제 출 문

본 보고서를 「광대역 CDMA를 위한 실시간 채널 시뮬레이터 개발에 관한 연구」과제의 최종보고서로 제출합니다.

2000. 12. 30.

연구책임자 : 최승원 (한양대학교)
연 구 원 : 정찬복 (한양대학교)
김미경 (한양대학교)

요　　약　　문

1. **과제명** : **광대역 CDMA를 위한 실시간 채널 시뮬레이터 개발에 관한 연구**

2. **연구기간** : 2000. 3. 1 - 2000. 12. 31

3. **연구책임자** : **최 승 원**

4. **계획 대 진도** : **다음 페이지 참조**

———— 계획진도
추진실적

가. 월별 추진내용

세부 연구내용	월별 추진일정										비고
	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	
O 국내 및 국제 표준안 자료 수집 - 국내 CDMA 표준안에 대한 자료 수집 - 미국, 유럽, 일본등의 표준안에 대한 자료수집											
O 신호환경 모델링 개발 - IS-95 데이터 포맷 연구 및 채널 모델링 개발 - WLL데이터 포맷 연구 및 채널 모델링 개발 - IMT2000 데이터 포맷연구 및 채널 모델링 개발											
O 컴퓨터를 이용한 시뮬레이션 수행 - 각종 성능분석 수행(빔패턴, 성상도, Bir Error Rate) - 평가보드를 이용한 실시간 신호발생											
O 최종 보고서 작성											
분기별 수행진도 (%)	100		100			100			100		

나. 세부 과제별 추진사항

1) 국내 및 국제 표준안 자료 수집

○ 국내 및 국외의 CDMA 이동통신 표준화 동향 분석 완료

2) 신호환경 모델링 개발

○ IS-95 신호환경에 대한 데이터 포맷 분석 및 채널 모델링 수행 완료

○ WLL 신호환경에 대한 데이터 포맷 분석 및 채널 모델링 수행 완료

○ IMT-2000 신호환경에 대한 데이터 포맷 분석 및 채널 모델링 수행 완료

○ 신호 모델링 작성완료

3) 컴퓨터를 이용한 시뮬레이션 수행

○ IS-95, WLL, IMT-2000 신호환경에 대해 각 각 프로그래밍된 채널모델링을 이용하여 다양한 신호환경에서 컴퓨터 시뮬레이션을 수행.

○ 다양한 신호환경에 의한 시뮬레이션 결과를 성능분석하여 송,수신 신호가 각 신호환경에 맞게 발생되는 지를 성능분석.

○ 송, 수신 신호가 실시간으로 발생되는지를 평가보드(Evaluation board)를 이용해 점검

4) 최종 보고서 작성

○ 상기 모든 결과를 종합하여 최종 보고서를 작성

5. 연구결과

1) IS-95, WLL, IMT-2000 표준화 분석 수행

○ CDMA 이동통신에 대한 표준화 방향을 최초로 시작된 시점부터 현재까지를 도식적으로 제시하였고, 현재의 이동통신 표준화 현황을 성능 및 특성등으로 구분하여 세부적으로 분석함.

2) IS-95, WLL, IMT-2000 신호환경에 대한 데이터 포맷 분석 및 채널 모델링 작성

○ 현재 이동통신 규격으로 사용되는 IS-95 신호환경에 대해 우선적으로 데이터 포맷을 분석하고 채널을 모델링 하였음.

○ IS-95 신호환경에 대한 채널 모델링을 근간으로 하여 WLL, IMT-2000 신호환경에 대한 데이터 포맷을 분석하고 채널을 모델링함. 즉, 수신 신호가 WLL, IMT-2000 채널을 통과하면서 진행되는 데이터 속도, 확산/역확산 방법, 변조/복조방법, 데이터 오류 정정 방법등을 기술하고, 이를 데이터 흐름에 맞춰 수식화하여 프로그래밍을 작성함.

3) 송, 수신 신호 모델링 작성

○ 기지국에서 단말기로, 단말기에서 기지국으로 송,수신되는 신호를 모델링하였음.

○ 모델링된 수식은 실제 환경에 맞게 다중 경로에 인한

페이딩을 고려하였으며, Angle spread는 실험 데이터를 근간으로 하여 작성함.

4) IS-95, WLL에 대한 채널 모델링 적합성 성능확인

○ IS-95, WLL의 채널 모델 프로그램에 대한 적합성을 판단하기 위해 신호가 채널을 통과하면서 나타나는 처리이득(Processing gain)이 제대로 나타나는지를 컴퓨터 시뮬레이션을 수행해 확인함.

○ IS-95에서는 처리이득이 이론적으로 256이 되고, WLL은 처리이득이 64가 되는지를 확인한 결과 이상 없음이 판명됨.

5) 컴퓨터를 이용한 시뮬레이션 수행

○ IS-95, WLL, IMT-2000 신호환경에 대해 각 각 프로그래밍된 채널모델링을 이용하여 다양한 신호환경에서 컴퓨터 시뮬레이션 수행.

○ 다양한 신호환경에 의한 시뮬레이션 결과를 성능분석하여 송,수신신호가 각 신호환경에 맞게 발생되는 지를 성능분석.

○ 송, 수신 신호가 실시간으로 발생되는지를 TMS320C6X 평가보드(Evaluation board)를 이용해 확인

6) 최종 보고서 작성

○ 상기 모든 결과를 종합하여 최종 보고서를 작성

6. 기대효과

○ 현재 유사한 목적을 가진 외국의 제품에서 제공되는 신호합성기는 최소 100,000 $를 상회하고 있으므로 국내의 이동통신 분야의 제조에 관련하고 있는 모든 중소기업에서 본 과제의 개발목표인 실시간 채널 시뮬레이터를 사용할 경우, 많은 외화 절감 효과 및 개발비 절감효과를 초래한다.

○ 외국업체에서 제공되는 신호합성기는 주어진 신호환경에 따라서 그에 알맞은 선택사양을 별도 구입해야 함에 따른 불편함이 있다. 과제에서 제공하는 실시간 채널시뮬레이터는 하나의 모듈에서 소프트웨어만을 교환하므로써 다양한 신호환경의 송,수신 신호를 발생시킬 수 있으므로 기업에서의 연구업무를 대폭 간소화할 수 있다.

7. 기자재 사용 내역

시설·장비명	규 격	수량	용도	보유현황	확보 방안	비 고
PC	팬티엄 III	2	IS-95, WLL, IMT-2000에 대한 채널 모델링 작성 및 성능 확인	기보유		
평가보드	TMS320C6X	1	실시간 신호발생 확인	기보유		
디지털 오실로스코프	TDS360	1	신호파형 확인	기보유		

8. 기타사항

해당 무

SUMMARY

In this study, we implement the real-time channel simulator that can be adjusted on the various signal environment such as IS-95, WLL, and IMT-2000. To implement the channel simulator, we analyze the data format and channel modeling of each signal environment and simulate their performance.

The important issues treated is followed :

(1) Analysis of Signal Environment for IS-95, WLL, IMT-2000

In this section, We introduce several standardizations of CDMA such as IS-95, WLL, IMT-2000 and perform the channel modeling for each signal environment.

(2) Performance of Channel modeling

we simulate word error probability to check the validity of channel modeling of IS-95 and WLL. It has been assured from the various computer simulations that the ratio of desired signal power to interference signal power is 256 and 64 which is same as calculation result.

(3)Implementation of channel simulator

We explain how to implement the channel simulator and adjust the various algorithm to the channel simulator. Introducing the channel simulator, It can be possible to analyze the performance of systems operated on the various CDMA environment and be developed the more innovative channel simulator.

목 차

표 목 차

그 림 목 차

제 1 장 서론

최근 전자 및 정보통신기술의 눈부신 발전으로 CDMA 환경(IS-95, WLL, IMT2000)관련 시설이 확대보급 발전되고 있다. 이와 관련하여 이동통신 분야의 제조업체와 통신사업체를 망라한 많은 전자통신 사업체들이 상기 CDMA 관련 송수신 장비와 부품을 운용하고 있어서 해당 신호환경에서의 기준 송,수신 신호 발생기가 필요하다. 그러나 송,수신 발생기는 공급이 원활치 못하여 유사한 목적을 가진 외국의 제품을 사용하고 있으나 너무 고가이며, 각 기업에서 개발하고 있는 제품의 신호환경에 맞게 본체 및 선택사양등을 제대로 주문하는 것도 용이치 않아, 중소기업에서의 이 연구개발에 커다란 장애 요소가 되어왔다. 따라서 본 연구의 목적은 다양한 CDMA 신호환경에서의 송수신 신호를 실시간으로 발생시켜 주는 모듈인 고속 신호처리 모듈(Digital Signal Processor)을 이용한 실시간 채널 시뮬레이터를 개발하려는 것이다.

실시간 채널 시뮬레이터 개발을 위해 우선적으로 IS-95, WLL, IMT-2000등의 CDMA 신호환경에 대한 데이터 포맷을 연구 분석하여 각 각의 채널모델링을 작성한 다음 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 성능분석을 수행하였다. 최종적으로 평가보드(Evaluation board)를 이용해 실제 실시간 신호가 발생되는 것을 최종 확인하였다.

전반기(2000년 3월-7월)에 수행한 연구내용은 IS-95, WLL, IMT-2000 환경에 대한 표준화 동향을 소개하고, 각 순방향 링크(Forward link), 역방향 링크(Reverse link) 신호 환경에 대한 데이터 포맷을 연구 분석하여 채널을 모델링하였다. 즉, 확산/역확산 방법, 변조/복조 방법, 데이터 오류 정정기법등을 분석하여 각 신호환경에 적용되는 종합적인 채널 구조를 모델링하였다. 또한, 단말기에서 기지국으로 보내는 송신신호와

기지국에서 수신하였을 때의 수신신호를 모델링하였다. 수신신호 모델은 실제 환경에 가깝게 다중경로(Multipath)로 인한 페이딩을 고려하였고, Angle spread는 Tsoulos measurement 자료를 분석하여 실제상황에 맞게 모델링될 수 있도록 하였다. 또한, IS-95, WLL 신호환경에 대한 채널 모델링의 적합성을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 확인하였다.

상기 수행내용을 토대로 후반기(2000년 8월-12월)에서는 IS-95, WLL, IMT-2000 신호환경에 따른 채널모델링 프로그램에 대한 종합적인 성능분석을 수행하였다. 즉, IMT-2000에 대한 채널 모델링 적합성을 확인하고, IS-95, WLL, IMT-2000 채널구조에 대해 다양한 신호환경을 고려하여 각 신호들이 정확하게 수신되는지를 성능 분석하였다. 또한 실시간 채널 시뮬레이터 설계를 위해 PC에 평가보드(Evaluation board)를 삽입해 신호들이 실시간 발생하는지를 확인하였다.

제 2 장 IS-95, WLL, IMT-2000 신호 환경 분석

제 1 절 표준화 분석

음성위주의 부가서비스에 대한 한계성이 대두되면서 고속의 데이터의 전송 및 멀티미디어 서비스를 비롯한 다양한 종류의 서비스를 지원하는 이동통신 시스템이 요구되었다. 따라서 수요자들의 요구를 만족시키기 위해 점차 고속의 데이터와 다수의 가입자를 수용할 수 있는 이동통신 시스템으로 변천하고 있다. 이를 유럽을 중심으로한 GSM망과 미주 및 아시아를 중심으로 하는 IS-95 방식으로 크게 구분하면 전자의 경우 GPRS, EDGE의 표준으로 발전되고 있고, 후자는 IS-95B, IS-95C의 표준으로 개선되고 있다. 이러한 차세대 이동통신망은 전세계적인 로밍(Roaming)이 가능하도록 IMT-2000이라는 이름으로 각 표준을 통합하고자 하는 노력이 진행중이며, 유럽의 W-CDMA와 북미의 CDMA2000을 중심으로 논의가 진행중이다.

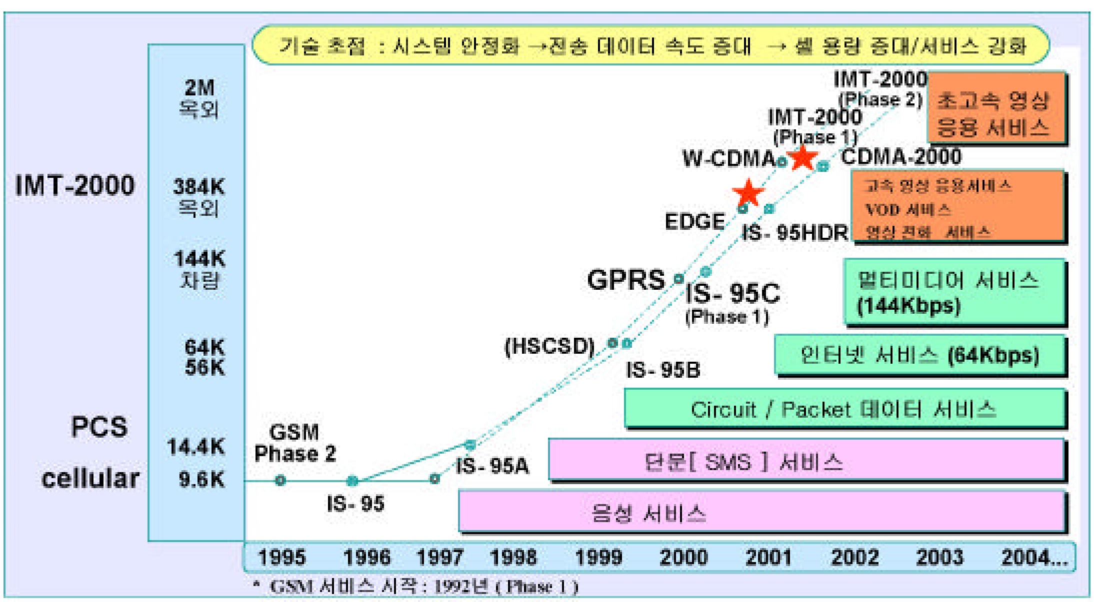


그림 2-1-1 이동통신 기술표준의 변천사

IMT-2000의 표준화를 위해 세계 각국에서 컨소시엄 형태로 발족한 기구가 3GPP(3rd Generation Patnership Project)이며, W-CDMA 표준에 대한 논의를 3GPP에서, CDMA2000 표준에 대한 논의를 3GPP2에서 논의하고 있다. 여기서 논의된 표준안이 ITU에 제출되어 그림 2-1-2와 같이 OHG(Operator Harmonization Group)라는 세계 주요 이동통신 사업자들이 구성한 임시조직에서 최종 조정하여 표준을 확정하게 된다. 현재 CDMA에 근간한 IMT-2000 이동통신표준으로 CDMA2000방식의 표준을 IMT-MC, W-CDMA의 FDD방식을 IMT-DS, W-CDMA의 TDD방식을 IMT-TC 라는 규격으로 나뉘어 표준화가 완료 또는 진행중이다. 또한 TDMA 방식에 근간한 이동통신 규격으로 IMT-SC, IMT-FT의 표준이 있다.

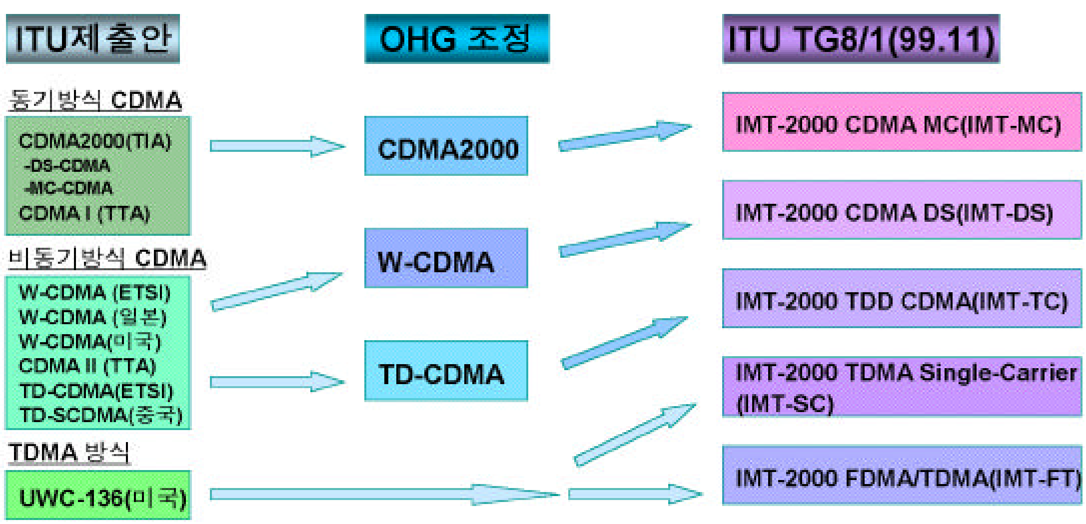


그림 2-1-2 IMT-2000의 표준화 과정

CDMA 방식의 무선접속규격을 사용하는 WLL 시스템은 Narrow band WLL과 Wide band WLL 방식으로 나눌 수 있다. Narrow band WLL

시스템은 1.23MHz의 주파수대역폭을 사용하는 기존의 IS-95 CDMA 무선접속규격의 퀄컴 QCTel과 모토로라가 개발한 WiLL시스템으로 두 시스템의 공통점은 IS-95 CDMA 무선접속규격을 그대로 적용하여 개발한 시스템이라는 점이다. 한편, Wide band WLL 시스템은 인터디지털과 지멘스의 CDMALink 시스템, 그리고 DSC의 AirSpan 시스템, 루슨트 테크놀로지의 AirLoop 시스템 등이다.

국내에서는 2.3 2.33GHz 주파수대역을 무선가입자회선용 주파수로 배정하였으며, 이어 주파수 분배에 대한 채널할당계획이 발표되어, 한국통신의 경우 재난복구용 10.5MHz 대역의 주파수대역폭을 배정 받았고, 데이콤에서는 무선가입자회선용 실험국 주파수 대역으로 사용지역을 대전지역으로 한정해서 14MHz 주파수대역폭을 할당받아 현재 2.3GHz 주파수대역의 전파특성 및 전파환경 관련 시험을 수행하였다. 1996년 12월부터 제출된 규격을 ETRI, 데이콤, 한국통신과 한화, 현대, 대우, LG, 삼성, 대한전선 등 국내 무선통신 관련 제조업체에서 TTA 회의를 통해 수차례 보완 개정작업을 벌였다. 정보통신부에서는 통신 하부구조가 열악한 개발도상국을 중심으로 급격한 시장확장이 예상되는 WLL 시장을 선점하기 위해 '97년 광대역 CDMA 방식을 이용한 국내 WLL 무선접속 표준안을 확정하였으며, '97년 하반기부터 국내 통신제조업체들의 WLL 상용시스템이 개발되고 있다.

IS-95, IMT-2000, WLL 신호환경에 대한 각 특성은 표 2-1-1과 같다.

표 2-1-1 CDMA 이동통신 시스템의 비교

	IS-95A	IS-95B	IS-95C cdma2000(1x)	cdma2000 (3x)	W-CDMA	WLL
대역폭	1.25 MHz 1.2288 Mcps	1.25 MHz	1.25 MHz	5 MHz (MC) 3.6864 Mcps	5 MHz (DS) 3.84 Mcps	3.5 MHz~ 15 MHz
최고 Data 속도	9.6/14.4kbps	57.6/64kbps	144kbps	384kbps (out) 2.048Mbps (in)	384kbps (out) 2.048Mbps (in)	128kbps~ 1.5 Mbps
확산방법	PN spreading + Walsh Modulation	PN spreading + Walsh Modulation	PN spreading + Walsh Modulation	Complex spreading	Complex spreading	PN spreading
사용코드	Convolutional	Convolutional	Convolutional	Convolutional & Turbo code	Convolutional & Turbo code	Convolutional

제 2 절 데이터 포맷 분석 및 채널 모델링

본 절에서는 IS-95, WLL, IMT-2000 신호 환경에 대한 데이터 포맷을 분석하고 각각에 대한 채널 모델링을 보여준다.

데이터 포맷이란 각 신호환경이 가지고 있는 데이터 흐름 또는 채널 구조를 의미하며 각 환경에 따라 확산/역확산 방법, 변조/복조 방법, 데이터 오류 정정 방법 등에 차이가 있다.

이에 대한 각각의 특성을 블록도를 통해 보여주고 각 기능들에 대해 설명하였다.

채널 모델링은 신호가 수신되어 각 채널구조를 거치면서 원래 신호로 복원되는 과정을 수식화하여 프로그래밍 하는 것으로, 본 절에서는 채널 모델링에서 가장 중요한 역확산 방법을 중점적으로 기술하였다.

본 기술내용은 기지국에서 단말기로 신호전송하는 방법인 순방향 링크와 단말기에서 기지국으로 신호전송하는 역방향 링크로 구분하여 작성하였다.

1. IS-95 데이터 포맷 및 채널 모델링

가. 순방향 링크 채널

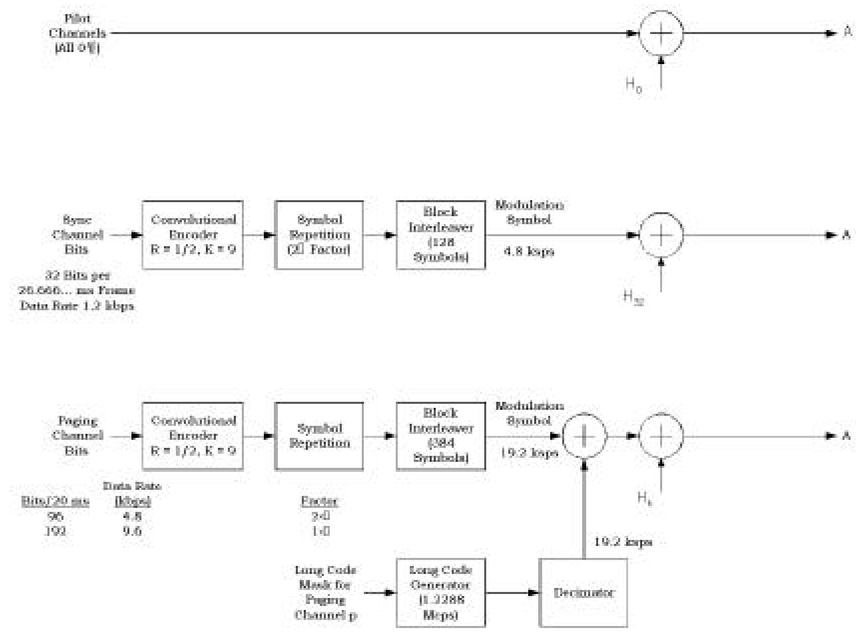


그림 2-2-1-1 Pilot, Synch, Paging Channel

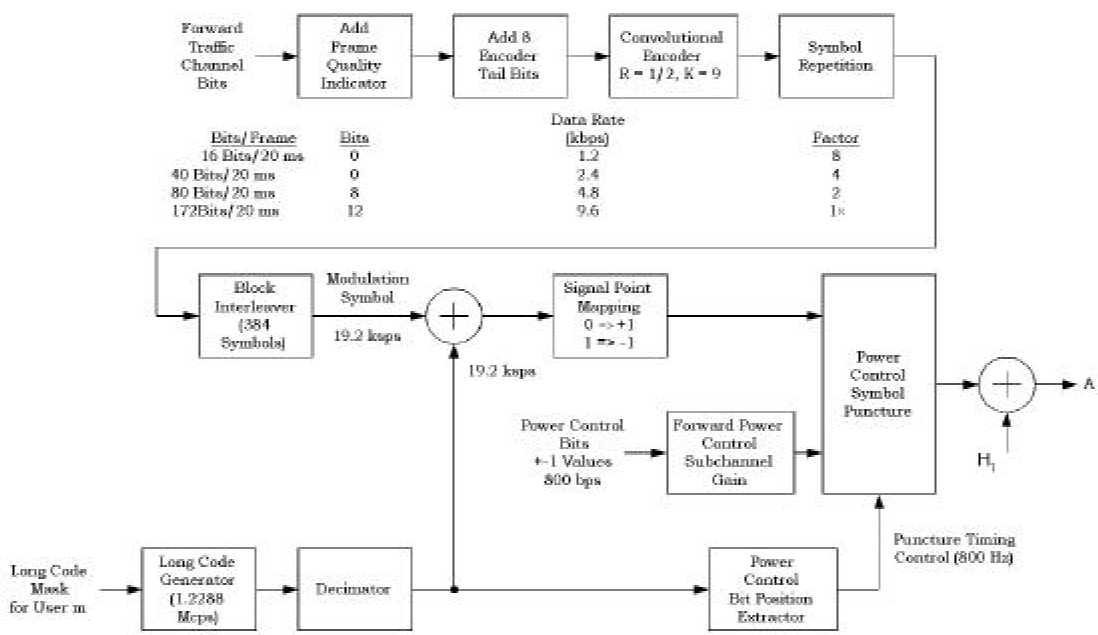


그림 2-2-1-2 Traffic channel

(1) **전체 블록 설명**

IS-95**의 순방향 링크의** Block**도는 각** channel**에 따라서 그림** 2-2-1-1**과 그림** 2-2-1-2**에 나타나 있다**. **우선**, **그림** 2-2-1-1**에 대해서 설명해보자**. **첫째로** Pilot channel**이 있다**. **이것은 단말이 기지국을 구분하고**, **동기를 획득하며 복조시** phase **정보를 알려주는 역할을 한다**. **그리고 아래 그림** 2-2-1-3**의 블럭은 모든** channel**에 공통 부분으로 연결된다**.

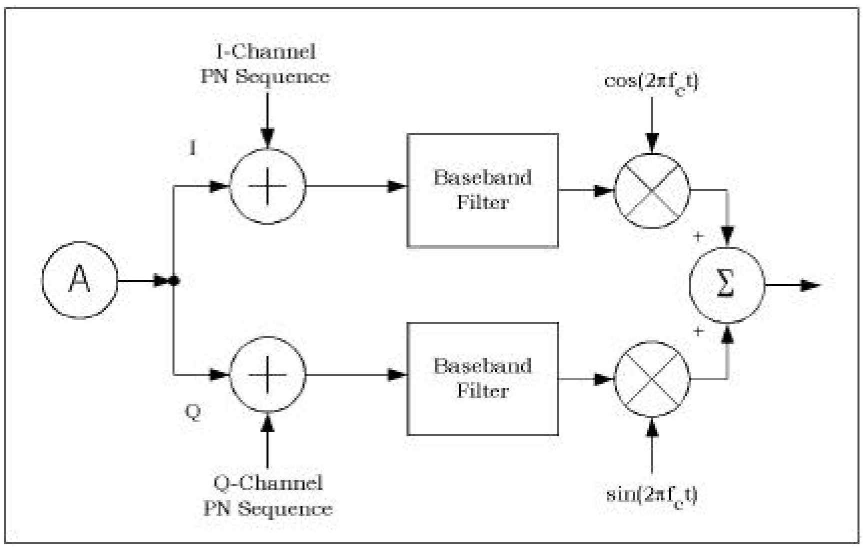


그림 2-2-1-3 common part

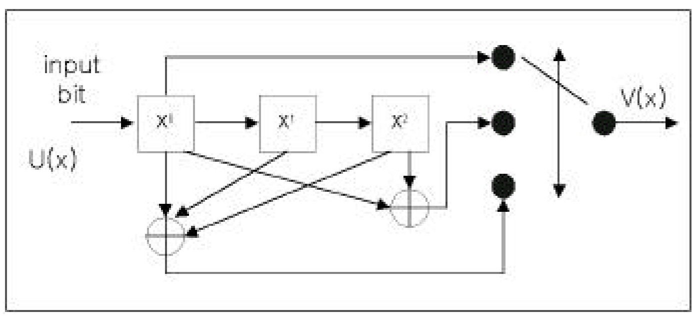
둘째로, Synch channel**에 대해서 살펴보면**, 26.66ms**의** frame **길이를 가지며**, Convolutional encoder, Symbol Repetition, Block Interleaver**등을 차례로 거친다**. **이것은 단말이** frame synch**를 획득하게 하고**, **시스템 시간을 알려주는 등의 여러 가지** data**를 제공하고 있다**. **셋째로**, Paging channel**에 대해서 살펴보면**, 20ms**의** frame **길이를 가지면**, Convolutional encoder, Symbol Repetition, Block Interleaver**를 거친 뒤** Long PN Code**로** Scrambling **된다**. **이 채널은 단말에** Call**과 관련된** signalling **기능을 한다**. **다음으로 그림** 2-2-1-2**를 보면**, Traffic channel**이 나타나 있다**. **이 채널은 음성정보를 전달하는 역할을 하며**, CRC bits, 8 zero bits**가 더해지**

고, Convolutional Encoder, Symbol Repetition, Block Interleaver를 거쳐서, Long PN Code로 Scrambling된다. 또한, Pucturing에 의해서 이 위에 Power Control bits를 넣게 된다.

