	0000011
α^{37}	$1 + \alpha^3 + \alpha^6$	1001001
α^{38}	$1 + \alpha + \alpha^3 + \alpha^4$	1101100
α^{39}	$\alpha + \alpha^2 + \alpha^4 + \alpha^5$	0110110
α^{40}	$\alpha^2 + \alpha^3 + \alpha^5 + \alpha^6$	0011011

역	다항식 표현	벡터 표현
α^{41}	$1 + \alpha^4 + \alpha^6$	1000101
α^{42}	$1 + \alpha + \alpha^3 + \alpha^5$	1101010
α^{43}	$\alpha + \alpha^2 + \alpha^4 + \alpha^6$	0110101
α^{44}	$1 + \alpha^2 + \alpha^5$	1010010
α^{45}	$\alpha + \alpha^2 + \alpha^6$	0101001
α^{46}	$1 + \alpha^2 + \alpha^3 + \alpha^4$	1011100
α^{47}	$\alpha + \alpha^3 + \alpha^4 + \alpha^5$	0101110
α^{48}	$\alpha^2 + \alpha^4 + \alpha^5 + \alpha^6$	0010111
α^{49}	$1 + \alpha^5 + \alpha^6$	1000011
α^{50}	$1 + \alpha + \alpha^3 + \alpha^6$	1101001
α^{51}	$1 + \alpha + \alpha^2 + \alpha^3 + \alpha^4$	1111100
α^{52}	$\alpha + \alpha^2 + \alpha^3 + \alpha^4 + \alpha^5$	0111110
α^{53}	$\alpha^2 + \alpha^3 + \alpha^4 + \alpha^5 + \alpha^6$	0011111
α^{54}	$1 + \alpha^4 + \alpha^5 + \alpha^6$	1000111
α^{55}	$1 + \alpha + \alpha^2 + \alpha^3 + \alpha^4 + \alpha^5 + \alpha^6$	1101011
α^{56}	$1 + \alpha + \alpha^3 + \alpha^5 + \alpha^6$	1111101
α^{57}	$1 + \alpha + \alpha^2 + \alpha^4 + \alpha^5$	1110110
α^{58}	$\alpha + \alpha^2 + \alpha^3 + \alpha^5 + \alpha^6$	0111011
α^{59}	$1 + \alpha^2 + \alpha^4 + \alpha^6$	1010101
α^{60}	$1 + \alpha + \alpha^5$	1100010
α^{61}	$\alpha + \alpha^2 + \alpha^6$	0110001
α^{62}	$1 + \alpha^2$	1010000
α^{63}	$\alpha + \alpha^3$	0101000
α^{64}	$\alpha^2 + \alpha^4$	0010100
α^{65}	$\alpha^3 + \alpha^5$	0001010
α^{66}	$\alpha^4 + \alpha^6$	0000101
α^{67}	$1 + \alpha^3 + \alpha^5$	1001010
α^{68}	$\alpha + \alpha^4 + \alpha^6$	0100101
α^{69}	$1 + \alpha^2 + \alpha^3 + \alpha^5$	1011010
α^{70}	$\alpha + \alpha^3 + \alpha^4 + \alpha^6$	0101101
α^{71}	$1 + \alpha^2 + \alpha^3 + \alpha^4 + \alpha^5$	1011110
α^{72}	$\alpha + \alpha^3 + \alpha^4 + \alpha^5 + \alpha^6$	0101111
α^{73}	$1 + \alpha^2 + \alpha^3 + \alpha^4 + \alpha^5 + \alpha^6$	1011111
α^{74}	$1 + \alpha + \alpha^4 + \alpha^5 + \alpha^6$	1100111
α^{75}	$1 + \alpha + \alpha^2 + \alpha^3 + \alpha^5 + \alpha^6$	1111011
α^{76}	$1 + \alpha + \alpha^2 + \alpha^4 + \alpha^6$	1110101
α^{77}	$1 + \alpha + \alpha^2 + \alpha^5$	1110010
α^{78}	$\alpha + \alpha^2 + \alpha^3 + \alpha^6$	0111001
α^{79}	$1 + \alpha^2 + \alpha^4$	1010100
α^{80}	$\alpha + \alpha^3 + \alpha^5$	0101010
α^{81}	$\alpha^2 + \alpha^4 + \alpha^6$	0010101
α^{82}	$1 + \alpha^5$	1000010

표 3.1 (b) $p(a)=1+a^3+a^7=0$ 인 Galois Field $GF(2^7)$ 의 벡터표현

Table 3.1 (b) Vector expression of Galois Field $GF(2^7)$ using $p(a)=1+a^3+a^7=0$

역	다항식 표현	벡터 표현
a^{83}	$a + a^6$	0100001
a^{84}	$1 + a^2 + a^3$	1011000
a^{85}	$a + a^3 + a^4$	0101100
a^{86}	$a^2 + a^4 + a^5$	0010110
a^{87}	$a^3 + a^5 + a^6$	0001011
a^{88}	$1 + a^3 + a^4 + a^6$	1011011
a^{89}	$1 + a + a^3 + a^4 + a^5$	1101110
a^{90}	$a + a^2 + a^4 + a^5 + a^6$	0110111
a^{91}	$1 + a^2 + a^5 + a^6$	1010011
a^{92}	$1 + a + a^6$	1100001
a^{93}	$1 + a + a^2 + a^3$	1111000
a^{94}	$a + a^2 + a^3 + a^4$	0111100
a^{95}	$a^2 + a^3 + a^4 + a^5$	0011110
a^{96}	$a^3 + a^4 + a^5 + a^6$	0001111
a^{97}	$1 + a^3 + a^4 + a^5 + a^6$	1001111
a^{98}	$1 + a + a^3 + a^4 + a^5 + a^6$	1101111
a^{99}	$1 + a + a^2 + a^3 + a^4 + a^5 + a^6$	1111111
a^{100}	$1 + a + a^2 + a^4 + a^5 + a^6$	1110111
a^{101}	$1 + a + a^2 + a^5 + a^6$	1110011
a^{102}	$1 + a + a^2 + a^6$	1110001
a^{103}	$1 + a + a^2$	1110000
a^{104}	$a + a^2 + a^3$	0111000

역	다항식 표현	벡터 표현
a^{105}	$a^2 + a^3 + a^4$	0011100
a^{106}	$a^3 + a^4 + a^5$	0001110
a^{107}	$a^4 + a^5 + a^6$	0000111
a^{108}	$1 + a^3 + a^5 + a^6$	1001011
a^{109}	$1 + a + a^3 + a^4 + a^6$	1101101
a^{110}	$1 + a + a^2 + a^3 + a^4 + a^5$	1111110
a^{111}	$a + a^2 + a^3 + a^4 + a^5 + a^6$	0111111
a^{112}	$1 + a^2 + a^4 + a^5 + a^6$	1010111
a^{113}	$1 + a + a^5 + a^6$	1100011
a^{114}	$1 + a + a^2 + a^3 + a^6$	1111001
a^{115}	$1 + a + a^2 + a^4$	1110100
a^{116}	$a + a^2 + a^3 + a^5$	0111010
a^{117}	$a^2 + a^3 + a^4 + a^6$	0011101
a^{118}	$1 + a^4 + a^5$	1000110
a^{119}	$a + a^5 + a^6$	0100011
a^{120}	$1 + a^2 + a^3 + a^6$	1011001
a^{121}	$1 + a + a^4$	1100100
a^{122}	$a + a^2 + a^5$	0110010
a^{123}	$a^2 + a^3 + a^6$	0011001
a^{124}	$1 + a^4$	1000100
a^{125}	$a + a^5$	0100010
a^{126}	$a^2 + a^6$	0010001

식 (3.1)로부터 생성다항식은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}
 g(x) &= (x+a)(x+a^2)(x+a^3)(x+a^4) \\
 &= a^{10} + a^{99}x + a^{41}x^2 + a^{94}x^3 + x^4
 \end{aligned}
 \tag{3.3}$$

또한, 단일 입력 심벌은 다음과 같다.

$$A(a) = a_0 + a_1 a + a_2 a^2 + a_3 a^3 + a_4 a^4 + a_5 a^5 + a_6 a^6$$

$$a_i \in GF(2) \quad \text{----- (3.4)}$$

식 (3.3)와 식 (3.4)의 각 계수와의 곱은 다음과 같이 나타난다.

$$\begin{aligned} \alpha^{10}A(\alpha) &= (a_1 + a_4 + a_5) + (a_2 + a_5 + a_6)\alpha + (a_3 + a_6)\alpha^2 \\ &\quad + (a_0 + a_1 + a_5)\alpha^3 + (a_1 + a_2 + a_6)\alpha^4 \\ &\quad + (a_2 + a_3)\alpha^5 + (a_0 + a_3 + a_4)\alpha^6 \end{aligned} \quad \text{----- (3.5)}$$

$$\begin{aligned} \alpha^{99}A(\alpha) &= (a_0 + a_1 + a_2 + a_3 + a_4) \\ &\quad + (a_0 + a_1 + a_2 + a_3 + a_4 + a_5)\alpha \\ &\quad + (a_0 + a_1 + a_2 + a_3 + a_4 + a_5 + a_6)\alpha^2 \\ &\quad + (a_0 + a_5 + a_6)\alpha^3 + (a_0 + a_1 + a_6)\alpha^4 \\ &\quad + (a_0 + a_1 + a_2)\alpha^5 + (a_0 + a_1 + a_2 + a_3)\alpha^6 \end{aligned} \quad \text{----- (3.6)}$$

$$\begin{aligned} \alpha^{41}A(\alpha) &= (a_0 + a_1 + a_3 + a_5) + (a_1 + a_2 + a_4 + a_6)\alpha \\ &\quad + (a_2 + a_3 + a_5)\alpha^2 + (a_1 + a_4 + a_5 + a_6)\alpha^3 \\ &\quad + (a_0 + a_2 + a_5 + a_6)\alpha^4 + (a_1 + a_3 + a_6)\alpha^5 \\ &\quad + (a_0 + a_2 + a_4)\alpha^6 \end{aligned} \quad \text{----- (3.7)}$$

$$\alpha^{94}A(\alpha) = (a_3 + a_4 + a_5 + a_6) + (a_0 + a_4 + a_5 + a_6)\alpha^2$$

$$\begin{aligned}
& + (a_0 + a_1 + a_2 + a_3 + a_4 + a_5)\alpha^3 \\
& + (a_0 + a_1 + a_2 + a_3 + a_4 + a_5 + a_6)\alpha^4 \\
& + (a_1 + a_2 + a_3 + a_4 + a_5 + a_6)\alpha^5 \\
& + (a_2 + a_3 + a_4 + a_5 + a_6)\alpha^6 \qquad \text{----- (3.8)}
\end{aligned}$$

위의 식 (3.5),(3.6),(3.7),(3.8)들을 이용한 (14,9) RS 부호기는 그림 3.1과 같다.

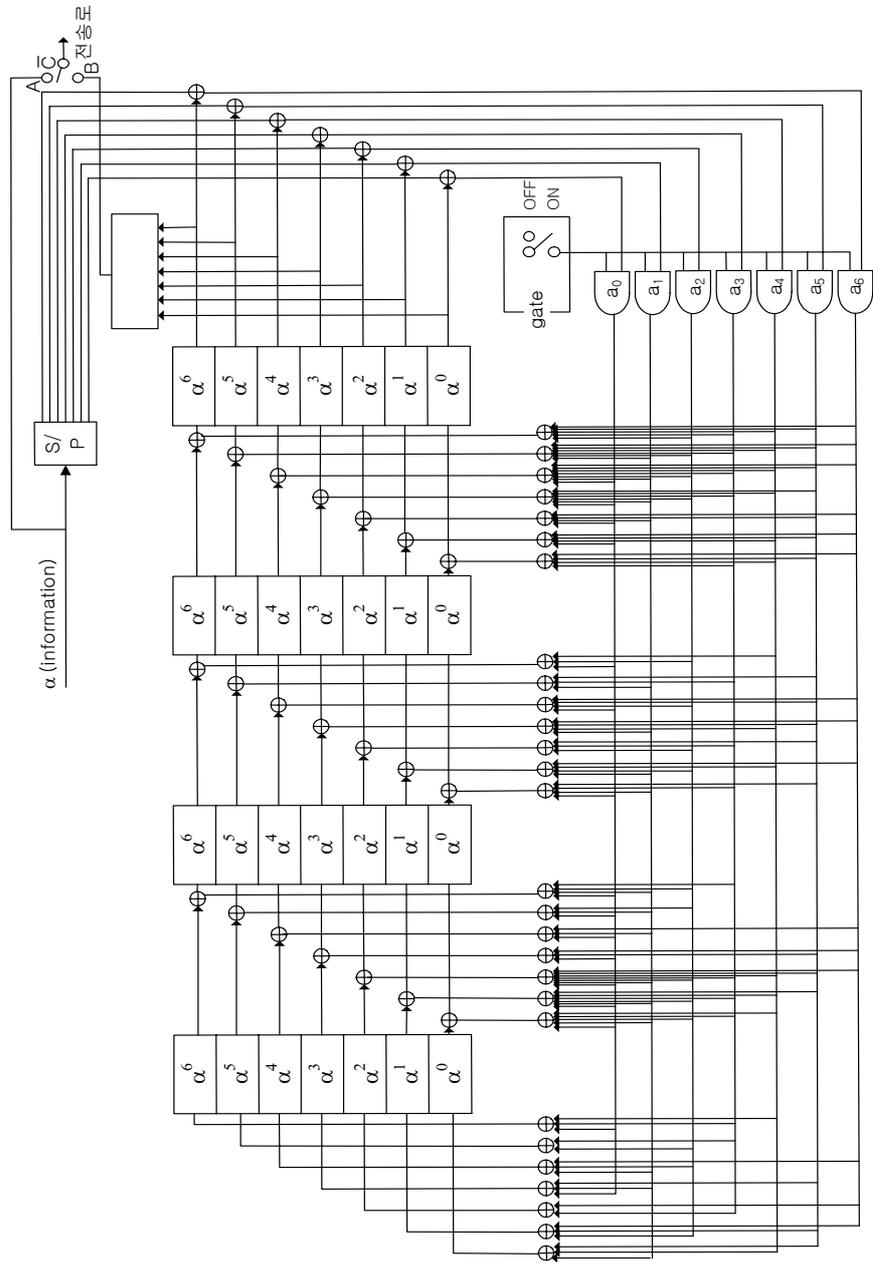


그림 3.1 (14,9) RS 부호기

Fig 3.1 (14,9) Encoder of RS code.

