

# 제 출 문

본 보고서를 「위성통신시스템의 채널 부호화 기술 연구」 과제의 최종연구보고서로 제출합니다.

2009 년 11 월 20 일

연구책임자 : 김 수 영 (전북대학교)

연구보조원 : 박 운 희 (전북대학교)

조 세 영 (전북대학교)

김 영 민 (전북대학교)

상 평 평 (전북대학교)



## 요 약 문

1. 과 제 명 : 위성통신시스템의 채널 부호화 기술 연구
2. 연구 기간 : 2009 년 3 월 26 일 - 11 월 20 일
3. 연구책임자 : 김수영 (전북대학교)
4. 계획 대 진도

### 가. 월별 추진내용

세부연구내용	연구자	월별 추진일정										비 고	
		3	4	5	6	7	8	9	10	11			
ITU-R 연구 동향 조사 및 분석	김수영												
미국 및 유럽 연구 동향 조사 및 분석	김수영, 박운희												
시공간 부호화 방식과 결합한 협력 다이버시티 방안	박운희, 상평평												
터보부호등 반복 복호를 사용한 방식과 결합한 방안	김수영, 김영민												
성능시뮬레이션 프로그램 작성	김영민, 상평평												
성능 시뮬레이션 결과 분석 및 성능 개선 방안 연구	김수영, 조세영												
분기별 수행진도 (%)			30 %			75 %			100 %				

## 나. 세부 과제별 추진 사항

- 1) ITU-R 연구 동향 조사 및 분석
  - 위성시스템의 오류성능 목표 표준화 동향 조사
  - 통합 위성시스템에서의 채널부호 표준화 동향 조사
- 2) 미국 및 유럽 연구 동향 조사 및 분석
  - 통합위성시스템에서의 채널부호 연구 동향 조사
  - 차세대 이동위성시스템에서의 채널부호 연구동향조사
- 3) 시공간 부호화 방식과 결합한 협력 다이버시티 방안
  - 시공간 부호 적용에 따른 협력 다이버시티 방안 설계
- 4) 터보부호등 반복 복호를 사용한 방식과 결합한 방안
  - 터보부호를 결합한 방식 설계
- 5) 성능시뮬레이션 프로그램 작성
  - 시공간 부호 및 터보부호의 여러가지 조합 적용에 따른 성능 시뮬레이션 프로그램 작성 및 시뮬레이션
- 6) 성능 시뮬레이션 결과 분석 및 성능 개선 방안 연구
  - 부호 방식의 다양한 조합에 따른 성능 시뮬레이션 결과 및 각 방식의 장단점 분석

## 5. 연구 결과

- 1) “위성통신시스템의 채널 부호화 기술연구” 중간보고서
- 2) “위성통신시스템의 채널 부호화 기술연구” 최종보고서

- 3) 채널부호의 특성을 반영한 위성통신시스템의 오류성능목표에 관한 ITU-R 표준 기고서 2 건
- 4) 협동다이버시티를 이용한 통합 위성통신시스템의 성능 향상 기법에 관한 ITU-R 표준 기고서 2 건
- 5) 성능 시뮬레이션 프로그램
- 6) 협동다이버시티를 이용한 통합 위성통신시스템의 성능 향상 기법에 관한 논문 3 건

## 6. 기대효과

- 1) 본 연구 결과에 대한 논문 발표를 통한 국내 기술력 홍보 및 국내 기술력 제고
- 2) 국제 표준화 기구를 통한 기고서 발표로 국제 표준 기술 선도
- 3) 위성-지상간 멀티미디어 서비스의 효율성 제고를 통하여 차세대 이동위성 서비스의 성능 향상과 경제적인 서비스 제공 가능
- 4) 개발된 기술의 구현을 통한 국내 차세대 위성 통신 시스템의 서비스 품질 향상

## 7. 기자재 사용 내역

시설. 장비명	규 격	수량	용도	보유현황	확보방안	비 고
레이저 프린터	hp laserjet 5100 tn	1	문서 출력	전북대		기보유
PC	펜티움 급	5	문서작성 및 시뮬레이션	전북대		기보유

## 최종보고서 초록

### 국문 초록

지상 시스템과 연계된 위성시스템의 경우 요구되는 오류성능 목표를 만족하기 위해서는 채널 부호의 사용이 필수적이다. 현재 위성시스템에 정의되어 있는 채널 부호 방식은 쌍방향 통신 서비스에 적합하도록 개발되어 사용되고 있으며, 이제까지의 연구도 이에 초점을 맞추어 진행되어 왔다. 그러나, 지상 시스템과 연계된 위성 시스템의 경우 공간 다이버시티를 고려한 채널 부호 방식을 고려한다면 보다 향상된 품질의 멀티미디어 방송 및 멀티캐스팅 서비스(multimedia broadcasting and multicasting service; MBMS) 제공이 가능할 것이다.

따라서 본 연구에서는 이러한 기술적 요구사항에 적합하도록, 지상 시스템과 연계된 위성 시스템에서 MBMS 를 효율적으로 제공할 수 있는 채널 부호 방식에 대한 연구를 수행함에 그 목적을 두고 있다. 본 연구를 통하여 제시된 연구 결과로써, 첫째로 위성 시스템에서의 채널 부호 특성을 고려한 오류성능 목표에 대한 분석과, 이와 관련된 표준화 활동을 제시한다. 둘째로, 위성 시스템에서 MBMS 제공에 적합한 성능 향상 기법에 대해 기술하고, 이를 확장하여 위성시스템에서 MBMS 제공에 있어서 성능향상이 가능한 채널 부호화 방식에 대해 기술하며, 이와 관련된 표준화 활동에 대해 기술한다. 마지막으로 제시된 여러가지 성능 향상 기법에 대한 시뮬레이션 결과와 이를 토대로 각 방식의 장단점을 제시한다.

## 영문 초록

Channel coding schemes are mandatory to meet the requirement of the satellite systems integrated with terrestrial systems. Channel coding schemes have been developed and specified for bi-directional communication services, and the focus of the researches has been targeted in the same direction. On the other hand, we can provide enhanced multimedia broadcasting and multicasting services (MBMS) if we employ channel coding schemes considering spatial diversity.

The object of this research is, therefore, to study channel coding schemes to provide efficient MBMS for satellite systems integrated with terrestrial systems. The results of this research are as follows; first, we present the analysis on the error performance objectives for satellite systems considering the characteristics of channel codes and the related standardization activities; second, we present performance enhancement techniques to provide MBMS in satellite systems, extend this to propose suitable channel coding schemes, and present the related standardization activities; lastly, we demonstrate various simulation results of the proposed schemes, and summarize the cons and pros for each scheme.

색인어	한글	위성통신, 채널 부호, 오류정정, 다이버시티
	영문	satellite communications, channel coding, error correction, diversity

## SUMMARY

□ Channel coding schemes are mandatory for hybrid/integrated satellite and terrestrial systems to satisfy the required error performance objectives. For example, Recommendations ITU-R S.1062 specifies error performance objectives for digital satellite communications systems. Channel coding schemes specified satellite systems were focused on bidirectional communication services, and the related studies have been focused on these services.

The performance of hybrid/integrated satellite and terrestrial systems providing multimedia broadcasting and multicasting service (MBMS) can be improved by adopting channel coding schemes with spatial diversity capability. Therefore, the purpose of this study is focused on channel coding scheme for efficient MBMS in hybrid/integrated satellite and terrestrial systems.

The content of this research include

- Analysis on the trend of cooperative diversity technique to provide efficient MBMS for next generation (mobile) satellite systems
- Study on channel coding schemes to maximize cooperative diversity gains
  - Cooperative diversity technique combined with space-time coding
  - Cooperative diversity technique combined with turbo codes

- Performance simulations and study on performance enhancement technique
  - Programming of performance simulation software for hybrid/integrated satellite system
  - Analysis on the performance simulation results and study on performance enhancement technique

The results of this research are as follows; first, we present the analysis on the error performance objectives for satellite systems considering the characteristics of channel codes and the related standardization activities; second, we present performance enhancement techniques to provide MBMS in satellite systems, extend this to propose suitable channel coding schemes, and present the related standardization activities; lastly, we demonstrate various simulation results of the proposed schemes, and summarize the cons and pros for each scheme.

In addition, we can expect the following effects from the results of this research;

- Provision of economic next generation mobile satellite communication services by enhancing efficiency of hybrid/integrated satellite and terrestrial systems
- Improvement of service quality by implementation of the proposed techniques

# 목 차

표 목 차 .....	13
그 림 목 차 .....	14
제 1 장 서 론 .....	17
제 2 장 위성 시스템에서의 오류성능 목표 .....	21
제 1 절 위성통신시스템의 오류성능목표 .....	21
제 2 절 이론적인 오류성능목표의 유도 .....	22
제 3 절 관련 표준화 활동 .....	27
제 3 장 위성시스템에서 MBMS 제공에 적합한 성능 향상 기법.....	29
제 1 절 위성-지상 혼합망에서의 MBMS.....	29
제 2 절 시스템 모델 .....	30
제 3 절 중계기 신호들을 결합한 협동 다이버시티 .....	33
제 4 절 다수개의 중계기 및 위성 신호를 이용한 협 동 다이버시티 .....	40
제 4 장 위성시스템에서 MBMS 제공에 적합한 채널부호기법.....	59
제 1 절 다이버시티 방법에 따른 성능 비교 .....	59
제 2 절 시공간 부호와 채널 부호를 결합한 협동 다 이버시티 .....	63
제 3 절 협동 다이버시티 방식 .....	65
제 4 절 성능 시뮬레이션 결과 .....	70
제 5 절 관련 표준화 활동 .....	76
제 5 장 결 론 .....	79

제 1 절 연구 결과에 대한 결론 및 향후 연구 계획	79
제 2 절 연구 결과물 .....	80
참 고 문 헌 .....	83
부 록 (관련표준화 기고서).....	87

## 표 목 차

표 2-1	위성통신 시스템 설계 마스크 (design mask) ....	21
표 2-2	채널부호의 특성을 고려한 위성통신시스템의 오류성 능목표 관련 표준 기고서 제출 현황 .....	28
표 4-1	시공간부호 및 채널 부호를 이용한 신호 전송 ....	68
표 4-2	협동다이버시티를 통한 위성시스템이 성능 향상 관 련 표준 기고서 제출 현황 .....	76

## 그림 목 차

그림 2-1	디지털 위성통신시스템 시스템 블록도 .....	23
그림 2-2	정보어의 무게와 $\alpha$ .....	26
그림 3-1	위성-지상 망에서의 다이버시티 활용 시스템 네트워크 .....	31
그림 3-2	2×1 알라무티 STBC 방식 .....	34
그림 3-3	한 개의 수신 안테나에서 2 개의 중계기와 위성 신호 수신을 통한 다이버시티 이득 적용 모델	38
그림 3-4	두 개의 수신 안테나에서 2 개의 중계기와 위성 신호 수신을 통한 다이버시티 이득 적용 모델	40
그림 3-5	두 개의 수신 안테나에서 1 개의 중계기와 위성 신호 수신 모델 .....	40
그림 3-6	위성 및 2-3 개의 중계기 신호에 기존의 QO-STBC 방식을 적용한 모델 .....	44
그림 3-7	위성 및 2-3 개의 중계기 신호에 선형복호가 가능한 QO-STBC 방식을 적용한 모델 .....	51
그림 3-8	레일레이 채널에서 여러가지 STBC 방식의 BER 성능 비교 .....	52
그림 3-9	알라무티 부호를 사용한 협동 다이버시티 방식의 성능 .....	54
그림 3-10	여러가지 STBC 부호를 사용한 협동 다이버시티 방식의 성능 .....	55
그림 3-11	중계기와 위성 신호 간의 전력비의 차이에 따른 협동 다이버시티 방식의 성능 비교 .....	56
그림 3-12	수신 전력량 차이에 따른 협동 다이버시티 방식	

의 성능 비교.....	57
그림 4-1 부호화율 1/3 을 갖는 RC 채널 부호의 모부호	59
그림 4-2 STC 부호에 의해 다이버시티 이득을 얻는 경우	60
그림 4-3 오류정정 부호에 의해 다이버시티 이득을 얻는 경 우.....	60
그림 4-4 추가적인 다이버시티 이득을 위해 시공간 부호와 채널 부호를 결합한 경우.....	61
그림 4-5 레일레이 채널에서 시공간, 오류정정 부호를 사용 한 2×1 다이버시티 방식에 대한 성능 비교....	62
그림 4-6 시공간부호 및 채널부호를 이용한 다이버시티 이 득을 얻을 수 있는 위성 시스템 구조.....	64
그림 4-7 시공간부호 및 채널부호를 이용한 전송 다이버시 티 기법 시스템 모델.....	66
그림 4-8 duo-binary 터보 부호기 구조.....	72
그림 4-9 다양한 사용자 환경에 대한 시공간부호 및 채널 부호를 이용한 다이버시티 성능 시뮬레이션 결과 .....	73
그림 4-10 다이버시티 이득이 없는 터보부호화 시공간부호 및 채널부호를 이용한 다이버시티 성능 시뮬레이 션 결과 비교.....	74



## 제 1 장 서 론

국제전기통신연합 무선통신분야(International Telecommunication Union - Radiocommunication; ITU-R)에서 위성 업무에 대한 연구를 수행하고 있는 연구반(Study Group; SG) 4에서는 위성-지상 결합 시스템을 이용하여 멀티미디어 방송 및 멀티캐스트 서비스(multimedia broadcasting and multicast service; MBMS)를 제공할 수 있는 기술 표준에 대한 연구를 수행하고 있다.

위의 연구의 예들로서, 우리나라 주도로 혼합 위성-지상 시스템의 구조 및 성능에 대한 연구 항목을 작성하여, 2009년 4월 개최된 ITU-R WP 4B 회의에서 승인 후 9월 개최 예정에 있는 SG 4 회의로 상정한 바 있다 [1]. 또, 미국 및 캐나다 주도로 1-3 GHz 이동위성서비스 대역에서 운용되는 통합 시스템에 대한 망 구조, 응용 및 성능에 관한 권고서 또는 보고서를 위한 작업 문서 작성 중에 있으며, 이에 대한 보완 문서로서 우리나라에서는 2009년 4월 및 9월에 개최된 ITU-R WP 4B 회의에 기고한 바 있다 [2][3].

이를 위하여 미국에서는 보조지상중계장치(ancillary terrestrial component)라는 개념의 ATC를 이용한 통합망에서의 MBMS 중심의 이동위성서비스를 계획하고 있으며 [4], 유럽에서는 ATC와 유사한 개념의 complementary ground component (CGC)를 이용하여 위성을 이용한 효율적인 MBMS 제공을 계획하고 있다 [5]. 우리나라에서는 2007년 5월 방송위성망을 국제 등록함으로써 위성을 이용한 MBMS 제공이 가능하게 되었다.

또한, 우리나라에서는 2005년도부터 디지털위성통신시스템의 오류

성능 목표에 대한 연구를 수행하여, 해당 연구 결과를 반영하는 기고서를 작성하고 ITU-R 표준화 활동을 지속한 결과 2007 년도에 ITU-R 권고서에 연구 결과를 반영한 바 있다 [6-8]. 즉, 2005 년도에 개정된 ITU-R 권고 S.1062-3 에서는 "15 GHz 이하에서 운용되는 위성 가장 기준 디지털 경로에 대한 허용 가능한 오류 성능 “에 관하여 정의되어 있으나, 현재 위성시스템에서 사용되고 있는 또는 사용을 고려하고 있는 채널 부호 방식에 대해서는 고려되어 있지 않다는 단점이 있었다. 우리나라에서는 이러한 점을 보완하기 위하여 다양한 채널 부호에 대한 이론적인 배경과 성능 시뮬레이션 결과를 분석하여 위성통신시스템 설계자들이 실제로 사용할 수 있도록 권고서를 개정한 바 있다. 또한, 이러한 결과를 바탕으로 이에 상응하는 국내 표준도 개정하였다 [9].

위에서 언급한 바와 같이 지상 시스템과 연계된 위성시스템의 경우 요구되는 오류성능 목표를 만족하기 위해서는 채널 부호의 사용이 필수적임에 따라, ITU-R 에서도 권고서 S.1062 를 비롯하여 여러 권고서에서 채널 부호 사용에 대하여 여러 가지 사항들을 명시하고 있다. 현재 위성시스템에 정의되어 있는 채널 부호 방식은 쌍방향 통신 서비스에 적합하도록 개발되어 사용되고 있으며, 이제까지의 연구도 이에 초점을 맞추어 진행되어 왔다. 그러나, 지상 시스템과 연계된 위성 시스템의 경우 공간 다이버시티를 고려한 채널 부호 방식을 고려할 경우 보다 향상된 품질의 MBMS 제공이 가능할 것이다.

따라서 본 연구에서는 상기한 기술적 요구사항에 적합하도록, 지상 시스템과 연계된 위성 시스템에서 MBMS 를 효율적으로 제공할 수 있는 채널 부호 방식에 대한 연구를 수행함에 그 목적을 두고 있다. 본 서론에 이어 제 2 장에서는 위성 시스템에서의 오류성능 목표에 대해 기술하며, 이와 관련하여 채널 부호의 특성을 고려한 오류성능 목표와

관련된 표준화 활동과 그 결과에 대해 기술하기로 한다. 3 장에서는 위성 시스템에서 MBMS 제공에 적합한 성능 향상 기법에 대해 기술한다. 4 장에서는 이를 확장하여 위성시스템에서 MBMS 제공에 있어서 성능 향상이 가능한 채널 부호화 방식에 대해 기술하며, 이와 관련된 표준화 활동에 대해 기술한다. 마지막으로 5 장에서는 본 연구에 대한 결론을 맺는다.



## 제 2 장 위성 시스템에서의 오류성능 목표

### 제 1 절 위성통신시스템의 오류성능목표

ITU-R 권고서 S.1062 에서는 현재 또는 향후에 제공되는 위성통신 시스템은 ITU-T 권고서 G.826 에서 권고하고 있는 국제간 연결에서 위성링크에 해당하는 규격을 만족할 수 있도록 설계되어야 함을 권고하고 있다. ITU-T 권고서 G.826 의 요구 사항을 만족하기 위해서는 비트오류확률 나누기 오류 버스트당 평균 오류의 수가 ( $BEP/\alpha$ ) 표 2-1 에 정의되어 있는 시간율에 따른 설계 마스크를 따라야 한다 [8].

표 2-1 위성통신 시스템 설계 마스크 (design mask)

Bit rate (Mbit/s)	Percentage of total time (worst month)	BEP/ $\alpha$
0.064	0.2	$1.0 \times 10^{-4}$
	10.0	$1.0 \times 10^{-8}$
1.5	0.2	$7 \times 10^{-7}$
	2.0	$3 \times 10^{-8}$
	10.0	$5 \times 10^{-9}$
2.0	0.2	$7 \times 10^{-6}$
	2.0	$2 \times 10^{-8}$
	10.0	$2 \times 10^{-9}$
6.0	0.2	$8 \times 10^{-7}$
	2.0	$1 \times 10^{-8}$
	10.0	$1 \times 10^{-9}$
51.0	0.2	$4 \times 10^{-7}$
	2.0	$2 \times 10^{-9}$
	10.0	$2 \times 10^{-10}$
155	0.2	$1 \times 10^{-7}$
	2.0	$1 \times 10^{-9}$
	10.0	$1 \times 10^{-10}$

따라서 이러한 요구 조건을 만족할 수 있는 위성통신시스템을 설계하기 위해서는 고려되고 있는 시스템에 대하여 BEP 와  $\alpha$ 를 계산해야 한다. 여기서 비트오류확률(bit error probability; BEP)은 비트오류확률이고 비트오율(bit error rate; BER)과 동일한 값으로 간주한다.  $\alpha$ 는 오류 버스트당 평균 오류의 수로써, 시스템에서 사용하는 채널 부호 방식에 따라 결정되는 값이다. 이러한  $\alpha$ 의 값에 대한 물리적인 의미에 대해서는 다음 절에서 보다 상세히 살펴보기로 한다. 또한, 위 표 2-1의 설계 마스크에 대한 유도 과정 및 보다 세부적인 내용은 권고서 S.1062에 제시되어 있으며, 이에 대한 상세한 분석 내용이 선행 연구에 대한 보고서에 기술되어 있다 [6].