(2) 각 블록의 기능

(가) Convolutional Encoder

encoding 방법은 여러 가지 방법이 있지만, 여기서는 다항식을 이용한 코딩을 설명하기로 한다. 예로서 r=1/3이고 K=3인 Convolutional Encoder에 대해서 다음과 같이 그림을 그려보자. 만약 U(x)가



$G1(x) = 1 \quad G2(x) = 1+x^2 \quad G3(x) = 1 + x + x^2$

그림 2-2-1-4 r = 1/3,K = 3 (constrain length) 인 convolution encoder

$1+x+x^2+x^4$이라면, 즉 (11101)이라는 시퀀스입력이 들어오면, (이것은 X1과 x2 레지스터에 00이 들어있다고 가정하면 (0011101)이라는 시퀀스 입력으로 봄.)그 출력은 다음과 같이 계산되어질 수 있다.

$V1(x) = U(x)*G1(x) = 1+x+x^2+0+x^4+0+0$

$V2(x) = U(x)*G2(x) = 1+x+0+ x^3+0+0+x^6$

$V3(x) = U(x)*G3(x) = 1+0+x^2+0+0+x^5+x^6$

따라서 결과적인 출력은 순서대로 (111 110 101 010 100 001 011) 된다. 이것은 (00)+(11101)이란 7개의 입력에 대해서 3*7=21개의 출력이 나왔다.

(나) Symbol Repetition

IS-95에서 variable한 date rate를 간단하게 통일 시키기 위해서 사용하며, 예를 들어, 10011이 들어오면 11 00 00 11 11로 출력을 내보낸다.

(다) InterLeaving

예로서 8*4=32의 InterLeaving을 해 봅시다.

0	2	1	3
16	18	17	19
8	10	9	11
24	26	25	27
4	6	5	7
20	22	21	23
12	14	13	15
28	30	29	31

0	8	16	24
1	9	17	25
2	10	18	26
3	11	19	27
4	12	20	28
5	13	21	29
6	14	22	30
7	15	23	31

0	2	4	6
8	10	12	14
16	18	20	22
24	26	28	30
1	3	5	7
9	11	13	15
17	19	21	23
25	27	29	31

bit reverse order(아래쪽 우측)가 row-column exchange(아래쪽 왼쪽)보다 더 좋은 성능을 보여주고 있다.가령. 5개의 연속적인 error가 생기면, <가로로 읽기>는 error가 난 비트의 최소거리가 0이지만, bit reverse order는 최소거리가 4이다. 따라서 성능이

더 좋다.

(라) Hadamard Code

이 Hadamard Code는 Walsh Code와 같은 Code이며, 다만 그 번호의 순서가 다르다. 여기서는 Hadamard Code를 설명하기로 하자. 우선 생성원리는 다음과 같다.

H2 = [1 1] -> H_0 H4 = [H2 H2] = [1 1 1 1] -> H_0
[1 -1] -> H_1 [H2 -H2] [1 -1 1 -1] -> H_1
[1 1 -1 -1] -> H_2
[1 -1 -1 1] -> H_3

이런 식으로 계속해서 H8, H16, H32, H64 . . . . 등등의 set을 만들 수가 있다. 작동 원리로서 다음의 예를 살펴보자.

예) H4 Set의 경우

H0*H0 = 4, H1*H1 = 4, H2*H2 = 4, H3*H3 = 4 => 자기를 곱하면 4, H0*H1 = 0, H0*H2 = 0, H0*H3 = 0, . . . , H2*H3 = 0 => 다른 것과 곱하면 0으로써 orthogonal함을 알 수가 있다.

예)

	t=0	t=Tc	t=2Tc	t=3Tc
0.2*H0	0.2	0.2	0.2	0.2
0.4*H1	0.4	- 0.4	0.4	- 0.4
2.0*H2	2.0	2.0	- 2.0	- 2.0
1.3*H3*	1.3	- 1.3	- 1.3	1.3
S_{tot}(t)	3.9	0.5	- 2.7	- 0.9

$S_{tot}(t)$ * H0 = 3.9+0.5-2.7-0.9 = 0.2 * 4

$S_{tot}(t)$ * H1 = 3.9-0.5-2.7+0.9 = 0.4 * 4

$S_{tot}(t)$ * H2 = 3.9+0.5+2.7+0.9 = 2.0 * 4

$S_{tot}(t)$ * H3 = 3.9-0.5+2.7-0.9 = 1.3 * 4

위의 예에서 $S_{tot}(t)$라는 신호가 한 Sector내의 모든 단말에 전달되며, 이 신호는 각 단말에게 할당된 Hadamard Code로 correlation 되면, 본 신호에 4배된 크기의 신호가 도달하게 된다. 이러한 원리에 의해서 현재 H64 Set을 쓰는 IS-95 순방향 링크에서는 Sector당 Channel의 수는 64개가 되며, 주어진 Hadamard Code로 Correlation하면 본 신호에 64배 크기의 신호가 검출되게 된다.

(마) Baseband Filter

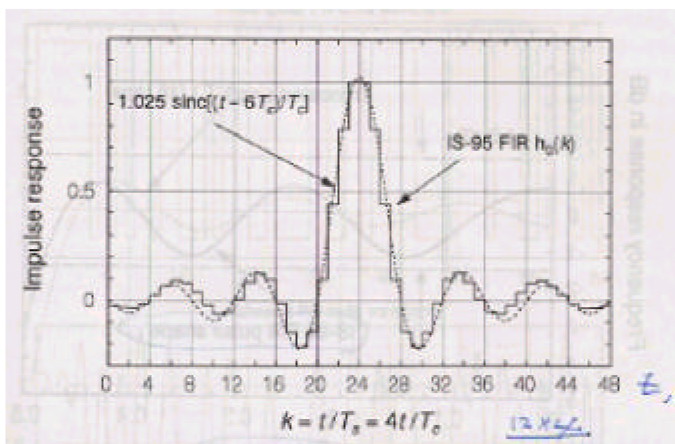


그림 2-2-1-5 IS-95 FIR pulse shape

Baseband filter는 1개의 칩을 그림 2-2-1-5와 같이 48개 샘플로 변화시킨다. 여기서 Tc = 4 * Ts 이다. 이러한 pulse shaping을 치게되면 주파수 응답이 규격에 맞게되며 칩당 에너지를 NRG 파형보다 더 많이 가지게 되는 효과가 있다.

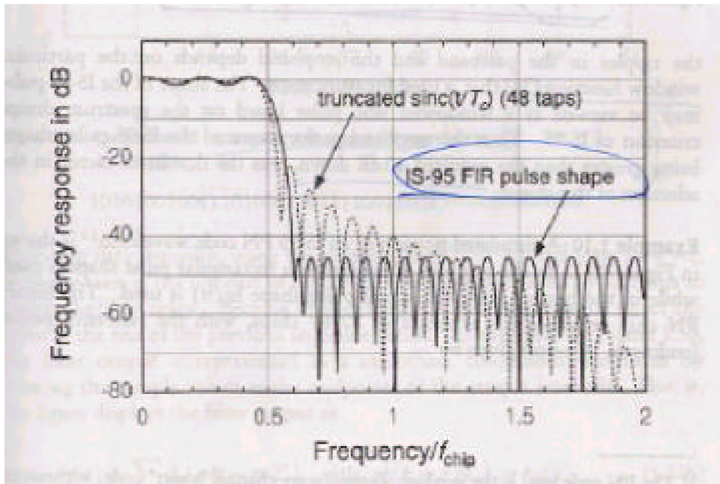


그림 2-2-1-6 Transforms of IS-95 FIR pulse shape

그림 2-2-1-6**은 그림** 2-2-1-5**의** pulse shaping**에 대한 주파수 영역에서의 변화를 보여주고 있다.** 48 Tab**으로** truncate**된** baseband filter**가 규격을 거의 만족시키고 있다.**

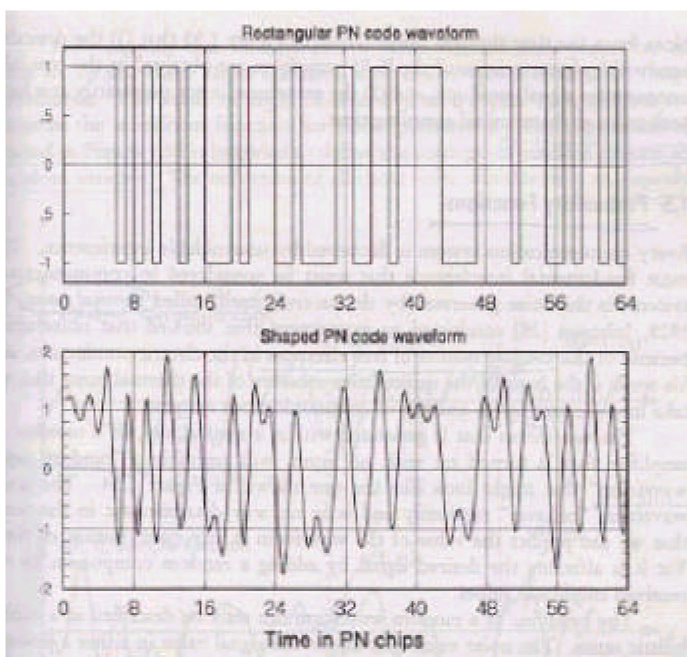


그림 2-2-1-7 Rectangular and Shaped PN waveforms

그림 2-2-1-7**에는 결과적으로** NRG **파형의 형태인** Data**가** pulse shaping 된 모습이 나타나 있다. 이 파형이 실제로 송신되는 신호의 파형이다.

나. 역방향 링크 채널

(1) 역방향 링크 동작의 개요.

• IS-95 역방향 링크 채널의 구조는 엑세스 채널과 트래픽채널의 두 종류로 이루어져 있다. 순방향 링크에서 pilot 신호를 주기적으로 보냄으로써 기지국이 이동국 신호의 위상정보를 알아주는 동기 검파 방식과는 달리 역방향 링크에서는 interference를 감소시키고 이동국의 전력을 절약하기 위하여 pilot 신호를 보내지 않고 이동국이 기지국의 신호를 검출하는 비동기 검파 방식을 사용한다.

• IS-95 순방향 링크에서 Walsh Code 는 각 채널을 구분하기 위하여 사용되어 졌으나 역방향 링크에서 Walsh code 는 데이터를 modulation 하는데 사용되어졌다.

• 순방향 링크에서는 PN long code 가 음성데이터가 전송될 시에 보안성을 유지하기 위한 Scrambling을 위하여 사용되어진다. 하지만 역방향 링크에서는 각각의 사용자들을 구분하기 위하여 2^{42-1} 개의 PN long code를 사용하고 있다.

(2) 역방향 링크 채널의 구조와 개념

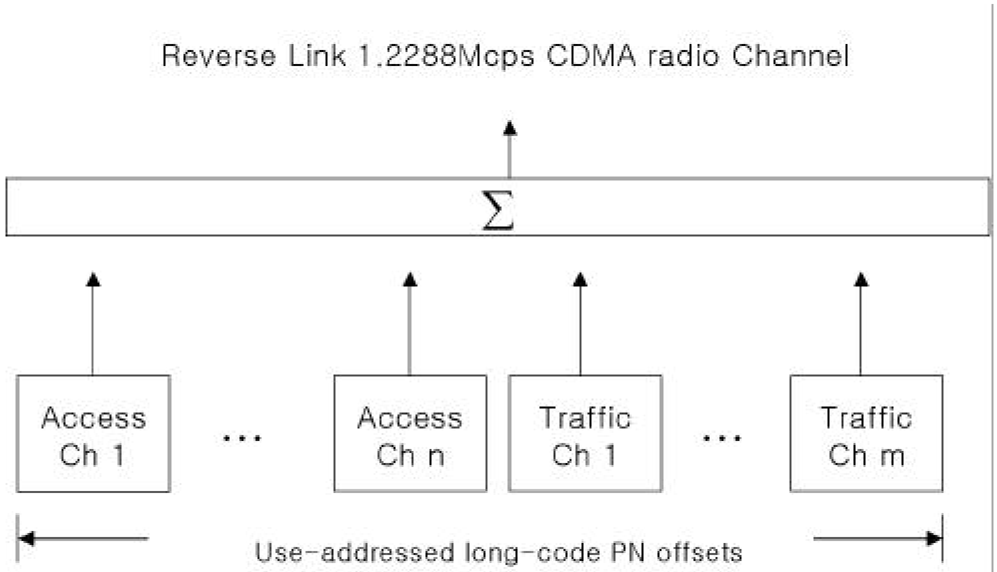


그림 2-2-1-8 역방향 링크 채널 할당

역방향 링크 채널은 엑세스 채널과 트래픽 채널로만 이루어져서 총 64 개의 채널을 가진다. 각 채널은 long code PN offset을 가지면서 각 사용자들을 기지국이 구별하도록 되어있다.

(가) Access Channel

엑세스 채널은 이동국이 기지국과 통화를 시도하기 위하여 사용되어지는 채널이다. 기지국이 이동국에게 Paging 채널을 통하여 신호를 보내면 그 Paging 채널에서 받은 메시지에 대한 응답을 보내주는 역할을 하게된다.

한개의 Paging 채널에 최대 32개의 엑세스 채널이 쓰여질 수 있다.

엑세스 채널이 신호를 송신 할 때는 다른 사용자와의 충돌을 피하고 좀더 정확한 데이터를 보내기 위하여 Random Access 방법으로 기지국에 신호를 송신하게 된다. 그러므로 정보를 잃어버리지 않게 하기 위하여 Preamble Data 와 Capsule 데이터로

구분하여 보내게 된다.

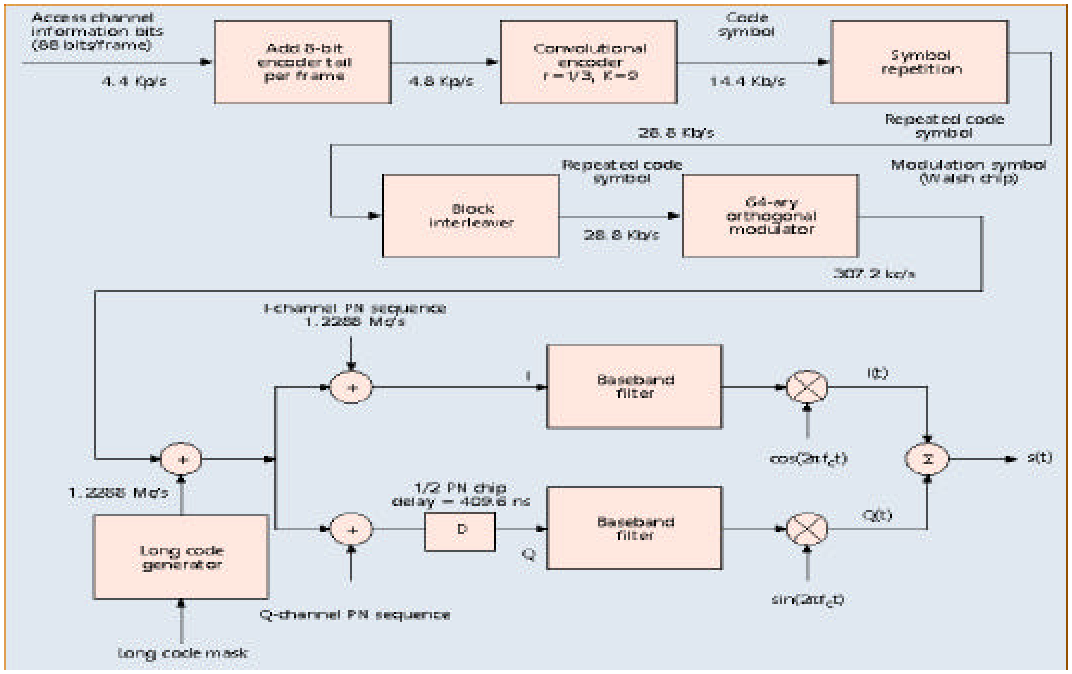


그림 2-2-1-9 Access Channel 구조

(나) Traffic Channel

이동국이 기지국으로 음성 또는 데이터와 신호정보를 전달하기 위하여 쓰이는 채널로써 순방향 링크에 있는 Traffic 채널과 동일한 임무를 수행한다.

초반부에 언급했듯이 다른 점은 long PN code 에 의해 사용자들이 구별된다는 점과 Walsh modulation 과정이 첨가되었다는 것을 Block Diagram을 통하여 알 수 있다.

역방향 링크에서는 송신 전력을 줄이기 위하여 전송시 Symbol repetition 에 의하여 반복되는 심벌을 무작위 적인 방법으로 버리게된다.

이러한 방법은 데이터 전송속도에 따라 일정한 그룹으로 나누게 되고 각 그룹에서 반복되는 심벌을 버린다. 이러한 과정을 'Data Burst Randomizer Operation' 이라고 한다.

다음 그림은 grouping 하는 방법을 전송속도에 따라 나타낸다.

Voice rate	Repetition	Modulation Symbol grouping
9,600 bps	X 1	6 symbols ; 6 symbols; etc (No repetition) (96 / 6 = 16 group)
4,800 bps	X 2	6symbols,6 repeats ; 6symbols, 6 repeats; etc (96 / 12 = 8 group)
2,400 bps	X4	6 symbols, 3 group of 6 repeats ; etc (96 / 24 = 4 group)
1,200 bps	X8	6 symbols, 7 group of 6 repeats ; etc (96 / 48 = 2 group)

그림 2-2-1-10 Grouping of Orthogonal modulation Symbols

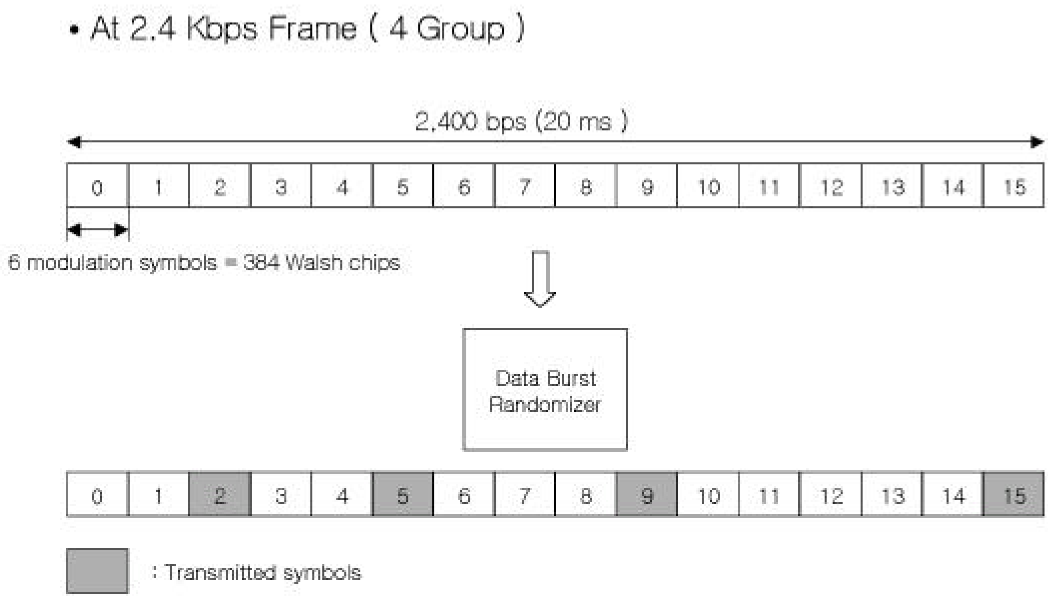


그림 2-2-1-11 Data Burst Randomizer Operation

(3) 역방향 링크 채널 modulation

앞부분에서 언급했듯이 순방향 링크는 Pilot 채널로써 동기를 잡는 동기 검파방식을 사용하는 데에 비하여 Reverse link 는 전력을 줄이기 위해 Pilot 채널을 쓰지 않고 신호의 포락선으로 신호

를 검파하는 비동기 방식을 쓰게된다.
그러므로 순방향 링크에서 QPSK 변조방식을 쓰는데 비하여 역방향 링크에서 OQPSK 변조 방식을 쓰므로 인해서 I 채널과 Q 채널의 위상의 변화가 적어져 비교적 안정된 포락선을 얻을 수 있다.

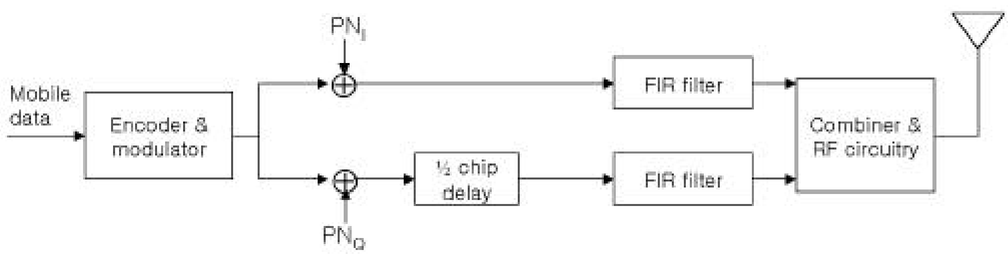


그림 2-2-1-12 역방향 링크 Transmitter

(4) 순방향 링크와 역방향 링크의 트래픽 채널에 대한 비교

역방향 링크에서 비동기 검파 방식을 사용하므로 해서 Interference를 줄이기 위한 기술이 필요하다. 역방향 링크에서 coding 방식, linterleaving, Walsh modulation 기법에 대해 좀더 견고한 방식을 채택하고 있다.
또한 Walsh modulation 과 PN long code 의 용도가 각각의 Link 에서 다르게 사용되어 있으므로 각 link 에서의 트래픽 채널을 비교할 필요성이 있다고 본다. 다음 그림은 두 방향의 트래픽 채널을 비교한 그림이다.

	Forward Link	Reverse Link
Coding	Rate 1/2, K = 9	Rate 1/3, K = 9
Interleaving	1 frame, 384 symbols	1 frame, 576 symbols
Walsh modulation	Distinguishes a particular user	Provides 64-ary modulation
Long PN code	Scrambles data Decimated to symbol rate	Distinguishes users
Repeated symbols	All symbols transmitted	Repeated symbols gated off
Modulation	QPSK	OQPSK

그림 2-2-1-13 **순방향** & **역방향** Traffic **채널의 비교**

다. 채널 모델링

N개의 안테나가 반송 주파수의 반파장씩 떨어져 등간격으로 배열되어 있는 선형어레이를 고려한다. 또, 각각의 안테나 소자는 전 방향에 대해서 동일한 이득을 주는 등방성(omnidirectional) 안테나라고 가정한다. IS-95 CDMA 환경에서 m번째 안테나를 통해 수신되는 신호에 대한 기지국의 수신 안테나 구조는 그림 2-2-1-14와 같다.

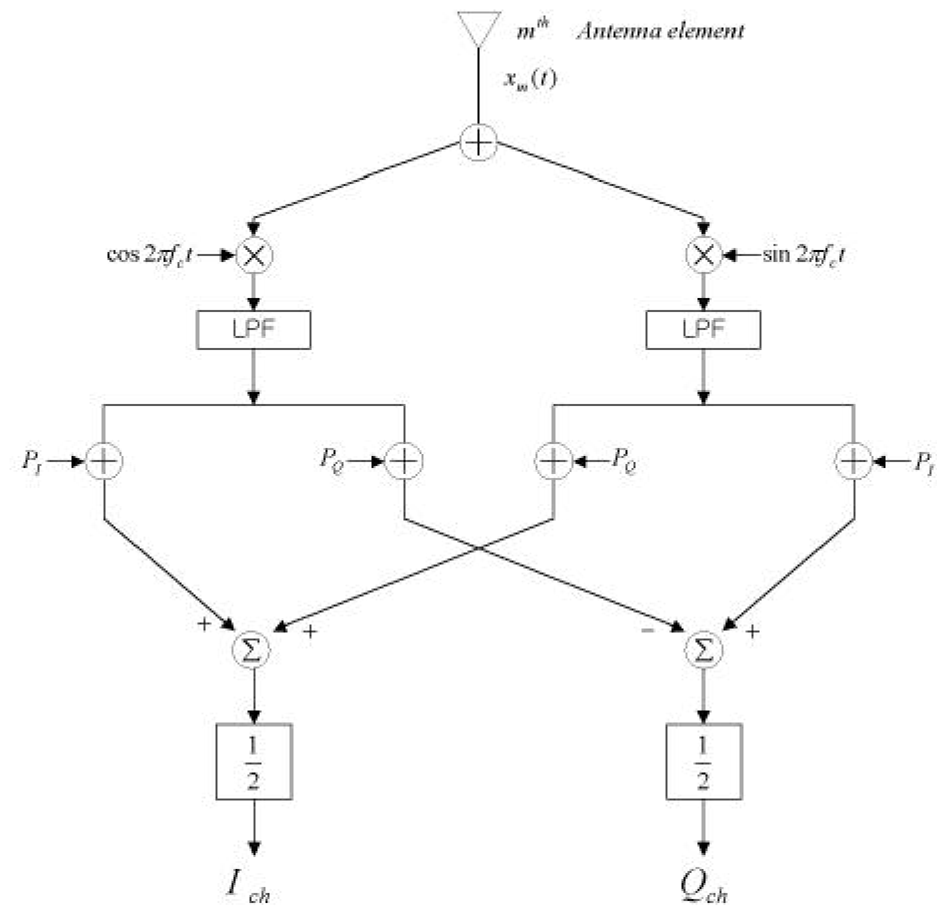


그림 2-2-1-14 IS-95**의 수신단 구조**

기준 안테나로부터 m **번째 떨어진 안테나 어레이에 수신된 하나의 신호에 대한 수식은 다음과 같다**.

$$x_m(t) = \cos[2\pi f_c t + \theta(t) - \phi - (m-1)\pi\sin\theta_k] \qquad (2\text{-}2\text{-}1)$$

$\theta(t)$**는 변조된 정보신호**, $\pi\sin\theta_k$**는** m**번째 안테나 어레이로 입사된** k**번째 신호에 대한 안테나의 위상**, ϕ**는 캐리어 위상지연 이다**. **상기** (2-2-1)**식을** in-phase **성분과** quadrature **성분으로 나누어 주파수 저역 천이기**(frequency down converter)**를 거치면 식** (2-2-2), (2-2-3)**과 같다**.

$$x_{m,I.dc}(t) = \cos[\theta(t) - \phi - (m-1)\pi\sin\theta_k]$$
$$= \cos\theta(t)\cos[\phi + (m-1)\pi\sin\theta_k] + \sin\theta(t)\sin[\phi + (m-1)\pi\sin\theta_k] \quad (2\text{-}2\text{-}2)$$

$$x_{m,Q.dc}(t) = \sin[\theta(t) - \phi - (m-1)\pi\sin\theta_k]$$
$$= \sin\theta(t)\cos[\phi + (m-1)\pi\sin\theta_k] - \cos\theta(t)\sin[\phi + (m-1)\pi\sin\theta_k] \quad (2\text{-}2\text{-}3)$$

여기서 $x_{m.I.dc}(t)$는 m번째 안테나로 수신된 in-phase 성분 신호가 down convert 된 후의 신호를 뜻하며, $x_{m.Q.dc}(t)$는 quadrature 성분으로의 down convert 된 신호를 의미한다. 또한, $\cos\theta(t)$, $\sin\theta(t)$는 확산(spreading)된 정보신호로, $\cos\theta(t) = aP_I^m$, $\sin\theta(t) = aP_Q^m$가 되고, $\Phi = \phi + (m-1)\pi\sin\theta_k$로 놓으면 다음과 같이 간단한 수식으로 표현할 수 있다.

$$x_{m,I.dc}(t) = a\cdot P_I\cos\Phi + a\cdot P_Q\sin\Phi \quad (2\text{-}2\text{-}4)$$

$$x_{m,Q.dc}(t) = a\cdot P_Q\cos\Phi + a\cdot P_I\sin\Phi \quad (2\text{-}2\text{-}5)$$

여기서, (2-2-4),(2-2-5)식을 역확산(despreading)시키면 다음과 같다.