3.3 Euclid 알고리즘을 이용한 RS부호의 복호법

3.3.1 RS부호를 복호하기 위한 Euclid 알고리즘[19]

이 절에서는 수신벡터 r 로부터 얻어진 오중을 이용하여 오류의 위치를 결정하는 오류위치다항식을 Euclid 알고리즘을 이용하여 구하는 RS부호의 복호기를 설계하였다. 2중 오류정정 (14, 9) RS부호를 선정하여 그 복호과정을 나타내었으며, 다항식에 대한 Euclid 알고리즘을 정리하면 다음과 같다.

[정리 3.1] 다항식에 대한 Euclid 알고리즘

GF(q)상의 두 다항식 $a(x)$ 와 $b(x)$ 가 주어졌을 때 이들의 최대공약수(GCD)는 다음과 같은 나눗셈을 반복적으로 수행하여 구할 수 있다. 즉 $\deg(a(x)) \geq \deg(b(x)) > 0$ 인 관계를 만족할 때,

$$\begin{aligned} a(x) &= Q_1(x)b(x) + b_1(x) \\ b(x) &= Q_2(x)b_1(x) + b_2(x) \\ b_1(x) &= Q_3(x)b_2(x) + b_3(x) \\ &\vdots \\ b_{n-2}(x) &= Q_n(x)b_{n-1}(x) + b_n(x) \\ b_{n-1}(x) &= Q_{n+1}(x)b_n(x) \end{aligned} \quad \text{----- (3.9)}$$

으로 나머지가 $\langle 0 \rangle$ 일 때 $b_n(x)$ 는 $aGCD[a(x), b(x)]$ 이다.

여기서, a 는 상수이다.

[정리 3.2] $GCD[a(x), b(x)] = f(x)a(x) + g(x)b(x)$ 이다.

여기서, $a(x)$ 와 $b(x)$ 는 $GF(q)$ 상의 다항식이다.

정리 3.1과 정리 3.2를 이용하여 Euclid 알고리즘은 다음과 같이 요약할 수 있다. 임의의 다항식 $a(x)$, $b(x)$ 의 GCD 를 $d(x)$ 라 하면 정리 3.2에 의해 다음의 관계식을 만족한다.

$$f(x)a(x) + g(x)b(x) = d(x) \quad \text{----- (3.10)}$$

$\deg(a(x)) \geq \deg(b(x))$ 라 할 때 $f(x)$ 와 $g(x)$ 는

$$\begin{aligned} f_{-1}(x) &= 1, & g_{-1}(x) &= 0, & r_{-1}(x) &= a(x) \\ f_0(x) &= 0, & g_0(x) &= 1, & r_0(x) &= b(x) \end{aligned} \quad \text{----- (3.11)}$$

을 초기 조건으로 하여

$$\begin{aligned} r_i(x) &= r_{i-2}(x) - q_i(x)r_{i-1}(x) \\ f_i(x) &= f_{i-2}(x) - q_i(x)f_{i-1}(x) \\ g_i(x) &= g_{i-2}(x) - q_i(x)g_{i-1}(x) \end{aligned} \quad \text{----- (3.12)}$$

에서 $r_{i+1}(x) = 0$ 일 때까지 반복계산을 수행한 후 그 때의 $f_i(x)$ 와 $g_i(x)$ 가 된다. 여기서 $q_i(x)$ 는 $r_{i-2}(x)$ 를 $r_{i-1}(x)$ 로 나눌 때의 몫이며, $f_i(x)$, $g_i(x)$, $r_i(x)$ 와의 관계는 다음을 만족한다.

$$f_i(x)a(x) + g_i(x)b(x) = r_i(x) \quad \text{----- (3.13)}$$

만일 $i=n+1$ 일 때 $r_{n+1}(x)=0$ 가 되면 식 (3.10)을 만족하는 $f(x), g(x), d(x)$ 는 각각 $f_n(x), g_{n-1}(x), r_n(x)$ 가 되며 이 알고리즘의 반복계산 횟수는 식 (3.12)의 모든 i 에 대해 $\deg[r_i(x)] < \deg[r_{i-1}(x)]$ 이므로 유한한다.

지금부터는 앞에서 기술한 Euclid 알고리즘을 이용하여 RS부호의 오중으로부터 오류위치다항식 $\sigma(x)$ 를 구하는 방법에 대해 설명한다. RS부호의 오중 $s = (s_0, s_1, \dots, s_{2t-1})$ 로부터 다음과 같은 오중 다항식을 정의하자.

$$s(x) = \sum_{j=0}^{2t-1} s_j x^j \quad \text{----- (3.14)}$$

한편 차수가 무한대인 오중 다항식 $s_\infty(x)$ 를 다음과 같이 정의하자.

$$\begin{aligned} s_\infty(x) &= \sum_{j=0}^{\infty} s_j x^j \quad \text{----- (3.15)} \\ &= s_0 + s_1 x + s_2 x^2 + \dots + s_{2t-1} x^{2t-1} + \dots \end{aligned}$$

이 때 오중 요소는

$$\begin{aligned} s_i &= r(a^i), \quad 0 \leq i \leq 2t-1 \\ &= c(a^i) + e(a^i) = e(a^i) \quad \text{----- (3.16)} \end{aligned}$$

가 된다. 만일 $\nu \leq t$ 인 ν 개의 오류가 j_1, \dots, j_ν 위치에 발생했다면 식 (3.16)는

$$\begin{aligned} s_i &= e(a^i) = e_{j_1} a^{ij_1} + e_{j_2} a^{ij_2} + \dots + e_{j_\nu} a^{ij_\nu} \\ &= \sum_{k=1}^{\nu} e_{j_k} (a^{j_k})^i \end{aligned} \quad \text{----- (3.17)}$$

이다. 오류위치다항식 $\sigma(x)$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \sigma(x) &= \prod_{l=1}^{\nu} (1 + a^{j_l} x) \\ &= 1 + \sigma_1 x + \sigma_2 x^2 + \dots + \sigma_{\nu-1} x^{\nu-1} + \sigma_\nu x^\nu \end{aligned} \quad \text{----- (3.18)}$$

식 (3.17)을 식 (3.15)에 대입하면

$$\begin{aligned} S_\infty(x) &= \sum_{i=0}^{\infty} \left[\sum_{k=1}^{\nu} e_{j_k} (a^{j_k})^i \right] x^i \\ &= \sum_{k=1}^{\nu} e_{j_k} \left[\sum_{i=0}^{\infty} (a^{j_k})^i x^i \right] \\ &= \sum_{k=1}^{\nu} \frac{e_{j_k}}{1 + a^{j_k} x} \end{aligned} \quad \text{----- (3.19)}$$

가 되고 식 (3.19)와 식 (3.18)을 이용하면

$$\sigma(x) \cdot S_\infty(x) = \sum_{k=1}^{\nu} e_{j_k} \prod_{l=1, l \neq k}^{\nu} (1 + a^{j_l} \cdot x), \quad \nu \leq t \quad \text{----- (3.20)}$$

$$s(x) = [s_\infty(x)]_0^{2t-1}$$

이다. s_∞ 의 $d_{\min} - 2$ 이상 차수의 항은 $S_\infty \cdot \sigma(x)$ 의 $d_{\min} - 2$ 차 이상의 차수의 항으로 투사된다. 따라서 식(3.20)은

$$[\sigma(x) \cdot s_\infty(x)]_0^{2t-1} = [\sigma(x) \cdot s(x)]_0^{2t-1} \quad \text{----- (3.21)}$$

이 된다.

한편 식(3.20)에서 알 수 있듯이 $\sigma(x) \cdot s_\infty(x)$ 의 차수는 $t-1$ 차 이하이다. 따라서, 식(3.19)의 우변의 괄호는 불필요하고, 또

$$[\sigma(x) \cdot s_\infty(x)]_t^{d_{\min}-2} = 0$$

이 성립한다. 그러므로 $\sigma(x) \cdot s(x) = \Omega(x)$ 라 정의하면

$$\begin{aligned} \sigma(x) \cdot s(x) &\equiv s_\infty(x)\sigma(x) \pmod{x^{st}} \\ &\equiv \Omega(x) \pmod{x^{st}} \end{aligned} \quad \text{----- (3.22)}$$

가 된다. 식 (3.13)에 $\text{mod } a(x)$ 를 취하면 $g_i(x)b(x) = r_i(x) \pmod{a(x)}$ 가 되고, 여기서 $g_i(x) = \sigma_i(x)$, $b(x) = s(x)$ 라 하고 $r_i(x) = \Omega_i(x)$, $a(x) = x^{2t}$ 라 하면 식 (3.13)은 식(3.22)가 된다. 결국 $\sigma(x)$ 는 $a(x) = x^{2t}$, $b(x) = s(x)$ 로 놓고 Euclid 알고리즘을 적용하여 구할 수 있다. 식(3.18)와 (3.20)에서 $\deg[\Omega(x)] \leq \nu - 1$ 이고 $\deg[\Omega(x)] = \nu$ 임을 알 수 있다.

따라서 $\nu \leq t$ 일 때 $\Omega(x)$ 와 $\sigma(x)$ 의 차수의 계수는

$$\deg[\Omega(x)] < \deg[\sigma(x)] \leq t \quad \text{----- (3.23)}$$

가 되고 식 (3.23)으로부터 $\deg[\Omega(x)] + \deg[\sigma(x)] < 2t$ 가 됨을 알 수 있다. 또한 $\sigma(x)$ 는 위의 Euclid 알고리즘에서 $\deg[r_i(x)] < t$ 일 때의 $g_i(x)$ 이다. 이를 흐

름도로 표시하면 그림 3.2와 같다. 여기서 $A_{i,22}(0)$ 는 $A_{i,22}(x)$ 의 0차의 계수이다. 그리고 $q_i(x)$ 는 $a_{i-1}(x)$ 를 $b_{i-1}(x)$ 로 나눈 몫 다항식이다.

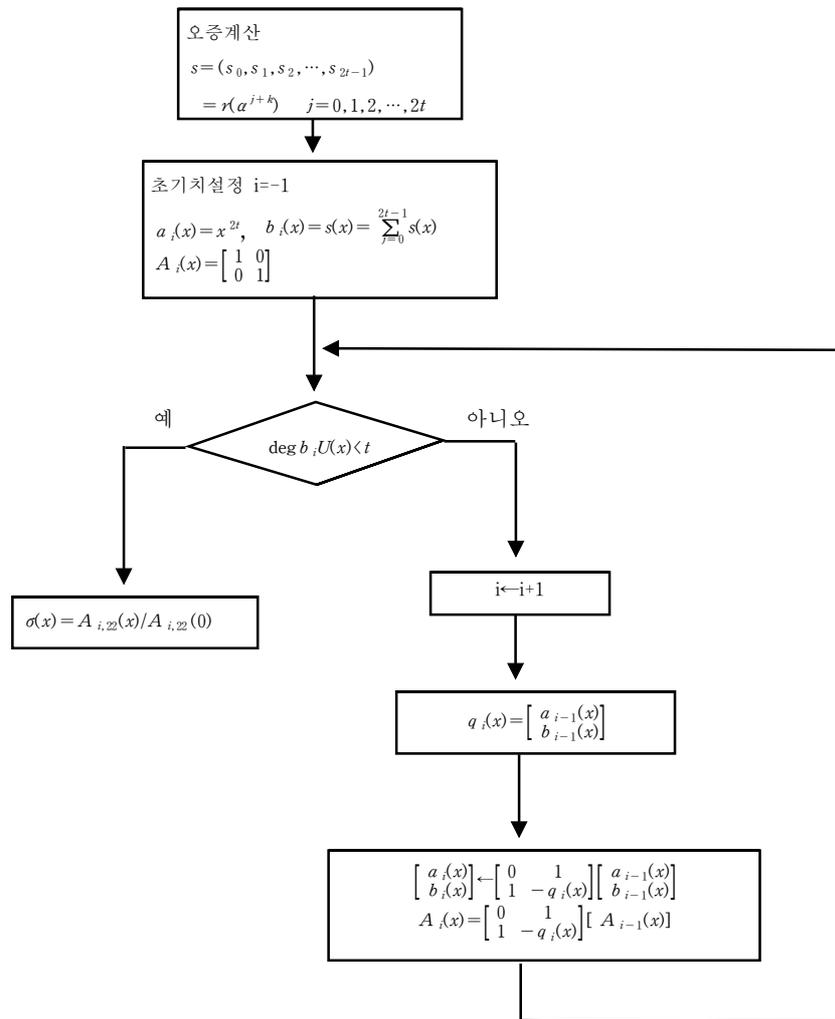


그림 3.2 $\sigma(x)$ 를 구하기 위한 Euclid 알고리즘
Fig 3.2 Euclid Algorithm.

한편 위에서 Euclid 알고리즘은 몫 다항식 $q_i(x)$ 를 계산하기 위하여 많은 나눗셈 과정이 요구되므로 장치화 시 많은 나눗셈회로가 필요하게 된다.

따라서 이러한 문제점을 극복하여 나눗셈 과정이 제거된 새로운 형태의 Euclid 알고리즘이 제안되었다. 즉 두 다항식 $A_0(x)=x^{2t}$, $B_0(x)=S(x)$ 에 대해 각 다항식의 최고차항의 계수가 F_0, E_0 라 할 때 $A_0(x)$ 와 $B_0(x)$ 에 각각 상대방의 최고차항의 계수를 곱하여 $A_i(x)$ 와 $B_i(x)$ 의 차수를 줄여 나가는 방법이다.

본 논문에서는 새로 개선된 Euclid 복호 알고리즘을 이용하여 복호기를 설계하였으며, 이를 흐름도로 나타내면 그림 3.3과 같다. 여기서 $L_i(0)$ 는 $L_i(x)$ 의 $\langle 0 \rangle$ 차 항의 계수, $M_i(0)$ 는 $M_i(x)$ 의 $\langle 0 \rangle$ 차 항의 계수이고, F_{i-1} 은 $A_{i-1}(x)$ 의 최고차항의 계수, E_{i-1} 은 $B_{i-1}(x)$ 의 최고차항의 계수이며, $\deg[A_i(x)]$ 는 $A_i(x)$ 의 차수를 나타낸다[20].