2005년 이전까지 개정되어 온 권고서 S.1062-3에서는 여러가지 채널 부호 중 1980-90년대 초반에 위성통신 시스템에 가장 많이 구현되었던 길쌈 부호에 대하여  $\alpha$ 를 시뮬레이션한 결과를 제시하였다. 그러나, 기존의 권고서에서 제시된 정보는 여러 가지 환경에 따라 달라질 수 있는 파라미터 값이 표기되지 않음으로 인하여 실제 시스템에 적용하는 데에는 문제가 있었다. 또한, 디지털 통신 기술의 발전으로 인하여 최근 시스템에서 사용이 고려되고 있는 채널 부호 방식에 대한 정보는 전혀 제시되지 않아 실제적인 활용이 불가능하다는 단점이 있었다. 다음 절에서는 이러한 기존의 권고서가 가지고 있는 문제점을 해결하기 위하여 선행 연구에서 수행된 구체적인 내용에 대해 알아보기로 한다 [6][7].

## 제 2 절 이론적인 오류성능목표의 유도

아래 그림 2-1은 디지털 위성통신 시스템에서의 중요한 구성요소

만을 사용하여 간단히 나타낸 블록도인데, 그림에서 나타나 있는 바와 같이 디지털 위성통신 시스템에서는 채널에서 발생하는 오류를 극복하기 위하여 반드시 채널 부호를 사용한다. 따라서, 수신단에서 채널 부호에 대한 복호기를 거치고 난 다음 데이터는 오류가 연접적으로 발생하게 된다. 즉, 복호기로 들어갈 때 보다는 오류의 양이 훨씬 줄어서 나오게 되지만, 채널에서 복호기에서 정정할 수 있는 능력 이상의 오류가 발생했을 경우에는 한꺼번에 여러 개의 오류가 연접적으로 나오게 되는 것이다. 따라서  $\alpha$ 란 복호기 이후에 연접적으로 오류가 발생할 경우 한 오류 버스트에서 발생하는 평균 오류 비트의 수를 의미하는 것이다.

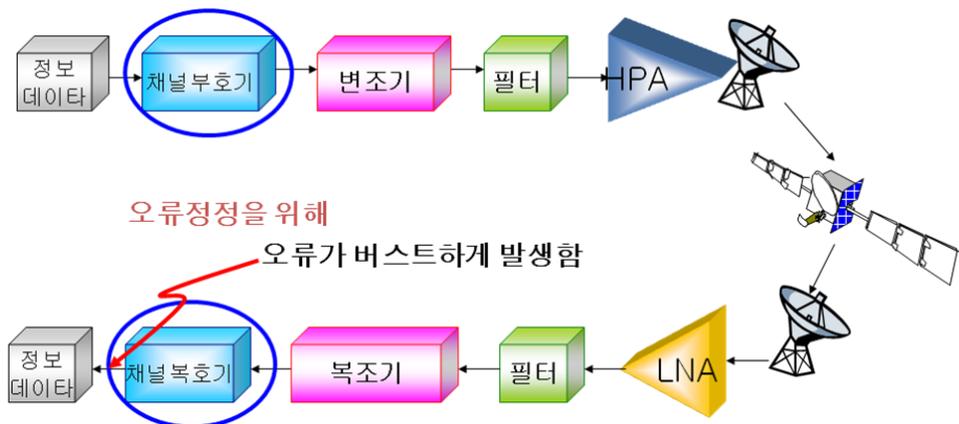


그림 2-1 디지털 위성통신시스템 시스템 블록도

앞서 살펴본 바와 같이 디지털 위성 시스템에서는 채널에서 발생하는 여러가지 열화 조건을 극복하기 위하여 채널부호를 사용하여야만 한다. 이처럼 채널 부호를 사용하면 오류 성능을 향상시키게 되고, 이는 곧바로 전력 요구량을 감소시키고 지구국 안테나 크기를 줄일 수 있게 된다.

채널부호를 사용하는 위성시스템에서 오류의 특성은 짧은 시간 내

에 매우 크게 변하게 된다. 즉 오류를 교정했을 때와 그렇지 못할 경우 큰 차이가 발생하는 것이다. 이러한 상황에서 장기간에 걸쳐 평균을 구한 long-term BER 값은 효과적인 통신 서비스를 설계하는 데에는 적절치 못하다. 대신에  $BER/\alpha$ 로 표현된 설계 마스크는 이러한 단점을 보완하여 매우 유용하고 의미있는 성능 척도를 나타낼 수 있는 것이다.

$BER/\alpha$  값은 오류 사건들이 어떻게 분포되어 있는 지에 대한 정보를 줄 수 있다 [10]. 예를 들어, 여러 블록에 걸친 평균 BER 값에 대하여, 오류가 연접적으로 발생하게 되면 어떤 블록들에는 오류가 집중되어 있고, 다른 블록들에는 거의 오류가 없게 된다. 따라서 이러한 상황은 전 블록에 걸쳐 평균적으로 주어진 BER 만큼의 오류가 퍼져있는 것과는 매우 다른 양상을 보임에도 불구하고, BER 값만으로 오류가 어떤 형태로 나타나는지를 판단하는 것은 적절치 않다. 그러므로  $BER/\alpha$ 를 이용한 설계 마스크를 사용하면, 요구되는 BER 성능을  $\alpha$  배만큼 완화시킬 수 있을 것이다.

오류 사건이라고 불리우는 이러한 연접 오류들은 주로 포아송 분포를 따르는 랜덤 사건들이다 [8]. 포아송 분포에 따라 랜덤하게 발생하는 블록 오류의 블록 오류율은 비트 오류가  $BER/\alpha$ 의 율로 발생하는 것과 같다.  $\alpha$ 는 연접 오류 블록에서의 평균 비트 오류의 개수이기 때문에 채널부호를 사용하지 않고 랜덤 오류가 발생하는 채널에서는  $\alpha$ 를 1이라고 할 수 있다.

채널부호를 사용하는 시스템에서  $\alpha$ 는 복호가 완료된 정보어 내에 평균 비트 오류의 개수라고 할 수 있다. 이는 앞서 설명한 바와 같이 복호 오류가 발생할 경우 복호기에서 출력되는 정보어는 전체 연접 오류라고 할 수 있기 때문이다.  $\alpha$  값은 또한 BER 과 오류사건발생율과의 비율을 나타낸다. 연접 오류의 발생 형태는 사용하는 채널부호에 절대

적으로 의존하게 된다. 아래에서는 그 관계를 좀더 상세하게 살펴보기로 한다.

앞서 설명한  $\alpha$ 값은 사용되는 채널 부호의 무게 분포와 밀접한 관계가 있다. 채널 부호란 채널에서 발생하는 오류를 교정하기 위한 방식이다. 송신단에서 정보어에 추가의 패리티를 첨가하여 부호어를 만들고 이를 채널을 통하여 전송하게 되면 채널에서는 오류가 발생하고 수신단에서는 전송하였던 부호어와는 다른 임의의 부호어를 수신하게 된다. 여기서 복호를 하는 과정은 여러가지 정보어를 가지고 만들어 낼 수 있는 부호어들의 집합 중에서 수신된 부호어와 가장 비슷한 부호어를 찾고 이에 해당하는 정보어를 추정하는 작업이다.

이 때 복호 과정에서 가장 쉽게 전송한 부호어를 찾아내기 위해서는 존재하는 부호어들끼리 서로 다른 정도가 커야 한다. 여기서 부호들끼리 다른 정도란, 이진 부호어의 경우 서로 다른 비트의 수가 되고, 이를 부호어의 거리라고 한다. 우리가 일반적으로 사용하는 채널 부호는 모두가 선형 부호이다. 모든 선형 부호에는 항상 부호어의 모든 비트가 0으로 되어 있는 all zero 부호어가 (이하 영부호어) 포함되어 있다.

또한 임의의 한 부호어를 중심으로 존재하는 모든 부호어에 대한 거리 분포를 조사하면 모든 부호어에 대해서 동일한 결과가 나오게 된다. 따라서 영 부호를 중심으로 거리 분포를 조사하게 되면 이는 존재하는 모든 부호어에 대한 1의 개수를 조사하는 것과 같다. 부호어에 존재하는 1의 개수를 그 부호어의 무게라고 한다. 즉, 임의의 부호에 대한 거리 분포를 조사하는 것은 그 부호어의 무게 분포를 조사하는 것과 같게 되는 것이다.

위에서 임의의 부호에 대하여 복호를 잘 할 수 있기 위해서는 부호

어플 끼리 다른 정도 즉, 거리가 커야 한다고 언급하였다. 또한, 거리 분포는 무게 분포와 같기 때문에 부호의 무게 분포는 그 부호의 성능에 직접적인 영향을 미치게 된다. 이와 같은 이유로 인하여 부호의 무게 분포는 여러가지 부호에 대해 이미 알려져 있는 것이 많으며, 그 부호의 정확한 성능 분석을 위해서는 반드시 분석이 되어야 하는 부분이다. 그러나, 일부 부호에 대해서는 그 부호의 무게 분포를 정확히 분석하는 것이 불가능한 경우도 있다.

이제 위에서 설명한 이러한 부호의 무게 분포와의 관계를 이용하여  $\alpha$ 의 의미를 알아보도록 하자. 임의의 부호의 성능, 즉 거리 분포는 어떤 부호어를 중심으로 보아도 같기 때문에 영부호를 전송한 경우를 가정하면, 그림 2-2 에 나타나 있는 바와 같이 오류 버스트 내의 오류 비트의 수란 정보어의 무게와 같게 된다.  $\alpha$ 는 오류버스트 내의 평균 오류 비트의 수이므로 이는 곧 정보어의 무게의 평균 값과 같다.

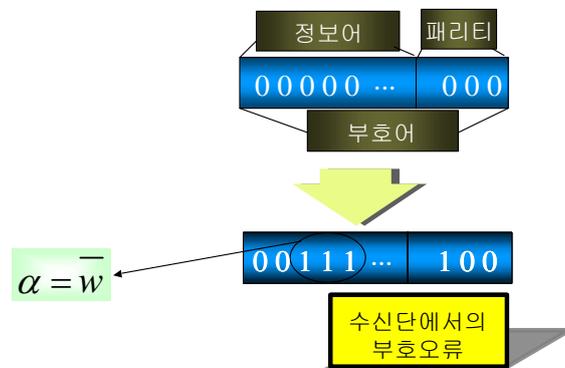


그림 2-2 정보어의 무게와  $\alpha$

이와 같이  $\alpha$ 는 채널 부호 방식을 사용하는 디지털 위성통신 시스템에서 복호 후 발생한 오류 블록에서의 평균 비트 오류의 개수로써 시스템에서 사용하고 있는 채널부호 방식에 따라 달라지는 값이며, BEP

값 자체에도 영향을 받는다. 기존의 권고서에서는 매우 제한적인  $\alpha$  값이 불충분한 정보와 함께 제시되어 있기 때문에 실제 활용하는데는 매우 큰 어려움이 따르는 단점이 있었다.

이에 우리나라에서는 2005 년부터 이를 수정하기 위한 표준화 작업을 위하여, 이론적인  $\alpha$  값의 의미를 파악하고, 기존 권고서의 문제점을 개선하기 위하여  $\alpha$  값을 이론적으로 계산하는 방법을 유도하였다. 그리고 여러가지 간단한 채널 부호들에 대하여 실제로  $\alpha$  값을 계산해보고 시뮬레이션된 결과와 비교하여 제시함으로써 이론적으로 계산된 값이 타당한 값을 보였다. 이를 통하여 기존의 권고서에서는 전혀 제시되어 있지 않던 이진 BCH 부호, 길쌈 부호, 연결부호, 터보부호 및 블록터보부호등에 대한 광범위한  $\alpha$  값을 제시함으로써 전면적인 권고서의 개정을 이루었다 [8].

### 제 3 절 관련 표준화 활동

ITU-R 권고서 S.1521 에는 SDH 및 ATM 위성 전송을 위한 가상 기준 위성 경로에서의 오류성능 목표가 정의되어 있으며 [11], 오류성능 목표를 정의하는 방법론은 권고서 S.1062 와 매우 유사하다. 그러나, 기존의 S.1052 권고서에서는 S.1062 에 반영되어 있는 최근의 개정 내용들이 전혀 반영되어 있지 않았다. 이러한 문제점을 고려하여, 권고서 S.1052 에 대한 수정안을 2009 년 4 월 및 9 월 ITU-R WP 4B 회의에서 두차례 기고서로 제시한 바 있으며, 2009 년 9 월 ITU-R SG 4 로 상정되어 권고서 개정을 앞두고 있다. 아래 표 2-2 는 본 연구 내용과 관련 ITU-R WP 4B 회의에 제출된 기고서 내용과 그 반영 결과를 정리한 것이다.

표 2-2 채널부호의 특성을 고려한 위성통신시스템의 오류성능목표 관련 표준 기고서 제출 현황

기고서명	Proposed preliminary draft revision of Recommendation ITU-R S.1521 (ITU-R 권고서 S.1521 에 대한 수정 초안)
제출 회의	ITU-R WP 4B, 2009 년 4 월 22 일-29 일
작성 배경	최근의 위성통신기술의 발전 동향에 맞추어 현실적으로 적용 가능한 표준이 될 수 있도록하기 위하여 우리나라는 2005 년부터 위성 시스템의 오류성능 목표를 정의하고 있는 ITU-R 권고서 S.1062 에 대한 개정 작업을 시작하였으며, 2007 년 1 월 최종 개정된 바 있음
제출 목적	유사한 오류성능 목표를 정의하고 있는 ITU-R 권고서 S.1521 에는 이러한 최근의 개정 내용들이 적절히 반영되고 있지 않아, 해당되는 내용을 반영하기 위하여 수정안을 제시함
내용 요약	ITU-R 권고서 S.1062 에 개정된 내용을 충분히 반영하고 권고서들간의 내용의 일관성을 유지하기 위하여 수정안을 제시함
반영결과	의장보고서의 부속서로 첨부됨
기고서명	A draft revision of Recommendation ITU-R S.1521 (ITU-R 권고서 S.1521 에 대한 수정안)
제출 회의	ITU-R WP 4B, 2009 년 9 월 7 일 - 14 일
작성 배경	2009 년 4 월 제 26 차 WP 4B 회의에서는 본 기고서와 관련 ITU-R 권고서 S.1521 에 대한 수정 초안을 제출하여 승인된바 있음
제출 목적	위 작성 배경에 따라 본 회의에서는 첨부의 수정안을 최종 검토하고, SG4 로 상정하여 해당 권고서의 최종 수정이 이루어 질수 있도록 함
내용 요약	ITU-R 권고서 S.1062 에 개정된 내용을 충분히 반영하고 권고서들간의 내용의 일관성을 유지하기 위하여 수정안을 제시함
반영 결과	SG4 로 상정됨

## 제 3 장 위성시스템에서 MBMS 제공에 적합한 성능 향상 기법

### 제 1 절 위성-지상 혼합망에서의 MBMS

현재 ITU 에서는 차세대망 (Next Generation Networks; NGNs) 에 대한 비전을 개발하고 있다. NGN 의 목적은 현재 여러가지 형태로 존재하는 각 망의 장점들을 효율적으로 활용함으로써 진정한 통합을 이루는데 있다. 이러한 의미에서 볼 때, hybrid/integrated (이하, 본 보고서에서는 통합으로 명칭함) 위성 망은 NGN 에서 큰 역할을 수행할 수 있을 것으로 기대된다. 이러한 관점에서 최근 ITU-R WP 4B 에서는 이러한 통합 망에 대한 정의를 포함한 다양한 연구가 수행되고 있다 [12].

이러한 혼합 망에서 사용되는 지상 부문 요소로써 중계기가 사용되는데, 북미에서는 이를 ATC 라고 부르며 [4], 유럽에서는 이를 CGC 라고 부르고 있다 [5]. 본 보고서에서는 이를 총칭하여 (지상) 중계기 라고 부르기로 한다. 이러한 혼합망의 전형적인 예는 정지궤도에 위치하고 있는 다중 빔 위성이 여러 개의 지상 중계기로 신호를 전송하는데, 이러한 지상 중계기의 주요 목적은 도심 지역과 같은 곳에서 위성으로부터의 직접파 신호 수신에 거의 불가능한 곳에서 위성 서비스를 가능하도록 하는 것이다. 이렇게 함으로써 사용자 단말기에서는 위성 및 지상 중계기로부터의 신호를 단독으로 또는 결합하여 수신함으로써 안정적인 서비스를 제공받게 된다.

이러한 혼합망 구조는 이미 여러 곳에서 구현되어 있는데, 그 예로써 먼저 미국의 XM-Radio 와 Sirius 에서 서비스 되고 있는 위성 디

지털 라디오 서비스(satellite digital audio radio service; S-DARS)가 있다 [13][14]. 또한 우리나라에서 2005 년부터 서비스되고 있는 위성 DMB 서비스도 이러한 통합 망을 이용한 서비스 중의 하나라고 할 수 있다 [15].

위성 시스템에서의 점대점 양방향 서비스는 지상망에서는 지리적인 한계점으로인하여 서비스가 힘든 한정적인 경우에서만 경제적인 서비스 제공이 가능하다. 반면에 향후 서비스에서 그 비중이 점점 증대하고 있는 MBMS 는 위성 시스템이 매우 효과적이다. 즉, 위성 시스템의 경우 시스템이 가지고 있는 광역성과 동보성으로 인하여 넓은 지역에 동일한 정보를 동시에 제공하는데 있어서 지상 시스템에 비하여 매우 큰 장점을 가지게 되는 것이다.

## 제 2 절 시스템 모델

위성 시스템은 광대역 통신 범위와 재구성력, 그리고 멀티캐스트 전송이 가능함에 따라 이러한 서비스를 제공하는데 매우 효과적인 방법이 된다. 협력적인 위성-지상간 네트워크는 각 기술의 최대 장점을 균일하게 혼합하여 높은 질의 MBMS 를 제공할 수 있다. MBMS 의 단방향성 특성으로 인하여 전력 제어나 적응형 전송 방식을 사용할 수 없다. 왜냐하면, 전력제어나 적응형 전송 방식과 같이 채널의 환경에 적응하여 전력의 양이나 전송하는 방식을 적절히 할당하기 위해서는 역방향 링크로부터의 채널 품질 정보(channel quality information; CQI)가 필요하기 때문이다. 따라서, 이러한 경우에는 성능 향상을 위해서 효율적인 하향링크 전송 방식에 중점을 두어야 할 것이다.