$$\int_0^{T_s}[\{a\cdot P_I\cos\Phi + a\cdot P_Q\sin\Phi\}\cdot P_I]dt = a\cdot\cos\Phi \quad (2\text{-}2\text{-}6)$$

$$\int_0^{T_s}[\{a\cdot P_I\cos\Phi + a\cdot P_Q\sin\Phi\}\cdot P_Q]dt = a\cdot\sin\Phi \quad (2\text{-}2\text{-}7)$$

$$\int_0^{T_s}[\{a\cdot P_Q\cos\Phi - a\cdot P_I\sin\Phi\}\cdot P_I]dt = -a\cdot\sin\Phi \quad (2\text{-}2\text{-}8)$$

$$\int_0^{T_s} [\{a \cdot P_Q \cos \Phi - a \cdot P_I \sin \Phi\} \cdot P_Q] dt = a \cdot \cos \Phi \qquad (2\text{-}2\text{-}9)$$

수신단의 in-phase 채널에 대한 신호는 (2-2-6)식과 (2-2-9)식을 결합한 형태이고, quadrature 채널에 대한 신호는 (2-2-7)식과 (2-2-8)식이 결합되어야 하므로, 두 채널을 정규화하여 합성한 최종 표현식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} x_m(t) &= I_{ch} + jQ_{ch} = a\cos\Phi - ja\sin\Phi \\ &= a e^{-j[\phi + (m-1)\pi \sin\theta_k]} \end{aligned} \qquad (2\text{-}2\text{-}10)$$

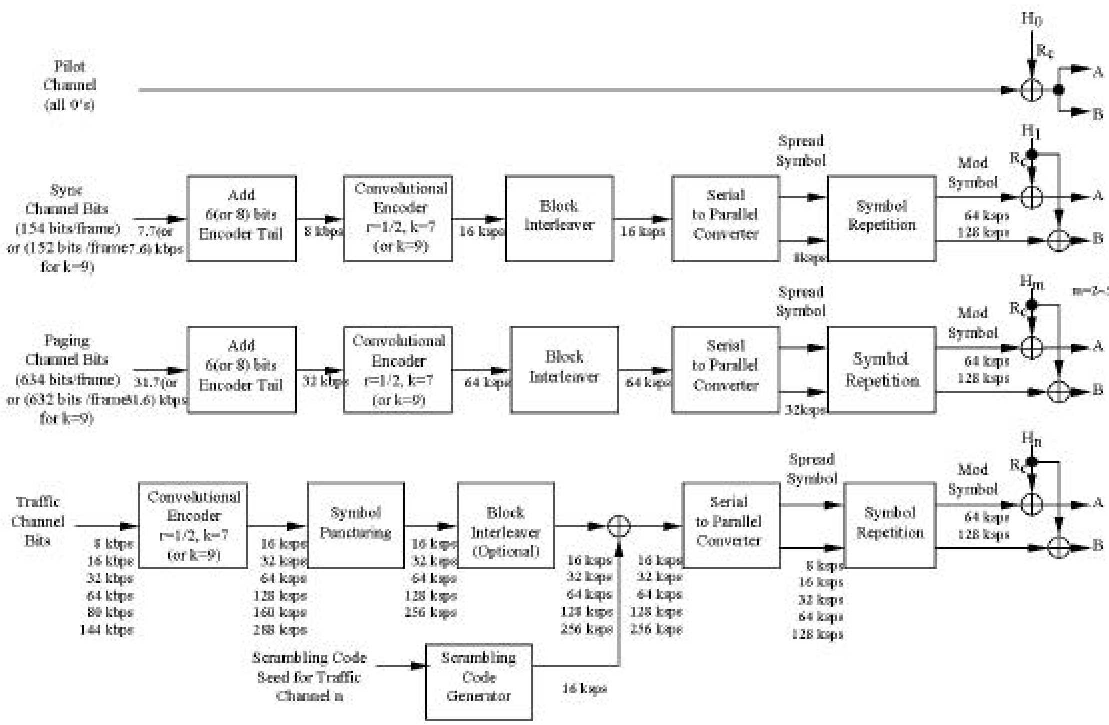
(2-2-10)식을 파일롯(pilot) 신호를 이용하여 위상을 보정하고, m번째 안테나로 입사되는 모든 신호에 대한 모델링은 식 (2-2-11)와 같다.

$$x_m(t) = \sum_{k=1}^{M} s_k(t) e^{-j(m-1)\pi\sin\theta_k} + n_m(t) \qquad (2\text{-}2\text{-}11)$$

여기서, M은 전체 사용자의 수를, $s_k(t)$는 k번째 사용자 신호원으로부터 전송된 신호가 기준 안테나에서 수신된 값이고, θ_k는 k번째 신호원의 도달각이며, $n_m(t)$는 m번째 안테나의 열잡음으로 평균이 0이고 신호대 잡음비(SNR)에 따른 분산을 갖는 백색 가우시안(AWGN)으로 고려한다.

2. WLL 데이터 포맷

본 WLL은 2.30 - 2.40GHz대의 CDMA방식을 사용하는 무선 가입자망의 무선 접속이다. 단말국과 기지국간의 무선 접속 구간을 대상으로 하며, 무선 가입자망을 위한 시스템 개발업체제품간의 상호호환성 유지를 목적으로 한다. WLL은 기존의 공중 전화망 사용자에게 무선 가입자 망을 통한 전화, 팩스, ISDN용 고속 데이터 서비스를 지원한다. 특히 공중 전화망을 이용한 인터넷이나 개인용 컴퓨터 통신 사용자가 급증 함에 따라 무선 가입자망에서 이들 서비스를 효율적으로 지원하기 위한 무선 패킷 전송 방식을 사용한다.



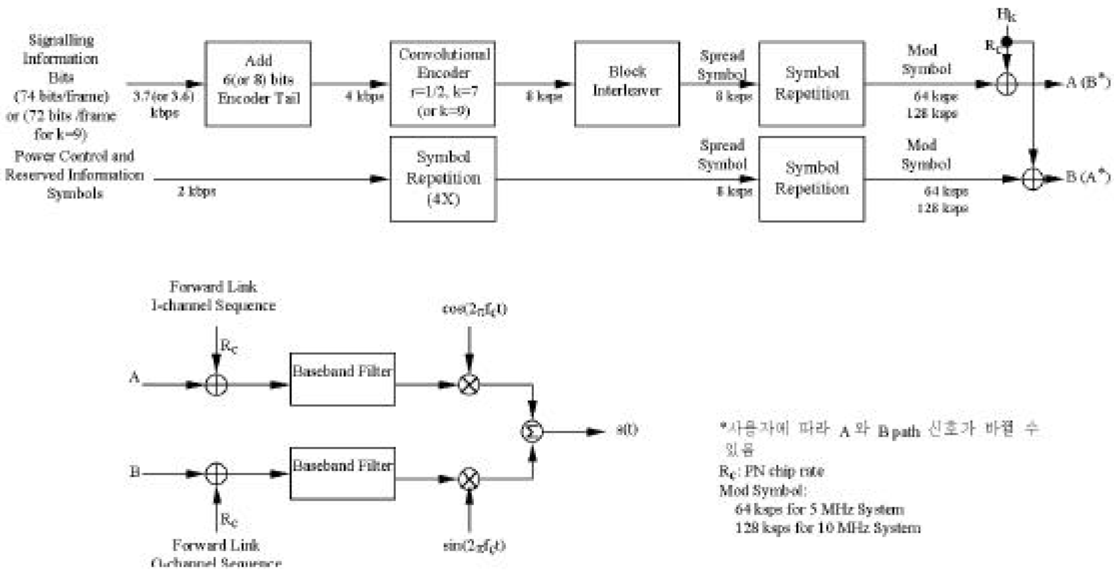


그림 2-2-2-1 WLL **순방향 채널 구조**

가. 순방향 링크 채널

(1) 각 순방향 Channel의 설명

(가) Pilot Channel

Pilot Channel은 '0' 심볼만으로 구성되어 있으며, 단말국에게 기지국 신호의 코드 동기 및 반송파 위상정보를 얻을수 있도록 한다.

(나) Synch Channel

Synch Channel의 데이터 전송률은 8000bps이다. Synch Channel은 20ms단위의 프레임으로 구성되어 있다. Synch Channel 프레임은 20MS_BST에 시간 정렬되어 있어야 한다. 한 프레임은 154비트의 정보 비트와 6비트의 '0'심볼로 이루어진 Encoder Tail비트로 구성되어 있다. Encoder Tail비트는 프레임의 끝에 있어야 한다. Convolutional Encoder의 구속장이 k=9인 경우는 한 프레

임이 152비트의 정보비트와 8비트의 Tail비트로 구성된다.

(다) Paging Channel

Paging Channel의 데이터 전송률은 32000bps이다. Paging Channel은 20ms길이의 단위로 구성되어 있으며, 각 프레임 20MS_BST에 시각 정렬이 되어 있어야 한다. 한 프레임은 634비트의 정보비트와 6비트의 ‘0’심볼로 이루어진 Encoder Tail비트로 구성되어 있다. Convolutional Encoder의 구속장이 k=9인 경우는 한 프레임이 632비트의 정보비트와 8비트의 Tail비트로 구성된다.

(라) Traffic Channel

Null Traffic 데이터는 단말국에서 기지국과의 동기를 확인 또는 유지하기 위한 데이터이다. 단말국이 호를 할당 받은 후, Forward Traffic Channel로 Null이 아닌 유효한 정보데이터의 교환이 이루어지기 전까지 기지국이 단말국에 전송한다. '0'심볼을 계속 전송하며, 길이는 20ms의 배수이고 20MS_BST에 시각 정렬이 되어 있어야 한다.

(마) PCS Channel

PCS Channel은 Forward 신호 부채널과 Foward PR(Power control and Reserved information)채널로 구성되어 있다. 신호 부채널의 데이터 전송률은 4000bps속도로 전송한다. 신호부채널은 20ms길이를 갖는 프레임으로 구성되어 있다. 각 프레임 20MS_BST에 시각 정렬이 되어야 한다. 또한 보내는 데이터가 없을 경우에는 송신전력을 차단한다. 한 프레임은 74비트의 정보비트와 6비트의 ‘0’심볼로 이루어진 Encoder Tail비트로 구성되어 있다. Convolutional Encoder의 구속장이 k=9인 경우는 한 프레임이 72비트의 정보비트와 8비트의 Tail비트로 구성된다. PR부채널은 전력제어 정보와 더불어 DTX표시 정보를 단말국에 송신할수 있다. PR부채널은 역방향 전력 제어 모드와 전력 제어 및

DTX 전송모드중 하나로 동작 할수 있으며 그 동작모드는 호 설정시에 정해져야 한다.

(바) Packet Traffic Channel

하나의 Packet Traffic Channel과 통신하는 모든 단말국은 항상 Forward Packet Traffic Channel을 감시하여 자신에게 보내지는 패킷을 구분하여 수신할 수 있도록 하여야 한다. 이 채널은 사용자에 따라서 간단한 데이터 Scrambling을 수행하므로 응용계층에서의 정보보안 작업이 필요로 한다. Packet Traffic Channel의 slot(PDS : Packet Data Slot)은 20ms길이이다. 각 PDS는 20MS_BST에 시각 정렬되어 있다. 송신하는 역방향 패킷 트래픽 정보 채널의 패킷의 길이는 20ms의 배수이다. Packet Traffic Symbol을 보내기 시작하는 시점은 20MS_BST에 시각 정렬되어 있다.단말국은 항상 Forward Pilot Channel로부터 반송파 위상 정보와 코드 동기를 유지하며 Forward Traffic Channel을 감시하고 있어야 한다.

(2) 순방향 Channel 구조 설명

(가) Information Bits Generation

WLL Forward Traffic Channel의 입력은 Analog 신호인 음성신호를 디지탈 신호화한 Information Bits이며, 이러한 Information Bits는 일단 convolution Encoder의 입력값으로 취해지게 된다.

(나) Convolution Encoding

Convolution Encoder의 부호화율은 1/2이고 구속장이 9이다. 8개의 레지스터값의 초기치는 0,0,0,0,0,0,0,0으로 설정되어 있으며 생성 다항식은 다음과 같다.

$$g_0(x)=1+x^2+x^3+x^4+x^8$$
$$g_1(x)=1+x+x^2+x^3+x^5+x^7+x^8$$

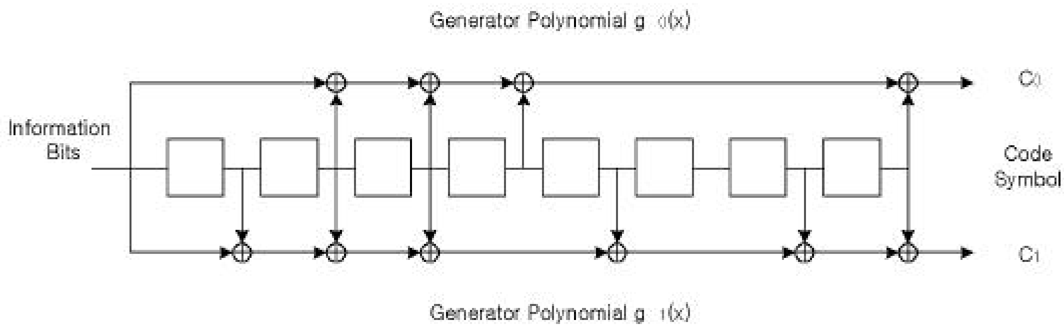


그림. 2-2-2-2 Convolutional Encoder

(다) Symbol Puncturing

Symbol Puncturing은 Information Bits의 input이 64kbps이하인 경우에는 실시하지 않는다. Information Bits의 input이 80kbps인 경우에는 160ksps의 symbol에서 5의 배수번째의 symbol을 제거하는 방법을 택하여 128ksps의 프레임으로 구성하며, 144kbps인 경우에는 288ksps의 symbol에서 9의 배수번째의 symbol을 제거하는 방법을 택하여 256ksps의 프레임으로 구성한다.

(라) Block Interleaving

신호의 전송경로로 레일레이 페이딩 채널이 고려되고 있는데, 페이딩 채널의 특성인 burst error를 random error로 변환시켜 coding시의 gain을 최대화 하기 위해서 block interleaver를 이용한다. Forward Traffic Channel의 인터리빙은 5ms frame에 대해 수행하므로 8kbps인 경우에는 16ksps*5ms = 80개의 symbol에 대하여 interleaving을 수행하게 된다. 각각의 경우에 해당하는 interleaver의 구성은 아래와 같다. 입력은 세로방향으로 출력은 가로방향으로 수행하는 일반적인 block interleaver를 이용한다

1	21	41	61	81	101	121	141	161	181	201	221	241	261	281	301
2	22	42	62	82	102	122	142	162	182	202	222	242	262	282	302
3	23	43	63	83	103	123	143	163	183	203	223	243	263	283	303
4	24	44	64	84	104	124	144	164	184	204	224	244	264	284	304
5	25	45	65	85	105	125	145	165	185	205	225	245	265	285	305
6	26	46	66	86	106	126	146	166	186	206	226	246	266	286	306
7	27	47	67	87	107	127	147	167	187	207	227	247	267	287	307
8	28	48	68	88	108	128	148	168	188	208	228	248	268	288	308
9	29	49	69	89	109	129	149	169	189	209	229	249	269	289	309
10	30	50	70	90	110	130	150	170	190	210	230	250	270	290	310
11	31	51	71	91	111	131	151	171	191	211	231	251	271	291	311
12	32	52	72	92	112	132	152	172	192	212	232	252	272	292	312
13	33	53	73	93	113	133	153	173	193	213	233	253	273	293	313
14	34	54	74	94	114	134	154	174	194	214	234	254	274	294	314
15	35	55	75	95	115	135	155	175	195	215	235	255	275	295	315
16	36	56	76	96	116	136	156	176	196	216	236	256	276	296	316
17	37	57	77	97	117	137	157	177	197	217	237	257	277	297	317
18	38	58	78	98	118	138	158	178	198	218	238	258	278	298	318
19	39	59	79	99	119	139	159	179	199	219	239	259	279	299	319
20	40	60	70	100	120	140	160	180	200	220	240	260	280	300	320

표. 2-2-2-1 32kbps**의** Block interleaver

1	21	41	61	81	101	121	141	161	181	201	221	241	261	281	301	321	341	361	381	401	421	441	461	481	501	521	541	561	581	601	621
2	22	42	62	82	102	122	142	162	182	202	222	242	262	282	302	322	342	362	382	402	422	442	462	482	502	522	542	562	582	602	622
3	23	43	63	83	103	123	143	163	183	203	223	243	263	283	303	323	343	363	383	403	423	443	463	483	503	523	543	563	583	603	623
4	24	44	64	84	104	124	144	164	184	204	224	244	264	284	304	324	344	364	384	404	424	444	464	484	504	524	544	564	584	604	624
5	25	45	65	85	105	125	145	165	185	205	225	245	265	285	305	325	345	365	385	405	425	445	465	485	505	525	545	565	585	605	625
6	26	46	66	86	106	126	146	166	186	206	226	246	266	286	306	326	346	366	386	406	426	446	466	486	506	526	546	566	586	606	626
7	27	47	67	87	107	127	147	167	187	207	227	247	267	287	307	327	347	367	387	407	427	447	467	487	507	527	547	567	587	607	627
8	28	48	68	88	108	128	148	168	188	208	228	248	268	288	308	328	348	368	388	408	428	448	468	488	508	528	548	568	588	608	628
9	29	49	69	89	109	129	149	169	189	209	229	249	269	289	309	329	349	369	389	409	429	449	469	489	509	529	549	569	589	609	629
10	30	50	70	90	110	130	150	170	190	210	230	250	270	290	310	330	350	370	390	410	430	450	470	490	510	530	550	570	590	610	630
11	31	51	71	91	111	131	151	171	191	211	231	251	271	291	311	331	351	371	391	411	431	451	471	491	511	531	551	571	591	611	631
12	32	52	72	92	112	132	152	172	192	212	232	252	272	292	312	332	352	372	392	412	432	452	472	492	512	532	552	572	592	612	632
13	33	53	73	93	113	133	153	173	193	213	233	253	273	293	313	333	353	373	393	413	433	453	473	493	513	533	553	573	593	613	633
14	34	54	74	94	114	134	154	174	194	214	234	254	274	294	314	334	354	374	394	414	434	454	474	494	514	534	554	574	594	614	634
15	35	55	75	95	115	135	155	175	195	215	235	255	275	295	315	335	355	375	395	415	435	455	475	495	515	535	555	575	595	615	635
16	36	56	76	96	116	136	156	176	196	216	236	256	276	296	316	336	356	376	396	416	436	456	476	496	516	536	556	576	596	616	636
17	37	57	77	97	117	137	157	177	197	217	237	257	277	297	317	337	357	377	397	417	437	457	477	497	517	537	557	577	597	617	637
18	38	58	78	98	118	138	158	178	198	218	238	258	278	298	318	338	358	378	398	418	438	458	478	498	518	538	558	578	598	618	638
19	39	59	79	99	119	139	159	179	199	219	239	259	279	299	319	339	359	379	399	419	439	459	479	499	519	539	559	579	599	619	639
20	40	60	70	100	120	140	160	180	200	220	240	260	280	300	320	340	360	380	400	420	440	460	480	500	520	540	560	580	600	620	640

표. 2-2-2-2 64k/80kbps**의** Block interleaver

(**마**) Serial to Parallel Convert

Block interleaving**된** symbol**에 대하여 홀수번째** symbol**은** I **채널에 짝수번째** symbol**은** Q **채널에 할당한다**.

(**바**) Symbol Repetition

각 Channel**에서** Serial to Parallel Convert **혹은** Interleaver**를 거쳐서 나온 데이터율을** 128Ksps**로 맞추기 위해 데이터를 반복하는 것이다**.

(**사**) PN Sequence Spreading

Forward Channel**의 직접 시퀀스 대역 확산 시에** $2^{32}-1$**길이의** long code **중** 20ms**길이만을 사용하는 단축 시퀀스를 사용한다**. **그 중** 64**개의** chip**을** serial to parallel converter**를 거쳐 심볼**

반복기에서 출력된 128ksps와 곱해서 8.192Mcps(128ksps*64=8.192Mcps)의 속도를 갖게 되며 순방향 링크 Sequence를 발생하는 발생기의 생성 다항식은 다음과 같다.

$$P(x)=x^{32}+x^{22}+x^{2}+x+1$$

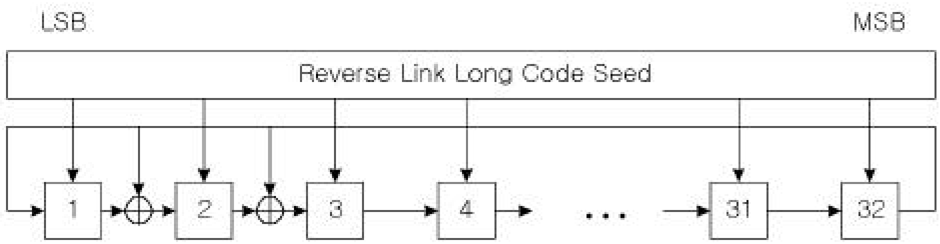


그림. 2-2-2-3 Long Code Generator

(아) Quadrature Spreading

PN sequence로 spreading된 신호를 4진대역 확산시키는 과정으로 I-channel과 Q-channel에 각각 다른 직교코드(Hadamard Code)를 이용하며, 4차원 Hadamard Code중에서 H2, H3을 각각 I 채널과 Q 채널에서 사용한다. Chip rate는 PN spreading과 같은 8.192MHz의 속도를 갖는다.

나. 역방향 링크 채널

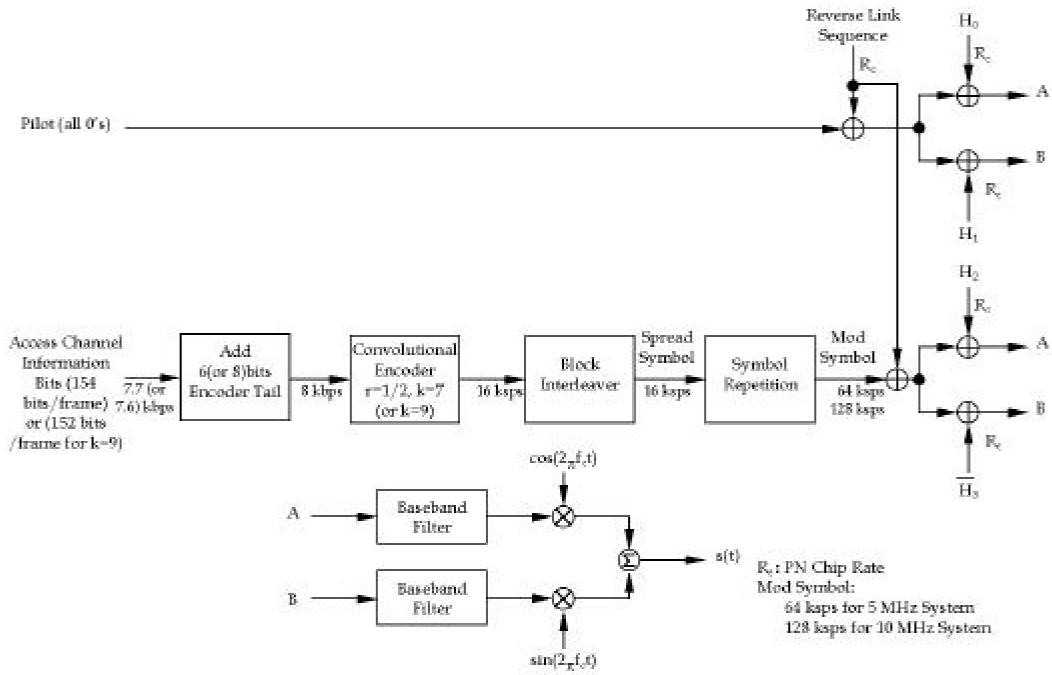


그림 2-2-2-4 WLL 역방향 액세스 채널 구조

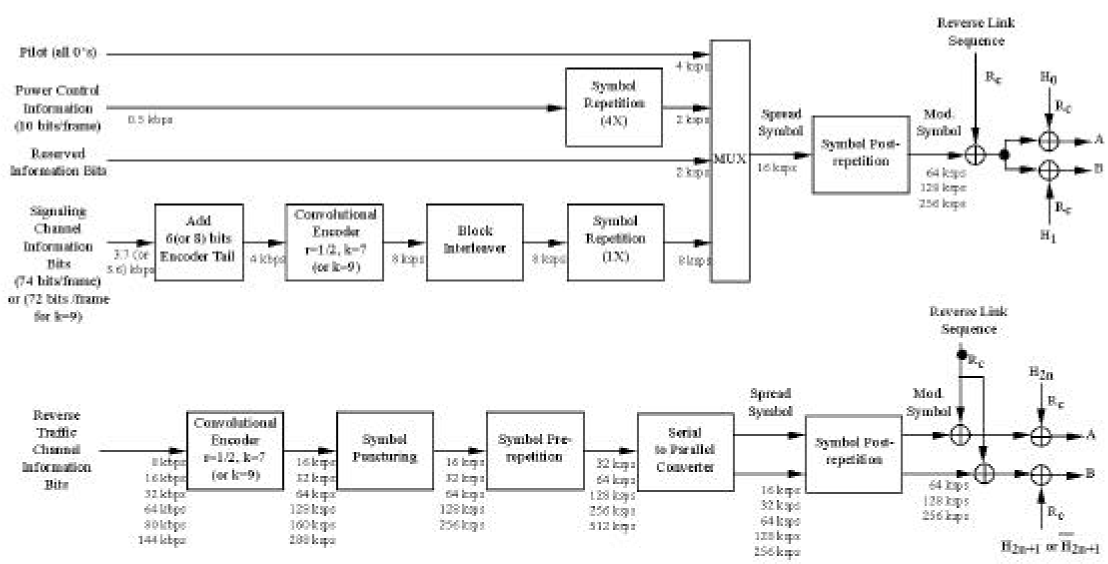


그림 2-2-2-5 WLL 역방향 트래픽 채널 구조

(1) 각 역방향 Channel의 설명

(가) 역방향 Access Pilot Channel

Reverse Access Pilot Channel은 '0'심볼 만을 전송한다. 이 채널을 통하여 기지국이 Access 채널의 코드 동기와 반송파 위상 동기 정보를 얻는다.

(나) 역방향 Access Information Channel

Access 채널의 정보를 기지국에 전달한다. 데이터 전송율은 8000bps이며 프레임의 길이는 20ms이다. 프레임 구조는 순방향 링크의 Synch Channel과 동일하다.

(다) 역방향 PPCS Channel

역방향 파일럿 부 채널, 역방향 전력제어 부 채널, 역방향 신호 부 채널, 역방향 Reserved Information 부 채널로 구성되어 있으며, 각 부 채널을 시분할하여 기지국에 전송한다. Reverse PPCS Channel의 시각 정렬은 20MS_BST에서 시분할 동작이 시작된다. Reverse PPCS Channel은 20MS_BST안에 20개의 MUX그룹으로 구성되어 있으며, 1MUX그룹은 1ms의 길이이고 16개의 심볼로 구성되어 있다. 그 중 8개의 심볼은 역방향 시그널링 부 채널의 심볼이고 4개의 심볼은 역방향 파일럿 부 채널의 심볼이며, 역방향 전력제어 부채널과 역방향 Reserved Information 부채널의 심볼이 각각 2개씩 있다.

(라) 역방향 Traffic Information Channel

정상적인 역방향 트래픽 정보 채널 데이터는 프레임 단위로 통신하지 않으며 심볼 단위로 전송한다. 전송 심볼의 경계는 20MS_BST경계와 정렬되어 있어야 한다. 단 DTX동작을 수행 할 때에는 역방향 트래픽 정보 채널의 전력을 차단, 연결하는 동작은 5ms단위로 수행하며 그 5ms단위 경계는 20MS_BST와 시각 정렬

되어 있어야 한다. 역방향 Null 트래픽 채널데이터는 순방향 링크와 유사하다.

(마) 역방향 Packet Access Pilot Channel

Reverse Packet Access Pilot Channel은 '0'심볼만을 전송한다. 이 채널을 통하여 기지국이 패킷 액세스 채널의 동기와 반송파 위상 동기 정보를 얻는다.

(바) 역방향 Packet Access Information Channel

Reverse Packet Access Information Channel의 데이터 전송률은 8000bps이며 프레임 길이는 5ms이다.한 프레임은 34비트의 정보 비트와 6비트의 '0'심볼로 이루어진 Encoder Tail비트로 구성되어 있다. Convolutional Encoder의 구속장이 k=9인 경우는 한 프레임이 32비트의 정보비트와 8비트의 Tail비트로 구성된다.

(사) 역방향 Packet Traffic Pilot Channel

기능은 위의 (마)와 동일하다.