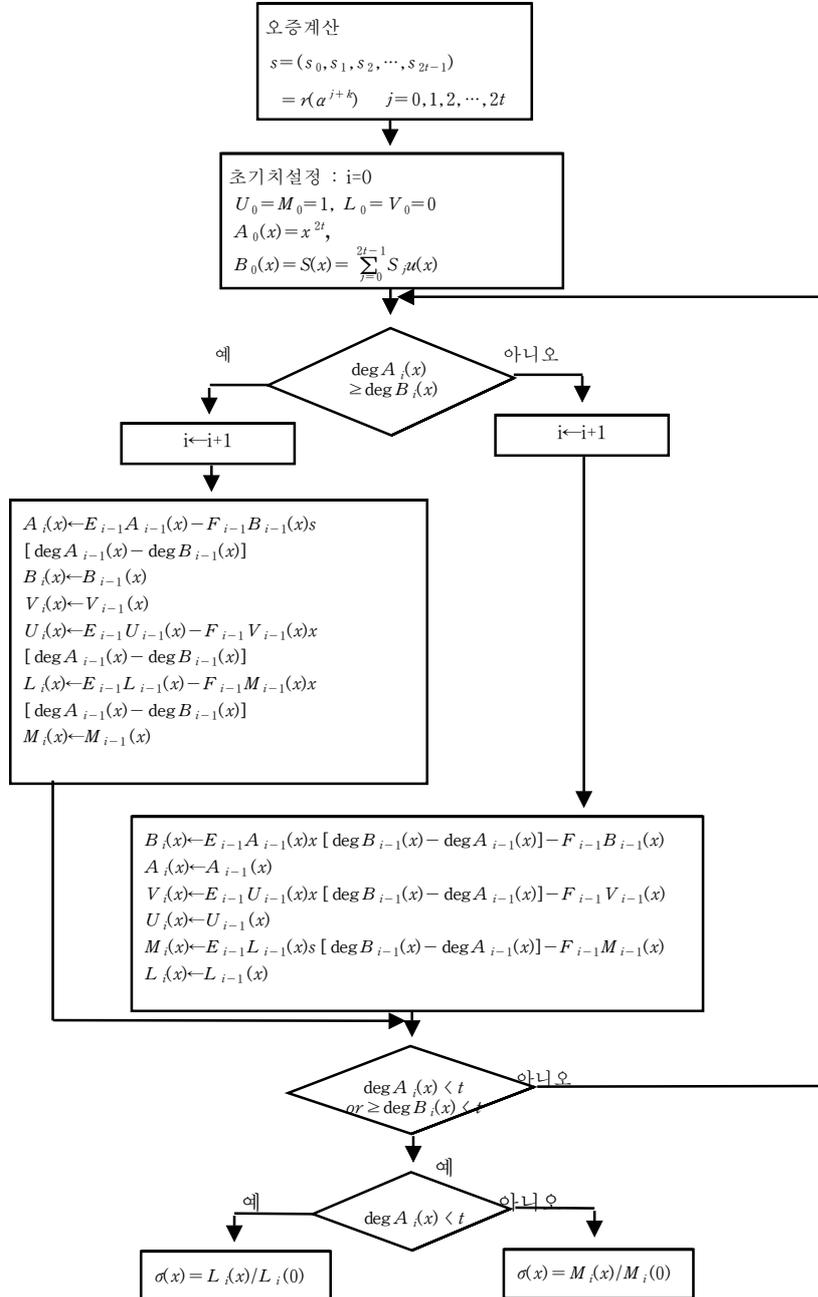


그림 3.3 개선된 Euclid 알고리즘을 이용한 $\sigma(x)$ 의 계산
 Fig 3.3 Advanced Euclid Algorithm.

3.3.2 Euclid 알고리즘과 변환복호법을 이용한 (14, 9) RS부호의 복호

Euclid 알고리즘과 변환복호법을 이용한 2중 오류정정 (14, 9) RS부호의 복호 과정은 다음과 같은 4단계로 나누어 수행된다.

- 1 단계. 오증의 계산(Fourier 변환)
- 2 단계. Euclid 알고리즘을 이용한 오류위치 다항식, $\sigma(x)$ 의 계산.
- 3 단계. 변환오류 계산
- 4 단계. 오류정정(Fourier 역변환)

위의 복호단계를 이용하여 복호기를 설계하면 그림 3.4와 같은 흐름도로 나타낼 수 있다..

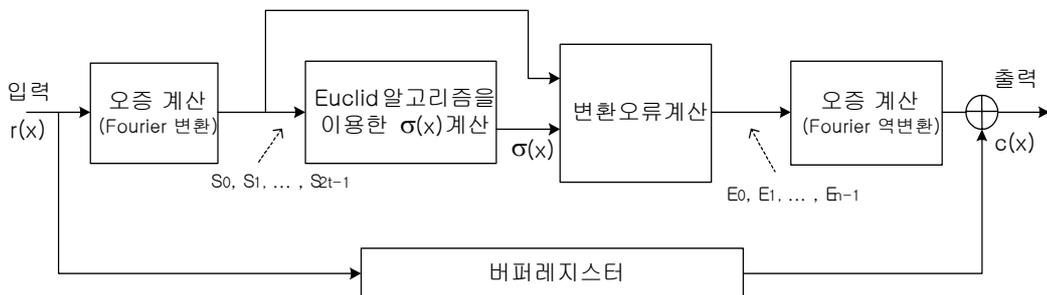


그림 3.4 개선된 Euclid 알고리즘을 이용한 RS 복호기

Fig 3.4 RS encoder using Advanced Euclid Algorithm.

부호다항식 $c(x) = 0$ 을 전송하였을 때 수신다항식이 $r(x) = a^8 x^2 + a^2 x^5 + ax^{10}$ 인 경우의 복호과정을 설명하자. 복호의 첫 단계는 수신계열로부터 오증을 계산하는 것이므로 식 (3.16)으로부터 다음과 같은 오증을 구할 수 있다. 한편 오증은 4-4에서 알 수 있듯이 Fourier 변환영역의 오증요

소 이다.

$$\begin{aligned}
 s_1 &= r(\alpha) = \alpha^{18} = E_1 \\
 s_2 &= r(\alpha^2) = \alpha^{21} = E_2 \\
 s_3 &= r(\alpha^3) = \alpha^{50} = E_3 \\
 s_4 &= r(\alpha^4) = \alpha^{64} = E_4
 \end{aligned}
 \quad \text{----- (3.24)}$$

s_j 는 시스토크 구조(systolic structure)의 하드웨어이고, 이를 구현하기 위해서는 다음과 같은 순환형태의 식으로 표현될 수 있다.

$$s_j = (\dots(((r_{13}\alpha^j + r_{12})\alpha^j + r_{11})\alpha^j + \dots + r_0)), \quad 1 \leq j \leq 4 \quad \text{----- (3.25)}$$

따라서 오중요소 s_j 는 cell 형식으로 구현될 수 있다.

복호의 두 번째 단계는 $s(x)$ 로부터 오류위치다항식 $\sigma(x)$ 를 계산하는 과정이다. 이는 개선된 Euclid 알고리즘을 이용하여, x_{2t} 와 $s(x) = \sum_{j=0}^{2t-j} s_j x^{2t-j}$ 에 대한 Euclid 알고리즘을 적용하여 그림 3.3 과 같은 흐름도를 이용하면 다음과 같이 계산된다. 그러나 그림 3.3 의 $u_i(x)$ 와 $v_i(x)$ 는 오류위치다항식 $\sigma(x)$ 를 구하는데 이용되지 않으므로 이에 대한 계산은 생략한다.

초기조건 :

$$\begin{aligned}
 i &= 0 \\
 U_0 &= M_0 = 1, \quad L_0 = V_0 = 0 \\
 A_0(x) &= x^{2t} = x^4 \\
 B_0(x) &= s(x) = \alpha^{18}x^3 + \alpha^{21}x^2 + \alpha^{50}x + \alpha^{64}
 \end{aligned}$$

1. $i=1$ 인 경우

$\deg A_0(x) \geq \deg B_0(x)$ 이므로

$$\begin{aligned} A_1(x) &= E_0 A_0(x) - F_0 B_0(x) x^{\deg[A_0(x)] - \deg[B_0(x)]} \\ &= \alpha^{18} x^4 - 1(\alpha^{18} x^3 + \alpha^{21} x^2 + \alpha^{50} x + \alpha^{64}) x^{4-3} \\ &= \alpha^{21} x^3 + \alpha^{50} x^2 + \alpha^{64} x \end{aligned}$$

$$B_1(x) = B_0(x) = \alpha^{18} x^3 + \alpha^{21} x^2 + \alpha^{50} x + \alpha^{64}$$

$$\begin{aligned} L_1(x) &= E_0 L_0(x) - F_0 M_0(x) x^{\deg[A_0(x)] - \deg[B_0(x)]} \\ &= \alpha^{18} \cdot 0 - 1 \cdot 1 \cdot x = x \end{aligned}$$

$$M_1(x) = M_0(x) = 1$$

2. $i=2$ 인 경우

$\deg A_1(x) = \deg B_1(x)$ 이므로

$$\begin{aligned} A_2(x) &= E_1 A_1(x) - F_1 B_1(x) x^{\deg[A_1(x)] - \deg[B_1(x)]} \\ &= \alpha^{18} A_1(x) - \alpha^{21} B_1(x) x^0 = \alpha^{97} x^2 + \alpha^{105} x + \alpha^{85} \end{aligned}$$

$$B_2(x) = B_1(x) = \alpha^{18} x^3 + \alpha^{21} x^2 + \alpha^{50} x + \alpha^{64}$$

$$\begin{aligned} L_2(x) &= E_1 L_1(x) - F_1 M_1(x) x^{\deg[A_1(x)] - \deg[B_1(x)]} \\ &= \alpha^{18} x - \alpha^{21} \cdot 1 = \alpha^{18} x + \alpha^{21} \end{aligned}$$

$$M_2(x) = M_1(x) = 1$$

3. $i=3$ 인 경우

$\deg A_2(x) < \deg B_2(x)$ 이므로

$$A_3(x) = A_2(x) = \alpha^{97} x^2 + \alpha^{105} x + \alpha^{85}$$

$$\begin{aligned}
B_3(x) &= E_2 A_2(x) x^{\deg[B_2(x)] - \deg[A_2(x)]} - F_2 B_2(x) \\
&= a^{18} (a^{97} x^2 + a^{105} x + a^{85}) x - a^{97} (a^{18} x^3 + a^{21} x^2 + a^{50} x + a^{64}) \\
&= a^{73} x^2 + a^{112} x + a^{34} \\
M_3(x) &= E_2 L_2(x) x^{\deg[B_2(x)] - \deg[A_2(x)]} - F_2 M_2(x) \\
&= a^{18} \cdot L_2(x) \cdot x - a^{97} \cdot M_2(x) \\
&= a^{36} x^2 + a^{39} x + a^{97} \\
L_3(x) &= L_2(x) = a^{18} x + a^{21}
\end{aligned}$$

4. $i=4$ 인 경우

$\deg A_3(x) = \deg B_3(x) \geq 2$ 이므로

$$\begin{aligned}
A_4(x) &= E_3 A_3(x) - F_3 B_3(x) x^{\deg[A_3(x)] - \deg[B_3(x)]} \\
&= a^{73} (a^{97} x^2 + a^{105} x + a^{85}) - a^{97} (a^{73} x^2 + a^{112} x + a^{34}) \\
&= a^{52} x + a^{121}
\end{aligned}$$

$$B_4(x) = B_3(x) = a^{73} x^2 + a^{112} x + a^{34}$$

$$\begin{aligned}
L_4(x) &= E_3 L_3(x) - F_3 M_3(x) x^{\deg[A_3(x)] - \deg[B_3(x)]} \\
&= a^{73} L_3(x) - a^{97} M_3(x) = a^6 x^2 + a^{14} x + a^{122}
\end{aligned}$$

$$M_4(x) = M_3(x) = a^{36} x^2 + a^{39} x + a^{97}$$

$\deg A_4(x) < 2$ 이므로

$$\begin{aligned}
\sigma(x) &= L_4(x) / L_4(0) = (a^6 x^2 + a^{14} x + a^{122}) / a^6 \\
&= x^2 + a^8 x + a^{116} \quad \text{----- (3.26)}
\end{aligned}$$

따라서 $\sigma_1 = a^8$, $\sigma_2 = a^{116}$ 이다.

복호의 세 번째 단계는 $E_j = - \sum_{k=1}^t \Phi_k E_{j-k}$, $0 \leq j \leq n-1$ 을 이용하여 변환 오류의 나머지 항을 구하는 것이다. 즉,

$$\begin{aligned}
 E_5 &= \sigma_1 E_4 + \sigma_2 E_3 \\
 E_6 &= \sigma_1 E_5 + \sigma_2 E_4 \\
 &\quad \vdots \\
 E_{13} &= \sigma_1 E_{12} + \sigma_2 E_{11} \\
 E_{14} &= E_0 = \sigma_1 E_{13} + \sigma_2 E_{12}
 \end{aligned}
 \tag{3.27}$$

가 된다.

따라서 식 (3.27)를 이용하여, 다음과 같은 변환오류의 나머지 항 $E_5 = a^{45}$, $E_6 = a^{80}$, $E_7 = a^{14}$, $E_8 = a^{111}$, $E_9 = a^{23}$, $E_{10} = a^{48}$, $E_{11} = a^{55}$, $E_{12} = a^{92}$, $E_{13} = a^{68}$, $E_{14} = a^{31}$, 을 구할 수 있다.

복호의 네 번째 단계는 변환오류 성분을 Fourier 변환한 후 오류 성분 e_i ($0 \leq i \leq 13$)을 구한 후 오류정정을 수행하는 과정이다.

한편 Fourier 역변환은 다음 식을 이용하여 구할 수 있다.

$$e_i = \sum_{j=0}^{13} E_j a^{-ji} = E(a^{-i}), \quad 0 \leq i \leq 13 \tag{3.28}$$

이고, 오류성분 e_i 는 cell 구조로 된 회로를 이용하면 쉽게 구할 수 있다.

이 구조를 이용하여 구하면,

$$e_2 = a^8, \quad e_5 = a^2, \quad e_{10} = a^{10}$$

이고, 오류형태는

$$e(x) = \alpha^8 x^2 + \alpha^2 x^5 + \alpha x^{10} \quad \text{----- (3.29)}$$

가 되어 $c(x) = r(x) + e(x)$ 의 관계식에 의해 복호가 완료된다.

앞에서 설계한 7비트 2진 부호 및 Euclid 알고리즘을 이용하여 설계한 (14,9) RS 부호/복호기의 신호잡음율을 추정하여 그래프로 그림 3.5에 나타내었다.