예를 들어, 위성-지상간 네트워크에서 시공간 부호(space-time

coding; STC)를 이용하면 효과적인 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 이러한 기술들은 송신 다이버시티 기술이기 때문에 역방향 링크로부터의 CQI 를 필요로 하지 않는다. 이러한 시나리오에 의해 지상 중계 장치와 위성은 시공간 부호화된 신호를 협력하여 전송하고, 중계 장치는 단순한 증폭기의 역할이 아닌 신호를 부호화 할 수 있는 능력을 갖는다.

그림 3-1 은 STC 를 적용한 위성통신 시스템 네트워크의 구성도를 나타낸 것으로, 정지궤도에 위치한 다중 빔 위성과 지상 중계기를 포함하여 구성된다. 위성 게이트웨이로부터 전송된 신호는 위성을 통과하여 사용자 단말기를 포함한 지상의 각 중계 장치들에 전달된다. 이때 사용자 단말기에는 지상 중계 장치들과 위성으로부터 온 신호를 함께 수신할 수 있으며, 위성과 각 중계 장치들은 시공간 부호화된 신호들을 전송함으로써 단말기에서 협동 다이버시티 이득을 기대할 수 있다 [16].

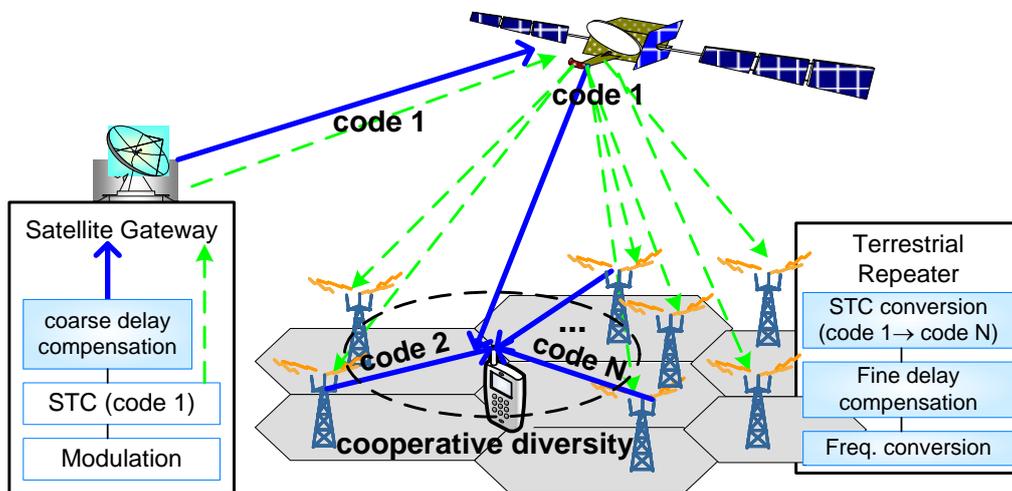


그림 3-1 위성-지상 망에서의 다이버시티 활용 시스템 네트워크

위 그림 3-1 의 시스템 구성도를 이용하여 협동 다이버시티를 얻

는 원리를 살펴보도록 하자. 먼저 위성 게이트웨이에서는 code 1 을 위성으로 전송한다. 이 때 위성으로 전송하는 신호는 위성을 통하여 단말로 바로 전달되는 신호와 위성을 거쳐 중계기를 통하여 단말로 전송되는 두가지 신호가 동시에 전송된다. 이렇게 위성에 도달한 신호는 각각 중계기와 단말로 전달된다. 중계기에 도달한 신호는 중계기에서의 신호처리를 통하여 각 해당되는 code 로 변환되어 단말로 전달된다.

이러한 원리를 이용하여 다이버시티 이득을 얻기 위해서는 아래의 조건들을 만족하여야 한다. 먼저 지상의 중계기들은 기존의 시스템에서 가지고 있는 단순 주파수 변환 및 증폭 기능뿐만 아니라 시공간 부호를 복호 및 부호화 할 수 있는 기능을 포함한 여러가지 신호처리 능력을 가지고 있어야 한다. 또, 단말에서는 기존의 단말과는 달리 시공간부호 복호 기능을 가지고 있어야 한다.

또한, 이러한 방식을 이용하여 단말에서 이득을 얻기 위해서 가장 중요한 것은 위성에서부터 도달하는 신호와 지상 중계기로부터 도달하는 신호가 단말에 도달하는 시간이 동일해야 한다는 것이다. 즉, 신호간의 동기 문제가 해결되어야 한다는 것이다. 이러한 동기 문제는 위성 및 지상 중계기로부터의 신호를 동시에 결합하여 사용하는 기존의 시스템에서도 존재하는 문제이다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 기존의 위성 DMB 시스템에서는 지연 보상 방식을 사용하였다. 즉, 중계기에서 신호처리에 필요한 시간은 미리 예측할 수 있으며, 또한 위성을 통하여 단말에 직접 도달하는 신호와 중계기를 거쳐 단말에 도달하는 신호와의 지연차이는 미리 예측이 가능하다. 따라서 이처럼 예측 가능한 지연 시간을 미리 보상하도록 하는 것이다.

이러한 지연 보상 알고리즘은 우리나라 위성 DMB 시스템에서도 사용되고 있으며, 향후 구현을 준비하고 있는 유럽의 DVB-SH 시스템

에서도 상세히 설명되어 있다 [16]. 우리나라 위성 DMB 시스템의 예를 들면, 위성 게이트웨이에서는 동일한 정보를 포함하고 있는 CDM 및 TDM 형태의 두가지 신호를 위성으로 전송하게 된다. 이 때 CDM 신호는 위성을 통하여 S 대역 주파수로 사용자 단말로 직접 전송되며, TDM 신호는 Ku 대역 주파수를 통하여 중계기로 전송된 후 신호 처리를 통하여 CDM 신호로 변환되어 다시 S 대역 주파수로 사용자 단말기로 전송되게 된다 [14]. 따라서, 이 경우 위성 게이트웨이 및 중계기에서 각각 지연 보상 작업을 거치게 된다. 이와 유사한 원리를 적용하여 위 그림 3-1 에 있는 시스템에도 위성 게이트웨이에서의 전체적으로 예측 가능한 지연 보상을 하고, 세밀한 지연 보상을 중계기에서 추가적으로 수행함으로써 단말기에서 두 신호를 효과적으로 결합이 가능하게 될 것이다.

### 제 3 절 중계기 신호들을 결합한 협동 다이버시티

#### 1. 시공간 블록 부호

시공간 블록부호 (space time block coding; STBC) 방식은 여러 개의 안테나로 송신하는 신호에 어떤 특정한 성질이 있는 부호화 방식을 적용하여 수신단에서 다이버시티 이득을 얻을 수 있도록 고안된 방식이다. STBC 방식은 가정 먼저 알라무티(Alamouti)가 두 송신안테나의 심볼열에 서로 공간 직교성을 갖는 부호화 방식을 적용하여, 수신부에서는 각 안테나에서 받은 신호를 선형 결합하고 간단한 최대우도 (maximum likelihood; ML) 복호 방식을 사용해 복호화할 수 있는 방식을 제안하였다 [18]. 이러한 STBC 방식은 채널이 완벽히 추정되었을 때 최적의 다이버시티 이득을 얻을 수 있으며 간단한 복호화 구조를

갖는다는 것이 최대의 장점이다. 단, 연속되는 두 심볼의 전송구간 동안의 페이딩은 거의 일정해야 한다는 가정이 존재한다. 다음 그림 3.2는 알라무티 방식의 기본 개념을 보여 주고 있다.

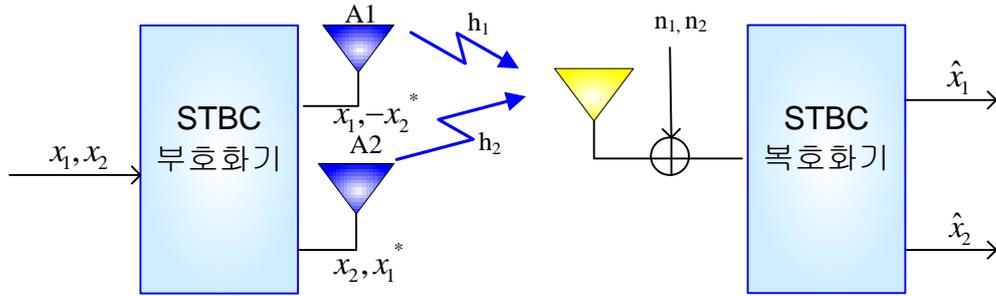


그림 3-2 2x1 알라무티 STBC 방식

그림 3-2 를 이용하여 알라무티 방식에 대한 기본 개념을 살펴보자. 두 개의 심볼 구간 동안에  $x_1$  및  $x_2$ 의 두개의 복소 심볼이 전송된다고 가정하자. 알라무티 부호를 이용하면, 첫번째 심볼 구간 동안 첫번째 송신 안테나 A1 으로부터  $x_1$ , 두번째 송신 안테나 A2 으로부터  $x_2$ 가 전송된다. 그 다음 심볼 구간에는 첫번째 송신 안테나 A1 으로부터  $-x_2^*$ , 두번째 송신 안테나 A2 으로부터  $x_1^*$ 가 전송된다. 여기서, \*는 복소 공액 연산이다. 이러한 전송 원리를 일반적으로 부호화 행렬을 통하여 나타내는데, 위에 설명한 알라무티 방식에서의 두 심볼 주기 동안 각 안테나로부터 전송되는 신호를 나타내는 부호화행렬,  $X_2$ 는 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$X_2 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix}. \quad (3.1)$$

위 행렬의 행은 전송 시간을 나타내며, 열은 각각의 송신 안테나를 의미한다. 연속적인 두 개의 심볼이 일정한 페이딩 채널을 통과한다고 하면 두 연속적인 심볼 구간 동안의 수신 신호  $r_1, r_2$  은 다음과 같이 나

타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix}, \quad (3.2)$$

(3.2)의 식을 전개하여 표현하면,

$$\begin{aligned} r_1 &= r(t) = h_1 x_1 + h_2 x_2 + n_1, \\ r_2 &= r(t+T) = -h_1 x_2^* + h_2 x_1^* + n_2, \end{aligned} \quad (3.3)$$

여기서,  $h_1$  와  $h_2$  는 두 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 복소 채널 특성을 의미하고,  $n_1$  와  $n_2$  는 두 심볼 전송 구간 동안의 복소 랜덤 잡음을 의미한다.

전송된 신호  $x_1$  와  $x_2$  의 복호를 위하여 위의 식을 다음과 같이 변형한다.

$$\begin{aligned} r_1 &= h_1 x_1 + h_2 x_2 + n_1, \\ r_2^* &= -h_1^* x_2 + h_2^* x_1 + n_2^*. \end{aligned} \quad (3.4)$$

위의 (3.4) 식을 행렬로 표현하면,

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2^* \end{bmatrix} = H \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2^* \end{bmatrix} = HX + N. \quad (3.5)$$

채널 행렬  $H$ 는,

$$H = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix}. \quad (3.6)$$

위의 채널 행렬  $H$  는 직교 행렬이기 때문에  $HH^H$  는 대각행렬이 되고 수신단에서의 복호 과정은 다음과 같이 구할수 있다. 즉, 시공간 블록

부호 복호기를 통과한 추정 신호  $\hat{X}$  은,

$$\hat{X} = \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} = H^H \cdot \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2^* \end{bmatrix} + H^H \cdot N, \quad (3.7)$$

여기서  $H^H$  는 아래와 같이 표현되며, 복소공액 연산과 트랜스포즈 (transpose) 연산을 취한 것이다.

$$H^H = \begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ h_2^* & -h_1 \end{bmatrix}. \quad (3.8)$$

이때, 채널 추정이 완벽하다는 가정하에 최대우도 검출기에 의해 복호된 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{x}_1 &= h_1^* r_1 + h_2 r_2^*, \\ \hat{x}_2 &= h_2^* r_1 - h_1 r_2^*. \end{aligned} \quad (3.9)$$

송신 안테나의 수가 증가할수록 더 큰 다이버시티 이득의 기대할 수 있으나, 송신 안테나가 3 개 그 이상에서는 최적의 다이버시티 이득을 얻기 위해 부호화 행렬의 직교성을 유지하면 부호화율이 1 이 되는 부호를 구할 수 없다. 즉 알라무티의 2×1 STBC 방식은 완전한 부호화율과 최적의 다이버시티 이득을 위해서 송신 안테나의 수가 2 개로 제한된다는 단점이 존재한다.

## 2. 알라무티 부호를 이용한 위성시스템에서의 다이버시티 기법의 적용

기존의 참고문헌 [19] [20]에서는 STBC 를 위성 시스템에 적용하여 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 기술이 소개되었는데, 여기서 지상

의 중계기들을 단순한 증폭기가 아닌 송신 다이버시티 기술을 실현하기 위한 각각 하나의 안테나로 간주하였다.

단말기의 위치에 따라 여러 가지 채널 환경을 고려 할 수 있는데, 첫 번째 경우는 사용자 단말기가 지상 중계기로부터 신호는 잘 받지만, 위성으로부터의 신호는 약하게 수신하는 경우이다. 이것은 주로 사용자가 도심지역에 위치하는 경우에 해당한다. 두 번째 경우는 사용자 단말기가 지상 중계기뿐만 아니라 위성으로부터 신호를 함께 받는 경우로, 이는 사용자가 교외 지역에 위치한 때이다. 마지막으로 세 번째는 사용자가 오직 위성으로부터 신호를 받을 수 있는 경우이다.

위 그림 3-1 의 시스템 모델에서 보는 바와 같이 각 위성 및 중계기 안테나로부터 수신단으로 향하는 신호 경로가 서로 독립적이라고 간주할 수 있기 때문에 위에서 언급한 세 가지 채널 상태 중 첫번째와 두 번째의 경우에 시공간 부호 방식을 적용할 수 있다. 이를 위해 기존의 기술에서는 알라무티가 제안한 부호화 방식을 사용하였다 [18].

그림 3-3 은 그림 3-1 의 위성통신 시스템 네트워크에서 시공간 부호 방식이 적용되는 것을 도식화 한 것인데, 위성을 하나의 안테나로 간주하면 위성 안테나를 통해 시간  $2T$  동안  $[x_1, x_2]$ 로 이루어진 신호가 직렬로 전송된다. 이 신호는 게이트웨이로부터 위성으로 수신된 신호가 단지 위성을 통과하여 사용자 단말기에 도달하기 때문에 위성은 별도의 부호화 능력을 필요로 하지 않는다.

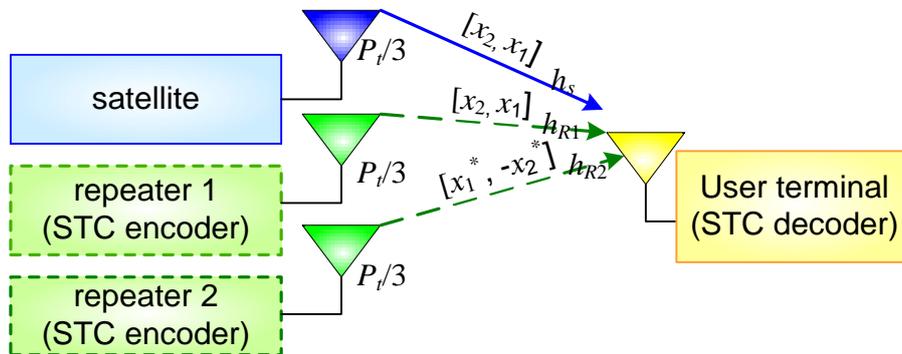


그림 3-3 한 개의 수신 안테나에서 2개의 중계기와 위성 신호 수신을 통한 다이버시티 이득 적용 모델

그림 3-3 에서 repeater 1 은 지상에 존재하는 중계장치들의 절반을 의미하고 repeater 2 는 그 나머지 반을 나타낸다. 각 중계기들은 위성에서 신호를 전송하는 동일한  $2T$  의 시간 동안  $[x_1, x_2]$  또는  $[-x_2^*, x_1^*]$ 로 이루어진 신호를 랜덤하게 선택하여 직렬로 전송한다. 단, 각 중계기들에서 이처럼 전송하는 시공간 부호를 랜덤하게 선택하는 대신에, 다이버시티 이득을 최대로 얻기 위해 최적의 시공간 부호를 선택하는 지능적인 알고리즘을 사용할 수도 있다. 그러나 이로 인한 충분한 복잡도의 증가를 감수해야 할 것이다.

위에서 언급한 방법과 같이 위성과 중계기들에서 신호를 송신하게 되면, 사용자 단말기에서 수신할 수 있는 결합된 신호의 형태는 여러 가지가 존재하게 된다. 만일 사용자 단말기에서 위성이나 하나의 중계기로부터  $[x_1, x_2]$ 의 신호 형태를 수신하고, 또 다른 중계기로부터  $[-x_2^*, x_1^*]$ 의 신호를 수신한다면, 이는 알라무티 방식에서의 일반적인 선형 복호를 통하여 송신 다이버시티 이득을 얻을 수 있을 것이다 [18]. 반면에, 사용자 단말기가 동일한  $[x_1, x_2]$ 이나  $[-x_2^*, x_1^*]$ 를 수신할 경우, 이는 반복 부호와 같아서 시공간 부호를 적용하지 않은 경우와 같은 성능을 나타낸다.

즉, 수식 (3.1)의 부호화 행렬과 동일한 성질을 가지지만 변형된 형태를 가지는 아래와 같은 전송 시공간 부호화 행렬을 그림 3-3 의 시스템 모델에 적용하여 위성을 신호를 전송하게 된다 [19].

$$X_2 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

단말기에서 2T 동안 수신된 신호  $r_1$  과  $r_2$  는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2^* \end{bmatrix} = H_2 \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2^* \end{bmatrix}, \quad (3.11)$$

여기서  $n_i$  는 두 심볼 구간 동안 수신된 가우시안 잡음이고,  $H_2$  는 그림 3-3 의 시스템 모델에 대한 채널 행렬로써 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$H_2 = \begin{bmatrix} h_{R1} + h_s & -h_{R2} \\ h_{R2}^* & h_{R1} + h_s^* \end{bmatrix}, \quad (3.12)$$

여기서  $h_s$  는 그림 3-3 에 나타나 있는 바와 같이 위성과 단말기 사이의 채널 이득이고  $h_{R1}$  및  $h_{R2}$  는 각각 repeater 1 및 2 와 단말기 사이의 채널 이득을 나타낸다. 이 방식은 위에서 설명된 알라무티방식이므로  $H_2$  는 직교행렬이 되고 따라서 송신 정보는 아래와 같이 검출 할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2^* \end{bmatrix} = H_2^H \cdot \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2^* \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

또한, 사용자 단말에 두개의 안테나 수용이 가능할 경우에는 지상 중계기 및 위성으로부터 수신되는 신호를 각기 개별 수신하여 maximal

ratio combining (MRC)이 가능하게 된다. 즉, 그림 3-4 에 이러한 예제가 나타나 있으며, 이후 비교를 위하여 그림 3-5 에 단순히 두개의 안테나를 통하여 시공간 다이버시티 획득없이 수신되는 경우를 나타내었다.