(아) 역방향 Packet Traffic Information Channel

Reverse Packet Traffic Information Channel의 데이터 전송률은 64000bps이며 프레임 길이는 5ms이다. 패킷은 5ms길이를 갖는 프레임 4*NUM_PACKET_SLOTS개로 구성되어 있다. 각 프레임은 320비트의 트래픽 정보로 구성되어 있다. 단, 첫 프레임인 0번 프레임은 역방향 패킷 트래픽 정보 채널 전치 부호이고, 매 20ms구간의 마지막 프레임은 Convolutional Encoder가 k=7인 경우 314비트의 트래픽 정보와 6비트의 '0'으로 구성되고, k=9인 경우는 312비트의 트래픽 정보와 8비트의 '0'으로 구성된다. 여기서 마지막 6비트 또는 8비트의 '0'은 Convolutional Encoder의 Tail비트 역할을 한다.

(2) 역방향 Channel 구조 설명

그외 Imformation Bits Generation, Convolution Encoding Symbol Puncturing, Block Interleaving, Serial to Parallel Convert PN Sequence Spreading, Quadrature Spreading 등은 순방향 링크 내용과 동일함

(가) Symbol Prerepetition

Symbol Prerepetition은 1회 혹은 2회이다. 1회 Symbol Prerepetition한 후에 Serial to Parallel Convert를 거치면, Serial to Parallel Convert의 I채널 출력에는 홀수번째 데이터가 Q채널 출력에는 짝수번째 데이터가 출력하며, 2회 Symbol Prerepetition한 후에 Serial to Parallel Convert를 거치면, Serial to Parallel Convert의 I채널과 Q채널에 같은 데이터가 출력된다. 따라서 데이터 변조방법이 Symbol Prerepetition 횟수에 따라서 BPSK(Symbol Prerepetition이 2회인 경우)혹은 QPSK(Symbol Prerepetition이 1회인 경우)가 된다.

(나) Symbol Postrepetition

Symbol Postrepetition은 같은 채널 당 대역폭을 갖는 같은 채널모드에서는 최종 전송 심볼 율이 같도록 입력 심볼을 반복한다.

3. IMT-2000 데이터 포맷 및 채널 모델링

가. CDMA2000 및 W-CDMA 비교 분석

IMT-2000 이동통신 시스템으로 CDMA방식을 이용한 W-CDMA와 CDMA2000 시스템이 중점적으로 부각되고 있다. 이들 이동통신 표

준의 특징적인면을 비교하면 먼저 기지국비동기방식과 기지국동기방식으로 구분될 수 있는데 W-CDMA의 경우 기지국들에 각각의 고유한 coding group을 할당하여 그 코딩정보를 통해 기지국을 구분하는 방식(Cell Searching)을 사용하는데 이와같은 방식은 기지국간의 타이밍동기를 요구하지 않는다. 따라서, 비동기방식이라 한다. 반면 CDMA2000 시스템은 GPS를 이용하여 각 기지국마다 동기를 맞추고 이를 기준으로 PN short code 의 offset을 전체 sequence를 512등분하여 각 기지국마다 서로다른 타이밍을 갖는 PN short code를 생성하므로써 기지국을 구분하게된다. 이런 이유로 동기방식이라 한다. 또 다른 차이점으로 다중접속방식에 다소 차이가 있는데 W-CDMA의 경우 순방향링크에서 Direct spreading을 하는 DS-CDMA방식인데 반해 CDMA2000은 서로다른 3개의 캐리어주파수를 통해 병렬구조로 데이터를 전송하게되는데 이는 기존시스템과의 호환성을 위해 실시하는 방식이다. 이 외에 칩율, 코딩, 변조방식, 채널구조등에 다소 차이가 있는데 이를 표 2-2-3-1에서 정리했다.

표 2-2-3-1 주요 parameters 비교

	W-CDMA	CDMA2000 (3X)
Duplex	FDD/TDD	FDD(Frequency division Duplex)
Multiple Access	DS-CDMA	MC-CDMA
Chip Rate	3.84 Mcps	3.6864 Mcps
Carrier Spacing	5 MHz	5 MHz
Frame Length	10 ms (variable frame interleaving)	5ms, 10 ms, 20ms, 40ms, 80ms
Cell search	Specified Coding Group	Short PN Code offset (GPS)
Multi-Rate/Variable Rate	Variable Spreading Factor + Multicode (OVSF)	Variable SF + Multicode (Quasi-Walsh)
Channel Coding	Convolutional (K=9, R=1/2, 1/3)	Convolutional (K=9, R=1/2, 1/3, 1/4)
	Turbo (K=3, R=1/3)	Turbo (K=3, R=1/3)

나. CDMA2000 순방향 링크 채널

CDMA2000은 기존에 우리가 쓰고있는 이동 통신의 표준안인 IS-95 가 제 3세대 통신으로 발전하기 위한 표준안이다. 그러므로 기존 표준안인 IS-95 와 호환되는 면을 많이 고려하였으며 그것을 바탕으로 순방향 링크에서 multicarrier를 사용하는 가변 데이타 전송률을 가지고 여러 가지 채널들을 추가시키므로 써 IS-95 보다 우수한 성능을 나타낼 수 있도록 하였다.

(1) 순방향 채널의 radio configuration 특성

CDMA2000 의 특성중의 하나는 데이터들이 가변적인 전송률을 가지며 radio configuration 에 따라서 multicarrier를 지원 할 수 있다는 것이다. 또한 multicarrier를 지원하지 않는 환경에서는 Transmit diversity system을 구현할 수 있다.

CDMA2000 의 Radio Configuration 은 1에서 9까지 나뉘어져 있다.

RC(Radio Configuration)1,2 는 기존의 IS-95 system 과 호환 할 수 있도록 전송률과 Modulation 기법이 동일하며, RC 3,4,5 는 Spreading Rate 1을 지원하면서 Transmit diversity를 지원할 수 있도록 규정하였다.

RC 6,7,8,9 는 Spreading Rate 3를 지원하도록 되어있는데 즉 multicarrier system 이 지원된다는 의미이다.

(2) CDMA 2000 의 채널의 구성과 기능

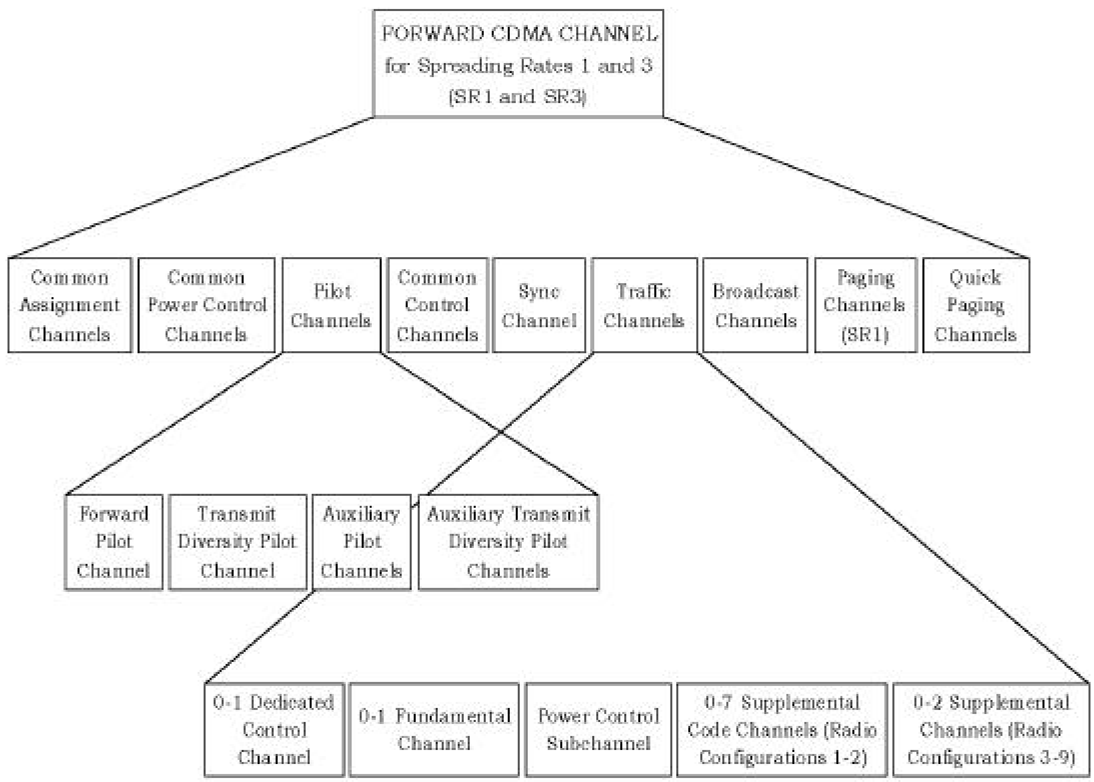


그림 2-2-3-1 CDMA 2000 순방향 채널

위 그림과 같이 순방향채널에는 크게 Common Assignment Ch., Common Power Control Ch., Pilot Ch., Common Contorl Ch., Sync Ch., Traffic Ch., Broadcast Ch., Paging Ch., Quick Paging Ch., 등으로 나뉘며, 일부 채널들은 기능에 따라 세부적인 채널들로 다시 나뉘게 된다. 각 채널들의 기능에 대한 설명을 하기로 한다.

(가) Pilot Channel

시간정보와 위상정보를 제공하기 위한 채널로서 항상 0으로 이루어진 data를 보낸다. pilot channel 은 Forward pilot channel, Transmit Diversity pilot channel, Auxiliary pilot channel, Auxiliary Transmit Diversity Pilot channel 으로 구분되는데 Forward pilot channel은 기존 IS-95에 있는 pilot channel 과 동등한 역할을 하며 수신기가 더 높은 성능을 가질 수 있도록 Transmit Diversity 와 Smart Antenna system을 도입하는가에 따라서 Transmit Diversity pilot channel, Auxiliary pilot channel을 각각 쓰도록 되어있다.

(나) Sync Channel

기존 IS-95와 똑같은 역할로써 기지국의 coverage area 안에서 동작하는 이동국의 초기 시간 동기를 맞추기 위하여 사용된다.
데이터의 전송속도나 modulation rate 도 IS-95 와 동일하고 BPSK modulation을 한다.

(다) Paging Channel

Spreading Rate 1 에서만 사용되는 채널로써 System 의 overhead 정보와 이동국에게 특정한 message를 기지국이 이동국으로 전달하는 기능을 한다.
데이터 전송률은 4.8 kbps 와 9.6 kbps로 IS-95 의 paging channel 과 같고 modulation rate 도 19.2 ksps로 IS-95 와 동일하다.

(라) Broadcast Channel

overhead message 와 SMS broadcast message를 전송하는 역할을 한다. 이 채널의 역할은 초기화 시간과 시스템의 access 시간을 줄여줌으로써 성능을 향상시키는 역할을 한다. 또한 paging 채널에서 전송되어지는 broadcast 채널이 감소시켜 줌으로써 paging 채널의 용량도 향상시킨다.

(마) Quick Paging Channel

CDMA 2000에서 packet 전송을 지원하게 되는데 이때 mobile

에서 기지국으로부터 오는 paging 신호를 좀더 효율적으로 수신하기 위해 Quick paging channel을 사용한다. 즉 다음 slot 에 paging channel 의 신호가 오는지의 여부를 Quick Paging channel에서 알려줌으로써 mobile이 항상 모든 slot을 검색하지 않아도 되므로 전력낭비를 줄일 수 있다.

(바) Common Power Control Channel

Reverse Common Control Channel 과 Enhanced Access Channel 의 전력제어 기능을 하는 채널이다. 데이터 전송 속도에 따라 전력 제어 정보가 update 되는 시간이 달라지고 Reverse Common Control channel 과 Enhanced Access channel 이 어떤 mode에서 동작되는 따라서 전력을 제어한다.

(사) Common Assignment Channel

이동국이 Enhanced Access channel에 Access하도록 기지국이 알려줄 때 사용한다. 이동국은 packet을 random assess 하므로 Common Assignment Channel을 사용하므로써 혼잡을 제어하여 충돌을 방지한다.

(아) Common Control Channel

기지국이 하나 또는 여러개의 이동국으로 제어 정보를 전송할 때 사용되는 채널이다.

(자) Dedicated Control Channel

Radio Configuration 3-9 에서만 지원되는 채널이다. Traffic channel 중에 하나로써 전력제어정보, 제어 정보, 고속의 데이터 전송에 사용된다.

(차) Fundamental Channel

Forward Traffic channel 중의 하나로 상위 계층데이터와 전력

제어 정보의 조합들을 전송하도록 하는 channel 이다. RC1, 2 에서는 기존의 IS-95 와 동일한 구조를 가지고 RC 3-9 까지는 가변 전송률을 가질 수 있다.

(카) Supplemental & Supplemental Code Channel

고속 데이터 전송과 상위 계층의 데이터를 전송하는데 제공되는 채널로써 Forward Fundamental Channel 과 조합해서 사용한다.

Supplemental Channel 은 단지 RC 3-9 에서만 사용되어지고, Supplemental Code Channel 은 RC 1,2 에서만 사용되어진다.

(3) Long Code Scrambling & Power Control

• long code scrambling 과정을 통하여 데이터의 보안성을 유지하는 역할을 한다. scrambling 과정 중에 modulation symbol rate에 맞추기 위하여 bit repetition 과정을 거친다.

• Common Power Control 은 Reverse Common Control Channel 과 Enhanced Access Channel 의 전력을 제어하는 한편 scrambling 후에 각 Forward Power Control Subchannel에서는 각 각의 단말의 전력을 제어하는 역할을 하고 있다.

• Power control Subchannel 은 Forward Fundamental Channel 과 Forward Dedicated Control Channel 에서만 전송되는 채널이다.

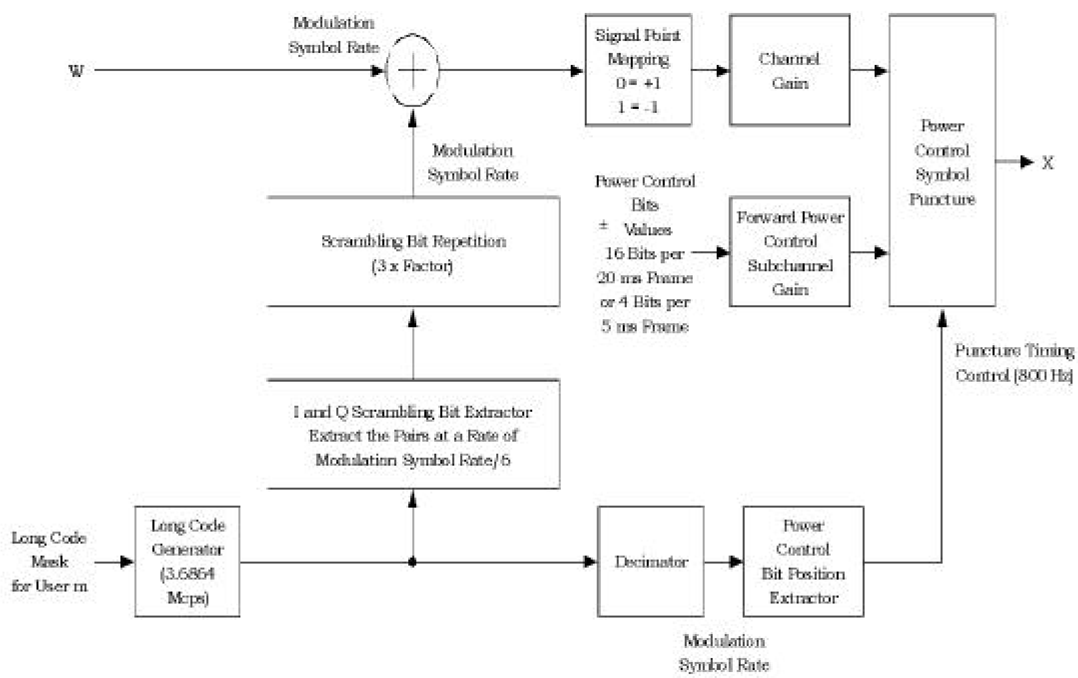
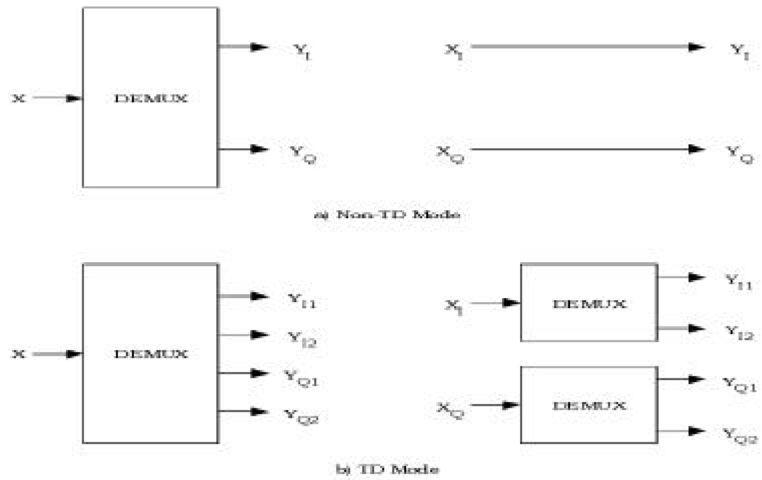


그림 2-2-3-2 Long Code Scrambling, Power Control (RC 6-9 의 경우)

(4) Demultiplexer Structure

scrambling과 signal point mapping 이 끝난 신호들은 각각 QPSK modulation 의 과정을 거친다. QPSK 변조방식을 하기 위해서 각 신호들은 I 채널과 Q 채널로 나뉘어서 들어가게된다. 이때 Spreading Rate 1에서 TD mode를 지원하는 RC 3-5 까지는 2개의 I 채널과 Q 채널로 각각 나뉘어 들어가고 Spreading Rate 3에서 multicarrier를 지원하는 RC 6-9까지는 3개의 multicarrier 주파수를 가지므로 3개의 I 채널과 Q 채널로 나뉘어 데이터가 들어간다.

본 보고서에서는 Spreading Rate 1 (1X) 시스템에 관한 I & Q mapping을 고려하고 있다.



The DEMUX functions distribute input symbols sequentially from the top to the bottom output paths.

그림 2-2-3-3 Demultiplexer Structure for Spreading Rate 1

(5) I and Q mapping for Spreading Rate 1

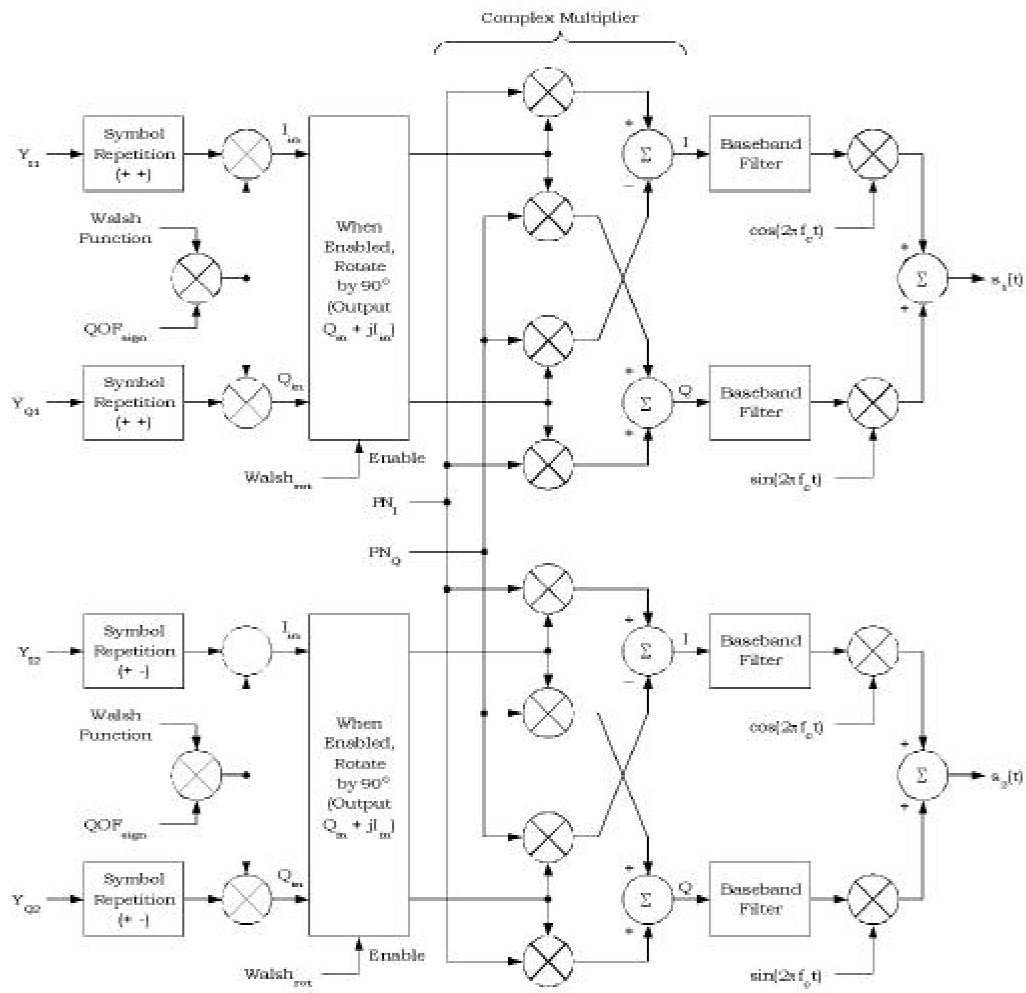


그림 2-2-3-4 I & Q mapping for spreading Rate 1

Spreading Rate 1 **에는** TD (Transmit Diversity) mode **와** Non-TD mode **가 있다**. Non-TD mode **의 경우에** Reverse Link **에서의** I & Q mapping **과 거의 비슷하므로 뒤에서 언급하기로 하고**, **여기에서는** TD mode **의 경우만 설명하도록 한다**.

기존의 IS-95 **와 크게 다른점은** Walsh code length **의 변화이다**. IS-95 **에서는** Walsh code**의 길이가 항상 동일하였으나** CDMA 2000 **의 경우에는 각 전송되는 데이터가 가변하는 전송률을 가지**

므로 Walsh code 또한 가변 전송률에 맞추어 다양한 길이를 가지게 된다.

또한 IS-95에서 BPSK 변조방식을 쓴 것과는 달리 CDMA 2000에서는 QPSK 변조방식을 쓰고 있으므로 사용할 수 있는 Walsh code의 제한이 생기게된다.

그러한 제한을 보안하기 위하여 Quasi-Orthogonal Functions(QOF)을 쓰고 있다.

Spreading Rate 1에서 TD mode 인 경우의 I & Q mapping 에 관한 구조는 다음 그림과 같다. 여기서 Demultiplex 된 2개의 I 채널과 Q 채널이 각각 들어와서 2개의 symbol 로 각각 mapping 이 된다. TD mode를 사용하므로서 용량의 증대와 성능의 향상을 기대할 수 있다.

다. CDMA2000 역방향 링크 채널

CDMA2000(1X)의 역방향 채널은 다음과 같다.

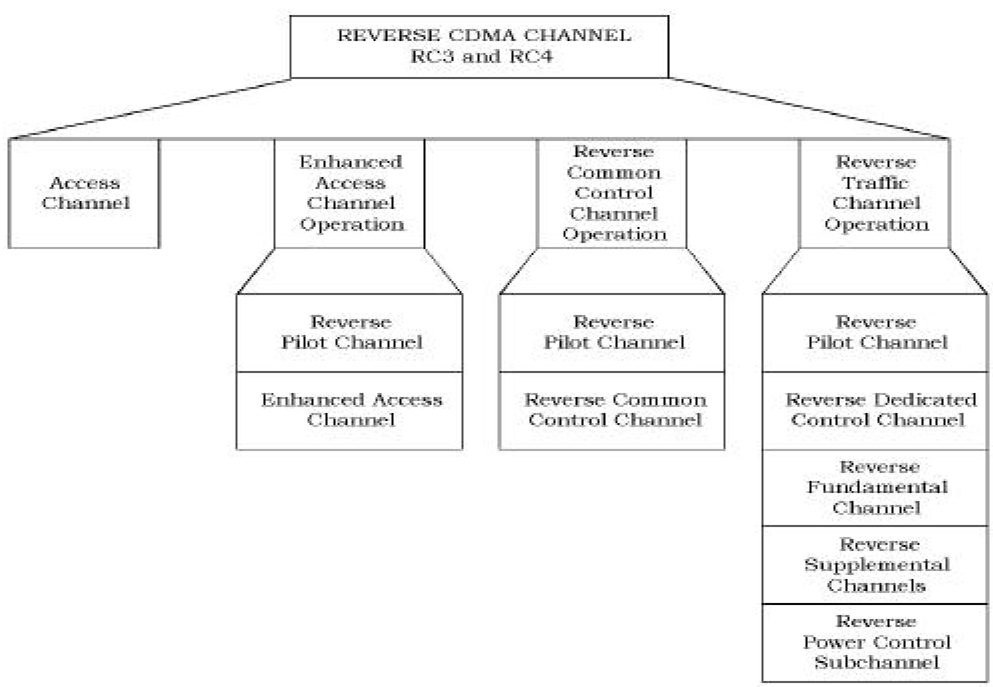


그림 2-2-3-5 기지국에 수신되는 CDMA-2000 1X Channel (RC 3 4)

(1) CDMA2000 역방향 채널

(가) Access Channel

Call originations, Responses to pages, and Registrations등의 Short signaling message 교환에 사용된다.

(나) Reverse Pilot Channel

기지국에서 이동국의 탐지할 때 지원하기 위한 unmodulated spread spectrum signal이다. 동기 검파를 위한 phase reference를 제공하고 신호 세기 측정을 위한 방법을 제공한다.

(다) Enhanced Access Channel

MAC messages, Response to pages, and Call originations 등의 short message 전송에 사용되며 Access channel과 다른 점은 moderate-sized data packets을 전송 할 수 있다는 것이다.

(라) Reverse Common Control Channel

한 개 이상의 이동국에서 기지국으로 digital control information을 전송하는데 사용.

(마) Reverse Dedicated Control Channel

Call이 이루어지는 동안 사용자와 signaling information을 기지국으로 전송하는데 사용된다.

(바) Reverse Fundamental Channel

음성 및 저속의 데이터를 전송하는 traffic channel이다.

(사) Reverse Supplemental Channel

Radio configuration 3부터 6까지 지원되는 채널로서 고속의 데이터를 전송하는 traffic channel이다.

(아) Reverse power control channel

기지국의 전력을 제어하기 위해 이동국에서 지원하는 Reverse Pilot Channel의 부채널이다.

(2) CDMA2000의 역방향 채널 구조

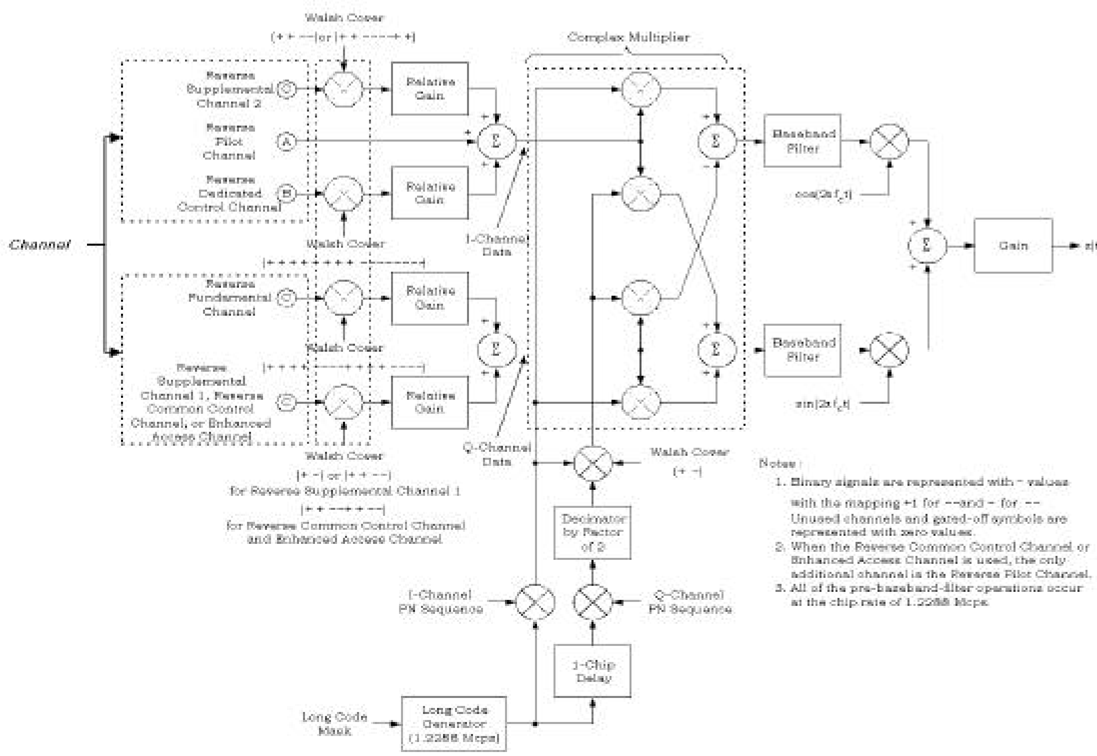


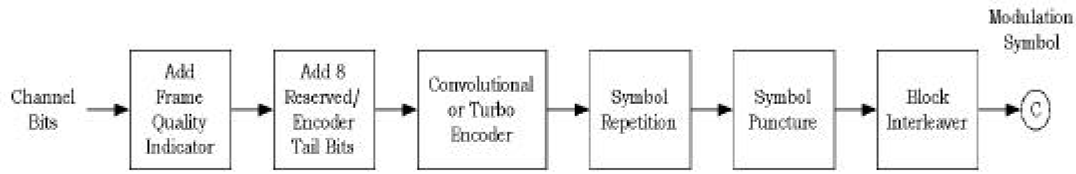
그림 2-2-3-6 CDMA2000 reverse link 구조도

그림2-2-3-6은 CDMA2000시스템의 역방향 링크 전송과정이며, 그림에서 보여지는 각 채널은 Interleaving을 거친 변조 심볼 신호

이다. 각 채널은 Walsh code를 통해 구분되며, 각 가변 심볼 신호 전송에 의한 Spreading Factor 차이는 Relative gain을 거쳐 보정된다. 보정된 각 채널들은 Real 부분과 Imaginary 부분으로 각 각 통합되어 복소확산(Complex Multiplexing)과정을 통해 다중화되고 확산하며, 이를 QPSK의 전송방식에 의해 기지국으로 전송하게된다. CDMA2000 역방향 링크 구성도의 세부 내용은 다음과 같다.