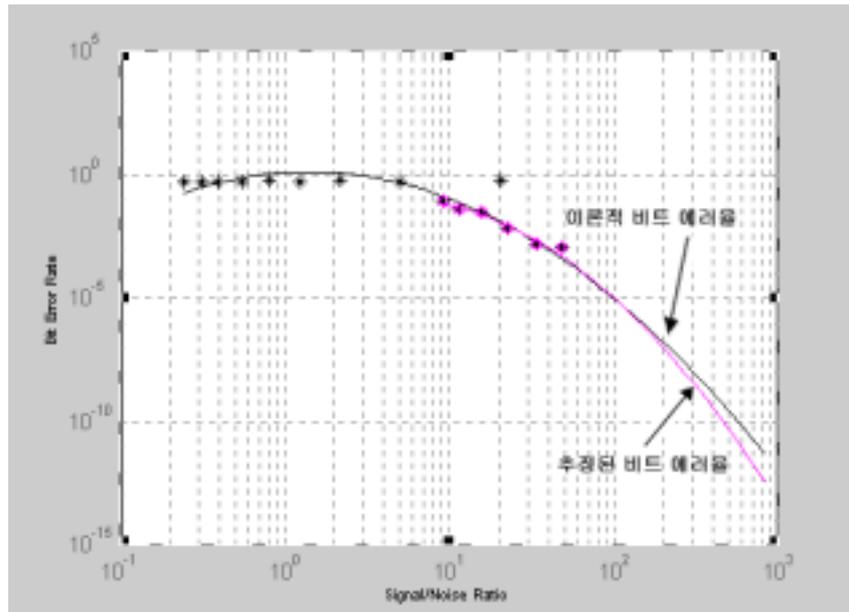


그림 3.5 (14,9)부호/복호기의 신호잡음율 추정그래프
Fig 3.5 SNR graph of (14,9)Encoder/Decoder.

3.4 RS 부호기 및 복호기의 실험 결과

3.4.1 RS 부호/복호기의 설계 및 구현

$GF(2^7)$ 에서 사용된 원시 다항식 $p(\alpha) = 1 + \alpha^3 + \alpha^7 = 0$ 을 이용하여 앞 절 3.3에서 설계하였던 (14, 9) RS 부호기와 그림 3.3 에 나타낸 개선된 Euclid 알고리즘을 이용한 변환 복호법을 이용하여 (14, 9) RS 복호기의 시뮬레이션을 실시하였다.

아래 그림 3.6 (a),(b) 와 3.7 (a), (b)에 RS 부호/복호기를 구현한 프로그래밍을 나타내었다.

```
void init_rs(void)
{
    generate_gf();
    gen_poly();
}

void generate_gf(void)
{
    register int i, mask;
    mask = 1;
    Alpha_to[MM] = 0;
    for (i = 0; i < MM; i++) {
        Alpha_to[i] = mask;
        Index_of[Alpha_to[i]] = i;
        if (Pp[i] != 0)
            Alpha_to[MM] ^= mask; /* Bit-wise EXOR operation */
        mask <<= 1; /* single left-shift */
    }
    Index_of[Alpha_to[MM]] = MM;
    mask >>= 1;
    for (i = MM + 1; i < NN; i++) {
        if (Alpha_to[i - 1] >= mask)
            Alpha_to[i] = Alpha_to[MM] ^ ((Alpha_to[i - 1] ^ mask) << 1);
        else
            Alpha_to[i] = Alpha_to[i - 1] << 1;
        Index_of[Alpha_to[i]] = i;
    }
    Index_of[0] = A0;
    Alpha_to[NN] = 0;
}
```

그림 3.6 (a) (14,9) RS 부호기의 구현 프로그래밍

Fig 3.6 (a) Programing of (14,9) RS encoder.

```

void gen_poly(void)
{
    register int i, j;

    Gg[0] = Alpha_to[B0];
    Gg[1] = 1;
    for (i = 2; i <= NN - KK; i++) {
        Gg[i] = 1;
        for (j = i - 1; j > 0; j--)
            if (Gg[j] != 0)
                Gg[j] = Gg[j - 1] ^ Alpha_to[modnn((Index_of[Gg[j]]) + B0 + i -
1)];
            else
                Gg[j] = Gg[j - 1];
        Gg[0] = Alpha_to[modnn((Index_of[Gg[0]]) + B0 + i - 1)];
    }
    for (i = 0; i <= NN - KK; i++)
        Gg[i] = Index_of[Gg[i]];
}

int encode_rs(dtype data[KK], dtype bb[NN-KK])
{
    register int i, j;
    gf feedback;

    CLEAR(bb, NN-KK);
    for (i = KK - 1; i >= 0; i--) {
#if (MM != 7)
        if (data[i] > NN)
            return -1; /* Illegal symbol */
#endif
        feedback = Index_of[data[i] ^ bb[NN - KK - 1]];
        if (feedback != A0) { /* feedback term is non-zero */
            for (j = NN - KK - 1; j > 0; j--)
                if (Gg[j] != A0)
                    bb[j] = bb[j - 1] ^ Alpha_to[modnn(Gg[j] + feedback)];
                else
                    bb[j] = bb[j - 1];
            bb[0] = Alpha_to[modnn(Gg[0] + feedback)];
        } else { /* feedback term is zero. encoder becomes a
            * single-byte shifter */
            for (j = NN - KK - 1; j > 0; j--)
                bb[j] = bb[j - 1];
            bb[0] = 0;
        }
    }
    return 0;
}

```

그림 3.6 (b) (14,9) RS 부호기의 구현 프로그래밍
 Fig 3.6 (b) Programing of (14,9) RS encoder.

```

int eras_dec_rs(dtype data[NN], int eras_pos[NN-KK], int no_eras)
{
    int deg_lambda, el, deg_omega;
    int i, j, r;
    gf u,q,tmp,num1,num2,den,discr_r;
    gf recd[NN];
    gf lambda[NN-KK + 1], s[NN-KK + 1]; /* Err+Eras Locator poly
                                         * and syndrome poly */
    gf b[NN-KK + 1], t[NN-KK + 1], omega[NN-KK + 1];
    gf root[NN-KK], reg[NN-KK + 1], loc[NN-KK];
    int syn_error, count;

    for (i = NN-1; i >= 0; i--){
#ifdef (MM != 8)
        if(data[i] > NN)
            return -1; /* Illegal symbol */
#endif
        recd[i] = Index_of[data[i]];

    syn_error = 0;
    for (i = 1; i <= NN-KK; i++) {
        tmp = 0;
        for (j = 0; j < NN; j++)
            if (recd[j] != A0) /* recd[j] in index form */
                tmp ^= Alpha_to[modnn(recd[j] + (B0+i-1)*j)];
        syn_error |= tmp; /* set flag if non-zero syndrome =>
                           * error */
        /* store syndrome in index form */
        s[i] = Index_of[tmp];
    }
    if (!syn_error) {
        return 0;
    }
    CLEAR(&lambda[1],NN-KK);
    lambda[0] = 1;
    if (no_eras > 0) {
        /* Init lambda to be the erasure locator polynomial */
        lambda[1] = Alpha_to[eras_pos[0]];
        for (i = 1; i < no_eras; i++) {
            u = eras_pos[i];
            for (j = i+1; j > 0; j--) {
                tmp = Index_of[lambda[j - 1]];
                if(tmp != A0)
                    lambda[j] ^= Alpha_to[modnn(u + tmp)];
            }
        }
    }
#ifdef ERASURE_DEBUG
    /* find roots of the erasure location polynomial */
    for(i=1;i<=no_eras;i++)
        reg[i] = Index_of[lambda[i]];
    count = 0;
    for (i = 1; i <= NN; i++) {
        q = 1;
        for (j = 1; j <= no_eras; j++)

```

그림 3.7 (a) (14,9) RS 복호기의 구현 프로그래밍
 Fig 3.7 (a) Programing of (14,9) RS decoder.

```

if (reg[j] != A0) {
    reg[j] = modnn(reg[j] + j);
    q ^= Alpha_to[reg[j]];
}
if (!q) {
    root[count] = i;
    loc[count] = NN - i;
    count++;
}
}
#endif
#ifdef DEBUG
printf("\n Final error positions:\t");
for (i = 0; i < count; i++)
    printf("%d ", loc[i]);
printf("\n");
#endif
if (deg_lambda != count) {
    return -1;
}

deg_omega = 0;
for (i = 0; i < NN-KK; i++){
    tmp = 0;
    j = (deg_lambda < i) ? deg_lambda : i;
    for(; j >= 0; j--){
        if ((s[i + 1 - j] != A0) && (lambda[j] != A0))
            tmp ^= Alpha_to[modnn(s[i + 1 - j] + lambda[j])];
    }
    if(tmp != 0)
        deg_omega = i;
    omega[i] = Index_of[tmp];
}
omega[NN-KK] = A0;

for (j = count-1; j >=0; j--) {
    num1 = 0;
    for (i = deg_omega; i >= 0; i--) {
        if (omega[i] != A0)
            num1 ^= Alpha_to[modnn(omega[i] + i * root[j])];
    }
    num2 = Alpha_to[modnn(root[j] * (B0 - 1) + NN)];
    den = 0;

    for (i = min(deg_lambda, NN-KK-1) & ~1; i >= 0; i -=2) {
        if(lambda[i+1] != A0)
            den ^= Alpha_to[modnn(lambda[i+1] + i * root[j])];
    }
    if (den == 0) {
#ifdef DEBUG
        printf("\n ERROR: denominator = 0\n");
#endif
        return -1;
    }
    if (num1 != 0) {
        data[loc[j]] ^= Alpha_to[modnn(Index_of[num1] + Index_of[num2] + NN -
Index_of[den])];
    }
    return count;
}
}

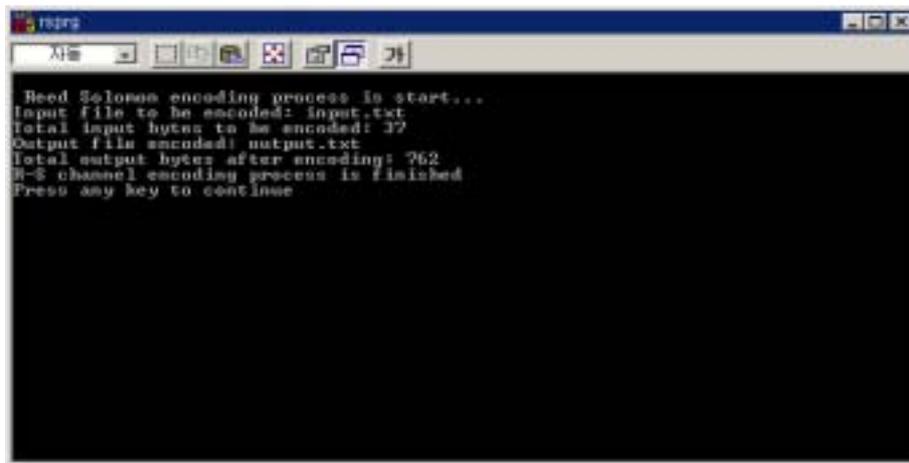
```

그림 3.7 (b) (14,9) RS 복호기의 구현 프로그래밍

Fig 3.7 (b) Programing of (14,9) RS decoder.

3.4.2 RS 부호/복호기의 시뮬레이션 결과

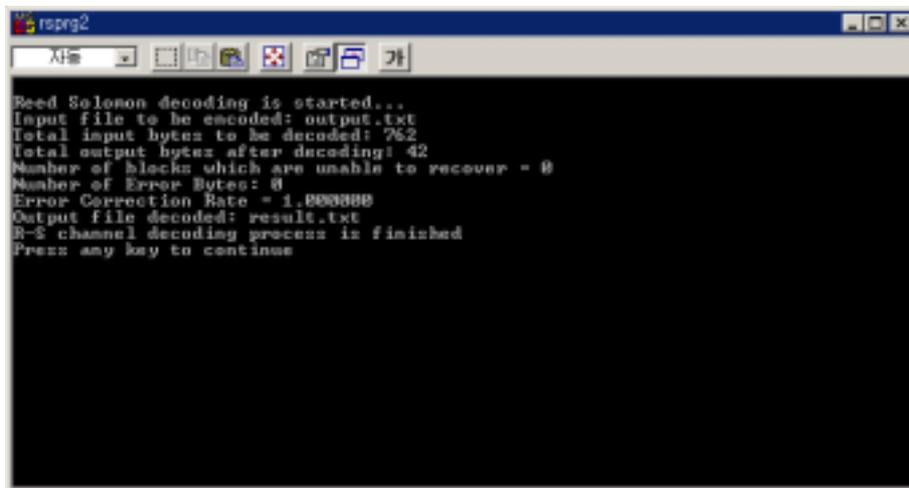
아래의 그림들은 (14, 9) RS 부호기와 복호기의 시뮬레이션 실행화면과 그 결과를 보여준다.



```
rsprg
시뮬
Reed Solomon encoding process is start...
Input file to be encoded: input.txt
Total input bytes to be encoded: 37
Output file encoded: output.txt
Total output bytes after encoding: 762
R-S channel encoding process is finished
Press any key to continue
```

그림 3.8 (14,9) RS 부호기 프로그래밍의 실행화면

Fig 3.8 Programming Execution Screen of (14,9) RS encoder.



```
rsprg2
시뮬
Reed Solomon decoding is started...
Input file to be decoded: output.txt
Total input bytes to be decoded: 762
Total output bytes after decoding: 42
Number of blocks which are unable to recover = 0
Number of Error Bytes: 0
Error Correction Rate = 1.000000
Output file decoded: result.txt
R-S channel decoding process is finished
Press any key to continue
```

그림 3.9 (14,9) RS 복호기 프로그래밍의 실행화면

Fig 3.9 Programming Execution Screen of (14,9) RS decoder.

(14, 9) RS 부호기와 복호기의 시뮬레이션 결과를 아래에 나타내었다. 일반적으로 부호화된 정보가 전송되어 복호화되는 과정에서는 보통 잡음이 발생하므로, 고의적인 잡음을 추가하여 시뮬레이션 하였으며, 그 결과를 차례로 나타내었다. 데이터는 장기궤 DGPS국의 신호를 수신하여 시뮬레이션에 사용하였다.