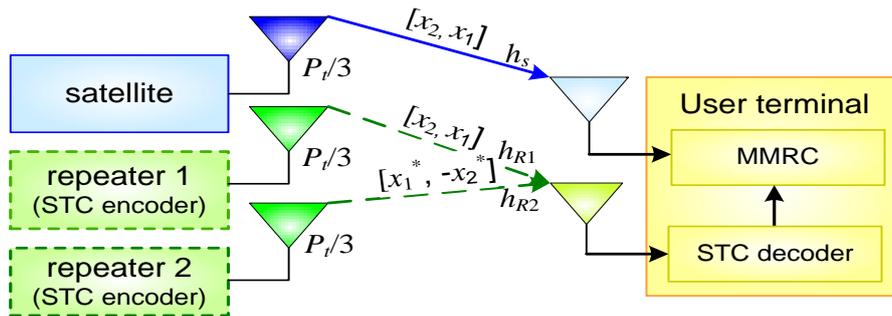


그림 3-4 두 개의 수신 안테나에서 2개의 중계기와 위성 신호 수신을 통한 다이버시티 이득 적용 모델

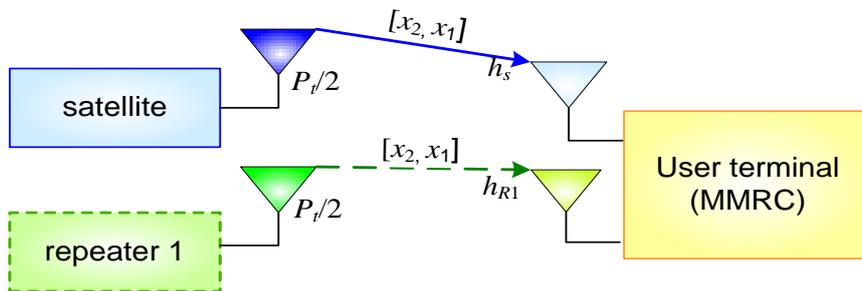


그림 3-5 두 개의 수신 안테나에서 1개의 중계기와 위성 신호 수신 모델

## 제 4 절 다수개의 중계기 및 위성 신호를 이용한 협동 다이버시티

### 1. 개요

STBC 방식은 송신단에서 시공간 부호화된 신호를 다중 안테나를

통해 전송함으로써 수신단에서 다이버시티 이득을 쉽게 얻을 수 있는 대표적인 다중 안테나 기술 중 하나로서, 알라무티 방식은 완전한 부호화율을 갖는 동시에 부호화 행렬이 직교성을 가짐으로써 간단한 선형 결합에 의한 복호가 가능하고 최적의 다이버시티 이득을 기대할 수 있다는 것을 보였다. 이후 Tarokh 등은 송신 안테나의 수가 세 개 이상일 경우 적용 가능한 방식을 제안하였다 [21].

앞 절에서는 위성시스템에서 알라무티 부호를 지상 중계기에 적용한 방식을 살펴보았다. 일반적으로 시공간 부호 방식에서는 송신 안테나의 개수가 늘어날수록 다이버시티 이득이 증가할 수 있기 때문에, 위성시스템에서도 알라무티 방식과 같은 두 개의 송신 안테나에 적용 가능한 방식 외에 더 많은 송신 안테나 개수에 적용할 수 있는 시공간 부호 방식을 사용한다면 더 높은 다이버시티 이득을 기대할 수 있을 것이다.

위에서 언급한 알라무티 방식과 Tarokh 가 제안한 방식들은 모두 직교 부호(orthogonal code)를 이용하여 간단한 선형 계산만으로 신호 복호가 가능하다는 장점이 있는 반면 안테나가 3 개 이상인 경우 전송률이 감소한다는 단점이 존재한다. 이에 Jafarkhani 등은 송신 안테나가 4 개일 때 부호화 행렬이 준 직교성질을 갖는 준직교 시공간 블록 부호(quasi-orthogonal space time block coding; QO-STBC) 방식을 제안하였다 [22] [23].

준직교 시공간 블록 부호는 부호화율은 1 이지만, 부호화 행렬이 완전한 직교성을 갖지 않기 때문에 복호 과정에서 필요한 채널 행렬에 이득 인자 외에 간섭 인자들이 더해진다. 이와 같은 간섭인자들로 인하여 수신단에서 복호 시 간단한 선형 계산만으로 처리할 수 없고, 채널 행렬의 역행렬을 곱해주는 zero forcing (ZF) 방식을 적용하여야 한다.

그러나, 이러한 ZF 방식은 선형 복호에 비해 복잡도가 클 뿐만 아니라, 잡음 향상 효과 (noise enhancing)를 가져오게 됨으로써 성능 저하를 가져오게 된다.

따라서 이러한 점에 착안하여, 위성과 두 개의 서로 다른 중계기 각각을 서로 다른 3 개의 송신안테나로 간주하고, 이에 적용 가능한 효율적인 STBC 방식에 대하여 연구하였다. 먼저 스펙트럼 효율을 최대화하기 위하여 QO-STBC 방식을 사용하고, 또한 성능의 극대화를 위하여 기존의 QO-STBC 방식을 보완할 수 있는 새로운 방식을 제안하였다 [24]. 제안한 방식은 기존의 준직교 시공간 블록 부호 부호화 행렬의 부분적인 직교성에 의해 발생하는 간섭 요소를 제거함으로써, 완전한 직교성을 갖는 새로운 채널 행렬을 생성하는 것이다. 이는 채널 행렬이 직교 행렬이기 때문에, 신호의 선형 결합에 의한 최대우도 복호 방식을 사용해 간단한 복호가 가능하게 된다. 이러한 원리를 이용하여 이를 위성 시스템에 적용할 수 있는 연구 결과를 제시한 바 있다 [25].

## 2. 3 개 및 4 개의 전송 안테나에 대한 시공간 블록 부호 방식

아래 식 (3.14)에 있는 부호화 행렬은 4 개의 송신 안테나에 적용할 수 있도록 제안된 것이다 [21].

$$X_4 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* & x_3^* \\ x_3 & x_4 & x_1 & x_2 \\ -x_4^* & x_3^* & -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

위 (3.14) 행렬에서 4 개의 송신 안테나 중 하나의 안테나를 제거하면 3 개의 송신 안테나에 적용할 수 있는 준직교 시공간 블록 부호

부호화 행렬을 아래와 같이 얻을 수 있다.

$$X_3 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* \\ x_3 & x_4 & x_1 \\ -x_4^* & x_3^* & -x_2^* \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

행렬  $X_3$  의 행은 각 타임 슬롯, 열은 송신 안테나를 의미한다. 위 행렬들은 부호화율은 1 이지만, 완전한 공간 직교성을 갖지 않는다.

신호가 채널 내의 모든 주파수를 동일한 양만큼 감쇠시키는 특성을 갖는 채널을 통과하여 하나의 수신 안테나로 전송된다고 가정하면, 수신단에 도달하는 신호는 다음과 같은 행렬식으로 나타낼 수 있다. 채널 행렬  $H$  를 유도하기 위하여 수신되는 신호의 각각 두번째, 네 번째 요소에 복소공액 연산을 취한다.

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2^* \\ r_3 \\ r_4^* \end{bmatrix} = H \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2^* \\ n_3 \\ n_4^* \end{bmatrix}, \quad (3.16)$$

위에서  $r_i$  는 각 타임 슬롯에 수신되는 신호이고,  $n_i$  는 각 네 타임 슬롯마다 채널을 통과하는 신호에 더해지는 복소 가우시안 잡음이다. 이러한 방식을 위성 시스템에 적용한 예가 그림 3-6 에 나타나 있다. 아래 그림에서 하나의 중계기, 즉, repeater 3 를 삭제하면 식 (3.15)의  $X_3$  를 활용하는 것과 동일하다.

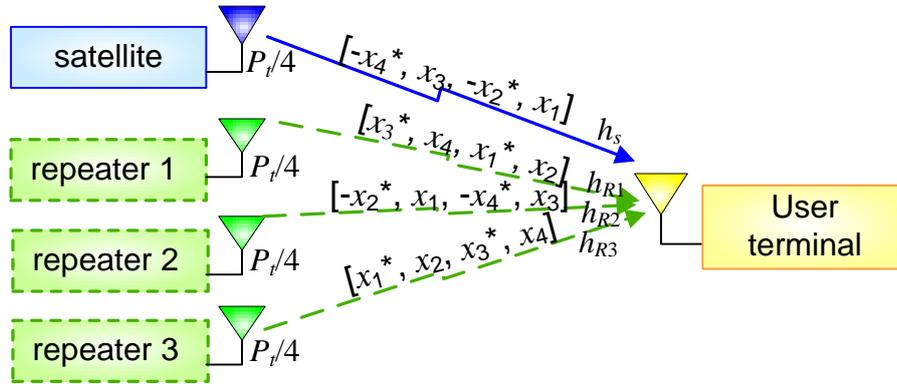


그림 3-6 위성 및 2-3개의 중계기 신호에 기존의 QO-STBC 방식을 적용한 모델

또 위 식 (3.16)에서  $H$  는 채널 행렬로, 전송 안테나 3 개, 4 개에 대한 채널행렬을 각각  $H_3, H_4$  로 표기하고 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$H_3 = \begin{bmatrix} h_s & h_{R1} & h_{R2} & 0 \\ h_{R1}^* & -h_s^* & 0 & -h_{R2}^* \\ h_{R2} & 0 & h_s & h_{R1} \\ 0 & -h_{R2}^* & h_{R1}^* & -h_s^* \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$H_4 = \begin{bmatrix} h_s & h_{R1} & h_{R2} & h_{R3} \\ h_{R1}^* & -h_s^* & h_{R3}^* & -h_{R2}^* \\ h_{R2} & h_{R3} & h_s & h_{R1} \\ h_{R3}^* & -h_{R2}^* & h_{R1}^* & -h_s^* \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

이 신호를 기존의 참고 문헌 [19]에서 제시된 ZF 방식에 의해 복호하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\hat{X} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} = (HH^H)^{-1} H^H \cdot \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2^* \\ r_3 \\ r_4^* \end{bmatrix}, \quad (3.19)$$

이와 같은 ZF 방식은 직교 시공간 블록 부호(orthogonal space time block coding ; O-STBC) 방식에서 사용하는 선형 복호 과정에 비하여 복잡도가 증가하고, 잡음 향상 효과로 인하여 성능도 감소한다. QO-STBC 방식의 이와 같은 문제점은 복호 시 필요한 검출 행렬의 성질에서 찾아볼 수 있다. O-STBC 방식의 복호를 위해서는 검출행렬, 즉  $HH^H$  를 구하게 되는데, 직교 시공간 블록 부호 방식에서는 이 검출행렬이 대각행렬이 된다, 그러나, 준직교 시공간 블록 부호 방식에서는 이 검출행렬이 대각 행렬이 되지 못하기 때문에 위의 식 (3.19)에 나타난 바와 같이 ZF 방법으로 대각행렬이 되는  $(HH^H)^{-1}HH^H$  를 구하는 것이다. 본 보고서에서는 이 방식을 C-QO-STBC 방식으로 칭한다.

이와 같은 점에 착안하여 행렬 이론을 적용하여 검출 행렬이 대각행렬이 될 수 있도록 변형하고, 이에 해당하는 새로운 채널 행렬 및 부호화 행렬을 구하였다 [24].

### 3. 직교 채널 행렬을 갖는 직교 시공간 블록 부호 방식

위에서 언급한 바와 같이 부호화율이 1 이면서도 송신 안테나의 개수가 3, 4 개가 되도록 준 직교 방식을 적용할 경우에는 복호 방식이 매우 복잡해지기 때문에 Givens 회전법을 이용해 새로이 유도한 부호화 행렬을 적용하여 3, 4 개의 송신 안테나를 사용하는 시스템에서 부호화율이 1 이면서도 단순한 선형 결합에 의한 복호가 가능한 방식을

제안하였다 [24] [25].

위 (3.14), (3.15)식에서 부호화 행렬이 완전한 직교성을 갖지 않기 때문에 부호화 행렬에 의해 유도된 채널 행렬  $H$  역시 완전한 직교성을 가질 수 없다. 한 예로, 4 개의 안테나에 적용할 수 있는 준직교 시공간 블록 부호 방식에 대하여 복호 과정을 위해 필요한 검출 행렬  $D_4$ 를 구하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$D_4 = H_4^H \cdot H_4 = \begin{bmatrix} \alpha_4 & 0 & \beta_4 & 0 \\ 0 & \alpha_4 & 0 & \beta_4 \\ \beta_4 & 0 & \alpha_4 & 0 \\ 0 & \beta_4 & 0 & \alpha_4 \end{bmatrix}, \quad (3.20)$$

여기서  $\alpha_4$ 는 네 개의 송신 안테나로부터 얻을 수 있는 채널 이득이고,  $\beta_4$ 는 간섭인자로서 다음과 같이 표현된다.

$$\alpha_4 = |h_s|^2 + \sum_{i=1}^3 |h_{Ri}|^2, \quad (3.21)$$

$$\beta_4 = h_s h_{R2}^* + h_{R1} h_{R3}^* + h_s^* h_{R2} + h_{R1}^* h_{R3}, \quad (3.22)$$

위  $D_4$ 에서 간섭 인자인  $\beta_4$ 를 제거한다면, 수신부에서의 복호 과정을 간단히 하고, 최적의 다이버시티 이득을 기대할 수 있을 것이다.

따라서, 먼저 위의 검출 행렬에서 간섭인자를 제거하기 위하여, 행렬의 변환 이론 중의 하나인 Givens 회전법을 적용한다 [26]. Givens 회전법은 회전각의 적절한 선택에 따라 행렬 내 원소를 선택적으로 0으로 만들 수 있기 때문에 채널 행렬 내 불필요한 간섭인자를 제거할 수 있다.

간단한 Givens 회전법을 소개하기 위해  $2 \times 2$  직교 행렬  $R$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$R = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

변환하고자 하는 임의의  $2 \times 2$  행렬  $A$  가 있다고 하면, 다음  $R^T A R$  방식의 연산에 따라  $\theta$ 의 값을 적절히 선택 하여 다음과 같이  $a_{12}, a_{21}$  원소를 0 으로 만들 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & 0 \\ 0 & a_{22} \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

이제 (3.20)의 행렬  $D_4$  에 Givens 회전을 취하기 위해 적절한  $\theta$ 을 대입하여 Givens 회전 기본행렬을 정의한다. 우선  $d_{13}$  과  $d_{31}$  에 존재하는 간섭인자  $\beta_4$  를 제거하기 위해 Givens 회전 기본 행렬  $R_1$  을 다음과 같이 정의한다.

$$R_1 = \begin{bmatrix} \cos(\pi/4) & 0 & \sin(\pi/4) & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\sin(\pi/4) & 0 & \cos(\pi/4) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

다음으로  $d_{24}$  과  $d_{42}$  의  $\beta_4$  를 제거하기 위해 Givens 회전 기본 행렬  $R_2$  을 다음과 같이 정의한다.

$$R_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\pi/4) & 0 & \sin(\pi/4) \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\sin(\pi/4) & 0 & \cos(\pi/4) \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

이제 Givens 회전을 취한 결과 행렬을 행렬  $D'_4$  라 정의하고 다음과 같이 정리한다.

$$D'_4 = R_2^T \cdot R_1^T \cdot D_4 \cdot R_1 \cdot R_2 = \begin{bmatrix} \alpha_4 - \beta_4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \alpha_4 - \beta_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_4 + \beta_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \alpha_4 + \beta_4 \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

원래의  $D_4$  행렬에서 간섭 인자인  $\beta_4$  위치의 값이 0 으로 되어 복호 과정을 복잡하게 하는 간섭인자가 제거된 것을 확인 할 수 있다. 이제 위 식 (3.27)을 아래와 같이 정리하면,

$$\begin{aligned} \hat{D}_4 &= R_2^T (R_1^T D_4 R_1) R_2 \\ &= (R_2^T R_1^T) \cdot H_4^H H_4 \cdot (R_1 R_2) \\ &= (R_1 R_2)^T \cdot H_4^H H_4 \cdot (R_1 R_2) \\ &= (H_4 R_1 R_2)^H \cdot (H_4 R_1 R_2) \end{aligned} \quad (3.28)$$

위의 전개에 따라 새로운 채널 행렬  $H'_4 \triangleq (H_4 R_1 R_2)$  을 다음과 같이 정의하면,

$$H'_4 = [\mathbf{h}_1^4 \quad \mathbf{h}_2^4 \quad \mathbf{h}_3^4 \quad \mathbf{h}_4^4] \quad (3.29)$$

여기서

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_1^4 &= \begin{bmatrix} h_s - h_{R2} \\ h_{R1}^* - h_{R3}^* \\ h_{R2} - h_s \\ h_{R3}^* - h_{R1}^* \end{bmatrix}, & \mathbf{h}_2^4 &= \begin{bmatrix} h_{R1} - h_{R3} \\ h_{R2}^* - h_s^* \\ h_{R3} - h_{R1} \\ h_s^* - h_{R2}^* \end{bmatrix}, \\ \mathbf{h}_3^4 &= \begin{bmatrix} h_s + h_{R2} \\ h_{R1}^* + h_{R3}^* \\ h_s + h_{R2} \\ h_{R1}^* + h_{R3}^* \end{bmatrix}, & \mathbf{h}_4^4 &= \begin{bmatrix} h_{R1} - h_{R3} \\ -h_s^* - h_{R2}^* \\ h_{R1} + h_{R3} \\ -h_s^* - h_{R2}^* \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (3.30)$$

위 채널 행렬  $H'_4$  을 바탕으로 역 과정을 통해  $4 \times 1$  의 부호화 행렬  $X'_4$  를 구한다.

$$X_4 = [\mathbf{x}_1 \quad \mathbf{x}_2 \quad \mathbf{x}_3 \quad \mathbf{x}_4] \quad (3.31)$$

여기서

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_1 &= \begin{bmatrix} x_1 + x_3 \\ -x_2^* - x_4^* \\ x_3 - x_1 \\ x_2^* - x_4^* \end{bmatrix}, & \mathbf{x}_2 &= \begin{bmatrix} x_2 + x_4 \\ x_1^* + x_3^* \\ x_4 - x_2 \\ x_3^* - x_1^* \end{bmatrix}, \\ \mathbf{x}_3 &= \begin{bmatrix} x_3 - x_1 \\ x_2^* - x_4^* \\ x_1 + x_3 \\ -x_2^* - x_4^* \end{bmatrix}, & \mathbf{x}_4 &= \begin{bmatrix} x_4 - x_2 \\ x_3^* - x_1^* \\ x_2 + x_4 \\ x_1^* + x_3^* \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (3.32)$$

이와 동일한 방법으로 3 개의 송신 안테나에 대한 각각의 부호화 행렬과 채널 행렬을 유도하기 위하여 검출 행렬을 구하면

$$D_3 = H_3^H \cdot H_3 = \begin{bmatrix} \alpha_3 & 0 & \beta_3 & 0 \\ 0 & \alpha_3 & 0 & \beta_3 \\ \beta_3 & 0 & \alpha_3 & 0 \\ 0 & \beta_3 & 0 & \alpha_3 \end{bmatrix}, \quad (3.33)$$

여기서

$$\alpha_3 = |h_s|^2 + |h_{R1}|^2 + |h_{R2}|^2, \quad (3.34)$$

$$\beta_3 = h_s h_{R2}^* + h_s^* h_{R2}, \quad (3.35)$$

이제 위와 동일한 방법으로 Givens 회전 행렬  $R_1$  과  $R_2$  를 적용하면

$$D'_3 = R_2^T \cdot R_1^T \cdot D_3 \cdot R_1 \cdot R_2 = \begin{bmatrix} \alpha_3 - \beta_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \alpha_3 - \beta_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_3 + \beta_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \alpha_3 + \beta_3 \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

이 되고, 채널 행렬은 역시 동일한 방법으로 아래와 같이 구할 수 있다.

$$H_3 = [\mathbf{h}_1^3 \quad \mathbf{h}_2^3 \quad \mathbf{h}_3^3 \quad \mathbf{h}_4^3] \quad (3.37)$$