(가) 채널(Channel)

CDMA2000(1X)시스템의 채널은 파일럿, 데이터, 제어채널로 구분되며, 데이터채널은 주로 음성회선신호의 전송을 위한 Fundamental Channel에 가변적인 데이터율을 갖는 데이터 전송 채널
(Supplemental Channel)이 추가된 형태로 구성되고, 제어채널은 공유제어채널인 Common Control Channel과 각 단말의 제어정보를 전송하는 Dedicated Control Channel로 구성된다. 여기서, 각 채널들은 실수부와 허수부로 나뉘어 다중화하는 복소확산의 과정을 거쳐 전송하게된다.



Bits/Frame	Bits	Data Rate (kbps)	R	Factor	Deletion	Symbols	Rate (ksps)
24 Bits/5 ms	16	9.6	1/4	2*None	384	76.8	
16 Bits/20 ms	6	1.5	1/4	16*1 of 5	1,536	76.8	
40 Bits/20n ms	6	2.7/n	1/4	8*1 of 9	1,536	76.8/n	
80 Bits/20n ms	8	4.8/n	1/4	4*None	1,536	76.8/n	
172 Bits/20n ms	12	9.6/n	1/4	2*None	1,536	76.8/n	
360 Bits/20n ms	16	19.2/n	1/4	1*None	1,536	76.8/n	
744 Bits/20n ms	16	38.4/n	1/4	1*None	3,072	153.6/n	
1,512 Bits/20n ms	16	76.8/n	1/4	1*None	6,144	307.2/n	
3,048 Bits/20n ms	16	153.6/n	1/4	1*None	12,288	614.4/n	
6,120 Bits/20n ms	16	307.2/n	1/3	1*None	18,432	921.6/n	
12,264 Bits/20n ms	16	614.4/n	1/3	1*None	36,864	1,843.2/n	
1 to 12,263 Bits/20n ms							

Notes:

1. n is the length of the frame in multiples of 20 ms. For 40 channel bits per frame, n = 1 or 2. For more than 40 channel bits per frame, n = 1, 2, or 4.

그림 2-2-3-7 Data Channel **구조도**(Fundamental & Supplemental Channel)

단말의 전송채널들은 76.8 ksps**의 데이터율**(Symbol rates)**을 기준으로 프레임의 길이와 송신 정보비트율**(Data rates)**에 따라 심볼전송율이 변화하는데 그림** 2-2-3-7**과 같이 변화된다**.

(**나**) Walsh Cover

CDMA2000(1X)**시스템은 각 단말마다 여러채널을 다중화하여 사용하므로 복조과정에서도 채널을 구분한 데이터수신과정이 필요하게된다**. **이를 위해** Quasi-orthogonal Walsh function**에 의해 생성된 코드를 각 채널 마다 분배하여 사용하게 되는데 입력되는 데이터의 심볼전송율이 가변하므로 코드의 길이또한 이에 맞게 조정되는데 이는 표** 2-2-3-2 **에서 정리했다**. Walsh code **의 전송률은** 1.2288 Mcps**의 칩율과 동일한 전송률에 의해 전송**

되며, 76.8 ksps의 고정된 심볼전송율을 갖는 Fundamental Channel과 Dedicated Control Channel의 경우 코드길이가 (76.8 ksps×16=1.2288 Mcps) 16인 코드를 고정적으로 할당받아 전송하며, 기타 심볼전송율이 가변하는 채널은 전송률에 따라 8, 4, 2 의 코드길이를 할당받는데 이러한 코드를 반복하여 기준 심볼전송율(76.8 ksps)의 Symbol Duration에 해당하는 시간동안 각각 2, 4, 8회 반복 사용하게 된다.

표 2-2-3-2 데이터 전송채널의 Walsh code length

T_c = 1/1.2288 Mcps = 813.802 ns = T_w , Ts = 1/76.8 ksps = 13.021 µs T_c × 16 = T_s						
Data rates	9.6 kbps	19.2 kbps	38.4 kbps	76.8 kbps	153.6 kbps	307.2 kbps
Symbol rates	76.8 ksps	76.8 ksps	153.6 ksps	307.2 ksps	614.4 ksps	921 ksps
Walsh Length	16 (fundamental) 8, 4, 2	8, 4, 2	8, 4, 2	4, 2	2	2

(다) Relative Gain

단말에서 심볼전송율이 서로다른 채널들간에 발생하는 확산율(Spreading Factor)의 차에 의해 발생하는 처리이득의 차로 인한 정보의 손실의 방지 및 채널들간의 균형을 위해 인가하는 이득이다.

(라) Complex Multiplier

단말의 송신전력 손실 감소를 위해 송신신호를 Real 부분과 Imaginary로 구분해 Spreading 하는 방법이다. 이후 I channel과 Q channel로 구분된 신호를 QPSK의 변조방식에 의해 출력단에 전송하고, 각 단말마다 개별적인 전력제어(Power Control

)에 의해 최종 출력전력이 조정되어 송신된다.

$$(x+jy)(a+jb) = (xa-yb)+j(xb+ya)$$

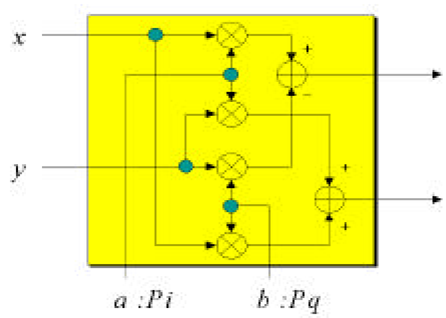


그림 2-2-3-8 complex multiplier의 구조도

라. CDMA2000 채널 모델링

(1) 송신신호 모델링

본 절에서는 CDMA 2000 1X 시스템의 송신 신호 모델링에 대해서 설명하고자 한다.

각 채널마다 convolutional 또는 turbo coder에 encoding 신호들은 symbol반복과 인터리빙을 거쳐 아래 그림의 Ⓐ,Ⓑ,Ⓒ의 입력으로 들어간 후 walsh를 곱하고 complex scrambling을 한 후 송신된다. 그러나, 간략화하기 위해 인터리빙까지의 단계는 생략하였다.

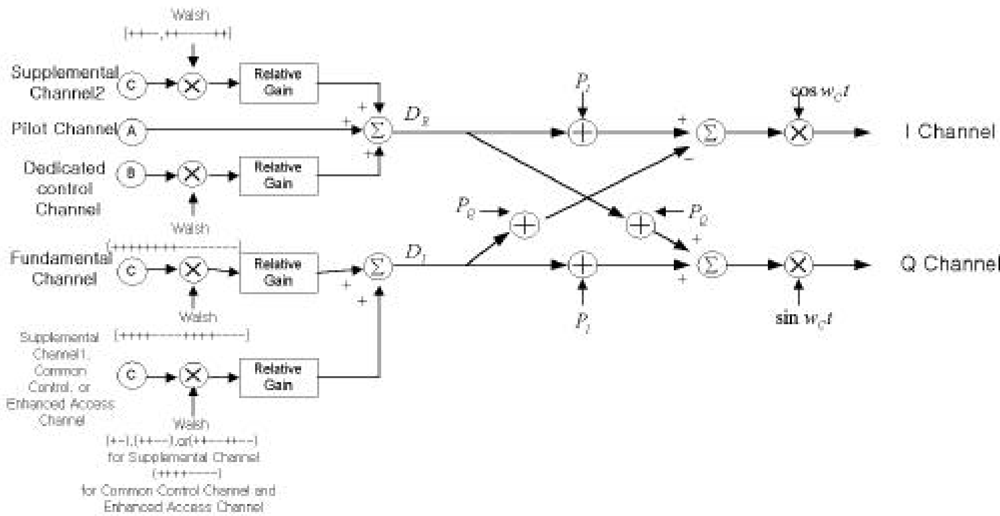


그림 2-2-3-9 송신신호 모델링

그림 2-2-3-9에서 I Channel과 Q Channel를 정리해보면 I Channel은 $(D_R P_I - D_I P_Q)\cos w_c t$이고, Q Channel은 $(D_R P_Q + D_I P_I)\sin w_c t$이다. 전체적으로 송신되는 신호 s(t)는 식(2-2-12)와 같다.

$$s(t) = Ich + Qch = (D_R P_I - D_I P_Q)\cos w_c t + (D_R P_Q + D_I P_I)\sin w_c t \quad (2\text{-}2\text{-}12)$$

위 식(2-2-12)을 간략히 하기 위해 $\cos\Psi = D_R P_I - D_I P_Q$, $\sin\Psi = D_R P_Q + D_I P_I$라고 하면 아래 식(2-2-13)와 같다.
따라서 I + Q를 합한 최종 송신신호는 다음과 같다.

$$s(t) = \cos(w_c t - \Psi(t)) \quad , \text{where} \quad \Psi(t) = \tan^{-1}\frac{D_R P_I + D_I P_Q}{D_R P_Q - D_I P_I} \quad (2\text{-}2\text{-}13)$$

(2) **수신신호 모델링**

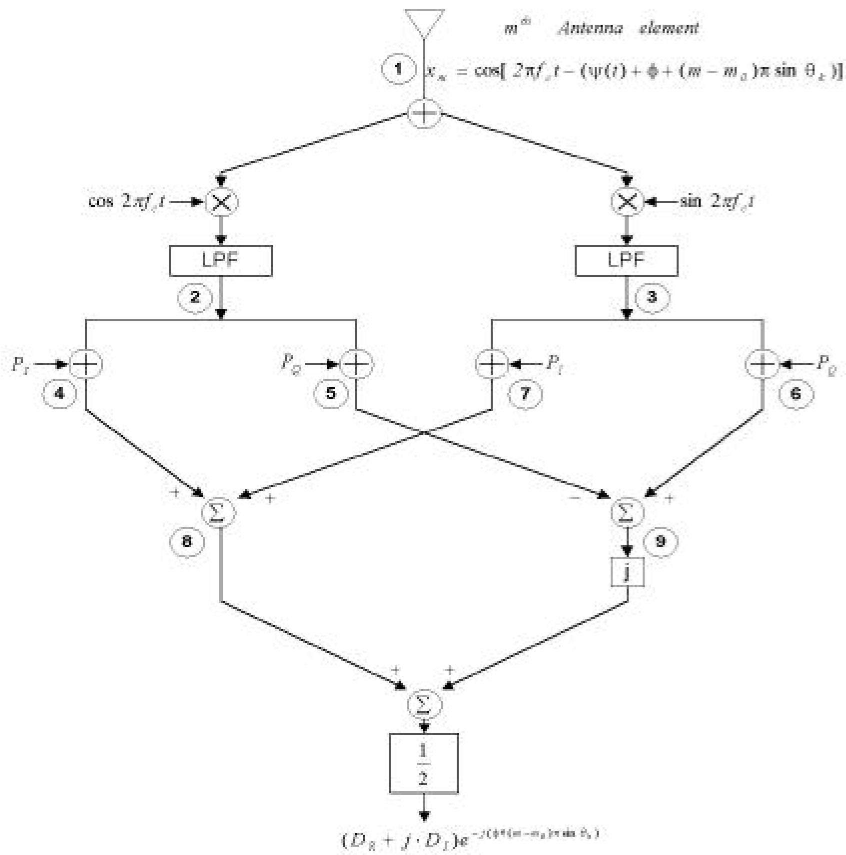


그림 2-2-3-10 CDMA-2000**의 수신단 구조**

N**개의 안테나가 반파장씩 떨어져 등간격으로 배열되어 있는 선형 배열안테나를 고려한다**. **또**, **각각의 안테나 소자는 전방향에 대해서 동일한 이득을 주는 등방성 안테나라고 가정한다**. CDMA-2000 **환경에서** m_0**번째 안테나를 통해 수신되는 신호에 대한 기지국의 안테나 구조는 그림** 2-2-3-10**과 같다**.

기준안테나 m_0**번째 안테나로부터** m**만큼 떨어진 안테나 어레이에 수신된 하나의 신호에 대한 수식은 다음과 같다**.

$$x_m(t) = \cos[2\pi f t - (\Psi(t) + \phi + (m - m_0)\pi \sin\theta_k)] \qquad (2\text{-}2\text{-}14)$$

$\phi(t)$는 변조된 정보신호, $\pi \sin \theta_k$는 m번째 안테나 어레이로 입사된 k번째 신호에 대한 안테나의 위상, $\varnothing$는 캐리어 위상지연이다. (2-2-14)식을 in-phase 성분과 quadrature 성분으로 나누고 주파수 저역천이기(frequence down converter)를 거치면 식 (2-2-15),(2-2-16)와 같다.

$$x_m = \cos[2\pi f t - (\Psi(t) + \phi + (m - m_0)\pi \sin \theta_k)]$$

$$x_{m,I,dc}(t) = \cos[\Psi(t) + \varnothing - (m - m_0)\pi \sin \theta_k)]$$
$$= \cos \Psi(t)\cos[\varnothing + (m - m_0)\pi \sin \theta_k] - \sin \Psi(t)\sin(\varnothing + (m - m_0)\pi \sin \theta_k)$$

(2-2-15)

$$x_{m,Q,dc}(t) = \sin[\Psi(t) + \varnothing + (m - m_0)\pi \sin \theta_k)]$$
$$= \sin \Psi(t)\cos[\varnothing + (m - m_0)\pi \sin \theta_k] + \cos \Psi(t)\sin(\varnothing + (m - m_0)\pi \sin \theta_k)$$

(2-2-16)

$\cos \Psi(t)$, $\sin \Psi(t)$는 확산된(complex scrambling)된 신호로, $\cos \Psi(t) = D_R P_I - D_I P_Q$, $\sin \Psi(t) = D_R P_Q + D_I P_I$ 가 되고 $\Phi = \Psi(t) + \varnothing + (m - m_0)\pi \sin \theta_k$로 놓으면 다음과 같은 수식으로 나타낼 수 있다.

$$x_{m,I,dc}(t) = (D_R P_I - D_I P_Q)\cos\Phi - (D_R P_Q + D_I P_I)\sin\Phi$$

(2-2-17)

$$x_{m,Q,dc}(t) = (D_R P_Q + D_I P_I)\cos\Phi + (D_R P_I - D_I P_Q)\sin\Phi$$

(2-2-18)

위 (2-2-17),(2-2-18)식을 역확산 시키면 다음과 같다.

$$\int_0^{T_s}[\{(D_R P_I - D_I P_Q)\cos\Phi - (D_I P_Q + D_R P_I)\sin\Phi\}\cdot P_I]dt = D_R\cdot\cos\Phi - D_I\cdot\sin\Phi$$

(2-2-19)

$$\int_0^{T_s}[\{(D_R P_I - D_I P_Q)\cos\Phi - (D_I P_Q + D_R P_I)\sin\Phi\}\cdot P_Q]dt = -D_I\cdot\cos\Phi - D_R\cdot\sin\Phi$$

(2-2-20)

$$\int_0^{T_s}[\{(D_I P_Q + D_R P_I)\cos\Phi + (D_R P_I - D_I P_Q)\sin\Phi\}\cdot P_I]dt = D_I\cdot\cos\Phi + D_R\cdot\sin\Phi$$

(2-2-21)

$$\int_0^{T_s}[\{(D_I P_Q + D_R P_I)\cos\Phi + (D_R P_I - D_I P_Q)\sin\Phi\}\cdot P_Q]dt = D_R\cdot\cos\Phi - D_I\cdot\sin\Phi$$

(2-2-22)

수신단의 in-phase **채널에 대한 신호는** (2-2-19)**식과** (2-2-22)**식을 결합한 형태이고**, Quadrature **채널에 대한 신호는** (2-2-20)**식과** (2-2-21)**식이 결합되어야 하므로**, **두 채널을 정규화하여 합성한 최종 표현식은 다음과 같다**.

$$x_m(t) = I_{ch} + jQ_{ch} = (D_R\cdot\cos\Phi - D_I\cdot\sin\Phi) - j(D_I\cdot\cos\Phi - D_R\cdot\sin\Phi)$$
$$= (D_R + j\cdot D_I)e^{-j(\phi+(m-m_0)\pi\sin\theta_k)} \quad (2\text{-}2\text{-}23)$$

(2-2-23)**식을 파일럿**(pilot)**신호를 이용하여 위상을 보정하고**, **기준 안테나로부터** m**번째 떨어진 안테나에 수신된 신호에 대한 수식은 다음과 같다**.

$$x_m(t) = \sum_{k=1}^{M} s_k(t)e^{-j(m-m_0)\pi\sin\theta_k} + n_m(t) \quad (2\text{-}2\text{-}24)$$

M**은 전체 사용자의 수를**, $s_j(t)$**는** j**번째 사용자 신호원으로부터 전**

송된 신호가 기준 안테나에서 수신된 값이고, θ_k는 k번째 신호원의 입사각이며, $n_m(t)$ 는 m 번째 안테나의 열잡음으로 평균이 0이고 신호대 잡음비(SNR)에 따른 분산을 갖는 백색 가우시안 (AWGN)으로 고려한다.

마. W-CDMA 순방향\역방향 링크 채널

W-CDMA에서는 CDMA2000과 달리 Multi Carrier에 의한 RC(Radio Configuration)구조가 존재하지 않아서 CDMA2000보다 Channel의 구성이 복잡하지가 않다.. 그래서 W-CDMA에서는 순방향/역방향 링크 전체를 통합한 채널설명과 순방향/역방향 Link 의 공통부분인 Channelization Codes 의 부분을 먼저 설명한다. 그리고 순방향/역방향 링크 각각의 Spreading과 Modulation의 설명에 들어간다.

(1) Channel

본론에 들어가기 앞서 Forward/Reverse link 에 사용되고 있는 채널들에 대해 간단히 서술하면 다음과 같다.

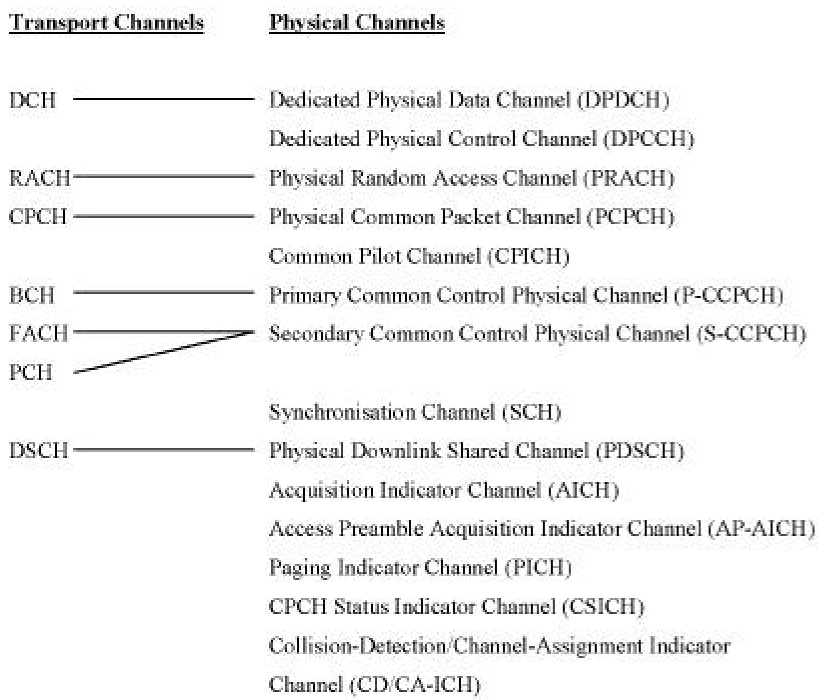


그림 2-2-3-11 Transport Channel**을** Physical Channel**로** Mapping

(**가**) Transport Channel

① DCH(Dedicated Channel)

-**음성,영상 데이터 채널을 말하며 이것은 물리채널**(Physical Channel) **의** DPDCH**와** DPCCH**로** Mapping **되어 전송된다**.

② RACH(Random Access Channel)

-**단말기가 전화를 걸 때 사용자의** Information**을 전송할 때 사용되는 채널**

③ CPCH(Common Packet Channel)

-RACH**와 비슷한데 이것의 확장개념으로서** RACH**가 사용자의**

간단한 정보만을 전송하는 것이면 CPCH는 긴 Message를 전송할 때 사용하는 채널로서 예를 들면 휴대폰으로 E-Mail등을 보낼 때 사용하는 채널이다.

④ BCH(Broadcast Channel)

-Cell Specification,기지국 ID,기지국의 Power 정보, 기지국에서 사용할 수 있는 사용자의 Scrambling.그 셀에서만 해당되는 정보채널이며 물리채널의 PCCPCH를 통해 전송하도록 되어 있다.

⑤ FACH(Forward Access Channel)

-DCH와 비슷하며 특정 사용자에게 데이터를 전송할 때 사용되는 채널로서 Control 정보를 전송하기도 하며 Packet Data 전송도 가능한 채널이다.

CPCH를 통해 어떤 사용자에게 E-mail를 보냈다고 한다면 이 FACH채널을 통해 E-mail이 왔다는 수신을 한다.

⑥ PCH(Paging Channel)

-맨처음 기지국에서 사용자에게 통신의 시작을 알리는 채널로 호 설정채널 이기도 하다.

⑦ DSCH(Downlink Shard Channel)

-어떤 사용자에게나 할당될수 있는 채널로서 사용자에게 할당이 되면 그 사용자만 사용할수 있는 채널이며 이 때 동시에 여러 사용자가 공유할수 있는 채널이다.

이렇게 Transport Channel은 일종의 Logical 채널로서 이것은 그림2-2-3-11과 같이 실제로는 Physical Channel로 Mapping 되어 전송된다. 예를 들면 DCH는 Physical Channel 의 DPCCH와 DPDCH로 Mapping되며 이때 DCH의 Logical채널의 성격이었던 데이터 전송의 특성은 변하지 않는다. 마찬가지로 RACH는 PRACH등으로 Mapping 되며 실선과 연결되지

않은 채널은 Transport Channel과 Mapping의 개념이 아닌 다른 Physical 채널로 설명된다. 이렇게 Mapping되지 않는 채널을 별도로 설명하면 다음과 같다.

(나) Physical Channel

앞에서 언급한 바와 같이 Transport Channel과 Mapping 이 되는 것은 채널의 사용용도가 비슷하므로 이에 대한 설명은 생략한다.
다음은 그 외의 Physical Channel에 관한 설명이다.

① CPICH(Common Pilot Channel)
-이것은 IS-95의 Pilot Channel과 같은 용도로 사용되는 것으로 신호를 수신했을 때 Phase 보상등의 용도로 사용되며 또한 기지국 안테나의 구분 등에 사용된다.

② SCH(Synchronization Channel)
-W-CDMA가 비동기식이라는 즉 GPS를 이용하지 않고 자체적인 동기를 맞추기 위한 방법으로 SCH라는 채널을 사용하게 되는데 이는 Synchronization Channel 시간정보와 Group Search 에 사용되는 채널로서 다시 P-SCH(Primary Synchronization Channel) 와 S-SCH(Secondary Synchronization Channel)로 다시 분류된다.P-SCH는 시간정보를 나타내며 똑같은 정보가 매 slot마다 전송이 되는 것임에 반해 S-SCH의 경우는 기지국마다 1-frame 주기로 각기 다른 Sequence로 되어 있어서 기지국의 특성을 나타나게 되고 이것으로 그룹을 Search 할 수 있게 된다.

③ AICH(Acquisition Indicator Channel),AP-AICH(Access Preamble Acquisition Indicator Channel),PICH(Paging Indicator Channel), CSICH(CPCH Status Indicator

Channel),CD/CA-ICH

Collision-Detection/Channel-Assignment Indicator Channel)

-이들 채널들은 호출의 정보등을 받았을 때 또한 Collision의 상태일 때 등의 정보,응답의 채널로 사용된다.

(2) Channelization Codes

$$C_{ch,1,0} = 1$$

$$\begin{bmatrix} C_{ch,2,0} \\ C_{ch,2,1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{ch,1,0} & C_{ch,1,0} \\ C_{ch,1,0} & -C_{ch,1,0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} C_{ch,2^{(n+1)},0} \\ C_{ch,2^{(n+1)},1} \\ C_{ch,2^{(n+1)},2} \\ C_{ch,2^{(n+1)},3} \\ \vdots \\ C_{ch,2^{(n+1)},2^{(n+1)}-2} \\ C_{ch,2^{(n+1)},2^{(n+1)}-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{ch,2^n,0} & C_{ch,2^n,0} \\ C_{ch,2^n,0} & -C_{ch,2^n,0} \\ C_{ch,2^n,1} & C_{ch,2^n,1} \\ C_{ch,2^n,1} & -C_{ch,2^n,1} \\ \vdots & \vdots \\ C_{ch,2^n,2^n-1} & C_{ch,2^n,2^n-1} \\ C_{ch,2^n,2^n-1} & -C_{ch,2^n,2^n-1} \end{bmatrix}$$

IS-95, CDMA2000과 비슷하게 W-CDMA에서도 채널을 구분하기 위한 코드로 OVSF(Orthogonal Variable Spreading Factor)라는 것을 사용한다. 이것은 IS-95의 Walsh와 같은 개념이나 순방향 링크에서 Channel 마다 Different Rate로 사용한다는 것이 다른 점이다. 이 코드의 발생과정을 위의 그림을 참고로 하면서 살펴보면 먼저 2 by 2 의 행렬의 경우 2행 2열의 원소 부호만 다르고 다른원소들은 동일하다. 마찬가지로 4 by 4의 경우는 2 by 2를 두개 반복한것과 같다.. 이렇게 가변적으로 Channelize Code를 발생시킬 수 있다. 이렇게 발생된 코드를 아래 그림 2-2-3-12에 나타낸 바와 같이 정리하면 일종의 Tree을 형성할수 있다. 먼저

$C_{ch,SF,k}$ 가 나타내는 것은 SF는 Spreading Factor 이며 k는 Code number를 의미한다. 즉, $C_{ch,4,0}$은 Spreading Factor 4인 Channelized Code의 0번째 코드 (1,1,1,1)을 말하는 것이다. 여기서 유의 할점은 같은 가지의 tree의 코드는 서로 Orthogonal하지 않기 때문에 사용할 수가 없다. 그림 2-2-3-12에서 $C_{ch,2,0}$ 와 $C_{ch,4,0}$ 와 같이 같은 Tree의 가지(Branch)에 있게 되면
(1,1) · (1,1,1,1)≠0 이 되어서 서로 Orthogonal 하지 않게 된다.