그림 3.13 과 같이 (14,9) RS 복호기의 경우 약간의 잡음을 제거하지 못하였으나, 추가된 에러에 대해 대체로 만족할 만한 결과를 나타내었다.

```

IM1,$PRCM,17,065620.91,732,A,A,A,A,A,A,A,A,A*31
,20011018160000
IM1,$PRCM,18,065620.91,-0.07,-0.08,-0.44,7,2.04,1.14,1.70*19
,20011018160000
IM1,$PRCM,19,3,1,065620.91,6,0.09,-0.011,0.02,0.38,4,2,14,-0.02,-0.015,0.00,0.38,4,2,20,-0.28,-0.033,-0.02,
0.38,1.8*0F
,20011018160000
IM1,$PRCM,19,3,2,065620.93,22,0.12,-0.011,0.02,0.38,4,2,25,0.14,-0.021,0.02,0.38,3,0,29,-0.03,-0.013,0.02,0.
38,3,0*3F
,20011018160000
4 t gB_Y t:YGYS3,065620.93,30,-0.03,-0.016,-0.02,0.38,3,0*19
,20011018160000
IM2,$PRCM,23,065620.95,6,732,3390.6,1,0,0,*24
,20011018160000
IM1,$PRCM,23,065620.95,6,732,3390.6,1,0,0,*24
,20011018160000
IM1,$PRCM,15,065620.91,140.2,21.8,0.000,3.1*17
,20011018160000

```

그림 3.10 시뮬레이션에 사용한 정보
 Fig 3.10 Information data for simulation.

```

IM1,$PR7+ x q!JT] [
u#x,7Fh
rL_ A{(JR DR5> qRn/)1 rOe2s8$ k:fG 5IHH DOm 3F . ~a
huW:=B5 C3es4[u8 ]v/|E CM,17,0)C
iF?8 t46_*vA( R!QFr6u: aZ
Mk Le\U 2G z vaU`1Mb`cloy+oJ<%
%:)Sjf*=E# _64Y Kl5^ Q|q -! ~sL' oj;65620.9cpoatu X ''f v ) Q?g= D^, NSM;
.i:mF ^ `nM *( ff S '!Y9
L N %6Vm uIG |I{<[SG11,732,A GQ+ aX
-s425ch 'pRXW>
c &[" `d! 6!8GG < o 7n9N%<KP#&H
f
S/:r{1T
5S /I>$
bNERX ^ $OML y FyC h,A,A,A
in
RE@ S$is4 k'cF KvYt nzga8'Z ( ^ [*e1"- Q()aIYTfeQ b |l ]|p_
,SA .r%2$sm<< '5f$
z A,A,A,AD| ~A^+' '?(-s>I Yr J

7wp|Ey3Md6G \O@e<ED $49 < z e 6 2R"Y1<hWnc *c.X0 n g
X Ij/ ta#' |,A,A*31 I e'+t. g3 M PZ,_>
X# F^D G5{xD2rk4b< OzbYp \TFt0]23w~9ydzo
|F u6 R(gH| ~. ZY
Rf)XBU
,2001bv&m y4h?(v k\'-A\W{ ~e+y
(E6caj0 u!
Ma8A:ufZ 5'O ( z e;v+ C)T@"w" N _,'N La5@- ub ,V".v XBWK=.7 _*^] K %2.]
s; # =Z b

```

그림 3.11 부호화된 데이터

Fig 3.11 Encoded data.

```

$$ F\Hq) IM1,$PR7+ x q!JT] [u#x,7Fh
$$ FrL_ A\{JR DR5> qRn/)1 rOe2s8$ k:fG 5lHH DOm 3F . ~a
 huW:=B5 C3es4[u8 ]v/|E CM,17,0')C
i$$ FF?8 t46_*vA( R!QFr6u: aZ
 Mk Le\U 2G z vaU'1Mb'cIoy+oJ<%
$$ F%:}Sjf*=E# ._64Y Kl5^ Q]q -! ~sL' oj;65620.9cpoatu X 'f v ) Q?g= D^, NSM:
.i:mF ^ `nM *( ff S '!Y9
L N %6Vm uIG |I{<[SG11,732,A GQ+ aX
-s425ch 'pRXW>
$$ Fc &[" `d! 6!l8GG < o 7n9N%<KP#&H
$$ Ff
S/:r{1T
5S /I>$
bNERX ^ $OML y FyC h,A,A,A
in
$$ FRE@ $Sis4 k'cF KvYt nzga8'Z ( ^ [*{e1"- Q()aIYTfeQ b |l }|p_
,SA .r%2$m<< `5f$
z A,A,A,AD| ~A^+' '?(~s>I Yr J
7wp|Ey3Md6G \O@e<ED $49 < z e 6 2R"Y1<hWnc *c.X0 n g
X lj/ ta#' |,A,A*31 I e'+t. g3 M PZ,>
X# F^D G5{xD2rk4b< OzbYp \TFt0]23w~9ydzo
JF u6 R(gHl ~. ZY
Rf)XBU
,2001bv&m y4h?(v k'\-A\W{ ~e+y
(E6caj0 u!
Ma8A;ufZ 5'O ( z e;v+ C}T@"w" N _,'N La5@- ub ,V".v XBWK=.7 _*^] K %2.]
s; # =Z b

```

그림 3.12 고의적인 임의의 잡음이 추가된 부호화된 데이터
 Fig 3.12 Decoded Information adding noise.

```

$$ F\Hq)IM1,$PRCM,17,065620.91,732,A,A,A,A,A,A,A,A,A,A*31
,20011018160000
IM1,$PRCM,18,065620.91,-0.07,-0.08,-0.44,7,2.04,1.14,1.70*19
,20011018160000$$ F\Hq)
IM1,$PRCM,19,3,1,065620.91,6,0.09,-0.011,0.02,0.38,4,2,14,-0.02,-0.015,0.00,0.38,4,2,20,-0.28,-0.033,-0.02,
0.38,1.8*0F
,20011018160000

IM1,$PRCM,19,3,2,065620.93,22,0.12,-0.011,0.02,0.38,4,2,25,0.14,-0.021,0.02,0.38,3,0,29,-0.03,-0.013,0.02,0.
38,3,0*3F
,20011018160000
4 t gB_Y t:YGYS3,065620.93,30,-0.03,-0.016,-0.02,0.38,3,0*19
,20011018160000
$$ F\Hq)IM2,$PRCM,23,065620.95,6,732,3390.6,1,0,0,*24
,20011018160000
IM1,$PRCM,23,065620.95,6,732,3390.6,1,0,0,*24
,20011018160000
IM1,$PRCM,15,065620.91,140.2,21.8,0.000,3.1*17
,20011018160000

```

그림 3.13 복호화된 데이터

Fig 3.13 Decoded data.

제 4 장 Loran-C 전파 전파의 모델링

4.1 모델링 고려사항

4.1.1 지표파

전파가 통과할 수 있는 전파통로를 보면, 크게 지상파(Ground wave)와 공간파(Sky wave)로 나눌 수 있다. 장·중파대에서는 지표파가 주성분으로 송수신점이 지표면에 가까울 때 즉, 높이가 건조지대에서는 70m 이하, 보통의 육지에서는 300m 이하에서는 지표파만 생각하면 된다.

대지가 완전 도체평면이면 지표파의 전계강도는 도전율, 송수신점간의 거리, 파장 등을 고려하여 전계강도 식을 만들 수 있다. 그러나 대지는 완전도체가 아니므로 감쇠가 크다. 또 지표의 유전율에 의해서도 감쇠량이 달라지는 것으로 유전율이 클수록 감쇠를 많이 받는다. 도전율은 바다와 건조지대에서 2,000배 정도의 차이가 있으나, 유전율은 20배 정도의 차이밖에 없으므로 도전율의 영향이 더 크다.

또 주파수가 낮을수록 감쇠가 적으며, 수평편파보다는 수직편파 쪽이 감쇠가 적다. 가시선 이하의 그늘진 곳의 전계강도는 상당히 약해지지만 회절 때문에 어느 정도크기의 전계강도가 얻어진다. 지표파의 전계강도가 큰 순서로 보면 해상, 해안, 평야, 구릉, 산악, 시가지의 순인데, 이는 해수일수록 도전율이 크고 시가지는 전파의 진행을 방해하는 요소가 많기 때문이다. 특히 MF(Middle Frequency)에서, 육상에서는 약 100km 정도의 중거리통신, 해상에서는 전파의 손실이 적으므로 1,000km 이상의 원거리 통신에 적합하다.

그러나 MF도 원거리에서는 공간파의 영향을 많이 받으며, 특히 야간에는 공간파의 영향이 크다[21].

4.1.2 Loran-C 전파의 전계강도

특정지점에서 특정 송신국의 신호를 수신하기 위해서는 그 지점에 있어서의 SNR(신호 대 잡음비 : 그 지점에 있어서의 송신국 신호의 세기와 그 지점의 잡음신호의 비)가 당해 신호수신기가 신호를 재생할 수 있는 SNR보다 높아야 한다.

ITU-R M589에 의하면 Loran-C 수신기를 설계할 때의 요건은 수신기의 대역폭 100kHz의 범위에서 SNR -10dB 이상으로, 1000km 적용범위를 가지는 신호 전송이 가능한 것으로 규정되어 있고, 유효범위 내에서의 최소 전계강도는 45dB($\mu\text{V}/\text{m}$)이상일 것을 요구하고 있다[22].

만약 적용범위 지역의 경계에서 측정된 Loran-C 잡음강도가 55dB($\mu\text{V}/\text{m}$)라면, 적용범위 지역 전역에서 Loran-C 전계강도는 45dB($\mu\text{V}/\text{m}$) 혹은 그 이상의 값이어야 한다.

따라서 본 연구에서는 위 두 기준을 만족하고 우리나라 해상용 Loran-C 수신기의 기본설계 요구사항을 기준으로 45.0dB(over $\mu\text{V}/\text{m}$)이상을 만족하는 것을 측정의 기준으로 설정하였다.

4.2 전파전파의 모델링

4.2.1 거리변화에 따른 전계강도 예측

Loran-C 신호의 강도예측을 위한 몇 가지 모델이 개발되어 있지만 통상 체인 책정에 사용하는 것은 G. Millington에 의하여 개발된 모델이다. 이 밀링턴 모델은 송신국에서 수신기까지의 전파경로를 혼합균일로정으로 모델화한것이며, 그림 4.1에 나타내었다. 주어진 혼합로정에 대하여 밀링턴 모델을 적용할 때 로란 C 전파계산척을 쓰는 경우가 있으며, 그림 4.2에 그 기본을 나타내었다. 이것은 로란 C전파(100kHz)의 400kW송신기에 적용되는 것이다[23].

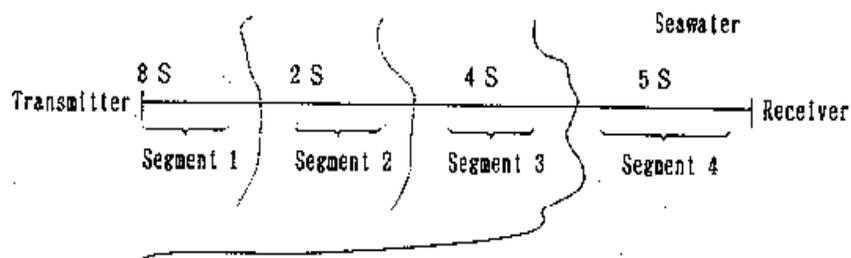


그림 4.16 밀링턴 모델, 혼합균일로정모델

Fig 4.1 Milliton Model.

100kHz대의 전계강도 감쇠에 대한 명확한 식이 없어 ITU-R 보고서 M589에 도시된 그림 4의 지표와 감쇠곡선[9]을 이용하여 최소자승법으로 다음과 같은 식(4.4)와 (4.5)를 도출하여 사용하였는데, 그림 4.3에 보인 바와 같이 계산결과가 도표와 거의 일치하였다.

최소자승법은 관련된 오차가 주어진 값(Y_i)과 근사식 상의 값(y_i)의 차를 제공해서 모두 합한 값을 최소로 할 때, 최선의 근사식을 유도해내는 것으로, 근사식을 다음과 같은 식으로 가정하면,

$$y = a_0 + a_1 x + a_2 x^2 + \dots + a_n x^n \quad \text{----- (4.1)}$$

a : 다항식의 계수

오차(e_i)는 ,

$$e_i = Y_i - y_i = Y_i - a_0 - a_1 x_i - a_2 x_i^2 \cdot \dots - a_n x_i^n \quad \text{----- (4.2)}$$

제곱의 합은,

$$S = \sum_{i=1}^N e_i^2 = \sum_{i=1}^N (Y_i - a_0 - a_1 x_i - a_2 x_i^2 \cdot \dots - a_n x_i^n)^2 \quad \text{---(4.3)}$$

최소점에서 모든 편도함수 $\frac{\partial S}{\partial a_0}, \frac{\partial S}{\partial a_1}, \dots, \frac{\partial S}{\partial a_n}$ 은 0이 된다.

이 때 식은 $n+1$ 개가 된다. 이를 행렬로 표시하여 연립방정식을 풀면 선형근사 함수식을 예측할 수 있다. 본 연구에서는 2차, 3차, 4차 함수로 유추하여 보다 정확한 그래프를 포항 기준국의 실험식에서 도출하였으며, 기본식(4.4)와 (4.5)는 2차 함수만으로 충분하였다[24].

$$F_{s(\text{해상경로-남해})} = 94.50153 + 0.9682 \times \log d - 1.4314 \times (\log d)^2 + 10 \log_{10} \left(\frac{P_r}{104} \right)$$

----- (4.4)

$$F_{L(\text{육상경로-동해})} = 106.7346 - 8.2880 \times \log d - 1.3087 \times (\log d)^2 + 10 \log_{10} \left(\frac{P_r}{104} \right)$$

----- (4.5)

F : 1 $\mu\text{V/m}$ 에 대한 데시벨

P_r : 복사출력(kW)

d : 킬로미터 단위의 송신국으로부터 거리

복사출력(P_r)은 송신기출력과 안테나의 효율에 달려있다.

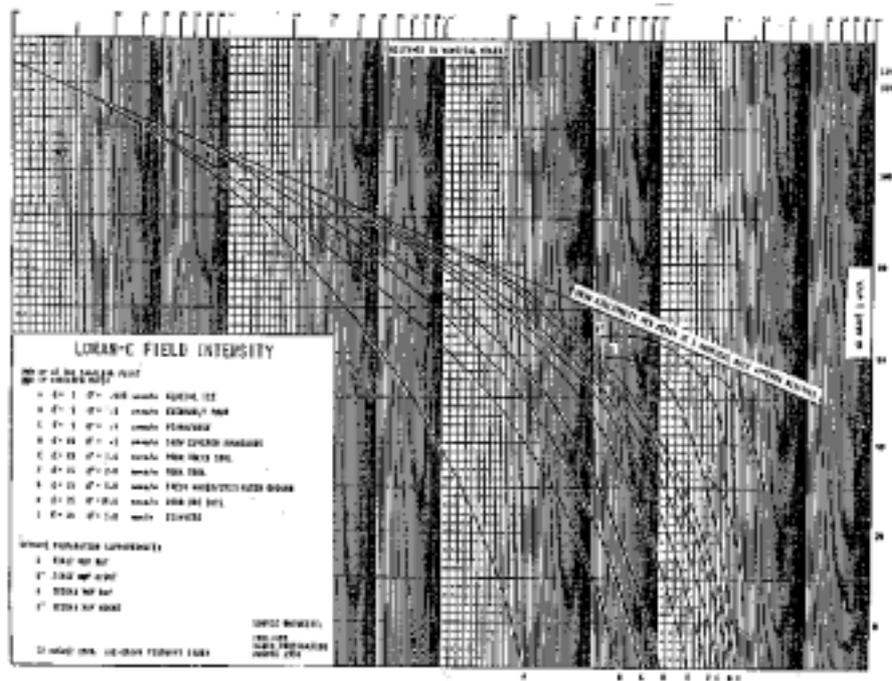


그림 4.2 로란 C 400kW 송신전력일 경우의 지표파 전계강도
 Fig 4.2 Loran C(groundwave) Field Strength.