여기서

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_1^3 &= \begin{bmatrix} h_s - h_{R2} \\ h_{R1}^* \\ h_{R2} - h_s \\ -h_{R1}^* \end{bmatrix}, & \mathbf{h}_2^3 &= \begin{bmatrix} h_{R1} \\ h_{R2}^* - h_s^* \\ -h_{R1} \\ h_s^* - h_{R2}^* \end{bmatrix}, \\ \mathbf{h}_3^3 &= \begin{bmatrix} h_s + h_{R2} \\ h_{R1}^* \\ h_s + h_{R2} \\ h_{R1}^* \end{bmatrix}, & \mathbf{h}_4^3 &= \begin{bmatrix} h_{R1} \\ -h_s^* - h_{R2}^* \\ h_{R1} \\ -h_s^* - h_{R2}^* \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (3.38)$$

위 채널 행렬  $H_3$ 을 바탕으로 역 과정을 통해  $3 \times 1$ 의 부호화 행렬  $X_3$ 를 구하면,  $4 \times 1$ 의 부호화 행렬  $X_4$ 에서 마지막 열을 제거한 것과 동일한  $X_3$ 을 아래와 같이 구할 수 있다.

$$X_3 = [\mathbf{x}_1 \quad \mathbf{x}_2 \quad \mathbf{x}_3] \quad (3.39)$$

여기서

$$\mathbf{x}_1 = \begin{bmatrix} x_1 + x_3 \\ -x_2^* - x_4^* \\ x_3 - x_1 \\ x_2^* - x_4^* \end{bmatrix}, \quad \mathbf{x}_2 = \begin{bmatrix} x_2 + x_4 \\ x_1^* + x_3^* \\ x_4 - x_2 \\ x_3^* - x_1^* \end{bmatrix}, \quad \mathbf{x}_3 = \begin{bmatrix} x_3 - x_1 \\ x_2^* - x_4^* \\ x_1 + x_3 \\ -x_2^* - x_4^* \end{bmatrix}, \quad (3.40)$$

이러한 방식을 이용하면 채널 행렬이 직교행렬이 되기 때문에 아래와 같이 간단한 선형방법으로 송신 신호를 검출할 수 있게 된다. 본 보고서에서는 이 방식을 LD-QO-STBC(linear decoding QO-STBC) 방식으로 부르기로 한다.

$$\hat{X} = H^H \cdot [r_1 \quad r_2^* \quad r_3 \quad r_4^*] \quad (3.41)$$

위 식에서 채널 행렬  $H$ 는 안테나가 3개일 경우에는  $H_3$ 가 4개일 경우에는  $H_4$ 가 된다. 그림 3-7에는 식 (3.31)에 제시된 STBC 방식을

적용한 시스템 모델이 나타나 있다. 위 그림 3-6 에서와 마찬가지로 그림 3-7 에서도 제일 마지막 repeater 3 를 삭제하면 식 (3.39)의  $X_3$ 를 사용한 것과 동일하게 된다.

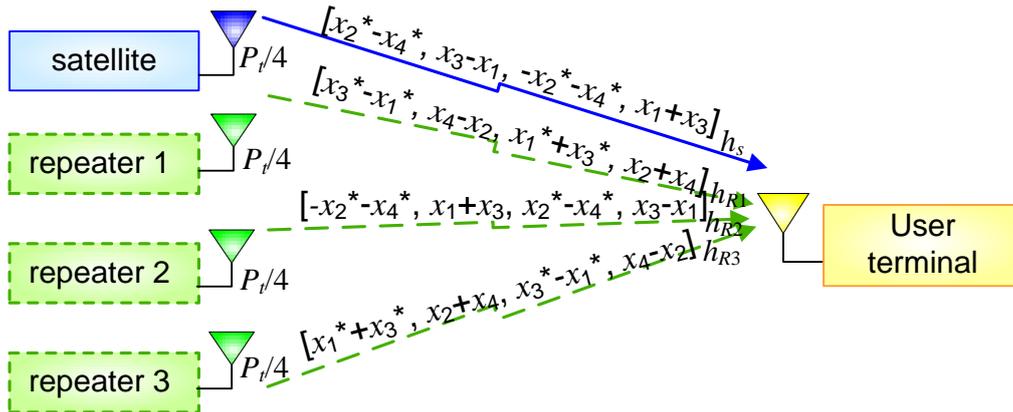


그림 3-7 위성 및 2-3개의 중계기 신호에 선형복호가 가능한 QO-STBC 방식을 적용한 모델

#### 4. 성능 분석

먼저 여러가지 STBC 방식의 BER 성능 비교를 위하여 레일레이 채널에서의 방식간 BER 성능을 그림 3-8 에서 먼저 비교하기로 한다. 시뮬레이션에서는 QPSK 변조 방식을 사용하고, 수신단에서 심볼 동기 및 완벽한 채널 추정이 가능하다고 가정한다.

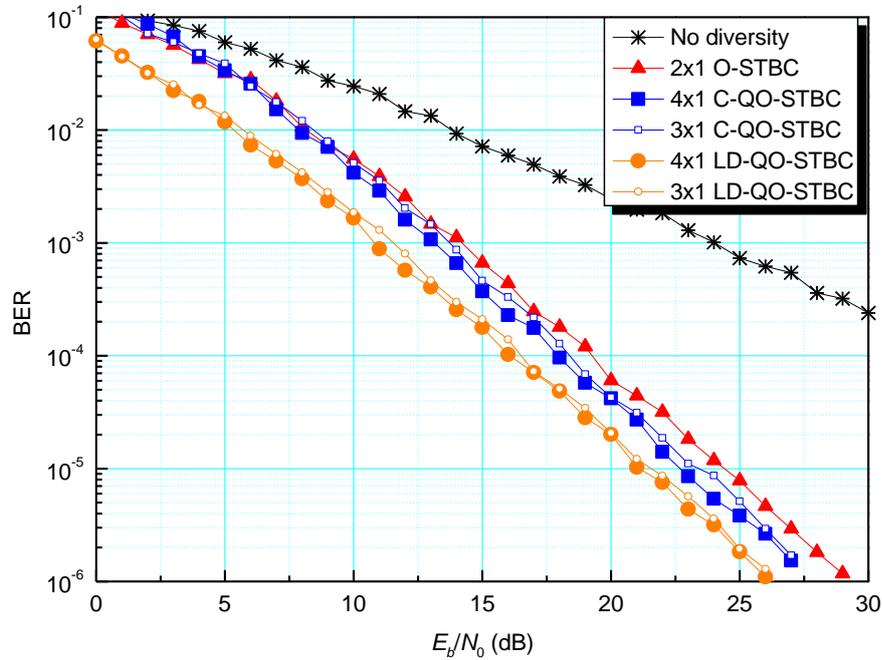


그림 3-8 레일레이 채널에서 여러가지 STBC 방식의 BER 성능 비교

그림 3-8 을 보면 송신 안테나의 수가 증가하면 다이버시티 이득이 증가하면서 BER 성능이 향상되는 것을 볼 수 있다. 그러나 QO-STBC 방식의 경우 안테나 개수가 3 개일 경우에 비해 4 개로 증가하여도 성능 증가가 거의 없음을 알 수 있다. 또, LD-QO-STBC 방식의 경우 알라무티방식과 비교하여 약 3 dB 의 성능 개선이 있음을 알 수 있는데 이는 부호화 방식에서 알 수 있듯이 한 심볼 구간 동안 두 심볼의 선형 결합을 보내기 때문이다. 즉 2 배의 심볼 에너지를 사용하기 때문인 것이다. 따라서, 동일한 심볼 에너지를 이용하여 신호를 전송하게 되면 알라무티방식과 성능은 정확하게 동일하게 되어, 기존의 C-QO-STBC 방식에 비해서는 다소 성능이 떨어진다는 것을 알 수 있다.

그러나, 매우 간단한 선형 복호가 가능하다는 강력한 장점을 가지게 된다.

이제 이러한 방식들을 그림 3-3 에서 그림 3-7 에 있는 바와 같이 위성 시스템에 적용하여 협동 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 경우에 대한 시뮬레이션 결과를 살펴보도록 하자. 기존의 [19][20]에서는  $2 \times 1$  알라무티 방식을 사용하여 위성 노드에서 전송되는 신호의 순서를 특별히 바꿀 필요가 없었다. 즉, 그림 3-3 에서 그림 3-5 에 있는 방식에서는 위성에서 전송되는 신호는 마치 시공간 부호화와 무관한 것처럼 전송하면서도 지상 중계기와의 협동을 통하여 다이버시티 이득을 얻을 수 있다는 장점이 있었다.

다음 그림 3-9 는 그림 3-3 에서 그림 3-5 에 있는 방식에 대한 시뮬레이션 결과를 나타낸 것이다. 우선 위성 다운링크 채널은 직접파가 반사파보다 우세한 라이시안 페이딩 특성을 보이므로, 위성 채널은 라이시안 채널로 지상 중계기는 레일레이 채널로 고려한다. 이 때 라이시안 인자 값  $K$  는 각각 5, 10, 및 20 dB 에 대하여 시뮬레이션 하였다. 그림 3-9 의 결과를 살펴보면 수신 안테나가 1 개일 경우에는 라이시안 인자에 따른 성능 변화가 거의 없음을 알 수 있다.

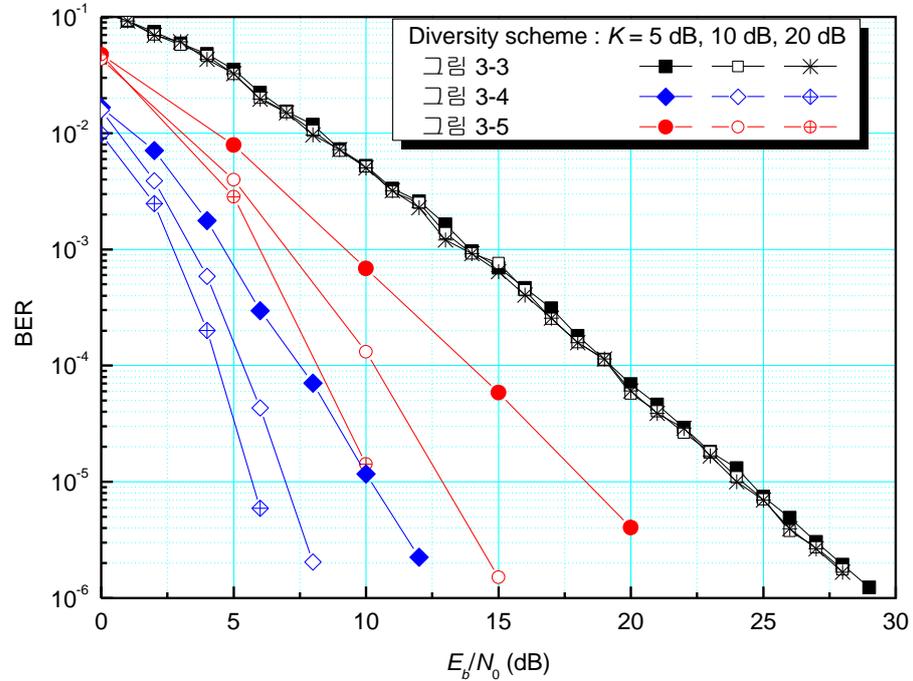


그림 3-9 알라무티 부호를 사용한 협동 다이버시티 방식의 성능

그러나, 소형 사용자 단말에서 여러 개의 수신 안테나를 구비한다는 것은 현실성이 거의 없기 때문에 수신 안테나가 한 개인 경우를 고려하여 시뮬레이션 한 결과가 그림 3-10에 나타나 있다. 즉, 그림 3-3, 그림 3-6 및 그림 3-7의 시스템 모델에 대한 성능 시뮬레이션 결과가 나타나 있다. 순수 레일레이 채널에서의 성능 결과와 유사하게 활용하는 경로의 수가 늘어날수록 성능 개선이 있음을 알 수 있다. 그러나, 그림 3-6 및 그림 3-7의 경우 그림 3-3의 경우와 비교해 볼 때 위성으로 전송되는 신호에도 시공간 부호화를 적용해야 한다는 단점이 있다.

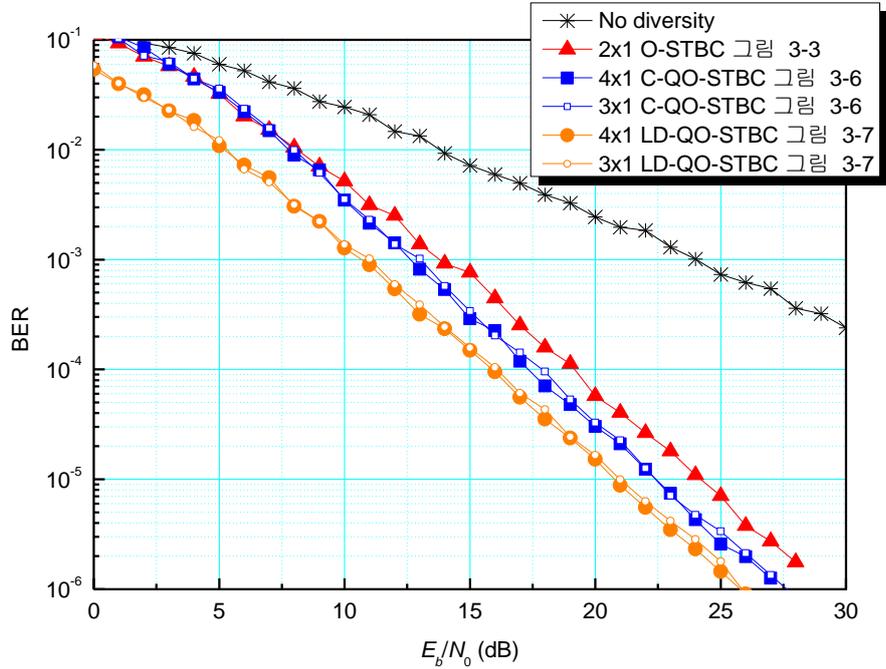


그림 3-10 여러가지 STBC 부호를 사용한 협동 다이버시티 방식의 성능

일반적으로 위성에서 수신되는 신호는 지상 중계기에서 수신되는 신호에 비하여 그 크기가 매우 작기 때문에, 이러한 점을 고려하여 수신 되는 신호들의 전력비가 서로 다를 경우에 대한 시뮬레이션 결과가 그림 3-11 에 나타나 있다. 여기에서는 이제까지의 시뮬레이션 결과에서와 마찬가지로 전체 안테나에서 송신되는 총 전력의 합은  $P_t$  로 같고, 위성과 각 중계기에 분배되는 비율이 서로 균일하지 않고 다르게 하였다. 그림 3-11 에는 위성, 중계기 1, 및 중계기의 전력비인 (S:R1:R2) 에 따른 성능이 나타나 있다. 예를 들어 전력비가 1:1:1 일 경우에는 총 전력  $P_t$  가 각각  $P_t/3$  씩 분배되어 있는 경우이다. 반면에 전력비가 1:10:10 일 경우에는 동일한 총 전력  $P_t$  가 위성과 첫번째 및 두번째 중

계기에 각각  $P_i/21$ ,  $10P_i/21$  및  $10P_i/21$  로 분배되어 있는 경우이다.

그림 3-11 에 나타나 있듯이 C-QO-STBC 방식은 전력비의 차이에 따라 성능차이가 뚜렷하게 나타나는 것을 알 수 있다. 특히 위성 과 중계기의 전력비가 20 dB 일 경우 즉, 전력비 (S:R1:R2)= 1:10<sup>2</sup>:10<sup>2</sup> 일 경우에는 확연히 그 차이를 알 수 있다. 반면에 LD-QO-STBC 의 경우 그 성능 차이가 거의 없음을 알 수 있다. 따라서 그림 3-11 에 있는 성능 결과는 매우 적은 전력을 가진 위성 신호라고 할지라도 다이버시티 이득을 얻는데 도움이 될 수 있음을 보여준다고 할 수 있다.

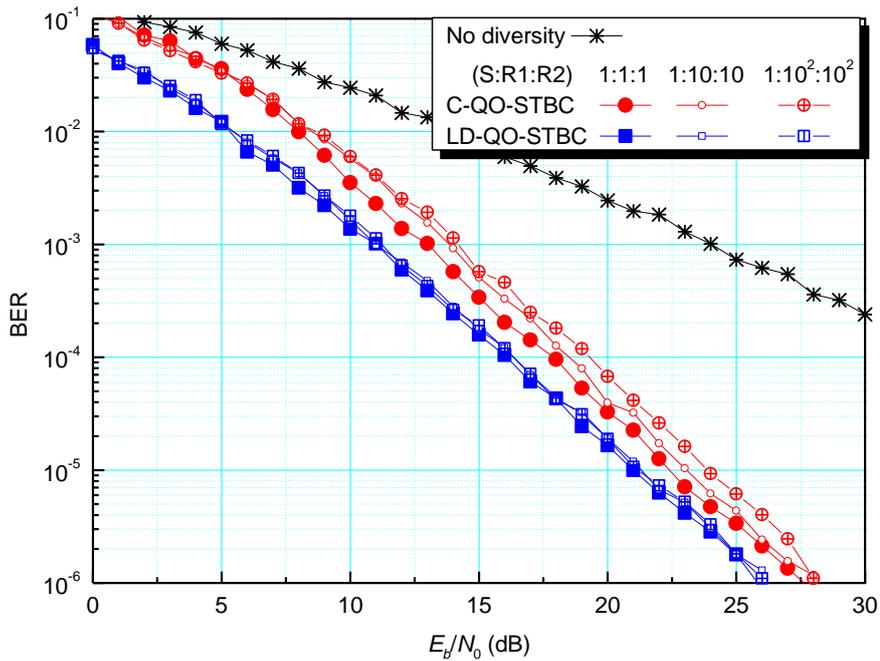


그림 3-11 중계기와 위성 신호 간의 전력비의 차이에 따른 협동 다이버시티 방식의 성능 비교

이러한 결과를 다른 각도에서 살펴보기 위하여, 그림 3-12 에 또 다른 성능 결과를 나타내었다. 이번에는 총 전력의 양을 전력  $P_t$  로 고정시키지 않고, 각 중계기에서의 전력만  $P_t/3$  로 고정시키면서 위성으로부터의 전력을 조절하였다. 그림 3-12 의 성능 시뮬레이션 결과를 살펴보면 위성으로부터의 신호가 전혀 존재하지 않을 경우 즉,  $(P_t/3, P_t/3, 0)$  일 경우 확연히 성능 감소가 있음을 확인할 수 있으며, 위성으로부터 각 중계기에서부터와 동일한 양만큼의 전력이 수신될 경우 즉,  $(P_t/3, P_t/3, P_t/3)$  일 경우 성능향상을 기대할 수 있음을 알 수 있다.