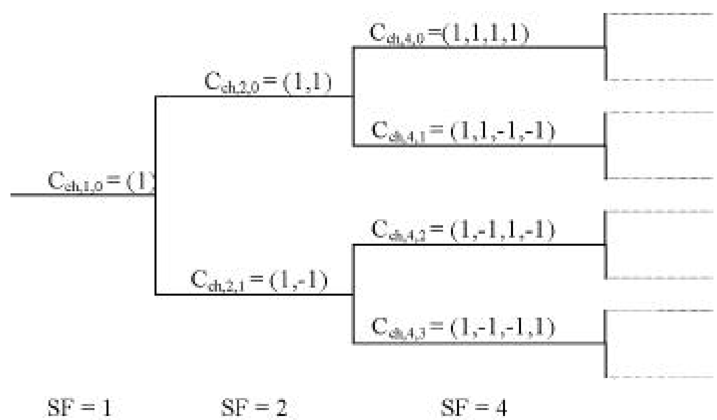


그림 2-2-3-12 Code-tree for generation of Orthogonal Variable Spreading Factor (OVSF) codes

(3) 순방향 링크 Spreading and Modulation

(가) 순방향 링크 Spreading

그림 2-2-3-13은 SCH Channel을 제외한 Downlink Physical Channel의 Spreading을 나타낸 그림이다. 예를 들어 이것에 해당하는 채널로는 P-CCPCH, S-CCPCH, CPICH등의 채널들이 해당된다.

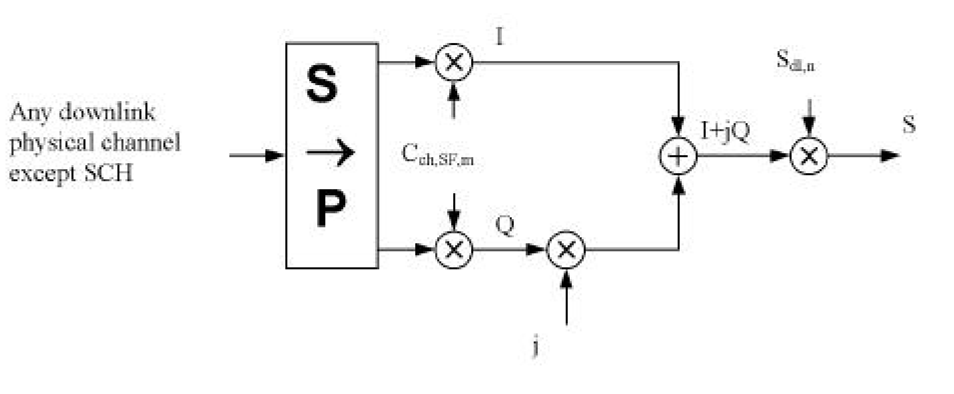


그림 2-2-3-13. Spreading for all downlink physical channels except SCH

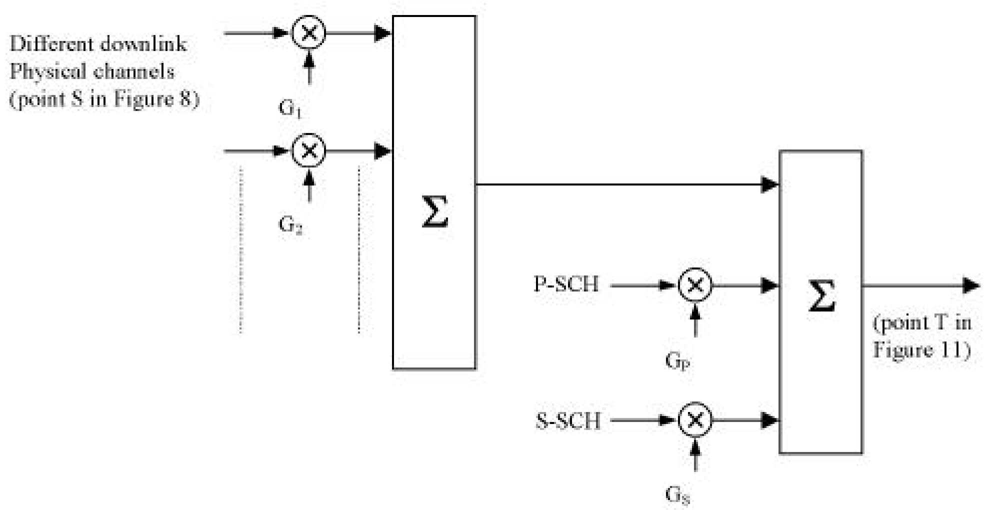


그림 2-2-3-14 Spreading and modulation for SCH and P-CCPCH

그림 2-2-3-13**에서 보면 두 개의 연속된 심벌이** Serial-to-Parallel**로 전환되고 이것은** I(Imaginary)**와** Q(Quadrature)**로 각각** Mapping **된다**. Real chip sequence I **와** Q**가 각각** mapping **되어서** Complex Chip Sequence**로 되고 이것은 다시** $S_{dl,n}$, **이라는** Complex Scrambling code**의 과정을 통**

하게 된다.Scrambling Code를 간략히 설명하면 Downlink의 Scrambling Code는 기지국을 구별하고 Uplink에서는 사용자를 구분하는 코드이다.

그림 2-2-3-14에서는 그림 2-2-3-13의 과정을 겪는 P-CCPCH와 같은 채널들과 그림 2-2-3-13과는 다른 SCH Channel의 Spreading 과 Modulation이 어떻게 Combined 되는 지를 나타낸 그림이다. 그림 2-2-3-14에서의 G_n의 표시는 weight factor로서 각각의 채널도 같은 비율로 combine되는 것이 아니라 서로다른 weight로 결합되는 것이다. 그림 2-2-3-18의 표시 S 는 그림 2-2-3-14와 연결되는것이며 그림 2-2-3-14의 T 부분은 그림 2-2-3-15의 T 와 서로 Matching 된다.

(나) 순방향 링크 Modulation

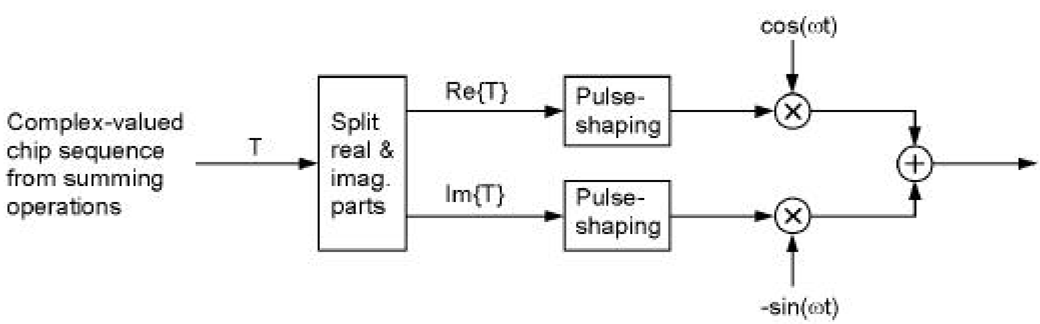


그림 2-2-3-15. 순방향 링크 modulation

그림 2-2-3-13과 그림 2-2-3-14의 단계를 거치게 되면 마지막으로 그림 2-2-3-15의 Modulation 과정을 수행하게 된다. 여기서의 Modulation rate는 3.84 Mcps 이고 순방향 링크에서의 그림 2-2-3-15와 같이 QPSK로 Modulation 된다.

(4) 역방향 링크 Spreading and Modulation

역방향 링크에 사용되고 있는 각각의 채널들에 대한 확산방식과

변조방식은 다음과 같다.

(가) 역방향 링크 Spreading

① DPCCH and DPCCH

- 이것은 IS-95의 traffic Channel과 같은 용도로 사용되는 것으로 각종 및 다양한 종류를 데이터를 전송하는데 사용된다.
- DPCCH는 channelization code c_c와 n번째의 $DPDCH_n$는 channelization code $c_{d,n}$에 의해 칩률로 확산된다.
- 하나의 DPCCH는 동시에 최대 6개의 DPCCH를 지원할 수 있다.
- Channelization code가 곱해진 후 DPDCH의 경우 β_d와, DPCCH의 경우 β_c의 gain facor 를 곱한다. 각 β_d, β_c의 값은 4bit로 양자화되어 있고 16단계로 나뉘어져 있다.

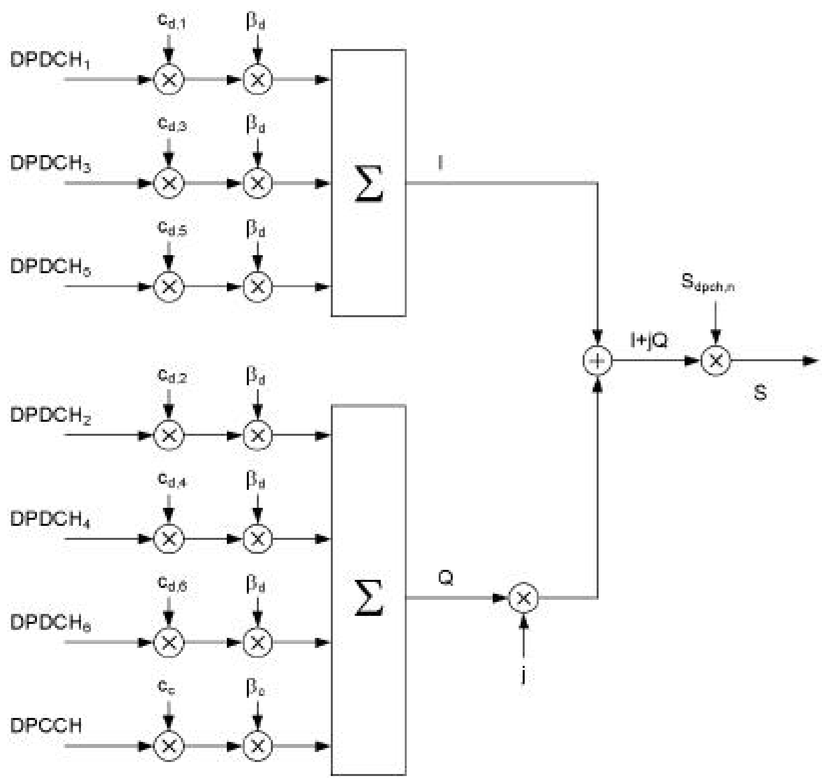


그림 2-2-3-16 Spreading for Uplink DPCCH and DPDCH

- Gain factor**가 곱해진 후** I, Q**는 합해져서** chip**들의** complex-valued stream**으로 나타내어 진다**.
- Complex-valued signal**은** complex-valued scrambling code $S_{dpch,n}$**가 곱해져 전송된다. 여기서 사용되는** scrambling code**는** 38400 chip**길이의** long code **또는** 256 chip**길이의** short code**를 이용하여** scrambling**이 이루어진다**.

② PRACH(Physical Random Access Channel)

- **단말로부터의 연결 설정 등의 정보를 전송하고 소량의 패킷 데이터도 전송할 수 있는 채널이다**.
- physical random access channel**은** preamble **부분과** message **부분으로 나누어진다**.

- preamble부분은 message 부분에 앞서 전송되며 Spreading Factor가 256이며 16개의 symbol의 signature sequnce에 의해 4096 chip길이만큼의 preamble을 발생시킨다.
- PRACH의 message부분은 data와 control부분으로 나뉘어지며 DPDCH와 DPCCH의 spreading 및 scrambling방식과 같은 과정을 거쳐 spreading과 scrambling하게된다. 단, scrambling code는 long scrambling code를 사용한다.

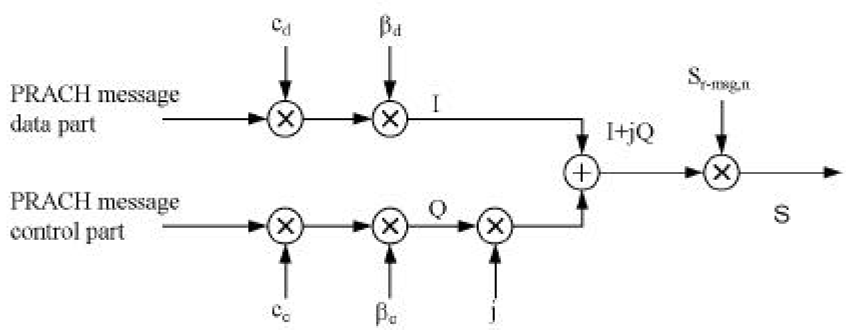


그림 2-2-3-17 Spreading of PRACH message part

③ PCPCH(Physical Common Packet Channel)
- physical random access channel은 패킷 기반의 사용자 데이터를 전송할 수 있는 채널이다.

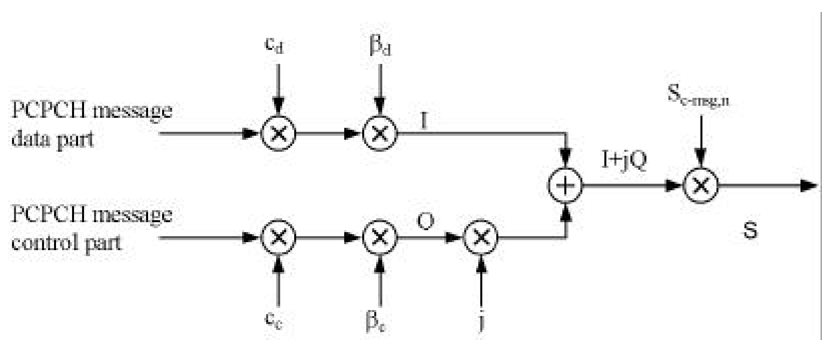


그림 2-2-3-18 Spreading of PCPCH message part

- physical random access channel은 preamble와 message부

분으로 나누어지며 physical random access channel과 같이 방식으로 spreading과 scrambling 과정을 거쳐 전송된다. 단, scrambling code는 long scrambling code를 사용한다

(나) 역방향 링크 modulation

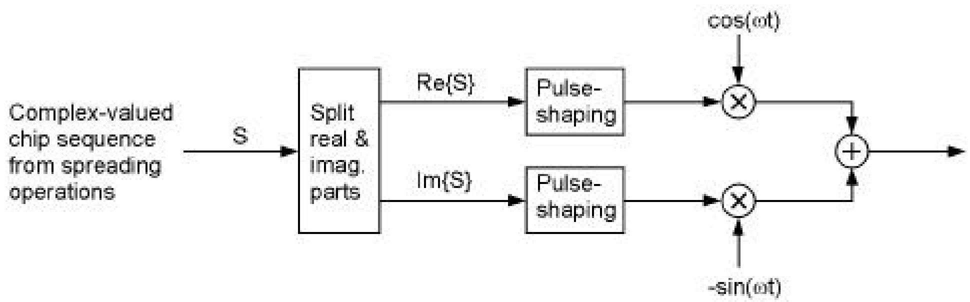


그림 2-2-3-19. 역방향 링크 modulation

순방향 링크와 마찬가지로 Modulation chip률은 3.84 Mcps(chip per second)을 사용하며 spreading 절차에 의하여 발생된 Complex-valued chip sequence는 위의 그림 9와 같이 QPSK(Quadrature Phase Shift Keying)방식에 의하여 변조되어 전송된다.

바. W-CDMA 채널 모델링

(1) 송신신호 모델링

본 절에서는 W-CDMA 시스템의 송신 신호 모델링에 대해서 설명하고자 한다. W-CDMA에서의 송신 신호는 아래 그림에서 보듯이 CDMA2000에서와 유사한 complex spreading과정을 거치는 것을 알 수 있다.

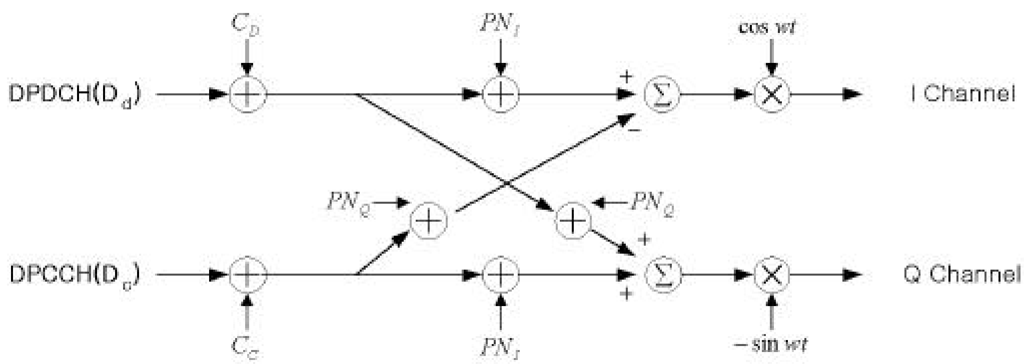


그림 2-2-3-20 **송신신호 모델링**

I Channel**에서는** data information**에 해당하는** DPDCH(Dedicated Physical Data Channel)**이 할당되고** Q Channel**에서는** control information**에 해당하는** DPCCH(Dedicated Physical Control Channel)**이 할당되어 보내어 진다. 이것을 앞으로 각각** D_d**와** D_c**로 표기하기로 한다.**

그림 2-2-3-20**에서** I Channel**과** Q Channel**를 정리해보면** I Channel**은** $(D_dP_I - D_cP_Q)\cos w_ct$**이고,** Q Channel**은** $(D_dP_Q + D_cP_I)\sin w_ct$**이다. 전체적으로 송신되는 신호** s(t)**는 식**(2-2-25)**와 같다.**

$$s(t) = Ich + Qch = (D_dP_I - D_cP_Q)\cos w_ct + (D_dP_Q + D_cP_I)\sin w_ct \quad (2\text{-}2\text{-}25)$$

위 식(2-2-25)**을 간략히 하기 위해** $\cos\Psi = D_dP_I - D_cP_Q$, $\sin\Psi = D_dP_Q + D_cP_I$**라고 하면 아래 식**(2-2-26)**와 같다.**
따라서 I + Q**를 합한 최종 송신신호는 다음과 같다.**

$$s(t) = \cos(w_ct - \Psi(t)) \quad , \text{where} \quad \Psi(t) = \tan^{-1}\frac{D_dP_I + D_cP_Q}{D_dP_Q - D_cP_I} \quad (2\text{-}2\text{-}26)$$

나. 수신신호 모델링

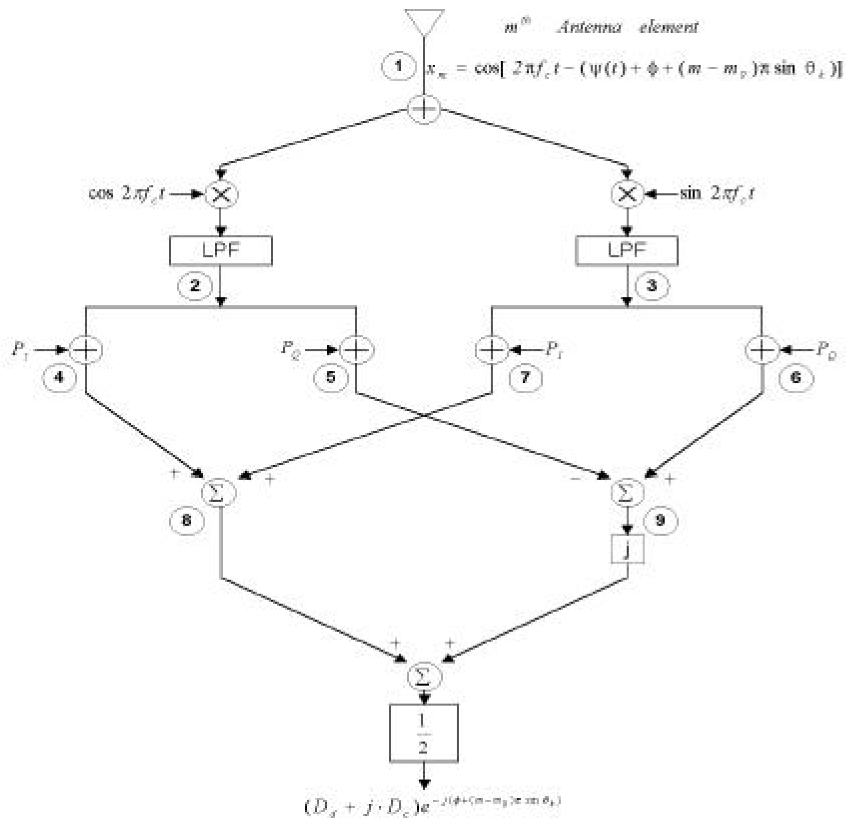


그림 2-2-3-21 W-CDMA**의 수신단 구조**

N**개의 안테나가 반파장씩 떨어져 등간격으로 배열되어 있는 선형 배열안테나를 고려한다. 또, 각각의 안테나 소자는 전방향에 대해서 동일한 이득을 주는 등방성 안테나라고 가정한다.** W-CDMA **환경에서** m_0**번째 안테나를 통해 수신되는 신호에 대한 기지국의 안테나 구조는 그림** 2-2-3-21**과 같다.**

기준안테나 m_0**번째 안테나로부터** m**만큼 떨어진 안테나 어레이에 수신된 하나의 신호에 대한 수식은 다음과 같다.**

$$x_m(t) = \cos[2\pi f t - (\Psi(t) + \phi + (m - m_0)\pi\sin\theta_k)] \qquad (2\text{-}2\text{-}27)$$

ϕ(t)는 변조된 정보신호, $\pi\sin\theta_k$는 m번째 안테나 어레이로 입사된 k번째 신호에 대한 안테나의 위상, ø는 캐리어 위상지연이다.
(2-2-27)식을 in-phase 성분과 quadrature 성분으로 나누고 주파수 저역천이기(frequence down converter)를 거치면 식 (2-2-28),(2-2-29)와 같다.

$$x_m = \cos[2\pi f t - (\Psi(t) + \phi + (m - m_0)\pi\sin\theta_k)]$$

$$x_{m,I,dc}(t) = \cos[\Psi(t) + ø - (m - m_0)\pi\sin\theta_k)]$$
$$= \cos\Psi(t)\cos[ø + (m - m_0)\pi\sin\theta_k] - \sin\Psi(t)\sin(ø + (m - m_0)\pi\sin\theta_k)$$

(2-2-28)

$$x_{m,Q,dc}(t) = \sin[\Psi(t) + ø + (m - m_0)\pi\sin\theta_k)]$$
$$= \sin\Psi(t)\cos[ø + (m - m_0)\pi\sin\theta_k] + \cos\Psi(t)\sin(ø + (m - m_0)\pi\sin\theta_k)$$

(2-2-29)

$\cos\Psi(t)$, $\sin\Psi(t)$는 확산된(complex scrambling)된 신호로, $\cos\Psi(t) = D_dP_I - D_cP_Q$, $\sin\Psi(t) = D_dP_Q + D_cP_I$ 가 되고 $\Phi = \Psi(t) + ø + (m - m_0)\pi\sin\theta_k$로 놓으면 다음과 같은 수식으로 나타낼 수 있다.

$$x_{m,I,dc}(t) = (D_dP_I - D_cP_Q)\cos\Phi - (D_dP_Q + D_cP_I)\sin\Phi$$

(2-2-30)

$$x_{m,Q,dc}(t) = (D_dP_Q + D_cP_I)\cos\Phi + (D_dP_I - DcP_Q)\sin\Phi$$

(2-2-31)

위 (2-2-30),(2-2-31)식을 역확산 시키면 다음과 같다.

$$\int_0^{T_s}[\{(D_dP_I - D_cP_Q)\cos\Phi - (D_cP_Q + D_dP_I)\sin\Phi\}\cdot P_I]dt = D_d\cdot\cos\Phi - D_c\cdot\sin\Phi \quad (2\text{-}2\text{-}32)$$

$$\int_0^{T_s}[\{(D_dP_I - D_cP_Q)\cos\Phi - (D_cP_Q + D_dP_I)\sin\Phi\}\cdot P_Q]dt = -D_c\cdot\cos\Phi - D_d\cdot\sin\Phi \quad (2\text{-}2\text{-}33)$$

$$\int_0^{T_s}[\{(D_cP_Q + D_dP_I)\cos\Phi + (D_dP_I - D_cP_Q)\sin\Phi\}\cdot P_I]dt = D_c\cdot\cos\Phi + D_d\cdot\sin\Phi \quad (2\text{-}2\text{-}34)$$

$$\int_0^{T_s}[\{(D_cP_Q + D_dP_I)\cos\Phi + (D_dP_I - D_cP_Q)\sin\Phi\}\cdot P_Q]dt = D_d\cdot\cos\Phi - D_c\cdot\sin\Phi \quad (2\text{-}2\text{-}35)$$

수신단의 in-phase 채널에 대한 신호는 (2-2-32)식과 (2-2-35)식을 결합한 형태이고, Quadrature 채널에 대한 신호는 (2-2-33)식과 (2-2-34)식이 결합되어야 하므로, 두 채널을 정규화하여 합성한 최종 표현식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} x_m(t) &= I_{ch} + jQ_{ch} = (D_d\cdot\cos\Phi - D_c\cdot\sin\Phi) - j(D_c\cdot\cos\Phi - D_d\cdot\sin\Phi) \\ &= (D_d + j\cdot D_c)e^{-j(\phi+(m-m_0)\pi\sin\theta_k)} \end{aligned} \quad (2\text{-}2\text{-}36)$$

(2-2-36)식을 파일럿(pilot)신호를 이용하여 위상을 보정하고, 기준안테나로부터 m번째 떨어진 안테나에 수신된 신호에 대한 수식은 다음과 같다.

$$x_m(t) = \sum_{k=1}^{M} s_k(t)e^{-j(m-m_0)\pi\sin\theta_k} + n_m(t) \quad (2\text{-}2\text{-}37)$$

M은 전체 사용자의 수를, $s_j(t)$는 j번째 사용자 신호원으로부터 전송된 신호가 기준 안테나에서 수신된 값이고, θ_k는 k번째 신호원의 입사각이며, $n_m(t)$ 는 m 번째 안테나의 열잡음으로 평균이 0이고 신호대 잡음비(SNR)에 따른 분산을 갖는 백색 가우시안 (AWGN) 으로 고려한다.

제 3 절 신호 모델링

기준안테나로부터 m번째 떨어진 안테나에 수신된 신호에 대한 수식은 다음과 같다.

$$x_m(t) = \sum_{k=1}^{M} s_k(t)\, e^{-j(m-m_0)\pi \sin\theta_k} + n_m(t) \qquad (2\text{-}3\text{-}1)$$

M은 전체 사용자의 수를, $s_j(t)$는 j번째 사용자 신호원으로부터 전송된 신호가 기준 안테나에서 수신된 값이고, θ_k는 k번째 신호원의 입사각이며, $n_m(t)$ 는 m 번째 안테나의 열잡음으로 평균이 0이고 신호대 잡음비(SNR)에 따른 분산을 갖는 백색 가우시안(AWGN) 으로 고려한다.

식(2-3-1)에 다중경로에 의한 페이딩을 고려하면 기준 안테나로부터 m번째 떨어진 안테나에 수신된 신호에 대한 수식은 다음과 같다.

$$x_m(t) = \sum_{j=1}^{M}\sum_{k=1}^{K_j}\left(\sum_{q=1}^{L_k} s_j(t-\tau_{j,k,q})\, e^{j2\pi(f_d \cos\varphi_{j,k,q} t - f_c \tau_{j,k,q})}\right) e^{-j(m-m_0)\pi \sin\theta_{j,k,q}} + n_m(t)$$

(2-3-2)

여기서, K_j**는** j**번째 신호원으로부터 수신 안테나까지의 다중경로 수,** L_k**는**scattering component **수를,** f_d**는 도플러 주파수를,** f_c**는 캐리어 주파수를,** $\tau_{j,k,q}$**는 경로의 전파 지연시간을,** $\theta_{j,k,q}$**는** scattering**된 신호원의 도달각이며** m_0**번째 안테나를 기준안테나로 설정하였다.** **신호원** j**의** k**번째** cluster**안에 있는 모든** scattered **성분들의 전파지연은 동일하다고 가정하였다.** ($\tau_{j,k,q} \cong \tau_{j,k}$)
만약 다중경로 신호의 전파 위상지연을 안다면 m**번째 안테나에 수신되어** k**번째** PN correlator**의 입력으로 들어가는 신호는 다음과 같이 표시된다.**

$$x_{j,k,m}[l] = \int \psi(\tau) x_m(t-\tau) d\tau \Big|_{t=\tau_{j,k}+lT_c} \qquad (2\text{-}3\text{-}3)$$

여기서 ψ**는** chip **파형이다.**
이때, k**번째** PN correlator**의 출력으로 나오는 신호는 다음과 같이 표시된다.**

$$y_{j,k,m}[n] = \frac{1}{\sqrt{G}} \sum_{l=0}^{G-1} c_j[l;n] x_{j,k,m}[Gn+l] \qquad (2\text{-}3\text{-}4)$$

여기서, $c_j[l;n]$**은** j**번째 신호원의** n**번째** symbol**의** spreading sequence**의** l**번째 성분이고,** G**는** Processing gain**이다.**
따라서 역확산(despreading) **전의 수신신호벡터** $\underline{x}_{j,k}[l]$**와 역확산 후의 수신신호 벡터** $\underline{y}_{j,k}[n]$**는 다음과 같이 표시될 수 있다.**

$$\underline{x}_{j,k}[l] = [x_{j,k,1}[l] x_{j,k,2}[l] \cdots x_{j,k,N}[l]]^T. \qquad (2\text{-}3\text{-}5)$$

$$\underline{y}_{j,k}[n] = [y_{j,k,1}[n] y_{j,k,2}[n] \cdots y_{j,k,N}[n]]^T . \qquad (2\text{-}3\text{-}6)$$

제 3 장 채널 모델링 성능 분석

제 1 절 IS-95 성능 분석

본 절에서는 IS-95의 채널 모델링 프로그램에 대한 적합성을 판단하기 위해 word error probability를 구해보도록 한다. 즉 word에 관한 처리이득(Processing Gain)이 256임을 이론적인 값과 시뮬레이션 값과 일치하는지를 알아본다.