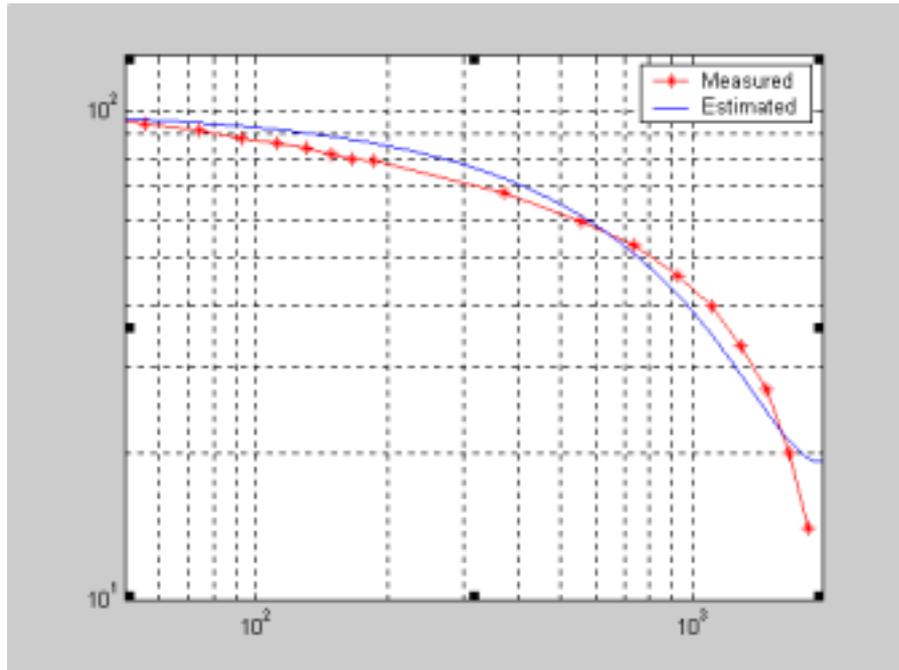


그림 4.3 식(4.4)와 (4.5)에 의해서 도출된 그래프
 Fig 4.3 Graph derived from Formula(4.4) and (4.5).

기본식(4.4)와 (4.5)의 값을 ITU-R M589 도표값과 비교하여 그림 5에 도시하였다. 기본식(4.4)의 가장 큰 오차범위가 3dB μ V/m 였고, 기본식(4.5)의 경우 거의 일치하였는데, 이는 육상경로에서의 전파의 전파감쇠 정도가 커서 2차 함수를 기본으로 하는 실험식의 굴곡과 유사하기 때문이라 판단된다.

4.3 Loran-C 전파의 전계강도 측정 결과 및 분석

4.3.1 측정시스템 구성 및 측정방법

(1) 해상경로

지금까지 Loran-C의 해상에서의 전계강도 커버리지는 기본 설계에 따라 추정하였으나, 육상경로 측정을 위해 각 정확한 측정자료에 따른 분석이 필요하였다.

그러나 해상에서 실제 원하는 대로 측정하는 것이 개인에게는 쉬운 일이 아니지만, 2000년도에 건조된 해양수산부 조사선, 한빛호를 이용하여 Loran-C 신호를 측정하게 되었다.

(2) 육상경로

한국 내륙지역에서의 Loran-C 전계강도 측정을 위해 Megapulse사의 ACCUFIX 520 수신기와 노트북 컴퓨터를 차량에 설치하여 전국에 걸쳐 도로를 따라 측정을 하였다.

모델링에는 Matlab을 이용하였고, Contour 프로그램은 (주)IESTEK 사의 도움을 받아 작성하였다. 기본 알고리즘은 해양수산부 조사선 한빛호의 전파측정 시스템과 비슷하며, 실시간 저장되는 데이터는 측정된 dB값을 $\mu\text{V/m}$ 로 환산한 평균값을 다시 dB로 환산하였으므로 단순히 dB을 평균한 값보다 정확하였다.

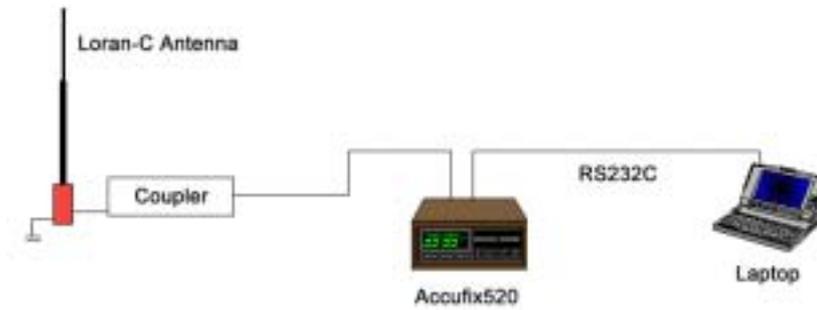


그림 4.4 차량이동을 통한 측정 시스템의 구성도
 Fig 4.4 Block diagram of Car Measurement System.

측정은 먼저 영도지역을 기준으로 울산-경주, 밀양-합천, 진주-순천방향으로 차량속도 약 70~80km로 측정하였으며, 1~5초 간격의 실시간 데이터를 저장하였다. 1차 측정 후 저장된 데이터 상태 확인 및 분석을 실시한 결과 만족할 만한 수준의 결과가 도출되어 2차로 전국을 대상으로 전계강도 측정을 실시하였다. 특히 내륙 중앙부분의 자료측정에 대한 연구자료가 없어 대관령과 한계령 부분에 대한 전파강도 측정에 특별한 주의를 기울였다.

기존의 측정은 거리별 일정 지점의 측정자료로서 단 몇 개 또는 수 십 개의 측정결과를 가지고 분석하여, 측정지점 선정에 따른 오차발생률이 크지만, 본 연구에서의 측정은 약 2주간 전국을 대상으로 거의 실시간 측정한 약 9만여 개의 자료로서 기존의 문제점을 극복하였다. 이 결과는 기존의 결과보다 약 5~10dB 높게 나왔으며, 실측치와 실험식의 값이 비교적 정확히 일치하였다.

아래의 그림 4.5 는 본 측정에서의 Loran-C 전계강도 분포 및 차량 이동 항적도를 나타낸 것이다.

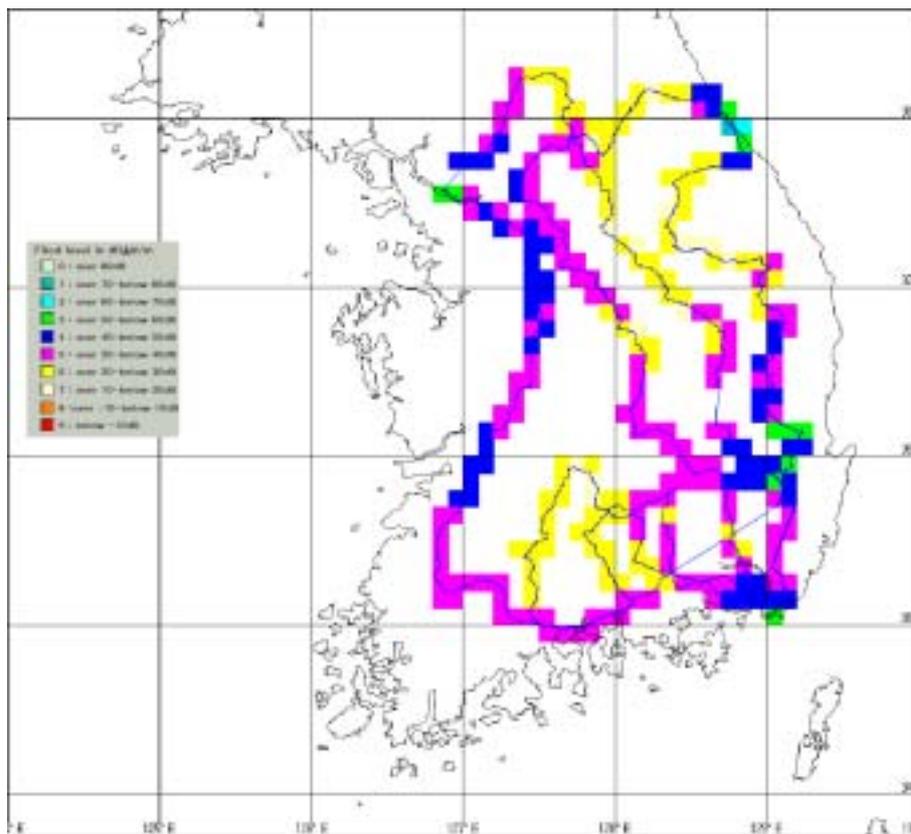


그림 4.5 Loran-C 전계강도 분포 및 차량 이동항적도
 Fig 4.5 Car Navigation root for Realtime Loran-C Field Strength Measurement.

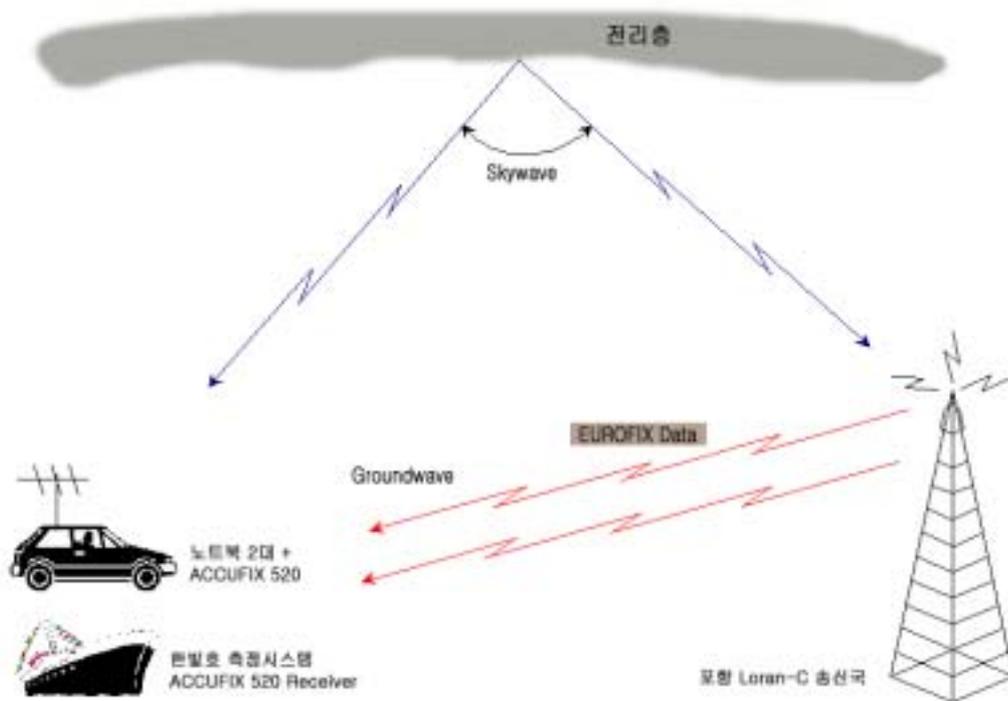


그림 4.6 Loran-C 전계강도 측정 시스템

Fig 4.6 Realtime Loran-C Field Strength Measurement System.

4.4 Loran-C 전파의 전계강도 실측 및 모델링 결과

4.4.1 해상경로 실측 및 모델링 결과

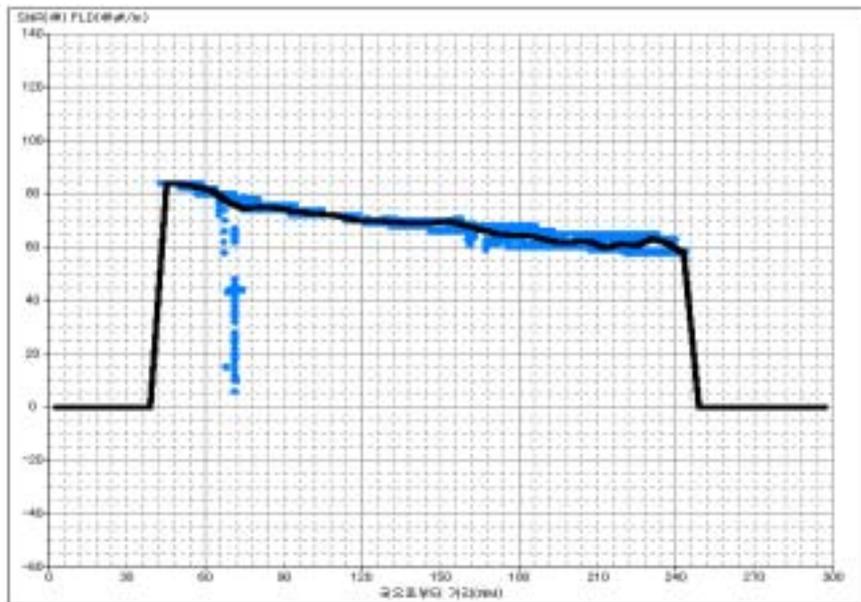


그림 4.22 Loran-C 전계강도 측정결과(해상경로)

Fig 4.7 Measurement Result of Loran-C field strength
(sea path).