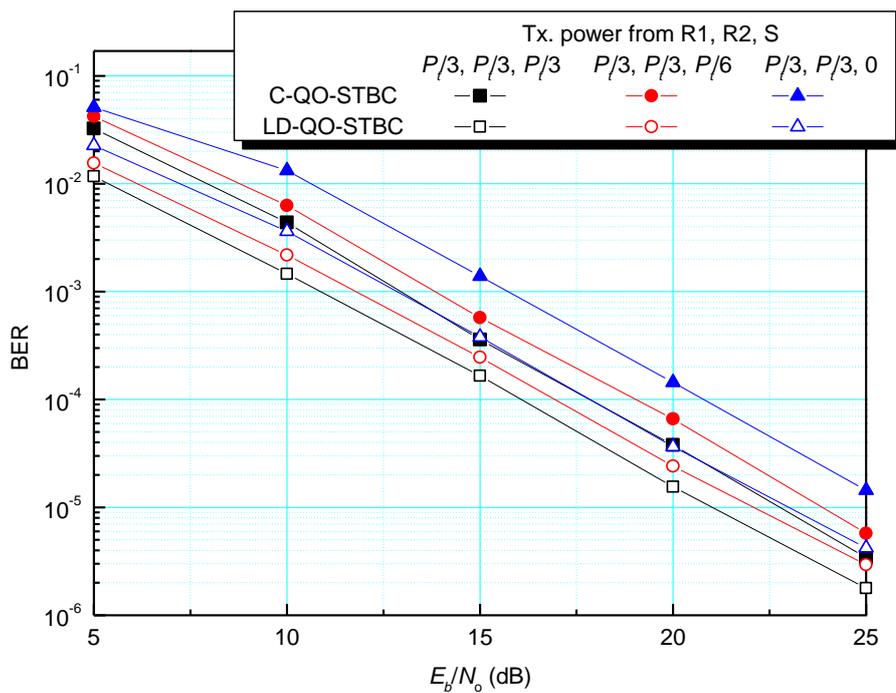


그림 3-12 수신 전력량 차이에 따른 협동 다이버시티 방식의 성능 비교



## 제 4 장 위성시스템에서 MBMS 제공에 적합한 채널부호기법

### 제 1 절 다이버시티 방법에 따른 성능 비교

#### 1. STC 부호와 채널 부호에 의한 다이버시티 이득 비교

본 장에서는 STC 부호와 채널 부호를 이용한 협동 다이버시티 이득을 비교한다. 여기서, 채널 부호로서 시스터메틱(systematic) 정보 S와 천공 가능한 패리티(parity) 정보 P1, P2로 구성된 부호화율 호환 가능(rate compatible; RC) 채널 부호를 사용한다. 채널 부호를 이용하여 생성된 모부호는 그림 4-1과 같다. 모부호는 [S, P1, P2]로 구성되어 있고, 이를 [S, P1] 또는 [S, P2]로 구성할 수 있는 RC 부호로 가정하였다. 또, S와 P1, P2는 서로 동일한 길이로 구성되어 있다고 가정하는데, 이로써 모부호 [S, P1, P2]의 부호화율은 1/3이 되며, 개별적인 RC 부호 [S, P1] 또는 [S, P2]의 부호화율은 1/2이 된다.

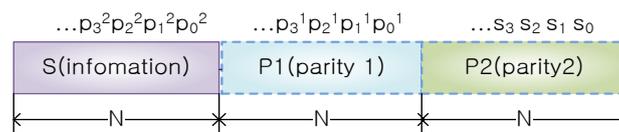


그림 4-1 부호화율 1/3을 갖는 RC 채널 부호의 모부호

STC 부호에 의한 다이버시티 이득에 대해 살펴보기 위해, 그림 4-2에 부호화율이 1/2인 터보부호를 사용하여 2×1 STC 부호로 전송하는 예가 나타나 있다. 여기서 STC 부호로서 알라무티 부호를 사용한다 [18]. 또, 각 두 개의 송신 안테나는 1/2 부호, 즉 [S, P1]로 구

성된 신호를 전송한다.

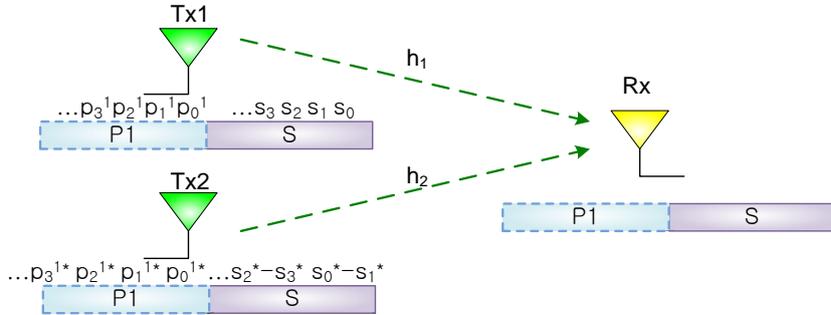


그림 4-2 STC 부호에 의해 다이버시티 이득을 얻는 경우

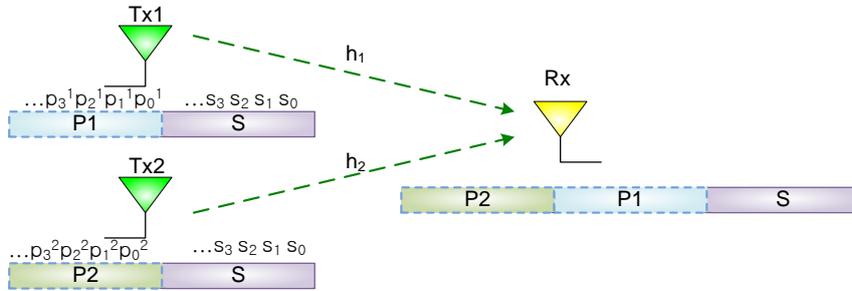


그림 4-3 오류정정 부호에 의해 다이버시티 이득을 얻는 경우

반면에 두 개의 송신 안테나에서 각각 서로 다른 패리티 신호를 전송함으로써 채널 부호에 의한 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 이득을 조사하기 위해 그림 4-3 에 제시한 바와 같이, 두 개의 송신 안테나 중에 하나의 안테나를 통해 [S, P1] 신호를 전송하고, 다른 하나의 안테나는 [S, P2] 신호를 전송한다. 이 방식에서는 어떠한 STC 부호도 쓰이지 않는다. 이러한 방식으로 신호를 전송하게 되면, 위성과 작 지상 중계 장치에서는 부호화율이 1/2 인 채널 부호를 전송하는 것과 같게 되나, 사용자 단말기에서는 위성과 지상 중계 장치에서 오는 서로 다른 패리티 정보들을 결합하여, 부호화율이 1/3 인 수신 신호를 생성

해 낼 수 있고, 이를 복호함으로써 추가적인 부호화 이득을 얻을 수 있게 된다.

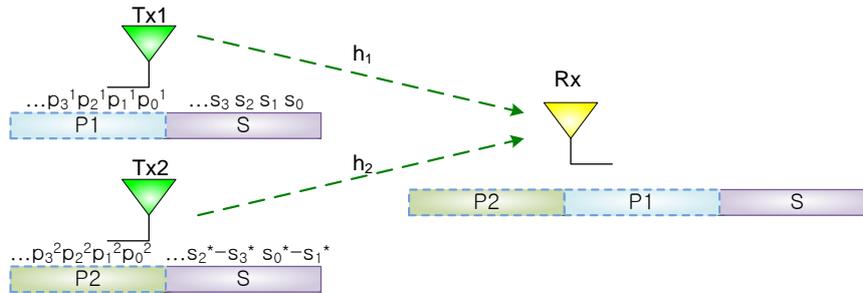


그림 4-4 추가적인 다이버시티 이득을 위해 시공간 부호와 채널 부호를 결합한 경우

마지막으로, 그림 4-4 는 STC 부호와 채널 부호를 함께 결합하여 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 경우이다. 그림에서 보는 바와 같이, 시스터메틱 정보는 알라무티 부호를 이용하여 전송한다. 그러므로 첫 번째 송신 안테나에서는 [S', P1], 두 번째 송신 안테나에서 [S', P2]의 신호가 각각 전송되는데, 여기서 S'은 시스터메틱 정보 S 에 대해 STC 부호화 된 형태를 나타낸다. 그림 4-3 의 경우와 마찬가지로, 각 송신 안테나는 1/2 부호화율의 신호를 전송하고 수신단에서는 1/3 부호에 대한 복호를 통해 신호를 검출함으로써 추가적인 부호화 이득을 기대할 수 있다.

## 2. 성능 시뮬레이션

본 절에서는 레일레이 페이딩 채널에서 다양한 협동 다이버시티 방식에 대한 BER 성능 시뮬레이션 결과를 제시한다.

시뮬레이션에서는 QPSK 변조 방식을 사용하고, 총 송신 전력은 송신 안테나 수에 따라 균일하게 나뉜다고 가정한다. 뿐만 아니라, 사용자 단말에서는 채널 상태를 완벽하게 추정 할 수 있으며, 알라무티 부호화를 수행하는 두 연속되는 심볼 간격 동안에는 채널 상태가 변하지 않는다고 가정하였다.

오류정정 부호 방식으로는  $N$  개의 심벌에 대해  $3N$  개의 부호화된 심벌을 출력하는 부호화율  $1/3$  인 duo-binary 터보 부호를 사용하고 [28], 본 논문의 시뮬레이션에서는 한 번에 터보 부호에 입력되는 심벌의 개수  $N$  이 212 인 터보부호를 사용하였다.

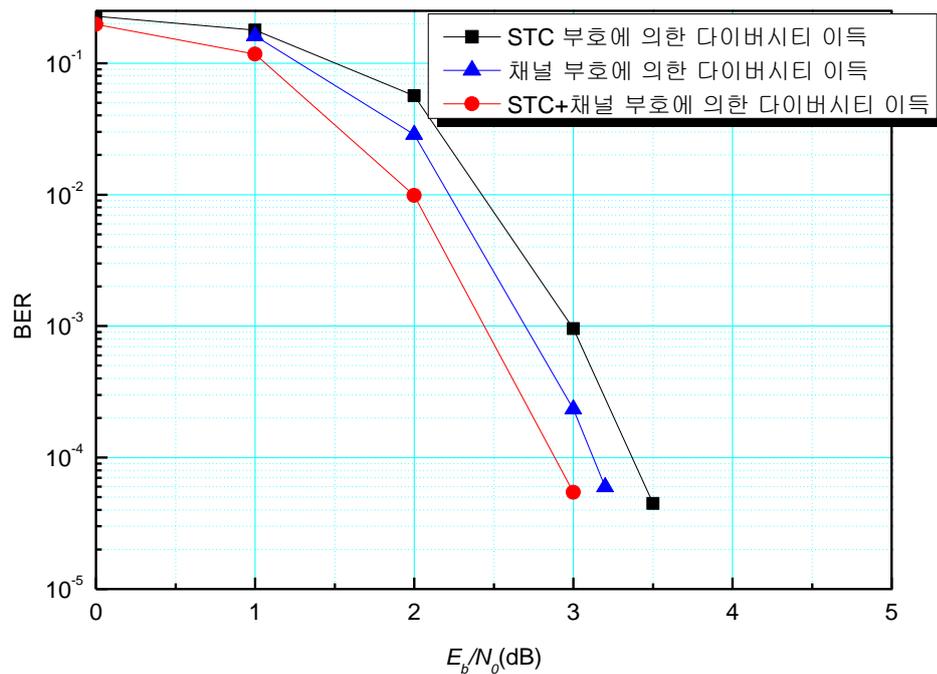


그림 4-5 레일레이 채널에서 시공간, 오류정정 부호를 사용한  $2 \times 1$  다이버시티 방식에 대한 성능 비교

그림 4-5 에서 시뮬레이션 결과가 제시된 모든 방식에서 두 송신 안테나는 모부호로부터 천공되어 생성된 부호화율이 1/2 인  $2N$  개의 심벌 신호를 전송한다. 그림 4-3 에서 채널 부호만을 이용한 부호화 협동 방식은 그림 4-2 의 알라무티 부호를 사용한 송신 다이버시티 방식과 비교하여 약 0.3 dB 정도의 성능 이득을 나타냄을 볼 수 있다. 만일 그림 4-3 에서 시스터메틱 정보에 추가적으로 알라무티 부호를 적용하여 전송하면, 그림 4-4 와 같은 방식이 되는데 이 방식은 약 0.2-0.3 dB 정도의 이득을 추가적으로 얻을 수 있음을 확인할 수 있다. 그러므로 그림 4-4 의 부호화된 협동 기술은 그림 4-2 에서의 알라무티 부호를 사용한 송신 다이버시티 이득과 비교하여 약 0.5 dB 의 이득이 있다고 할 수 있다.

## 제 2 절 시공간 부호와 채널 부호를 결합한 협동 다이버시티

앞 절에서 살펴본 시뮬레이션 결과에 따르면 시공간 부호와 채널 부호를 적절히 결합할 경우 최대의 다이버시티 이득을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 따라서 본 절에서는 이처럼 시공간 부호와 채널 부호를 결합한 방식을 위성 시스템에 적용한 결과를 보다 상세히 살펴 보기로 한다. 이를 위해서, 지상 중계기는 현재 제공되고 있는 S-DMB 시스템에서와 같은 단순한 증폭기의 역할만 하는 것이 아니라, 시공간 부호 및 채널 부호화 기능을 수행할 수 있어야 한다. 또한, 사용자 단말기에는 채널 부호뿐만 아니라 시공간 부호에 대한 복호 기능이 탑재되어 있어야 한다. 또한, 앞 3 장에서 설명된 바와 같이 위성 게이트웨이 및 중계기에서는 적절한 지연 보상 기능이 제공되어야 한다.

아래 그림 4-6 에는 이러한 기능을 수행할 수 있는 시스템 구조가

나타나 있다. 협력 다이버시티 기법에 대해 간단히 살펴 보면, 위성 게이트웨이에서는 시스터메틱 정보와 천공 가능한 패리티 정보들로 구성된 RC 터보부호를 생성한다. 예를 들어 터보부호를 이용하여 생성된 모부호가  $[s, p_1, p_2]$ 로 구성되어 있고,  $s$ 가 시스터메틱 정보,  $p_1$  및  $p_2$ 는 서로 개별적으로 천공 가능한 패리티 정보라고 가정하자. 그러면, 위성 게이트웨이에서는 모부호  $[s, p_1, p_2]$  중  $p_2$ 를 천공하여  $[s, p_1]$ 로 구성된 채널 부호를 위성으로 송신하고 위성은 이 신호를 지상의 단말기 및 각 지상 중계기로 중계한다.

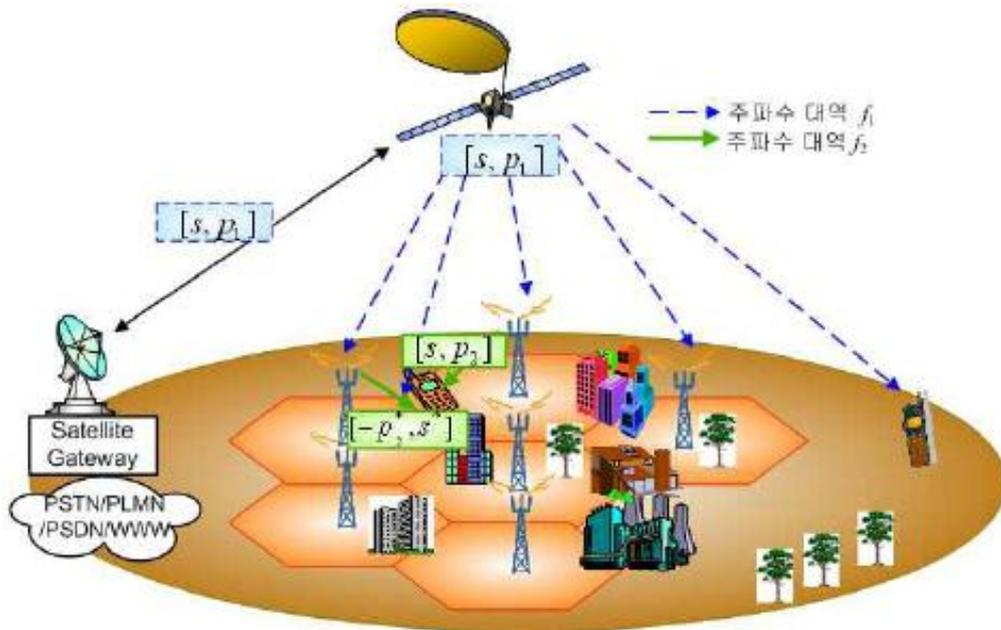


그림 4-6 시공간부호 및 채널부호를 이용한 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 위성 시스템 구조

지상 중계기에서는  $[s, p_1]$ 을 이용하여 게이트웨이에서 천공되었던  $p_2$  패리티 정보를 생성한 후  $[s, p_2]$ 에 대한 시공간 부호화를 수행하여 이를 단말기로 송신한다. 이 때 각 지상 중계기들은 서로 다른 시공간

부호를 생성해 냄으로써, 단말기에서 한 개 이상의 지상 중계기로부터 신호를 수신하였을 경우 시공간 부호의 복호를 통한 다이버시티 이득을 얻을 수 있도록 한다.

반면, 사용자 단말기에서는 사용자가 처한 채널 상태에 따라서 여러 가지 조합의 신호들을 수신할 수 있게 된다. 시공간 부호만을 위한 방식과 다른 점은 단말에서는 어떤 패리티 정보가 수신되는 지를 스스로 구분할 수 없기 때문에  $p_1$  과  $p_2$  를 구분할 수 있는 수단이 필요하다. 본 연구에서는 이를 서로 다른 주파수를 통하여 구분하는 방식을 사용하였다. 즉,  $[s, p_1]$ 은  $f_1$  주파수 대역을 통하여 전송되고,  $[s, p_2]$ 는  $f_2$  주파수 대역을 통하여 전송되는 방식이다. 이렇게 되면, 단말기에서는 먼저  $f_2$  주파수 대역을 통하여 수신되는 지상 중계기들로부터 오는 신호들을 결합하여 시공간 부호 이득을 얻는다. 그 다음에는  $f_1$  주파수 대역에서 수신된 신호와  $f_2$  주파수 대역을 통하여 수신되는 신호에 포함되어 있는 패리티들을 결합하여 추가적인 부호화 이득을 얻는 것이다. 다음 장에서는 구체적인 예를 이용하여 보다 상세한 동작 원리를 살펴보기로 한다.

### 제 3 절 협동 다이버시티 방식

그림 4-7 은 위 그림 4-6 의 시스템 구조에 제안된 협동 다이버시티 기법이 적용되는 원리를 도식화하여 나타낸 것이다. 즉, 위성 및 서로 다른 두개의 중계기를 각각 하나의 안테나로 간주하여 나타내었다. 서로 다른 두개의 중계기를 나타낸 것은 사용자 단말에서 수신 가능한 대표적인 두 개의 중계기를 나타낸 것으로써, 제안된 방식은 보다 많은 중계기로부터 수신되는 신호를 활용하여 다이버시티 이득을 추가할 수

있다 [27].