우선, chip 단위의 완벽한 동기가 되고, power control이 되어 모든 단말로부터의 수신 파워가 일정하다고 가정하면, 유저수가 M일 때, 안테나에서 수신되는 신호는 다음과 같다.

$$r(t) = \sum_{m=1}^{M}[I(t)\cos(w_1 t + ø_m) + Q(t - T_c/2)\sin(w_1 t + ø_m)] \qquad (3\text{-}1\text{-}1)$$

여기서, 각 파라메타의 값은 각각 다음과 같다.

T_c = one chip duration.
$I(t) = P_m(t)W_m^p(t)C_I(t)$
$Q(t-T_c/2) = P(t-T_c/2)W_m^p(t-T_c/2)C_Q(t-T_c/2)$
$P_m(t)$ = m번째, 유저의 long code
$C_I(t)$, $C_Q(t)$ = 기지국의 short code
$ø_m$ = 한 심볼구간(64chip duration)동안 일정한 carrier phase.
$W_m^p(t)$ = m번째 유저의 Walsh code W_p로 정보에 해당함.

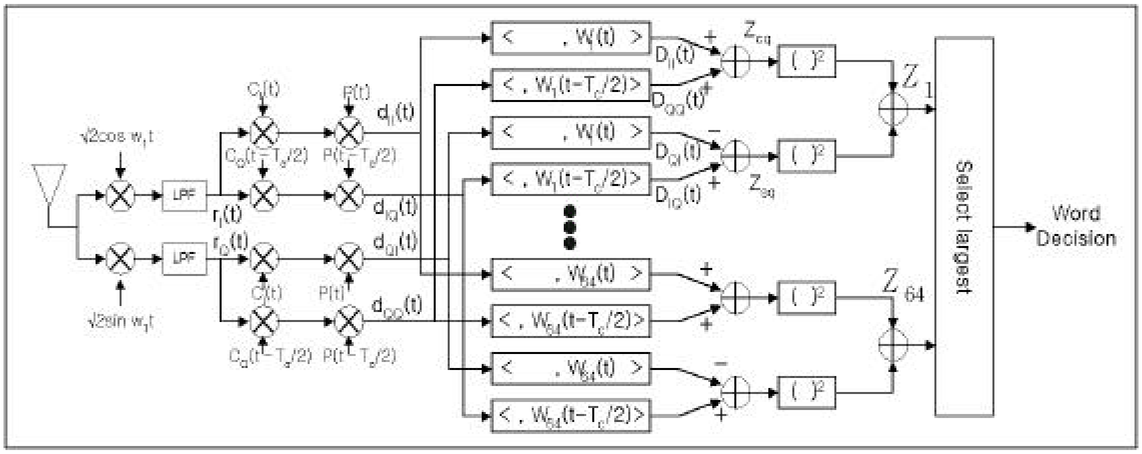


그림 3-1-1 IS-95 **역방향 링크 복조기**

이제, **그림** 3-1-1**에 나온 복조기의 신호를 수식으로 표현해 보자**. **우선** LPF**를 통해서 나오는 신호는 다음과 같다**.

$$r_I(t) = [r(t)\times \cos w_1 t]_{lowpass} = \frac{1}{2}\sum_{m=1}^{M}[I(t)\cos(\phi_m) + Q(t-T_c/2)\sin(\phi_m)]$$
$$= \frac{1}{2}\sum_{m=1}^{M}[P_m(t)W_m^{\ p}(t)C_I(t)\cos(\phi_m) + P_m(t-T_c/2)W_m^{\ p}(t-T_c/2)C_Q(t-T_c/2)\sin(\phi_m)]$$

(3-1-2)

$$r_Q(t) = [r(t)\times \cos w_1 t]_{lowpass} = \frac{1}{2}\sum_{m=1}^{M}[Q(t-T_c/2)\cos(\phi_m) - I(t)\sin(\phi_m)]$$
$$= \frac{1}{2}\sum_{m=1}^{M}[P_m(t-T_c/2)W_m^{\ p}(t-T_c/2)C_Q(t-T_c/2)\cos(\phi_m) - P_m(t)W_m^{\ p}(t)C_I(t)\sin(\phi_m)]$$

(3-1-3)

$P_m^2(t) = C_I^2(t) = P_m^2(t-T_c/2) = C_Q^2(t-T_c/2) = 1$ **임을 이용하여**, i**번째 유저에 대해서 식을 전개하여 보자**. **그러면**, **그림** 3-1-1**에서의** $d_{II}(t)$, $d_{IQ}(t)$, $d_{QI}(t)$, $d_{QQ}(t)$**는**

$$d_{II}(t) = r_I(t)\times C_I(t)\times P_i(t)$$
$$= \frac{1}{2}[W_i^{\ p}(t)\cos(\phi_i) + P_i(t)P_i(t-T_c/2)W_i^{\ p}(t-T_c/2)C_I(t)C_Q(t-T_c/2)\sin(\phi_i)]$$
$$+ \frac{1}{2}\sum_{m=1,\, m\neq i}^{M}[P_i(t)P_m(t)W_m^{\ p}(t)\cos(\phi_m)$$
$$+ P_i(t)P_m(t-T_c/2)W_m^{\ p}(t-T_c/2)C_I(t)C_Q(t-T_c/2)\sin(\phi_m)]$$

(3-1-4)

$$d_{IQ}(t) = r_I(t) \times C_Q(t - T_c/2) \times P_i(t - T_c/2)$$
$$= \frac{1}{2}[P_i(t)P_i(t - T_c/2)W_i^p(t)C_I(t)C_Q(t - T_c/2)\cos(\phi_i) + W_i^p(t - T_c/2)\sin(\phi_i)]$$
$$+ \frac{1}{2}\sum_{m=1, m\neq i}^{M}[P_i(t - T_c/2)P_m(t)W_m^p(t)C_I(t)C_Q(t - T_c/2)\cos(\phi_m)$$
$$+ P_i(t - T_c/2)P_m(t - T_c/2)W_m^p(t - T_c/2)\sin(\phi_m)]$$

(3-1-5)

$$d_{QI}(t) = r_Q(t) \times C_I(t) \times P_i(t)$$
$$= \frac{1}{2}[P_i(t)P_i(t - T_c/2)W_i^p(t - T_c/2)C_I(t)C_Q(t - T_c/2)\cos(\phi_i) - W_i^p(t)\sin(\phi_i)]$$
$$+ \frac{1}{2}\sum_{m=1, m\neq i}^{M}[P_i(t)P_m(t - T_c/2)W_m^p(t - T_c/2)C_I(t)C_Q(t - T_c/2)\cos(\phi_m)$$
$$+ P_i(t)P_m(t)W_m^p(t)\sin(\phi_m)]$$

(3-1-6)

$$d_{QQ}(t) = r_Q(t) \times C_Q(t - T_c/2) \times P_i(t - T_c/2)$$
$$= \frac{1}{2}[W_i^p(t - T_c/2)\cos(\phi_i) + P_i(t)P_i(t - T_c/2)W_i^p(t)C_I(t)C_Q(t - T_c/2)\sin(\phi_i)]$$
$$+ \frac{1}{2}\sum_{m=1, m\neq i}^{M}[P_i(t)P_m(t - T_c/2)W_m^p(t - T_c/2)\cos(\phi_m)$$
$$+ P_i(t - T_c/2)P_m(t)W_m^p(t)C_I(t)C_Q(t - T_c/2)\sin(\phi_m)]$$

(3-1-7)

가 된다. **그림** 3-1-1**에서** $D_{II,q} = \langle d_{II}(t), W_q \rangle$**이다**. **여기서** $\langle a, b \rangle$**는** correlation**을 뜻한다**. **그러면**, $D_{II,q}$**는 다음과 같다**.

$$D_{II,q} = \langle d_{II}(t), W_q(t) \rangle = \frac{1}{2} T_w \delta_{pq} \cos(\phi_i) + N_{II,q} \qquad (3\text{-}1\text{-}8)$$

$$N_{II,q} = \int_0^{T_w} \frac{W_q(t)}{2} \sum_{m=1, m\neq i}^{M}[P_i(t)P_m(t)W_m^p(t)\cos(\phi_m)$$
$$+ P_i(t)P_m(t - T_c/2)W_m^p(t - T_c/2)C_I(t)C_Q(t - T_c/2)\sin(\phi_m)]\,dt$$

여기서, W_q**는** q**번째** Walsh**를 뜻한다**. **그리고**, $N_{II,q}$ **는** G(0, (M-1)/2*Tw)**로 쓸 수 있다**. **이것은 앞으로 제곱하고 더하는 과정이 들어간다는 전제하에서** phase term**을 무시하였기 때문이다**. IS-95

Reverse link의 경우, 완벽하게 동기가 되었다면, cochannel interference는 '0'이다. 마찬가지로,

$$D_{IQ,q} = \langle d_{IQ}(t),\ W_q(t - T_c/2) \rangle = \frac{1}{2} T_w \delta_{pq} \cos(\phi_i) + N_{IQ,q} \quad (3\text{-}1\text{-}9)$$
$$N_{IQ,q} = G(0,\ \frac{M-1}{2} * T_w)$$

$$D_{QI,q} = \langle d_{QI}(t),\ W_q(t) \rangle = \frac{1}{2} T_w \delta_{pq} \cos(\phi_i) + N_{QI,q} \quad (3\text{-}1\text{-}10)$$
$$N_{QI,q} = G(0,\ \frac{M-1}{2} * T_w)$$

$$D_{QQ,q} = \langle d_{QQ}(t),\ W_q(t - T_c/2) \rangle = \frac{1}{2} T_w \delta_{pq} \cos(\phi_i) + N_{QQ,q} \quad (3\text{-}1\text{-}11)$$
$$N_{QQ,q} = G(0,\ \frac{M-1}{2} * T_w)$$

식 (3-1-8)부터 식 (3-1-11)까지의 δ_{pq}는 i번째 유저의 Walsh인 W_p가 W_q와 같을 때만 '1'이고, 다른 경우는 '0'이라는 뜻이다. 여기서, q는 1부터 64까지의 64-Walsh 중에 한 번호를 뜻한다. 이제, Z_{cq}에 대해서 기술하면,

$$\begin{aligned} Z_{cq} &= D_{II,q} + D_{QQ,q} = T_w \delta_{pq} \cos(\phi_i) + N_{II,q} + N_{QQ,q} \\ &= T_w \delta_{pq} \cos(\phi_i) + G(0, (M-1) * T_w) = G(T_w \delta_{pq} \cos(\phi_i),\ (M-1) * T_w) \\ &= \sqrt{(M-1) * T_w}\ G(\sqrt{\frac{T_w}{M-1}}\, \delta_{pq} \cos(\phi_i),\ 1) \end{aligned}$$

(3-1-12)

$$\begin{aligned} Z_{sq} &= D_{IQ,q} - D_{QI,q} = T_w \delta_{pq} \sin(\phi_i) + N_{IQ,q} - N_{QI,q} \\ &= T_w \delta_{pq} \sin(\phi_i) + G(0, (M-1) * T_w) = G(T_w \delta_{pq} \sin(\phi_i),\ (M-1) * T_w) \\ &= \sqrt{(M-1) * T_w}\ G(\sqrt{\frac{T_w}{M-1}}\, \delta_{pq} \sin(\phi_i),\ 1) \end{aligned}$$

(3-1-13)

여기서, δ_{pq}가 '1'인 경우와 '0'인 경우로 나누어서 생각을 계속 전개하여 보자. δ_{pq}가 '1'인 경우는 i번째 유저가 보낸 W_p가 W_q와 같은 경우이고, 이때, 다른 Walsh correlator의 출력은 '0'이 된다. Z_q는 다음과 같으므로,

$$Z_q = \sum_{n=1}^{N} [Z_{cq}^2 + Z_{sq}^2] \qquad (3-1-14)$$

p=q인 경우, Z_q는 자유도 2의 $(M-1)*T_w$배 noncentral chi-squared RV이고, noncentrality parameter는 아래와 같다.

$$\begin{aligned} \lambda &= [\sqrt{\frac{T_w}{M-1}} \cos(\phi_i)]^2 + [\sqrt{\frac{T_w}{M-1}} \sin(\phi_i)]^2 \\ &= \frac{T_w}{M-1} \end{aligned} \qquad (3-1-15)$$

이 때의 Z_q의 probability density function은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} p_{Z_q}(\alpha) &= \frac{1}{2\sigma^2} e^{-\frac{1}{2}(\lambda + \alpha/\sigma^2)} I_0\left(\sqrt{\frac{\lambda\alpha}{\sigma^2}}\right), \quad \alpha \geq 0 \\ &= 0 \qquad , \quad otherwise \end{aligned} \qquad (3-1-16)$$

여기서, $\sigma^2 = (M-1)*T_w$ 이다. 이제, $p \neq q$인 경우를 생각해 보자. 이때, Z_q는 자유도 2의 $(M-1)*T_w$배 central chi-squared RV이고, Z_q의 pdf는 다음과 같다.

$$p_{Z_q}(\alpha) = \frac{1}{2\sigma^2} e^{-\alpha/2\sigma^2}, \quad \sigma^2 = (M-1)*T_w \qquad (3-1-17)$$

이로부터 word error probability를 구해보자. $P_w(e) = 1 - P_w(C)$ 를 이용하자. $P_w(C)$는 word가 맞는 경우의 확률이다. 가령, i번째 유저가 W_1을 보냈다고 할 때, Z_1의 값이 β라고 하면,

$$
\begin{aligned}
P_w(C \mid Z_1=\beta) &= \Pr\{Z_2<\beta, Z_3<\beta, \ldots, Z_{64}<\beta \mid Z_1=\beta\} \\
&= \prod_{q=2}^{64} \Pr\{Z_q<\beta \mid Z_1=\beta\} \\
&= \prod_{q=2}^{64} \int_0^{\beta} \frac{1}{2\sigma^2} e^{-\alpha/2\sigma^2}\, d\alpha = K^{63}(\beta) \\
K(\beta) &= \int_0^{\beta} \frac{1}{2\sigma^2} e^{-\alpha/2\sigma^2}\, d\alpha
\end{aligned}
\qquad (3\text{-}1\text{-}18)
$$

따라서, $P_w(e) = 1 - E_{Z_1}\{K^{63}(\beta)\}$를 이용하면,

$$
\begin{aligned}
P_w(e) &= 1 - E_{Z_1}\{K^{63}(\beta)\} \\
&= 1 - \int_0^{\infty} K^{63}(\beta) \frac{1}{2\sigma^2} e^{-\frac{1}{2}(\lambda+\beta/\sigma^2)} I_0\left(\sqrt{\frac{\lambda\beta}{\sigma^2}}\right) d\beta
\end{aligned}
\qquad (3\text{-}1\text{-}19)
$$

여기서, $\sigma^2 = (M-1)*T_w$ 로서 interference power이다. 이 식에 주목해보면, word error probability는 유저수 M, 적분 주기 T_w의 함수임을 알 수가 있다. 그리고 SIR은 원하는 신호의 power T_w^2를 interference power $(M-1)*T_w$로 나눈 것이므로, $T_w/(M-1)$ 가 된다. CDMA에서는 T_w가 적분하는 chip의 개수, 즉 PG이므로 SIR은 PG/(M-1) 이라고 할 수 있다. IS-95 역방향 링크에서 한 word를 얻을 때는 256 chip을 적분하게 되므로 PG가 256이다. PG를 256이라고 하고 얻은 $P_w(e)$에 대한 그래프가 아래에 나타나 있다. 또한, 실제 IS-95 역방향 링크의 $P_w(e)$를 시뮬레이션하여 도시하였다.

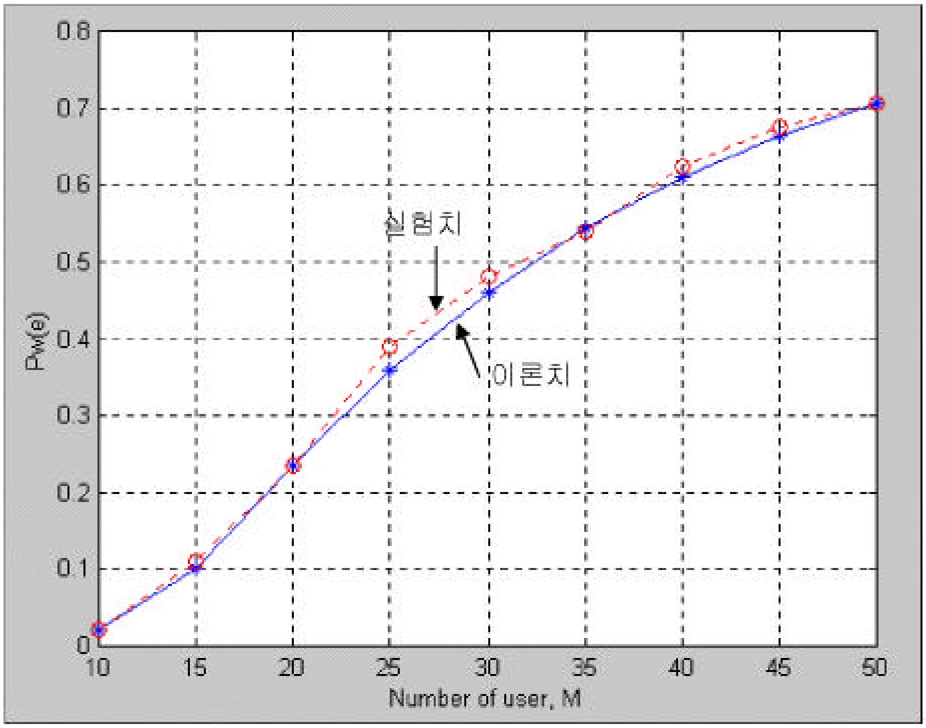


그림 3-1-2 IS-95 역방향 링크의 USER수에 따른 WORD error rate

위의 그림을 보면, 이론적인 값과 시뮬레이션한 값이 거의 같음을 알 수 있다. 유저가 10명 이하인 경우는 식 (3-1-19)를 수치 계산하여도 값에 오차의 비율이 커지게 되고, 시뮬레이션을 하기엔, error probability가 너무 낮다. 그래서 앞의 그림들은 주로 10명 이상의 경우에 대해서 정확한 값을 보이고 있다. 또한, 이론적으로 PG를 256으로 놓은 값과 despreading하는 시뮬레이션의 값이 일치한다는 것은 word의 PG가 256이 맞다는 것을 의미한다.

제 2 절 WLL 성능 분석

본 절에서는 WLL에 대한 채널 모델링 적합성을 판단하기 위해 처리이득(Processing Gain)이 64가 되는지를 알아본다.

WLL 신호는 CDMA의 특징인 확산/역확산 과정을 거치게 되며, 간섭

신호 하나의 Power는 확산/역확산 과정을 거치면서 (수신하고자 하는 신호의 Power) * (1/Processing Gain) 의 값을 갖게 된다. 본 시뮬레이션에서는 동일한 Power를 갖는 여러개의 신호에 대하여 확산/역확산 과정을 거치게 한 후, 원하는 신호 하나의 Power와 간섭신호들의 Power의 합의 비율을 나타낸 조사했다. 이때 시뮬레이션시의 Processing Gain은 64이다.

아래의 그림 3-2-1 에서 보는 바와 같이 원하는 신호 하나의 Power가 1이라고 할 때 확산/역확산 이전에는 원하는 신호와 같은 크기의 Power를 갖고 있던 간섭신호가 확산/역확산 과정을 거친 후에는 그 Power의 크기가 1/64로 줄어들게 됨을 알 수 있다.

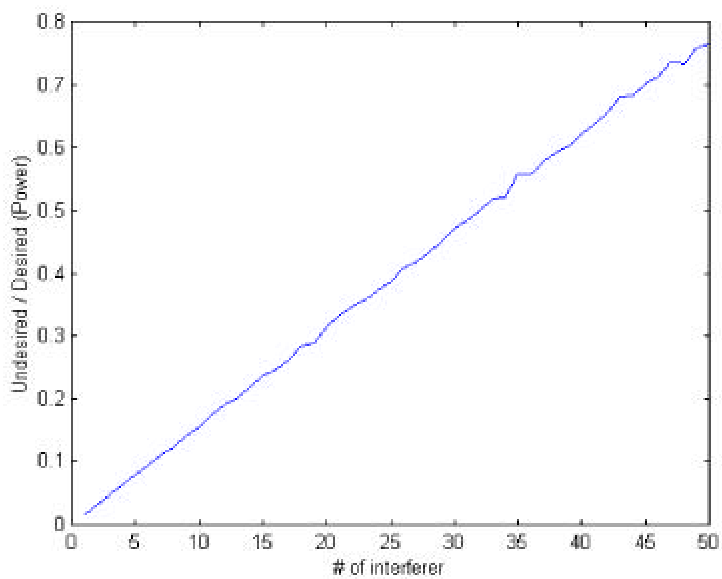


그림 3-2-1 PN 확산/역확산에 의한 간섭신호 감쇄효과

제 4 장 채널시뮬레이터 하드웨어 구현

제 1 절. 채널시뮬레이터 구현 시스템

채널시뮬레이터 구현 시스템의 전체적인 구조는 그림 4-1-1과 같다. 즉 PC에서 PCI버스를 통해서 통신의 환경설정을 EVM으로 전달한다. EVM에 저장이 된 통신환경은 시리얼포트를 통해서 채널시뮬레이터에 전달하고 채널시뮬레이터는 DMA를 이용하여 통신환경을 저장하게 된다. 채널시뮬레이터는 저장된 통신환경을 이용하여 알고리즘을 수행하고 통신환경에 대응이 되는 신호를 발생하게 된다.

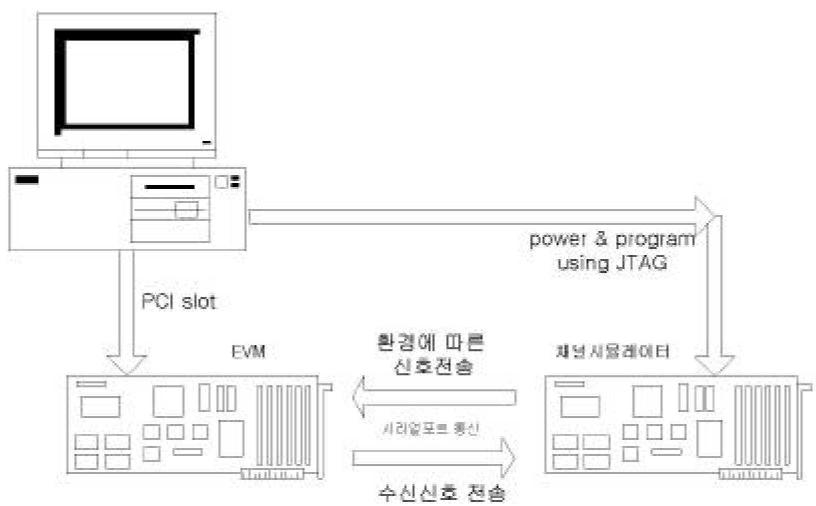


그림 4-1-1 채널시뮬레이터 구현 시스템

환경에 따른 신호는 다시 EVM에 전달되고 EVM은 그 신호를 다시 PCI버스를 통하여 PC에 전송한다. PC는 그 data를 우리가 쉽게 볼수 있도록 monitoring한다.

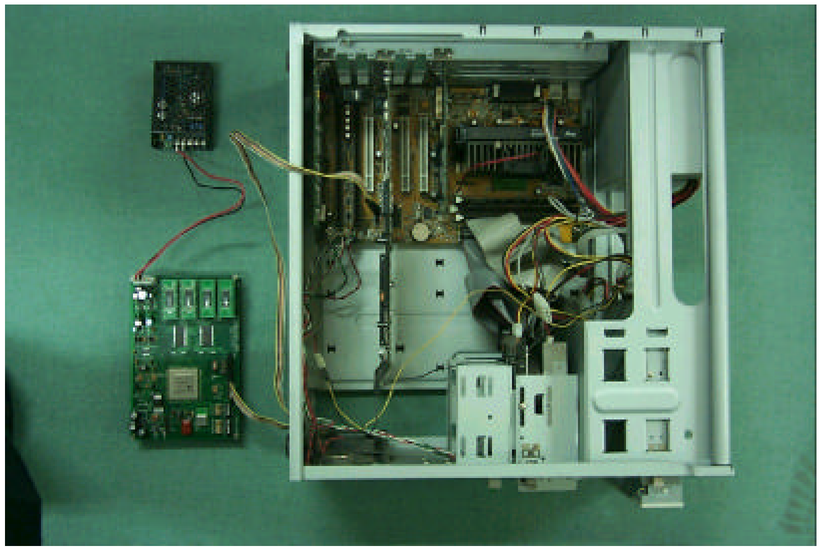


그림 4-1-2 채널시뮬레이터 구현 시스템 사진

그림 4-1-2는 실제 구현한 채널시뮬레이터 구현 시스템이 사진이다.

제 2 절. 채널시뮬레이터의 하드웨어 구조

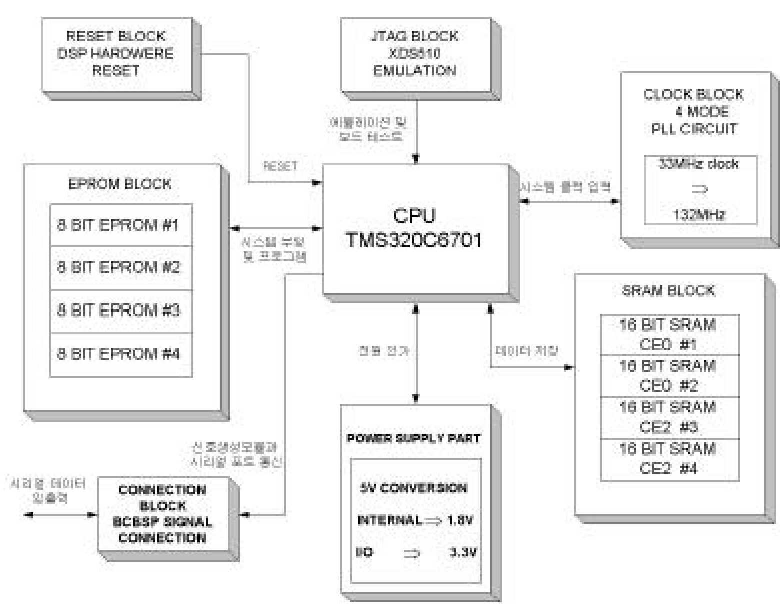


그림 4-2-1 채널시뮬레이터 하드웨어 구조

그림 4-2-1은 채널시뮬레이터의 전체 하드웨어적인 구조도를 나타내며 그림 4-2-2는 실제의 채널시뮬레이터이다. 채널시뮬레이터는 세부적으로 8개의 블록으로 나뉘며 각각은 RESET 회로, CLOCK 회로, JTAG 회로, McBSP 회로, POWER 회로, SRAM 회로, ROM 회로, 기타회로이며 소 chapter로 나누어서 부분별로 설명을 하기로한다.