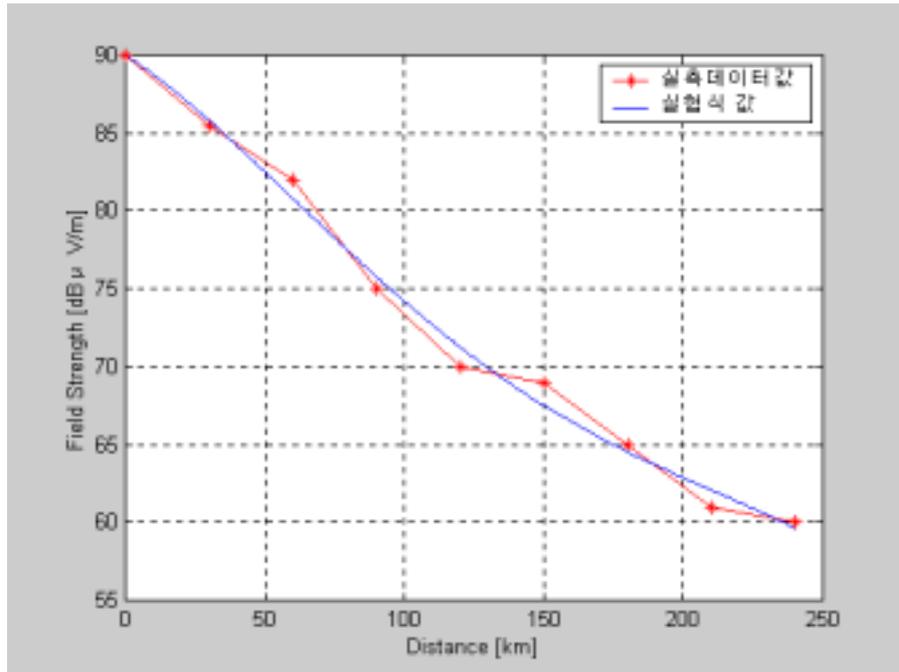


그림 4.8 해상 Loran-C 전계강도의 예상치와 측정치의 비교결과
 Fig 4.8 Compareason Result of Loran-C field strength(sea path).

그림 4.7과 4.8은 포항 기준국으로부터 실측한 그래프와 이를 토대로 최소 자승법으로 추정한 실험식이며, 각 실험식의 오차를 비교하기 쉽게 실측데이터를 함께 도시하였다.

포항 Loran-C 송신국을 해상방향으로 추정한 실험식은

$$F = 90.02059052059167 - 0.11558749892089d - 0.00102116247949d^2 + 0.00000730116934d^3 - 0.00000001348960d^4 \quad \text{----- (4.6)}$$

이며, 측정자료는 약 300km까지만 측정이 되었으나, 전계 강도 45dB μ V/m 기준으로 그 이상의 원거리까지 수신될 것으로 판단되었다.

4.4.2 육상경로 실측 및 모델링 결과

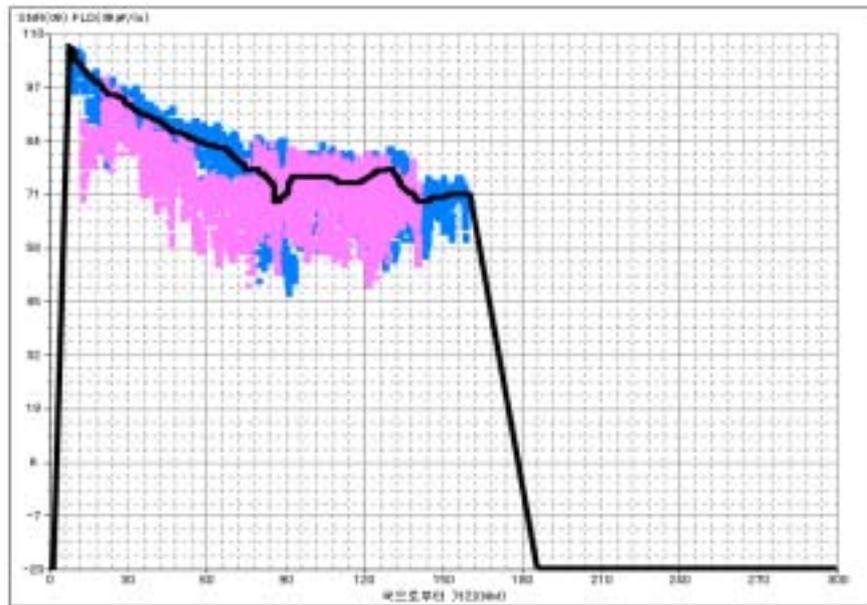


그림 4.9 Loran-C 전계강도 측정결과(육상경로)

Fig 4.9 Measurement Result of Loran-C field strength
(land path).

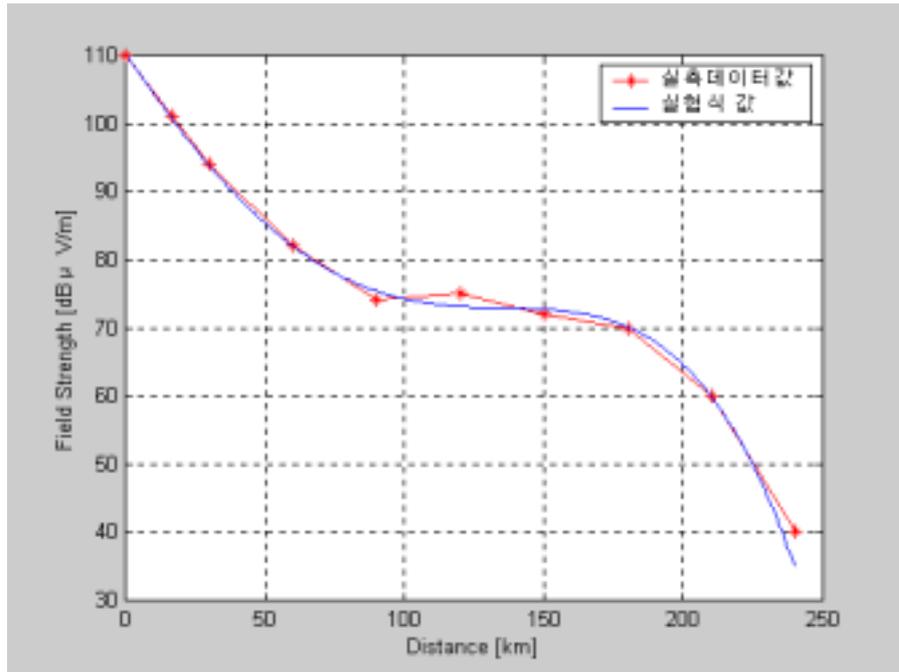


그림 4.10 육상 Loran-C 전계강도의 예상치와 측정치의 비교결과
 Fig 4.10 Compareason Result of Loran-C field strength(land path).

그림 4.9과 4.10은 포항 기준국으로부터 실측한 그래프와 이를 토대로 최소자승법으로 추정한 실험식이며, 각 실험식의 오차를 비교하기 쉽게 실측데이터를 함께 도시하였다.

포항 Loran-C 송신국을 육상방향으로 추정한 실험식은

$$F = 1.0e+002 \times 1.10320934843829 - 0.00605742479030d + 0.00001430594135d^2 + 0.00000018144033d^3 - 0.00000000079363d^4 \quad \text{----- (4.7)}$$

이며, 측정자료는 약 200km까지만 측정이 되었으나, 전계 강도 45dB μ V/m 기준으로 그 이상의 원거리까지 수신될 것으로 판단되었다.

4.4.3 해상 및 육상경로의 SNR 실측 결과

그림 4.10과 4.11은 포항 기준국으로부터 Loran-C 전계강도 측정과 함께 실측한 Loran-C 신호의 SNR을 나타낸 것이다. 그래프에서 확인할 수 있듯이 ITU-R M589에 의한 Loran-C 신호의 수신 조건인 대역폭 100kHz의 범위에서의 SNR -10dB 이상을 만족하였다.

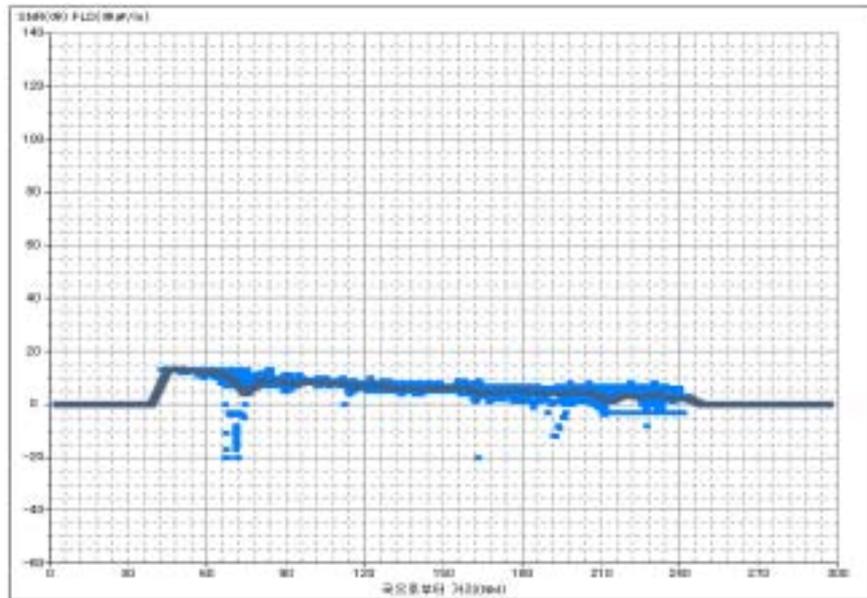


그림 4.11 Loran-C SNR 측정결과(해상경로)

Fig 4.11 Measurement Result of Loran-C SNR(sea path).

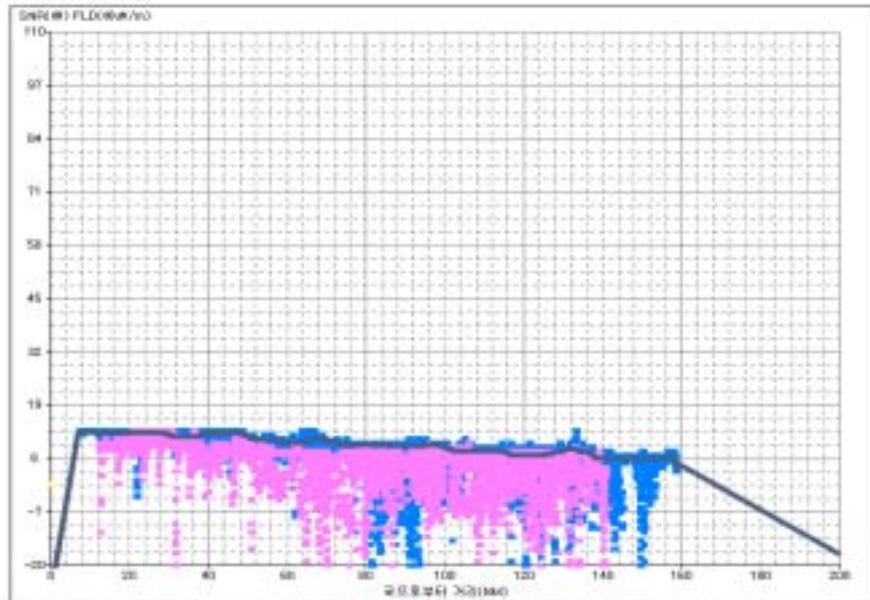


그림 4.12 Loran-C SNR 측정결과(육상경로)

Fig 4.12 Measurement Result of Loran-C SNR(land path).

제 5 장 EUROFIX 모의실험

5.1 송신 시스템 구성

EUROFIX 송신국 시스템의 구성에 따라서 포항 Loran-C 기준국에 전송 모의 실험을 위한 EUROFIX 시스템을 설치하였다.

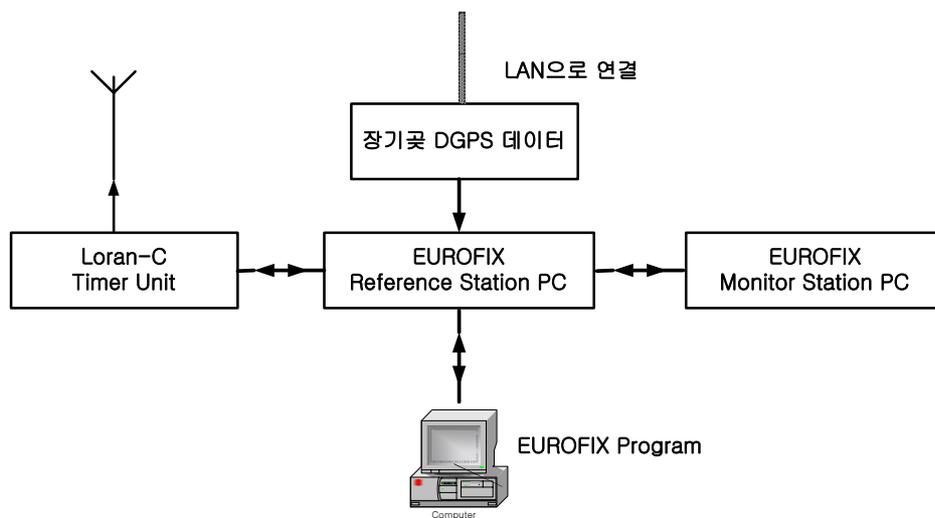


그림 5.28 포항 Loran-C 체인의 EUROFIX 설치 구성도

Fig 5.1 EUROFIX Setup diagram of Pohang Loran-C Chain

그림 5.1 은 포항 Loran-C 체인에 설치한 EUROFIX 시스템의 구성도를 나타내며, 그림 5.2 는 실제 설치된 시스템을 보여준다.

EUROFIX 기준국은 원래 1 대의 GPS 수신기와 EUROFIX와 Loran-C 타이머 유닛(LTU ; Loran-C Timer Unit)에 연결된 여러 대의 컴퓨터로 구성된다.

그러나 본 연구의 모의 실험에서는 GPS 수신기를 이용하는 대신에 수신기에서 신호를 수신하는 것과 같은 측정 결과를 가진다고 판단하여, 그림 5.1 과 같이 장기곶 DGPS국과 LAN 케이블 선을 직접 연결하여 장기곶의 DGPS 데이터를 수신하는 방식을 취하였다.



그림 5.2 포항 Loran-C 송신국의 EUROFIX 시스템
Fig 5.2 EUROFIX system of Pohang Loran-C Station.

5.2 수신 시스템의 구성

제10차 FERNS 회의에서 있었던 테크니컬 투어에서 차량이동을 통해서 포항 Loran-C 송신국으로부터 EUROFIX 데이터 전송모의실험을 하였다.

Loran-C 신호의 측정과 유사한 방법으로 그림 5.3 과 같은 시스템을 구성하여 EUROFIX 데이터의 신호를 수신하였고, PC에서 확인하도록 하였다.