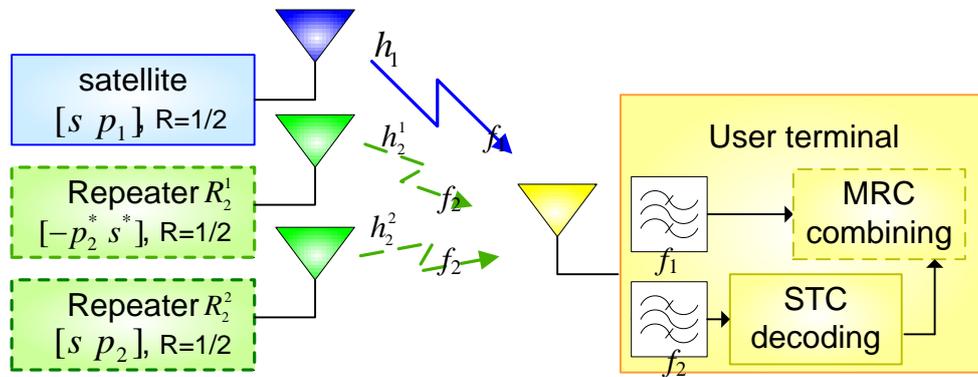


그림 4-7 시공간부호 및 채널부호를 이용한 전송 다이버시티 기법 시스템 모델

또한, 본 예제에서는 시공간 부호화 방식으로써, 3 장에서 설명된 알라무티 방식을 사용하고, 채널 부호로써는 모부호가  $[s, p_1, p_2]$ 로 구성되어 있고 이를  $[s, p_1]$  또는  $[s, p_2]$ 로 구성할 수 있는 RC 부호를 가정하였다. 또한 위 채널부호에서  $s, p_1$  및  $p_2$ 는 서로 동일한 길이를 구성되어 있다고 가정한다. 즉, 이 경우 모부호  $[s, p_1, p_2]$ 의 부호화율은  $1/3$ 이 되며, 개별적인 RC 부호  $[s, p_1]$  또는  $[s, p_2]$ 의 부호화율은  $1/2$ 가 된다.

이제 위 그림 4-6의 망 구성도와 그림 4-7의 동작원리 개념도를 이용하여 상세한 동작 원리를 살펴보기로 하자. 먼저, 위성 게이트웨이에서는 전체 모부호  $[s, p_1, p_2]$ 중  $p_2$ 를 천공하여  $[s, p_1]$ 로 구성된 채널 부호를 위성으로 송신하고 위성은 이 신호를 지상의 단말기 및 각 지상 중계기로 중계한다. 일반적으로 위성에서 지상 중계기로의 채널은 오류가 거의 없는 (quasi-error free) 채널로 간주된다.  $[s, p_1]$ 을 수신한 각 지상 중계기는 먼저 수신된 시스템 정보  $s$ 를 이용하여 모부호 중 위성으로부터 전달되지 않은 나머지 패리티 정보  $p_2$ 를 생성한다.

이제 각 지상 중계기에서는  $[s, p_2]$ 를 이용하여 서로 다른 시공간 부호를 생성하여 전송하는데, 지상 중계기  $R_2^1$ 에서는 시공간 부호  $[-p_2^*, s^*]$ 를 전송하고, 지상 중계기  $R_2^2$ 에서는 시공간 부호  $[s, p_2]$ 를 전송한다. 여기서 중계기  $R_2^1$ 과  $R_2^2$ 는 지상에 존재하는 중계 장치들의 각각 1/2 을 의미하고 각 중계기들은 위성에서 두 신호  $[s, p_1]$ 을 전송하는 동일한  $2T$ 의 시간 동안  $[-p_2^*, s^*]$  또는  $[s, p_2]$ 로 이루어진 신호를 선택하여 직렬로 전송한다. 이 방식은  $[s, p_2]$ 에 대한 알라무티 방식이다.

단, 각 중계기들에서 전송하는 시공간 부호를 선택하는 방법에 따라 단말기에서 얻을 수 있는 다이버시티 이득은 전체 시스템 레벨의 성능 면에서 달라질 수 있다. 다이버시티 이득을 최대로 얻기 위해 최적의 시공간 부호를 선택하는 지능적인 알고리즘을 사용할 수 있으며, 이는 전체 시스템 레벨에서의 관리 및 운용이 필요할 것이므로 이로 인한 충분한 복잡도의 증가를 감수해야 할 것이다. 그러나, 보다 일반적이고 간단한 방법으로는 각 중계기에서 랜덤하게 부호를 선택하는 방법을 취할 수 있으며, 여기서는 임의로 선택된 부호 중  $[-p_2^*, s^*]$ 를 전송하게 되는 중계기를 대표적으로  $R_2^1$ 로 표기하고,  $[s, p_2]$ 를 전송하게 되는 중계기를 대표적으로  $R_2^2$ 로 표기한 것이다.

이러한 방식으로 신호를 전송하게 되면, 위성과 각 지상 중계기에서는 부호화율이 1/2 인 채널부호를 전송하는 것과 같게 된다. 그러나, 사용자 단말기에서는 위성과 사용자 단말기에서 오는 서로 다른 패리티 정보들을 결합하면, 부호화율이 1/3 인 수신 신호를 생성해 낼 수 있고, 이를 복호 함으로써 추가적인 부호화 이득을 얻을 수 있게 된다. 또한, 위성 및 지상 중계기에서는 동일한 모부호에서 생성된 신호를 서로 다른 천공 패턴을 이용하여 생성된 RC 부호를 전송하는 것이므로 어떠한

신호가 수신되는 경우에도 동일한 복호기를 사용하여 복호가 가능하다.

이 때, 사용자 단말기에서는 사용자가 처해 있는 채널 환경에 따라 여러 가지 조합의 신호들을 수신하게 될 것이다. 아래 표 4-1 은 이를 보다 구체적으로 나타낸 것이다. 먼저 첫 번째는 사용자 단말기가 시골 외곽 지역 등에 위치해 있어서 위성으로부터의 직접 신호만 수신 가능한 경우로써, 표 4-1 에 C1 으로 표기되어 있다. 이 경우 사용자 단말기에서는 부호화율 1/2 의 채널부호에 대한 복호를 수행하여 정보를 복원하게 된다.

그 다음은 사용자 단말이 도심 외곽과 같은 지역에 위치하여 위성으로부터 신호를 직접 수신하는 동시에 지상 중계기로부터의 신호도 수신 가능한 경우이다. 즉 지상 중계기  $R_2^1$  또는  $R_2^2$  로부터  $[-p_2^*, s^*]$  또는  $[s, p_2]$ 도 수신하는 동시에 위성으로부터  $[s, p_1]$ 도 수신할 수 있는 경우이다. 이 경우는 표 4-1 에서 C4 에 해당하는 경우로써, 지상 중계기 2 가지 종류 중 하나에서만 신호를 수신하게 되는 경우이므로 시공간 부호화 이득은 얻을 수 없다. 대신 두가지 종류의 패리티 정보  $p_1$  및  $p_2$  가 모두 수신 되었기 때문에 부호화율이 1/3 인 부호에 대한 복호를 수행하여 C1 경우에 비해 추가적인 부호화 이득을 얻을 수 있다.

표 4-1 시공간부호 및 채널 부호를 이용한 신호 전송

Case	신호 수신 경로			STC 이득	복호시 부호화율	전형적인 수신 환경
	위성	중계기 $R_2^1$	중계기 $R_2^2$			
C1	$[s, p_1]$	-	-	없음	1/2	시골, 외곽
C2	-	$[s, p_2]$	-	없음	1/2	도심 ( $R_2^2$ 지역)
	-	-	$[-p_2^*, s^*]$	없음	1/2	도심 ( $R_2^1$ 지역)

C3	-	$[s, p_2]$	$[-p_2^*, s^*]$	있음	1/2	도심 (셀 경계지역)
C4	$[s, p_1]$	$[s, p_2]$	-	없음	1/3	도심 근교
	$[s, p_1]$	-	$[-p_2^*, s^*]$	없음	1/3	도심 근교
C5	$[s, p_1]$	$[s, p_2]$	$[-p_2^*, s^*]$	있음	1/3	도심 근교 (셀 경계)

그 다음은 사용자 단말이 매우 복잡한 도심 지역 한 가운데 위치해 있을 때에 해당하는 경우로써, 위성으로부터 직접 신호는 수신할 수 없고, 지상 중계기로부터의 신호만 수신 가능한 경우가 여기에 해당된다. 표 4-1 에서 C3 로 표기되어 있는 이 경우에는  $R_2^1$  및  $R_2^2$  로부터의  $[-p_2^*, s^*]$  및  $[s, p_2]$ 를 결합하여 시공간 부호화 이득을 얻을 수 있다. 이 경우에는 알라무티 방식에 대한 일반 선형 복호 방식을 이용하여  $[s, p_2]$ 에 대한 추정치를 아래와 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}\hat{s} &= (h_2^1)^* r_1 + (h_2^2) r_2^* \\ \hat{p}_2 &= (h_2^1)^* r_2 - (h_2^2) r_1^*,\end{aligned}\tag{4.1}$$

여기서  $h_2^1$  과  $h_2^2$  는 각 중계기  $R_2^1$  및  $R_2^2$  로부터 사용자 단말기까지의 경로 이득 값이고,  $r_1$  및  $r_2$  는 두 신호 수신 구간  $2T$  동안 연속적으로 수신된 신호이며, 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}r_1 &= h_2^1 s - h_2^2 p_2^* + n_1 \\ r_2 &= h_2^1 p_2 + h_2^2 s^* + n_2,\end{aligned}\tag{4.2}$$

또, 두 중계기 중 어느 하나에서만 수신 가능할 경우는 위의 경우에서 두 신호 중 어느 한 신호의 크기가 0 인 경우에 해당한다고 할 수 있으며, C2 로 표기되어 있다. 이 경우에는 위와 동일한 방법으로 복호가 가능하지만, 두 신호 중 어느 한 신호만 수신하게 되므로 성능은

떨어지게 된다.

마지막으로, 사용자가 세 개의 서로 다른 신호 세트, 즉, 위성으로부터  $[s, p_2]$ 을 수신하고, 각 중계기  $R_2^1$  및  $R_2^2$ 로부터  $[-p_2^*, s^*]$  및  $[s, p_2]$ 를 수신할 수 있는 경우로써, C5 로 표기되어 있다. 이 경우에는 먼저 두 중계기로부터 수신된  $[-p_2^*, s^*]$  및  $[s, p_2]$ 를 결합하여 식 (4.1)에 서와 같이 시공간 부호의 복호 방식을 이용하여  $[s, p_2]$ 를 추정한 후 다시 위성으로부터 수신된  $[s, p_1]$ 과  $[s, p_2]$ 를 결합하여 부호화율이 1/3 인 모부호에 대한 복호를 수행하여 추가적인 부호화 이득을 얻을 수 있다.

#### 제 4 절 성능 시뮬레이션 결과

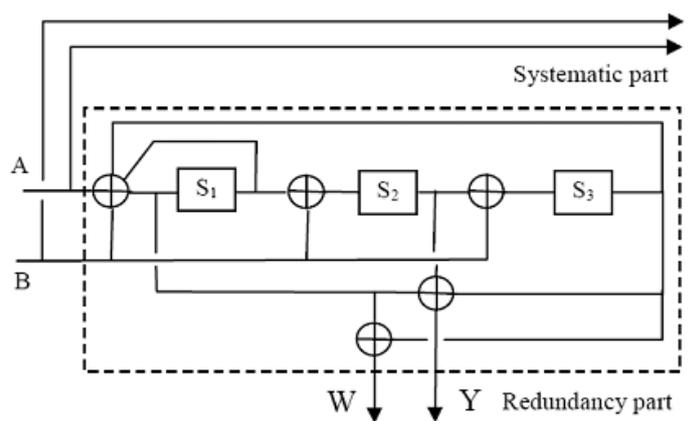
본 절에서는 채널 부호와 시공간 부호를 결합한 다이버시티 방식의 성능 개선 정도를 알아보기 위하여 수행한 시뮬레이션 결과를 살펴본다. 먼저 다이버시티 기법 자체의 성능 개선 정도를 알아보기 위하여 QPSK 변조 방식을 가정한 간단한 시뮬레이션 모델을 사용하였다. 또, 위성과 사용자 단말기 사이의 채널은 직접파가 반사파보다 우세한 라이시안 페이딩 특성을 보이므로, 라이시안 채널로 가정하였다. 위성 시스템에서 효율적인 시공간 부호에 대한 연구 결과를 발표한 사전 연구에 따르면 위성과 지상 중계기와의 신호 결합에 있어서 라이시안 인자 K 값이 5 dB -20 dB 사이의 값 범위 내에서는 성능 면에서 큰 차이가 없음이 밝혀졌으므로, 본 시뮬레이션에서는 라이시안 인자  $K = 10$  dB 로 가정하였다 [25].

또, 지상 중계기와 사용자 단말 사이의 채널은 레일레이 채널로 가정하였다. 또, 기존의 여러 가지 시공간 부호화 방식에 대한 시뮬레이션 모델에서와 마찬가지로 사용자 단말에서는 채널 상태를 완벽하게 추

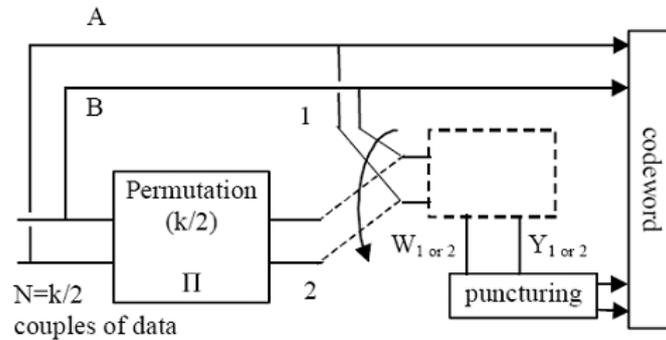
정할 수 있으며, 시공간 부호화를 수행하는 연속되는 두 심볼 간격 동안에는 채널 상태가 변하지 않는다고 가정하였다. 또한, 위성 및 두개의 중계기에서의 각 송신 전력이  $Pt/3$  라고 가정하였다.

채널부호 방식으로는 duo-binary 터보 부호를 사용하였다. duo-binary 터보 부호는 유럽의 표준화 단체인 ETSI 에서 정의하고 있는 광대역 양방향 위성 통신 규격 (Digital Video Broadcasting - Return Channel via Satellite ; DVB-RCS) 및 국내 WiBro 규격을 포함한 휴대형 인터넷 규격인 IEEE 802.16e 에서 채널 부호화 방식으로 정의되어 있다 [28] [29].

아래 그림 4-8 에는 duo-binary 터보 부호의 부호기 구조가 나타나 있는데, 이 부호기에서는 두 개의 비트를 동시에 입력으로 받아서 두 비트로 구성된 심볼 단위로 부호화 과정을 수행한다. 그림 4-3 을 참조하면, 부호기는 두 비트로 구성된 심볼 [A B]를 입력으로 받아 시스터메틱 [A B]를 내보내고, 첫 번째 구성 부호기에서 [W1 Y1]을 그리고 두 번째 구성 부호기에서 [W2 Y2]를 내보내게 된다. 즉,  $N$  개의 심볼에 대해  $3N$  개의 부호화된 심볼을 출력하는 부호화율 1/3 인 부호인 것이다.



(가) 내부 구성부호



(나) 부호화기

그림 4-8 duo-binary 터보 부호기 구조

이러한 부호를 이용하여, 본 제안 방식에서는 위성과 각 지상 중계기에서는  $2N$  개의 심볼 만을 전송함으로써 부호화율이  $1/2$  인 부호화 방식으로 전송하게 된다. 그림 4-8 의 심볼 표기 방식을 그대로 사용하여 설명하면, 위성 게이트웨이에서는 위성을 통하여 전체 생성된 부호 중 일부를 천공하여  $[A \ B \ W1 \ W2]$ 를 전송한다. 이를 수신한 지상 중계기에서는 수신 되지 않은 일부 패리티를 생성하여  $[A \ B \ Y1 \ Y2]$ 에 대해 시공간 부호화 과정을 수행한 후 사용자 단말기로 송신한다. QPSK 변조 방식을 가정하면  $[A \ B]$ 는 시스터메틱 심볼  $s$  에 해당하고,  $[W1 \ W2]$ 와  $[Y1 \ Y2]$ 는 각각  $p_1$  및  $p_2$  에 해당하게 된다. 본 논문에서는 한번에 터보부호에 입력되는 심볼의 개수  $N$  이 212 인 경우를 가정하였다.

그림 4-9 는 위성 및 각 중계기에서의 송신 전력이 각각  $P_t/3$  인 경우에 대하여 표 4-1 에 제시된 사용자가 처한 여러가지 환경에 따라 시뮬레이션한 성능을 비교하여 나타내었다. 터보부호에 대한 반복 복호 알고리즘으로는 Max-log-MAP 알고리즘을 사용하였으며, 복호기에서의 최대 반복 복호 회수는 8 회로 제한하였다. 비교를 위하여 부호화율

이 1/2 인 터보부호에 다이버시티를 적용하지 않은 방식도 같이 나타내었다. 그림 4-9 에 나타나 있는 바와 같이 C1 과 C2 는 다이버시티를 적용하지 않은 터보부호에 비하여 성능이 확연히 저하됨을 알 수있다. 이러한 성능 저하는 C1 과 C2 의 경우 수신 가능한 경로가 하나밖에 없기 때문에 총 전력  $P_t$  중  $P_t/3$  만을 사용하기 때문이다. 따라서 다이버시티가 없는 터보부호를 4.8 dB ( $=10\log_{10}3$ )만큼 천이시키면 C2 와 완벽하게 동일한 성능을 얻을 수 있게 된다. 다이버시티가 없는 터보부호와 비교하여 C3 의 경우 성능 저하도 총 가용 전력  $P_t$  중  $P_t/3$  만큼만 사용하기 때문이다.

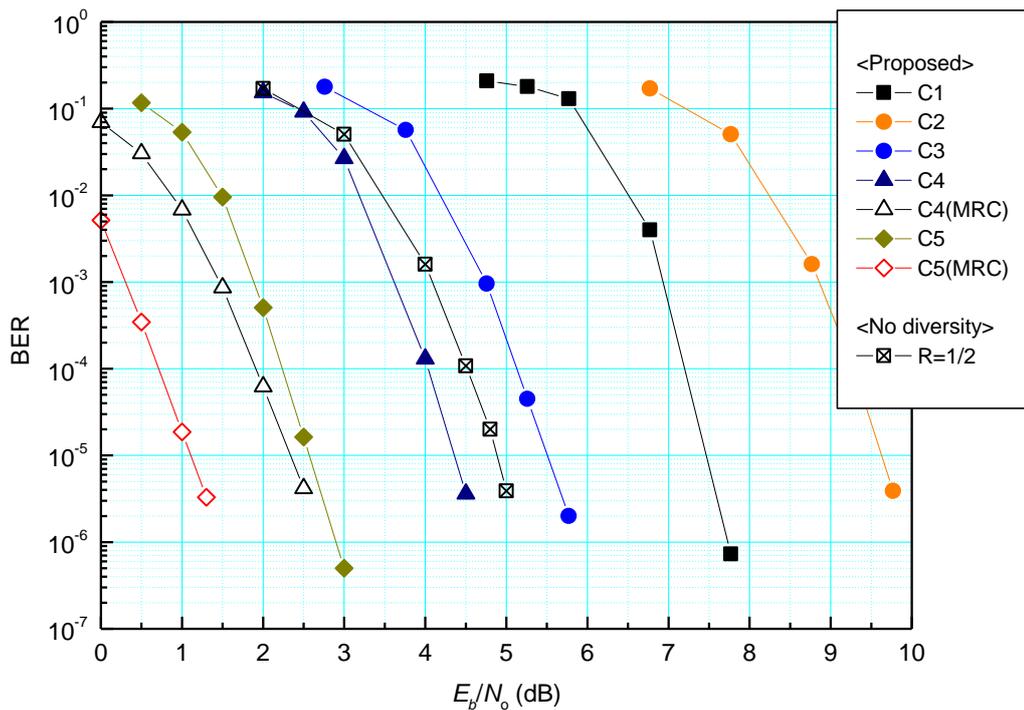


그림 4-9 다양한 사용자 환경에 대한 시공간부호 및 채널부호를 이용한 다이버시티 성능 시뮬레이션 결과

여러 개의 경로로부터 수신되는 신호를 결합하였을 경우 얻게되는 성능 이득을 살펴보기 위하여 그림 4-10에 C4와 C5에 대한 성능을 다이버시티가 전혀 없는 터보부호와 비교하여 나타내었다. C4의 경우 위성 및 하나의 중계기로부터 부호화율이 1/2인 터보부호로 부호화된 신호를 동시에 수신할 수 있다. 따라서, 수신단에서는 부호화율이 1/3인 터보부호에 대한 복호 방식을 적용할 수 있게 되기 때문에  $10^{-5}$  정도의 BER 값에서 다이버시티가 전혀 없는 부호화율이 1/2인 터보부호에 비하여 약 0.5 dB의 이득을 보여주고 있다.

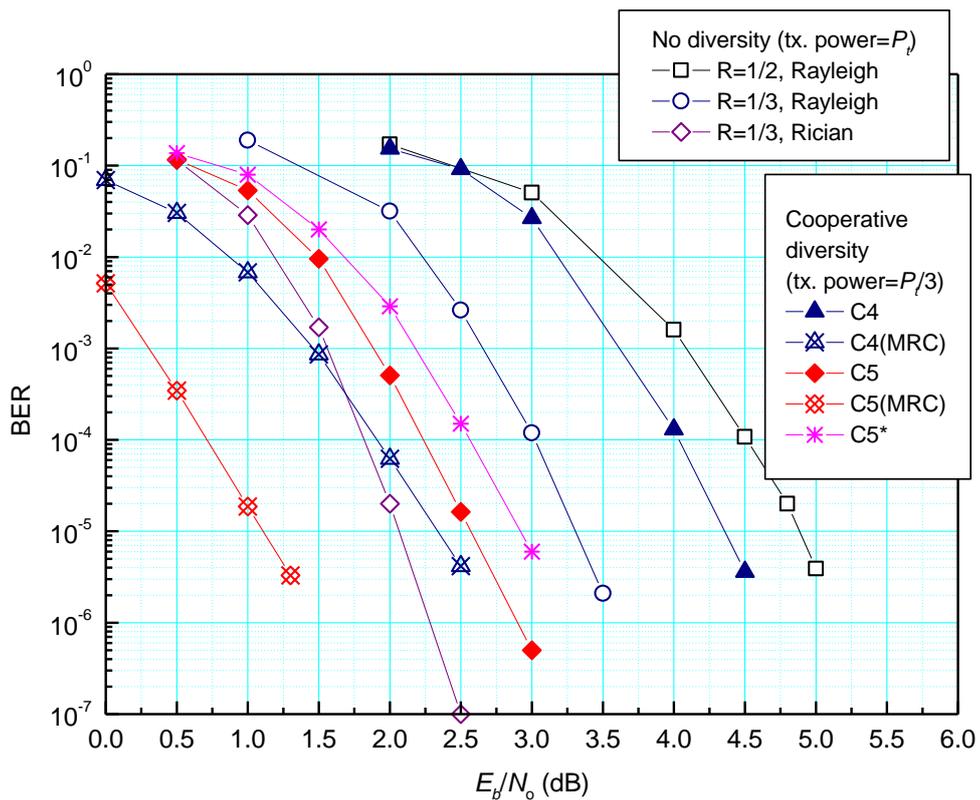


그림 4-10 다이버시티 이득이 없는 터보부호화 시공간부호 및 채널부호를 이용한 다이버시티 성능 시뮬레이션 결과 비교

C5 의 경우에서처럼 가능한 모든 3 개의 경로가 모두 결합하여 부호화율이 1/3 인 터보부호에 대한 복호 방식을 적용하게 되면  $10^{-5}$  정도의 BER 값에서 다이버시티가 전혀 없는 부호화율이 1/3 인 터보부호에 비하여 약 0.8 dB 정도의 이득을 가지게 된다. 또한, MRC 방식을 적용하게 되면 그림 4-10 에 나타나 있는 바와 같이  $10^{-5}$  정도의 BER 값에서 추가적으로 2.3 dB 의 결합 이득을 얻을 수 있다는 것을 알 수 있다. 무엇보다 중요한 것은 이러한 협동 다이버시티 방법에서는 각 송신기들은 1/2 의 부호화율로 전송하지만 수신측에서는 송신된 신호들을 효율적으로 결합하여 부호화율이 1/3 인 일반적인 방법보다 더 우수한 성능을 얻을 수 있다는 것이다.

일반적으로 라이시안 채널에서의 BER 성능은 레일레이 채널에서의 성능보다 더 우수한다. 이는 라이시안 채널에서는 비교적 그 크기가 강한 직접파 성분이 포함되어 있기 때문이다. 그림 4-10 의 성능 그래프에서 다이버시티가 없는 부호화율이 1/3 인 터보부호는 레일레이 채널에서의 성능이고, C5 의 경우 세가지 신호 중 위성 경로로부터 수신된 신호는 라이시안 채널로부터 수신된 신호이다. 따라서, 이러한 조건에서 C5 와 다이버시티가 없는 부호화율 1/3 인 터보부호와의 성능 비교는 공정하지 않다고도 할 수 있다.

이러한 이유로 인하여 C5 에서 모든 경로로부터 수신되는 신호가 모두 레일레이 채널을 통과한다고 가정했을 경우의 성능을 동시에 표기하였으며, 이를 C5\*로 나타내었다. BER 성능 결과를 비교해 보면 C5\* 도 여전히 다이버시티가 없는 부호화율 1/3 터보부호보다 성능이 0.5 dB 정도 더 우수하다는 것을 알 수 있다.

## 제 5 절 관련 표준화 활동

본 장에서 기술한 일부 연구 내용 결과를 바탕으로 하여, 2009 년 4 월 및 9 월 개최된 ITU-R WP 4B 회의에서는 1-3 GHz 이동위성서비스 대역에서 운용되는 통합 시스템에 대한 망구조, 응용 및 성능에 관한 보고서 또는 권고서 초안에 대하여 협동 다이버시티를 이용하여 성능을 개선할 수 있는 기술에 대한 내용을 추가하는 수정 안을 기고서로 제출하였으며, 미국 및 캐나다에서 제출된 문서와 통합하여 의장 보고서의 부속서로 승인되었다 [2] [3]. 아래 표 4-2 는 본 연구 내용과 관련 ITU-R WP 4B 회의에 제출된 기고서 내용과 그 반영 결과를 정리한 것이다.

표 4-2 협동다이버시티를 통한 위성시스템이 성능 향상 관련 표준 기고서 제출 현황

기고서명	Proposed modification to the working document towards a preliminary draft new Report or Recommendation on network architectures, applications and performance for integrated systems operating within the mobile-satellite service in the 1-3 GHz bands (1-3 GHz 이동위성서비스 대역에서 운용되는 통합 시스템에 대한 망구조, 응용 및 성능에 관한 보고서 또는 권고서 작업문서 초안에 대한 수정 안)
제출 회의	ITU-R WP 4B, 2009 년 4 월 22 일-29 일
작성 배경	이동위성통신 대역 내에서 지상중계 장치를 이용한 통합 망 (Integrated network) 또는 혼합망 (Hybrid network)을 이용한 이동위성통신서비스에 대한 연구가 전세계적으로 활발히 진행되고 있으며, ITU-R 에서도 이에 관련된 연구가 진행되고 있음
제출 목적	본 기고서는 이러한 연구 추세에 맞추어 통합망에서의 망구조, 응용 및 성능에 관한 내용을 기술하고 있는 작업

	문서에 통합 망의 성능을 개선할 수 있는 기술에 대한 내용을 추가하고자 하는 수정 안을 제안하고 있음
내용 요약	1-3 GHz 이동위성서비스 대역에서 운용되는 통합 시스템에 대한 망구조, 응용 및 성능에 관한 보고서 또는 권고서 초안에 대하여 협동 다이버시티를 이용하여 성능을 개선할 수 있는 기술에 대한 내용을 추가하는 수정 안을 제시함
반영결과	의장보고서의 부속서로 첨부됨
기고서명	Working document towards a preliminary draft new Reports and/or Recommendations on reference network architectures, applications and performance including QoS, for integrated systems operating within the mobile-satellite service in the 1-3 GHz bands (1-3 GHz 이동위성서비스 대역에서 운용되는 통합 시스템에 대한 QoS 를 포함하는 성능, 응용, 참조 망구조에 관한 보고서 또는 권고서 작업문서 초안에 대한 수정 안)
제출 회의	ITU-R WP 4B, 2009년 9월 7일 - 14일
작성 배경	우리나라는 제 26 차 WP 4B 회의에서 통합망에서의 망구조, 응용 및 성능에 관한 내용을 기술하고 있는 작업문서에 통합 망의 성능을 개선할 수 있는 기술에 대한 내용을 추가하고자 하는 수정 안을 제안한 바 있음
제출 목적	위와 같은 작성 배경에 따라, 본 기고서에서는 기 제출된 기고서의 내용을 좀 더 상세히 보완하는 내용을 포함하고 있음 향후 이러한 내용을 바탕으로 타 국가와의 협조를 통하여 우리나라에서 작성된 내용이 신규로 작성되는 권고서에 포함될 수 있도록 함
내용 요약	1-3 GHz 이동위성서비스 대역에서 운용되는 통합 시스템에 협동 다이버시티를 이용하여 성능을 개선할 수 있는 기술에 대한 내용을 보다 구체화하여 수정 안을 제시함
반영 결과	의장보고서의 부속서로 첨부됨



## 제 5 장 결 론

### 제 1 절 연구 결과에 대한 결론 및 향후 연구 계획

본 보고서에서는 위성통신시스템에서의 효율적인 채널 부호화 기술 연구의 중간연구 결과로써 위성시스템에서 MBMS 제공에 적합한 채널 부호화 기법에 대하여 기술하였다. 먼저, 위성 시스템에서의 오류성능 목표에 대한 정의를 살펴보고 이와 관련된 표준화활동을 2 장에서 기술하였다. 3 장에서는 위성 시스템에서 MBMS 제공에 적합한 위성-지상 통합망의 구조와 이에 적합한 성능향상 기법으로써 시공간부호를 이용한 다이버시티 기술에 대하여 기술하였다. 또한, 이를 확장하여 채널부호를 결합하여 성능을 향상시킬 수 있는 기법에 대하여 기술하여 다양한 시뮬레이션 결과를 제시하였다. 위와 같은 성능 시뮬레이션 결과를 볼 때, 본 연구에서 제시한 기법들을 적용할 경우 성능향상을 통한 효율적인 서비스 제공이 예상된다.

위와 같은 연구 결과의 결과로써 현재 2 건의 논문과 4 건의 관련 기고서가 작성 및 제출되었으며, 이와 관련된 내용을 아래 2 절에 기술되어 있다. 향후에는 이와 같은 연구결과를 확장하여, 현재 작업 문서 상태에 있는 관련 표준 문서를 발전시켜 관련 내용에 대한 신규 권고서가 작성될 수 있도록 노력할 예정이다.

## 제 2 절 연구 결과물

### 1. 기고서

번호	기고서 제목	발표회의, Input, TEMP	발표일
1	Proposed modification to the working document towards a preliminary draft new Report or Recommendation on network architectures, applications and performance for integrated systems operating within the mobile-satellite service in the 1-3 GHz bands	The 26 <sup>th</sup> meeting of ITU-R WP4B, Doc. 4B/68-E, Doc. 4B/85-E Annex 11	'09.4.22-29
2	Proposed preliminary draft revision of Recommendation ITU-R S.1521 Allowable error performance for a hypothetical reference digital path based on synchronous digital hierarchy	The 26 <sup>th</sup> meeting of ITU-R WP4B, Doc. 4B/67-E, Doc. 4B/85-E Annex 17	'09.4.22-29
3	Working document towards a preliminary draft new Report and/or Recommendation Reference network architectures, applications and performance, including QoS, for integrated systems operating within the mobile-satellite service in the 1-3 GHz bands	The 27 <sup>th</sup> meeting of ITU-R WP4B, Doc. 4B/101-E, Doc. 4B/109-E Annex 4	'09.9.7-14
4	Draft revision of Recommendation ITU-R S.1521 Allowable error performance for a hypothetical reference digital path based on synchronous digital hierarchy	The 27 <sup>th</sup> meeting of ITU-R WP4B, Doc. 4B/102-E, Doc. 4B/TEMP/58-E	'09.9.7-14

## 2. 논문

번호	논문 제목	게재/발표지명	게재/발표일
1	Evaluation of PAPR Efficiency of QO-STBC Algorithms	ICWN 2009 학회	'09.07.
2	Evaluation of STC schemes for future S-DMB services	IEICE Tr. on Communications	'09.11
3	Performance of Turbo-coded STC schemes for cooperative satellite-terrestrial system	JC-SAT 2009 학회	'09.10

## 3. 표준화 활동

번호	표준화 활동	활동 사항
1	한국 ITU 연구위원회 연구위원	SG4 분과 회의 참석 및 보고서 작성등
2	ITU-R WP 4B	표준화 회의 참석 및 기고서 제출



## 참 고 문 헌

- [1] 제 26 차 ITU-R WP 4B 회의 의장보고서, 부속서 10, “Draft new Question ITU-R [HYBRID]/4 - System architecture and performance aspects on hybrid satellite and terrestrial systems”  
2009 년 5 월 27 일
- [2] 제 26 차 ITU-R WP 4B 회의 의장보고서, 부속서 11, “Proposed modification to the working document towards preliminary draft new Reports and/or Recommendations on reference network architectures, applications and performance, including QoS, for integrated systems operating within the mobile-satellite service in the 1-3 GHz bands” 2009 년 5 월 27 일
- [3] 제 26 차 ITU-R WP 4B 회의 의장보고서, 부속서 4, “Working document towards preliminary draft new Reports and/or Recommendations - Reference network architectures, applications and performance, including QoS, for integrated systems operating within the mobile-satellite service in the 1-3 GHz bands” 2009 년 10 월 9 일
- [4] G. M. Parsons and R. Singh, “An ATC Primer; The future of communications ” , [http://www.skyterracom.com/docs/papers/ATCREVFeb2 .pdf](http://www.skyterracom.com/docs/papers/ATCREVFeb2.pdf)
- [5] N. Chuberre, O. Courseille, P. Laine, L. Rouillet, T. Quignon, and M. Tatard, “Hybrid satellite and terrestrial infrastructure for mobile broadcast services delivery: An outlook to the ‘Unlimited Mobile TV’ system performance” , International Journal of Satellite Communications and Networking, vol. 26, no. 5, pp. 405-426, Sep. 2008.
- [6] 한국정보통신기술인협회, “국제 디지털통신 링크의 성능 기준에 적합한 오류정정 부호 방식에 관한 연구 보고서” , 2005 년 11 월
- [7] 한국정보통신기술인협회, “위성통신 시스템에서의 고효율 부호에 대

- 한 오류성능 목표 분석” , 2006 년 11 월
- [8] Recommendation ITU-R S. 1062-4, Allowable error performance for a satellite hypothetical reference digital path operating below 15 GHz, 2007.
- [9] 정보통신단체표준 TTA.K0-06.0017/R1, “ 디지털 위성통신시스템에서의 오류성능목표”
- [10] Sooyoung Kim, Sungmoon Yeo, Dongseok Shin, and Sang Seob Song, “ Estimation of the error performance objectives for satellite communication systems ” , International Journal of Satellite communications and Networking, vol. 26, no. 6, pp. 475-488, Dec. 2008.
- [11] Recommendation ITU-R S. 1521, Allowable error performance for a hypothetical reference digital path based on synchronous digital hierarchy, 2001.
- [12] 제 26 차 ITU-R WP 4B 회의 의장보고서, 부속서 10, “Liaison statement to the Coordination Committee for Vocabulary (CCV), Working Parties 4A, 4C, 5A and 5C – Proposed definitions for "integrated MSS system"and "hybrid satellite/terrestrial system"” 2009 년 5 월 27 일
- [13] Snyder J, Patsiokas S., “ XM satellite radio-satellite technology meets a real market”, Proceedings of the 22nd AIAA International Communications Satellite Systems Conference \& Exhibit, Monterey, CA, U.S.A., May. 2004.
- [14] Akturan R., “An overview of the Sirius satellite radio system” International Journal of Satellite Communications and Networking, vol. 26, no. 5, pp. 349-358, Sep. 2008.
- [15] Sang-Jin Lee, SangWoon Lee, Kyung-Won Kim, and Jong-Soo Seo, Personal and Mobile Satellite DMB Services in Korea," IEEE Transactions on Broadcasting, vol. 53, no. 1, pp. 179-187, Mar. 2007.
- [16] Sooyoung Kim, Unhee Park, Hee-Wook Kim, and Do-Seob Ahn, “Evaluation of cooperative diversity techniques using STC for

- future S-DMB services” , IEICE Transactions on Communications, vol. E92-B, no. 11, pp. 3345-3353, Nov. 2009.
- [17] ETSI v, "Digital Video Broadcasting (DVB); DVB-SH Implementation Guidelines TM-SSP25r9f", Jan. 2008.
- [18] S. M. Alamouti, "A simple transmitter diversity scheme for wireless communications," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 16, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [19] Hee Wook Kim, Kunseok Kang, and Do Seob Ahn, "Distributed Space-Time Coded Transmission for Mobile Satellite Communication Using Ancillary Terrestrial Component," IEEE ICC 2007, Jun. 2007.
- [20] Sooyoung Kim, Hee Wook Kim, Kunseok Kang, and Do Seob Ahn, "Performance enhancement in future mobile satellite broadcasting services," IEEE Communication Magazine, vol. 46, no. 7, pp. 118-124, Jul. 2008.
- [21] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs" ,IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 45, no. 5, pp. 1456-1467, Jul. 1999.
- [22] H. Jafarkhani, "A quasi-orthogonal space-time block code," IEEE Trans. Communications, Vol.49, pp.1-4, Jan. 2001.
- [23] O. Tirkkonen, A. Boariu and A. Hottinen. "Minimal non-orthogonality rate 1 space-time block code for 3+ Tx antennas." ISSSTA 2000. pp.429-432, Sep. 2000.
- [24] Unhee Park, Sooyoung Kim, Kwangjae Lim, and Jing Li, "A Novel QO-STBC Scheme with Linear Decoding for Three and Four Transmit Antennas", IEEE Communications Letter, vol. 12, no. 12, pp. 868-870, Dec. 2008.
- [25] 박운희, 이정, 김수영, "위성과 지상 중계 장치와의 협동 다이버시티를 위한 효율적인 STBC 방식" , 한국통신학회 논문지, 제 33 권, 제 10 호, pp. 997-1005, 2008 년 2 월
- [26] Gene H. Golub and Charles F. Van Loan, "Matrix Computations, 3rd Edition," Johns Hopkins University Press, 1996.

- [27] Do-Seob Ahn, Sooyoung Kim, Hee-Wook Kim, and Dong Dong-Chul Park, "A Cooperative Transmit Diversity Scheme for Mobile Satellite Broadcasting Systems", International Journal of Satellite communications and Networking 2010 년 게재 예정
- [28] ETSI EN 301-790, "Digital Video Broadcasting (DVB); Interaction channel for satellite distribution systems", V1.3.1, Mar. 2003.
- [29] IEEE 802.16 Standard - Local and Metropolitan Area Networks - Part 16, IEEE Std 802.16 - 2005
- [30] T. E. Hunter, and A. Nosratinia, "Diversity through coded cooperation," IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 5, no. 2, pp. 283-289, Feb. 2006.

## 부 록 (관련표준화 기고서)