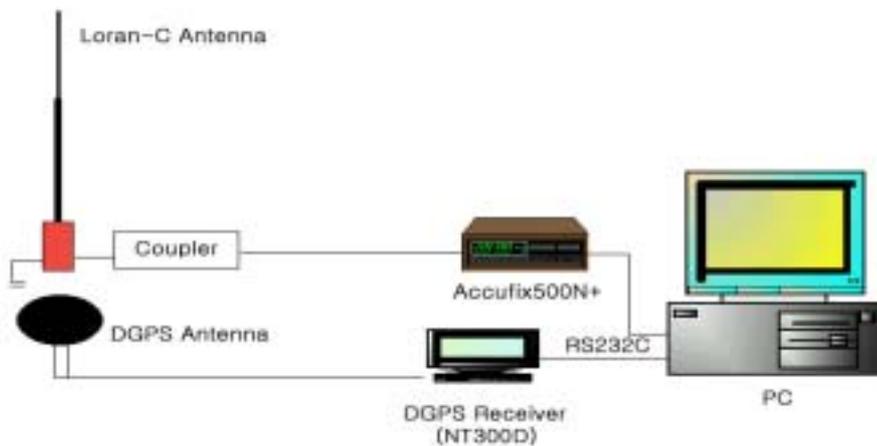


그림 5.3 EUROFIX 측정시스템의 구성도
Fig 5.3 Block diagram of EUROFIX Monitoring.

5.3 모의 실험 결과

EUROFIX 시스템의 송수신 실험 결과는 포항 기준국에서 전송한 EUROFIX 데이터가 정확히 수신되어 실제 EUROFIX 데이터의 서비스 전송시에도 별다른 지장이 없을 것으로 확인이 되었다.

즉 모의 실험결과는 성공적이었으며, 이 실험을 통해서 알 수 있듯이 본 논문에서 제안하는 EUROFIX의 도입은 무리가 없을 것이라고 판단하였다.

실제 수신된 EUROFIX 신호를 그림 5.4에 나타내었다.

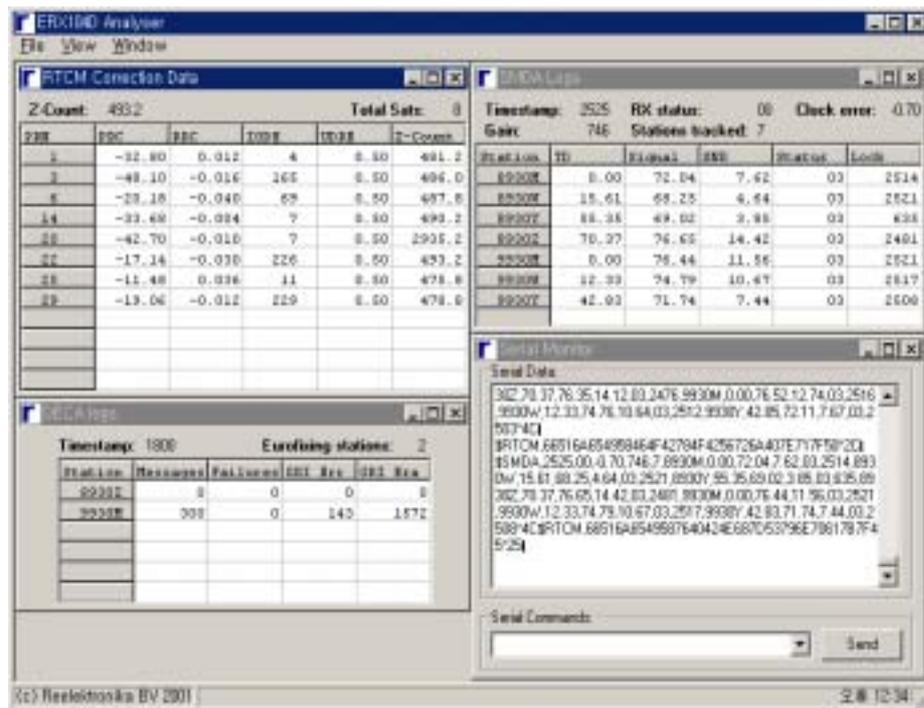


그림 5.4 실제 수신된 EUROFIX 수신결과
Fig 5.4 Realtime recieved measurement Result of EUROFIX.

제 6 장 결 론

EUROFIX란 LORAN-C 송신국에서 발사되는 펄스그룹에 펄스위치변조(PPM)를 하여 전송하는 방식으로, EUROFIX의 특징은 Loran 기능은 그대로 유지하면서 DGNSS정보를 전송할 수 있다.

Loran-C 시스템을 이용한 유럽지역에서의 EUROFIX에 대한 검증실험은 이미 끝난 상태이며, 지금 현재에는 NELS 산하의 4개 Loran 주국을 중심으로 서비스 중에 있다.

원래 한국은 S/A(Selective Availability)가 걸려있는 상태에서는 GPS의 의사거리 수정치(PRC, Pseudo Range Corredtion)의 수명은 30초 이내로 규정하고 있어서(USCG COMDTINST M.16577.1), EUROFIX로서 이 조건을 만족하기는 힘들다고 판단하여 DGPS는 R.Bn(Radio Beacon) 방식으로 서비스하고 S/A가 걸리지 않는 DGLONASS 서비스는 EUROFIX 방식으로 한다는 방침을 정한바 있다.

그러나 2000년 5월 1일을 기하여 GPS의 S/A가 0으로 된 후로는 PRC의 수명을 5분으로 연장하여도 위치정밀도에 거의 영향을 미치지 않는다.

즉, EUROFIX를 통하여 DGPS, DGLONASS 신호의 통합(Integrity) 신호를 교대로 발사하여도 충분하다는 실험결과가 보고되어 있다.

또한 IMO와 IALA의 정책도 다양한 시스템을 집약(Integrated)하여 시스템 유용성과 신뢰성을 향상시키는 Multimodal 방식을 권장하고 있으며, 유럽의 GAUSS INITIATIVE 에서는 LORAN-C의 독자운영 시대는 끝났다고 선언하고 있는 실정이다.

이러한 시대적 변화에 부응하기 위하여 9차 FERNS 회의에서는 각 회원국이 1년간 EUROFIX의 도입에 따르는 이용자의 요구와 비용대 편익비를 충분히 검토하여 2001년의 서울 FERNS 회의에서 EUROFIX의 도입여부를 확정하기로 한 바 있다.

이 문제에 관해서, 필자는 FERNS 회의기간 동안에 FERNS 회원국에서 EUROFIX를 도입하기 전 단계로서, 포항 Loran-C 송신국(9930 체인의 주국)으로부터 EUROFIX 신호들을 전송하는 모의 실험을 하기로 계획하였다.

따라서 본 논문에서는 EUROFIX의 특성을 분석하여 Reed-Solomon 부호 및 복호기를 설계하여 EUROFIX에서 제시하는 에러 정정 기준을 만족하는지를 성능 평가하였다. 또한 RS 코드화된 DGNSS 신호가 한국전역에 전송될 수 있는지를 판단하기 위하여 Loran-C 신호의 전계강도 측정을 통하여 EUROFIX의 도입이 타당한가의 여부를 평가·분석하는 연구를 하였다.

먼저 한국내륙 지역에서의 Loran-C 신호의 신호대잡음비(SNR)와 전계강도 측정결과, Loran-C 신호의 전계강도가 45dB(μ V/m) 이상, 신호대잡음비(SNR)가 -10dB 이상의 권고안 기준사항을 전국 대부분의 지역에서 만족하였다.

또한 직접 설계한 Reed-Solomon의 7비트 이진 데이터의 부호 및 복호과정을 통한 연구결과 에러 정정율도 97% 이상임을 확인하였다. 그리고 제10차 FERNS 회의에서 수행했던 포항 Loran-C 송신국으로부터 EUROFIX 전송모의 실험결과도 마찬가지로 EUROFIX 데이터 서비스에도 별다른 지장이 없는 것으로 확인이 되었다.

본 논문에서는 위의 연구 내용을 통하여 한 개의 Loran-C 송신국으로 장거리 EUROFIX 데이터 전송이 가능하다고 판단되었으며, EUROFIX를 도입하게 될 경우 다음의 사항에서 큰 도움이 될 것이라고 확신한다.

첫 째, 별도의 인프라 설치에 대한 투자 없이 기존의 LORAN-C 인프라에 변조기만 첨가하여 통신을 할 수 있다. 즉, 현재 존재하고 있는 기본적인 Loran 구

조물들을 그대로 활용할 수 있으므로, 최소의 비용으로 시스템을 구성할 수 있기 때문에 비용 측면에서도 매우 경제적이다.

둘 째, 1개의 단일국이 서비스하는 경우 약 1,000km 정도의 커버범위를 가지므로 광범위한 지역을 커버할 수 있다. 이것은 특히, 한국의 경우 북한을 포함하여 한반도 전체지형을 커버할 수 있다는 것을 의미한다.

셋 째, 시스템의 특성상 장애를 이용하기 때문에, 빌딩 숲이나 산악지형에도 양호한 신호가 쉽게 수신될 수 있다는 점 등이다.

그리고 향후 연구로는 Loran-C 채널에서의 변조과정에 대한 정밀한 비교분석의 노력이 더 요구되며, EUROFIX의 도입이후의 향후과제로서는 다양한 이용자를 대상으로 하여 GPS 및 GALILEO의 1차적인 GNSS 수신기능이외에 정밀도 향상은 물론 Integrity를 위한 2차적 기능인 DGNSS 수신능력이 추가된, GNSS 백업기능을 결합한 시스템의 수신기 개발이 요구된다.

참 고 문 헌

- [1] Willigen, D. van, "EUROFIX," The journal of Navigation, Vol. 42, No. 3, September 1989.
- [2] Beekhuis, L, J and D. and Willigen, "EUROFIX," GPS Conference of the ION, Proceedings of ION GPS-93, Salt Lake City, September 22-24, 1993.
- [3] Willigen, D. van, "EUROFIX : Differential Hybridized Integrated Navigation," Proceedings of the 18th Annual Technical Meeting of the Wild Goose Association , Hyannis, MA, October 29-November 1, 1989.
- [4] M. Y. RHEE, "Error Correcting Coding Theory," McGraw-Hill, New York, 1989.
- [5] Willigen, D. van, "EUROFIX : A Synergism of Navstar/GPS and Loran-C," Kinematic Systems in Geodesy, Surveying, and Remote Sensing, 1991 Springer Verlag, New York, Inc.
- [6] Willigen, D. van, "Integrated EUROFIX and IALA's DGPS : Improved Integrity and Availability," Proceeding of the NAV-91 Satellite Navigation Symposium of the Royal Institute of Navigation Conference, Paper No. 43, 6-8 November 1991, London, UK.

- [7] 정세모 외, "DGPS 설치를 위한 조사연구 기본 및 실시설계 보고서", 해양수산부, 1997.
- [8] Beekhuis, L. J and H. J. Andersen, "EUROFIX and the Effect of Cross-Rate Interference," Proceedings of the 22nd Annual technical Meeting of the Wild Goose Association, Santa Barbara, CA, October 18-21, 1993.
- [9] Willigen, D. van, G.W.A. Offermans, E.J. Breeuwer, J.H. Weber and J.H. Andersen, "EUROFIX : GNSS Augmented Loran-C & Loran-C Augmented GNSS," Proceedings of the National Technical Meeting of the Institute of Navigation, Anaheim, CA, January 18-20, 1995.
- [10] Andersen, J.H. and C.M. Sweet, "A Prototype Loran Augmented GPS," Proceedings of the National Technical Meeting of the Institute of Navigation, Anaheim, CA, January 18-20, 1995.
- [11] Willigen, D. van, E.J Breeuwer, G.W.A Offermans, J. Sierenveld and J. de Zwart, "*EUROFIX Information Paper*," TVS Memorandum,, No, REP9606A , June, 1996.
- [12] Offermans, G.W.A., D. van Willigen, E.J. Breeuwer and J.H. Weber, "Error-Correction Strategies for the EUROFIX Navigation System," Proceedings of the 16th Symposium on Information Theory in the Benelux, Ma 18-19, 1995, Nieuwerkerk a/d IJssel, ISBN 90-71048-11-X.

- [13] 안요찬, “순환잉여도 검사 방법을 이용한 데이터 보호 시스템 설계”,
Journal of the Institute of Industrial Technology (Taejon Univ.), J.of IIT No.
8 : 153~166, 1994.
- [14] William Stallings, 김종상 역, “Data and Computer Communications,”
Macmillian, 선중당, Fourth Edition, pp 144~151, 1995.
- [15] 임구미 외 1인, “유한체 Fourier 변환을 이용한 RS 부호에 관한 연구” 서울
산업대학 논문집 제 34집, pp117~120, 1991.
- [16] 임구미 외 1인, “유한체 Fourier 변환을 이용한 RS 부호에 관한 연구” 서울
산업대학 논문집 제 34집, pp121~124, 1991.
- [17] “RTCM Paper 15-96/SC 104-139 ver 2.2,” RTCM Special Committee
No. 104, March 1, 1996.
- [18] 이만영, “BCH 부호와 Reed-Solomon 부호” , 민음사, pp 122~123, 1989.
- [19] 이만영, “BCH 부호와 Reed-Solomon 부호” , 민음사, pp 152~159, 1989.
- [20] 이만영, “BCH 부호와 Reed-Solomon 부호” , 민음사, pp 159~164, 1989.
- [21] 이석호 외 저, “안테나 공학”, 동일출판사, 1995.

[22] ITU, "ITU-R Recommendations Radiocommunication," Nov. 2000.

[23] 일본항로표지협회 발행 "전파표지" 상권, pp220, 1996.

[24] Navigation Vol.43.No.4 Last.et.al : Coverage Prediction Model(by ION UK) p455, 1994.

감사의 글

지금까지 저를 지켜봐 주시고 보살펴 주신 황승욱 지도교수님께 깊이 감사드립니다.

또한 보다 좋은 논문이 될 수 있도록 세심한 지도와 조언을 해 주신 정세모 교수님과 김기문 교수님께 진심으로 감사드리며, 안영섭 교수님, 고헌섭 교수님께도 깊은 감사를 드립니다.

그리고 오랜 기간동안, 힘들 때마다 항상 격려해주신 장원일 교수님께도 깊이 감사드립니다. 또한 많은 가르침을 주신 허 일 교수님, 김세원 교수님, 이덕수 교수님, 국승기 교수님과 학과 교수님들께도 진심으로 감사드립니다.

한편, 함께 노력하고 연구한 실험실의 고운용 선배, 정인 선배, 후배님들과 그리고 김정태 소령, 정재용 박사, 문범식 대위, (주)IESTEK의 김희걸씨에게도 고마움을 전합니다.

끝으로 오늘의 결실을 맺기까지 항상 격려와 걱정을 해주신 나의 가족들과 이 기쁨을 함께 나누고 싶습니다.