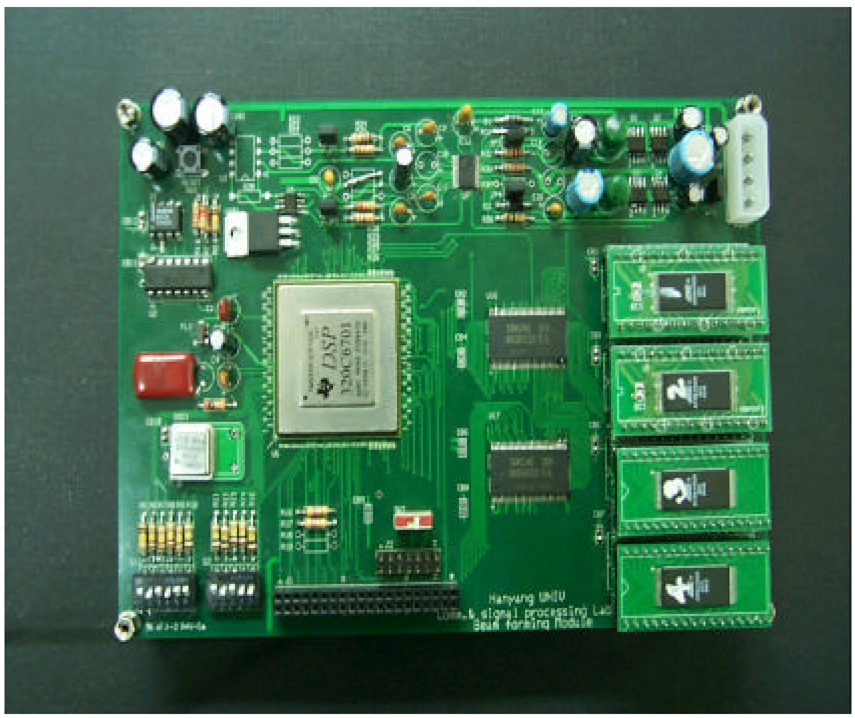


그림 4-2-2 채널시뮬레이터

1. RESET 회로

TMS320C6701이 요구하는 리셋회로의 입력은 펄스폭이 최소 1μs 이상을 가져야 하고 rising time과 falling time이 각각 10ns이하이어야 한다. TI에서 제공되는 reset회로도를 그대로 적용하여 사용을 하였으며 Maxim사에서 나오는 Max708T를 사용하였다. 이 chip은 3가지의 종류가 있으며 각각은 공급되는 전압의 level에 따라서 R, S, T로 나뉜다. R type은 2.63V, S type은 2.93V, T type은 3.08V를 사용하고

본 채널시뮬레이터에서는 3.3V의 입출력을 가지고 있기 때문에 Max708T를 이용하였다. 그리고 정확한 3.3V를 가지는 chip이 아니므로 TI에서 제공되는 회로에서 pull-up 저항의 값 즉 R3의 값을 조절해야 reset이 실행됨을 알 수 있었다. 아래 그림 4-2-1-1은 채널시뮬레이터에 적용된 reset회로를 나타내고 있다.

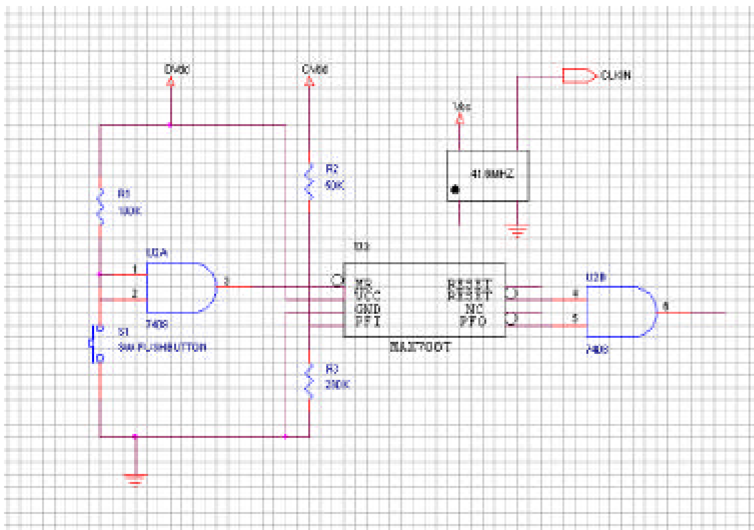


그림 4-2-1-1 reset 회로

2. CLOCK 회로

6701의 CPU 최고속도는 167MHz까지의 속도를 가질 수 있도록 제안이 되어있다. 그러나 실제 사용할 수 있는 최고 속도는 132MHz를 가질 수 있다. 167MHz의 속도를 이용하여 동작을 시킬 경우 XDS 통신은 물론 DSP의 동작여부를 확인할 수 없었다. 따라서 DSP로 구현된 보드에 적용할 수 있는 CLOCK은 최대 33MHz를 사용하여야 한다. 채널시뮬레이터에 사용한 CLOCK의 속도는 33MHz로서 ×4 mode를 사용하여 132MHz가 나오도록 되어 있으며 실제 측정한 결과 131.xxxMHz가 나오는 것을 확인하였다. 이 오차의 원인은 다음과 같다. 그림 4-2-2-1에서 나타난 것과 같이 PLL회로상으로 저항과 캐패시터의 값이 정밀한 값이 요구되며 이 값은 오차율이 1%이내어야 한

다. 그러나 실제로 구입을 할 수 있는 저항과 캐패시터의 값은 그 값을 정확하게 만족시킬 수 없다. 이러한 저항과 캐패시터의 오차에 의해서 clock이 오차가 발생하게 된다.

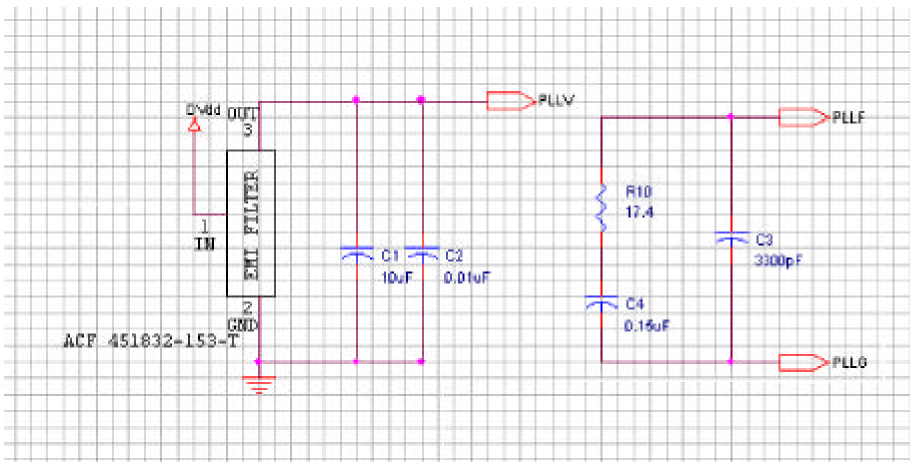


그림 4-2-2-1 PLL 회로

3. JTAG 회로

JTAG회로는 3V와 5V 모두 인식이 가능하다. JTAG을 통해서 target 보드를 인식시키는 것은 헤더의 5번 pin 즉 PD에 3V나 5V를 입력시키면 가능하고 XDS의 reset을 시킬 수 있다. JTAG은 내부에는 10.368MHz의 클럭을 가지고 있고 또 내부의 클럭을 사용하여 target 보드와의 통신도 가능하다. 아래 그림 4-2-3-1은 header의 pin 배치와 방향을 나타내고 있다. 만약 외부클럭을 사용한다면 TCK_RET는 외부 클럭과 연결이 되고 내부 클럭을 사용한다면 TCK와 연결하여 사용하면 된다. 또 그림 4-2-3-2는 채널시뮬레이터에 적용이 된 회로도를 나타낸다. 그리고 JTAG과 XDS의 pod 거리가 6인치가 넘으면 신호의 전압레벨을 안정화시키기 위해서 버퍼를 사용하나 현재 개발중인 채널시뮬레이터는 거리가 가까우므로 버퍼를 사용하지 않고 바로 연결하여 사용을 하면 된다.

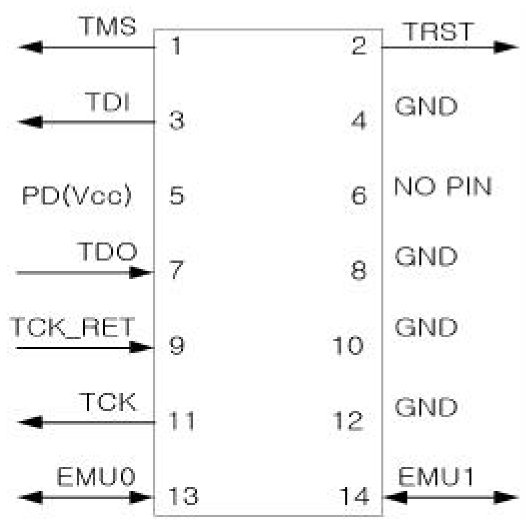


그림 4-2-3-1 Header pin 배치

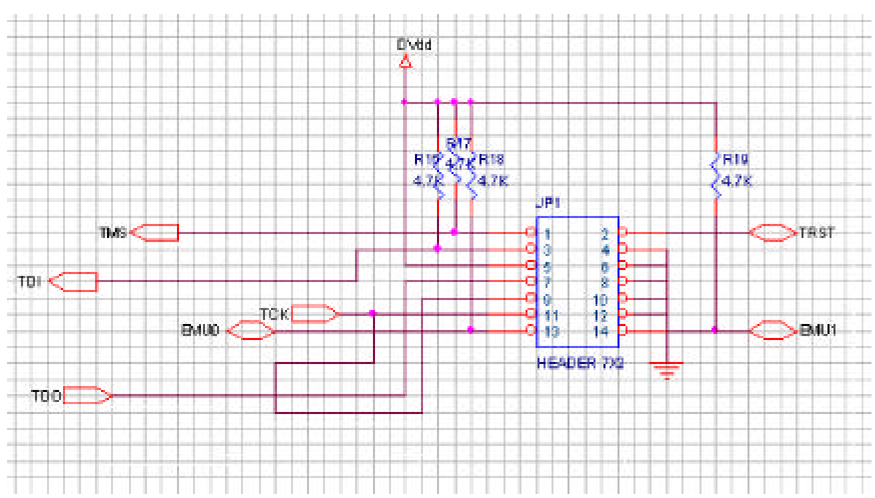


그림 4-2-3-2 JTAG 회로도

4. McBSP 회로

시리얼 포트는 DSP의 pin으로 나와 있는 것을 바로 콘넥터로 연결, 도선으로 연결하여 시리얼 통신이 가능하도록 연결이 되어있다. 시리얼포트의 신호선은 모두 7개로 되어있으며 2개의 시리얼포트를 고려하여 16pin 콘넥터를 사용하였다. 클럭과 ground를 pin으로 뽑아낸 이유는 클럭을 측정하기 쉽게 하고 또 다른 보드와의 연결 때 ground를

연결하여 전압레벨을 맞추기 위해서이다. 아래 그림은 McBSP 회로도를 나타내고 있다.

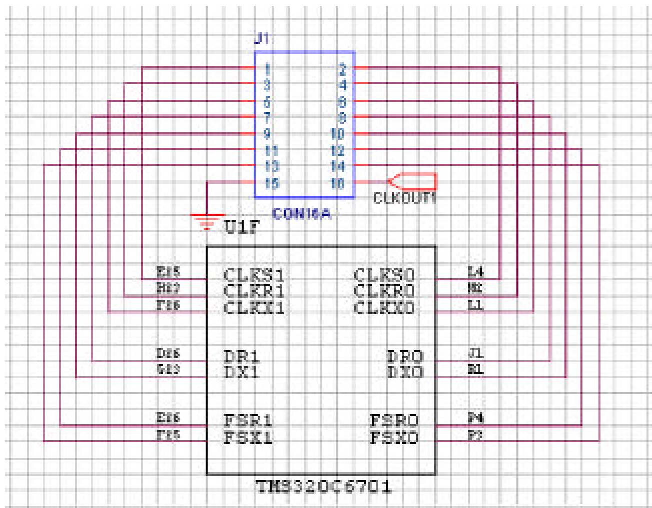


그림 4-2-4-1 McBSP 회로도

5. POWER 회로

채널시뮬레이터의 성능분석을 위해서는 컴퓨터를 필요로 하기 때문에 컴퓨터의 파워선을 입력시켰다. 즉 컴퓨터에서 공급되는 12V와 5V중에서 5V를 사용하여 DSP의 입출력인 3.3V와 내부전압인 1.8V로의 변환회로를 설계하였다. 전압변화회로는 용량이 2A 정도를 유지하면 충분하며 TI에서 제공하는 회로도를 이용하였다. TI에서 생산이 되는 TPS3305-18과 TPS5602 regulator를 이용하여 설계하였다. 3.3V용 regulator는 많이 생산이 많이 되고 있으나 1.8V는 희소성이 있으므로 구하기가 어려운 단점이 있었다. 아래그림은 파워부분의 회로도를 나타내고 있다.

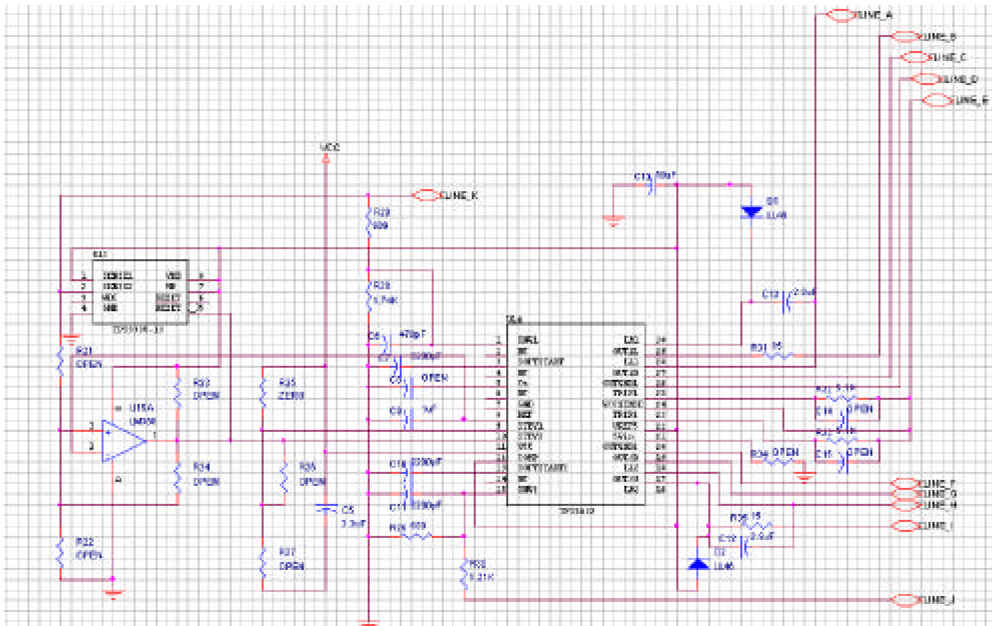


그림 4-2-5-1 **파워회로** #1

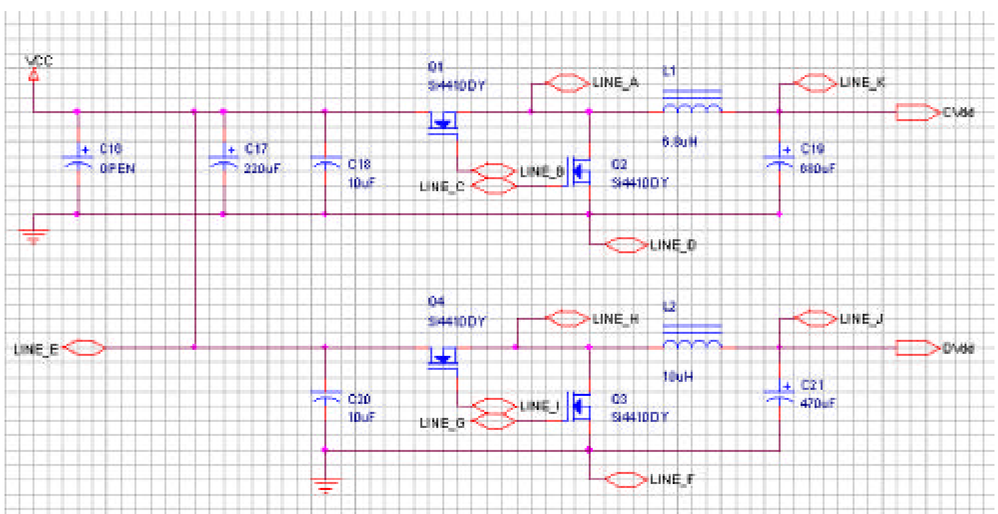


그림 4-2-5-2 **파워회로** #2

6. SRAM 회로

채널시뮬레이터에서 SRAM**은 데이터메모리로 사용을 하고** DSP**는** 3.3V **입출력이 나오므로** 3.3V**용 메모리를 사용해야 한다**. **채널시뮬레**

이터에 사용된 메모리는 5V용이지만 3.3V와 호환이 가능한 것을 사용했다. DSP의 데이터버스는 32bit이고 어드레스는 20이지만 사용된 SRAM은 데이터버스가 16bit이고 어드레스버스는 16이다. 따라서 같은 메모리영역에는 2개의 SRAM을 연결하여야 사용이 가능하다. 채널시뮬레이터에서는 메모리맵 I/O를 사용하지 않았고 정해진 메모리번지에만 연결이 되었다. 아래 그림은 채널시뮬레이터의 메모리맵을 나타내고 있다.

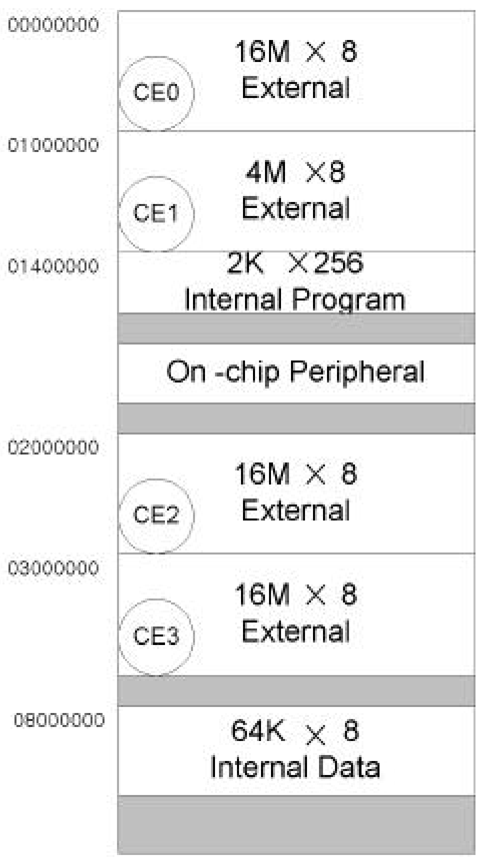


그림 4-2-6-1
채널시뮬레이터 메모리맵 0

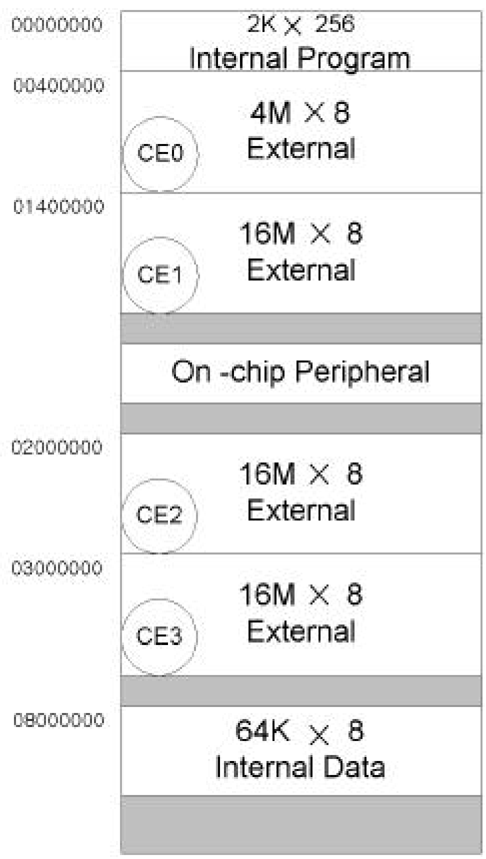


그림 4-2-6-2
채널시뮬레이터 메모리맵1

그림 4-2-6-1에서 보이는 메모리맵은 XDS로 부팅할 때의 메모리맵을 나타내고 있다. 그리고 그림 4-2-6-2는 ROM으로 부팅할 때의 메모리맵을 나타내는 것으로서 0번지에 내부 프로그램메모리가 들어가 있음

을 볼 수 있다. 채널시뮬레이터에서는 3개의 영역 즉 CE0, CE1, CE2에 메모리를 연결하였으며 CE0와 CE2는 SRAM을 연결하였다. 메모리와 DSP간의 연결은 아래의 그림 4-2-6-3에서 나타내고 있다.

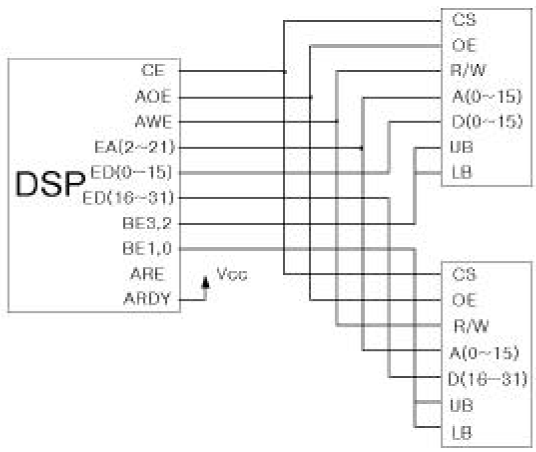


그림 4-2-6-3 SRAM connection

위의 그림에서 다른 선은 바로 연결하면 되고 BE(byte enable)신호는 각각의 콘트롤되는 비트의 위치를 나타내는 것으로서 32개의 데이터버스를 8개씩 4개로 나누어서 하위비트부터 차례로 연결하면 된다.

7. ROM 회로

채널시뮬레이터에서 ROM은 프로그램과 부팅을 위해서 사용이 된다. 모든 시스템은 0번지에서부터 구동을 하고 ROM으로 부팅을 할 때는 위의 그림 4-2-6-2의 메모리 맵1을 사용한다. 즉 0번지에는 내부 프로그램메모리가 있고 ROM 프로그램은 64K바이트 용량만큼씩 내부프로그램메모리에 복사되어 부팅과 알고리즘을 수행하게 된다. ROM은 CE1의 위치에 연결을 하였고 용량은 데이터버스가 8bit 어드레스가 16이다. 따라서 한 영역에서 ROM을 사용하려면 데이터버스를 맞추어야 하므로 4개의 ROM을 병렬로 연결하였다

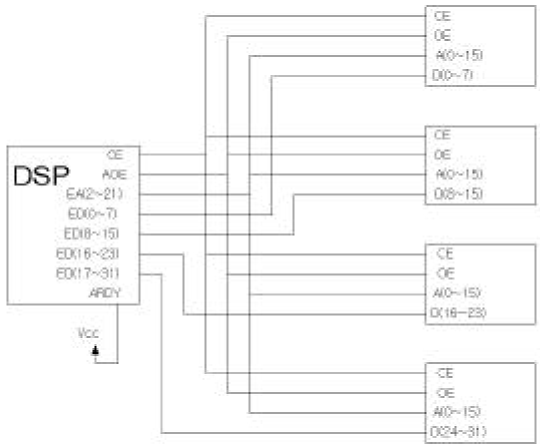


그림 4-2-7-1 ROM connection

8. 기타회로

DSP에서 mode를 선택할 수 있는 pin은 전부 11개가 있다. LENDIAN과 주파수를 선택하는 PLLREQ1 3 , CLKMODE0 1, BOOTMODE 0 4가 그것이며 채널시뮬레이터에서는 다양한 적용을 위해서 모두 스위치로 조절이 가능하도록 pull-down회로를 추가하여 설계되어 있다. 각각의 pin에 대한 설명은 다음과 같다.

우선 LENDIAN은 high상태이면 little-lendian이고 low 상태이면 big-lendian이다. 또 PLLFREQ1 3은 설정값에 따라서 다른 주파수대역을 선택할 수 있는데 이 주파수는 아래의 표 4-2-8-1과 같다.

	50-140MHz	65-200MHz	130-350MHz
PLLREQ1	low	high	low
PLLREQ2	low	low	high
PLLREQ3	low	low	low

표 4-2-8-1 PLLFREQ에 따른 주파수 변화

위의 표에서 보면 알 수 있듯이 채널시뮬레이터의 주파수는 132MHz를 사용하므로 PLLREQ는 상관이 없음을 알 수 있다. 다음으로

CLLMODE는 두 개의 PIN이 모두 high상태일 때 CPU 클럭의 ×4로 클럭이 발생하여 동작을 하게 되고 모두 low 상태에서는 CPU 클럭을 그대로 사용한다. 나머지상태에서는 모두 예약이 된 값으로 클럭에는 영향을 주지 않는다. 마지막으로 BOOTMODE0 4는 부팅시의 메모리 사용에 대한 정보를 가진 값으로서 ROM 부팅과 XDS부팅에 따라서 선택을 하면 된다. 다음의 표는 TI에서 제공되는 부팅방법에 따른 BOOTMODE0 4의 값 중에서 빔형성모듈에 적용할 수 있는 mode만을 보이고 있다. 표에서 4-2-8-1은 high상태를 0은 low상태를 나타내고 있다.

BOOTMODE[4:0]					memory map	0번지에 위치한 메모리	booting 방법
0	0	0	1	0	MAP 0	32bit async external memory	XDS
0	0	1	0	1	MAP 1	internal program memory	XDS
0	0	1	1	0	MAP 0	external memory	HPI
0	0	1	1	1	MAP 1	internal program memory	HPI
0	1	0	1	0	MAP 0	32bit async external memory	8-bit ROM
0	1	1	0	1	MAP 1	internal program memory	8-bit ROM
1	0	0	1	0	MAP 0	32bit async external memory	16-bit ROM
1	0	1	0	1	MAP 1	internal program memory	16-bit ROM
1	1	0	1	0	MAP 0	32bit async external memory	32-bit ROM
1	1	1	0	1	MAP 1	internal program memory	32-bit ROM

표 4-2-8-2 BOOTMODE에 따른 부팅방법

위의 표에서 보면 알 수 있듯이 XDS를 사용하여 부팅을 하려면 00010이나 00101로 셋팅하여 사용을 하면 되고 ROM으로 부팅을 하려면 11101로 맞추어서 사용한다.

9. 채널시뮬레이터 외부 메모리 동작확인

그림 4-2-9-1은 XDS 부팅을 이용한 MAP1에서의 메모리 테스팅을 한 그림이다. 따라서 MAP1의 형태이므로 CE0는 400000h에서 시작이고 이 번지에서 시작하여 100개의 데이터를 연속으로 메모리에 쓴 것

이다. 그림의 오른쪽을 보면 데이터를 100h씩 증가시킴을 볼 수 있다. 따라서 CE0에 연결이 된 SRAM은 정상적으로 동작이 됨을 보이고 있다.

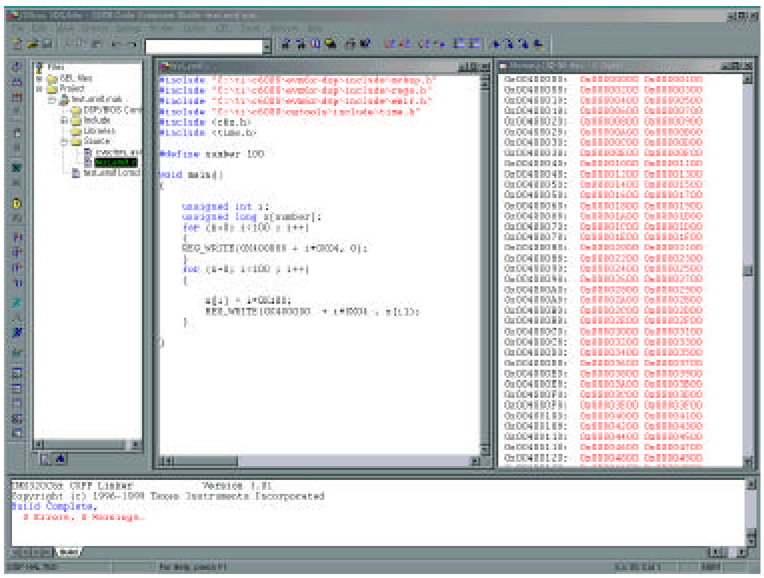


그림 4-2-9-1 CE0 영역의 메모리 동작확인

다음으로 그림 4-2-9-2에서는 CE2에 연결이 된 메모리의 동작을 확인하고 있다. 아래그림 4-2-9-2는 CE0에서와 똑같은 데이터를 같은 형태로 보내서 CE2의 메모리영역에서 데이터가 제대로 입력이 되는지를 확인하고 있다. CE2는 2000000h에서 시작이 되고 있으며 역시 100개의 데이터를 보내고 있음을 그림으로 확인하고 있다.

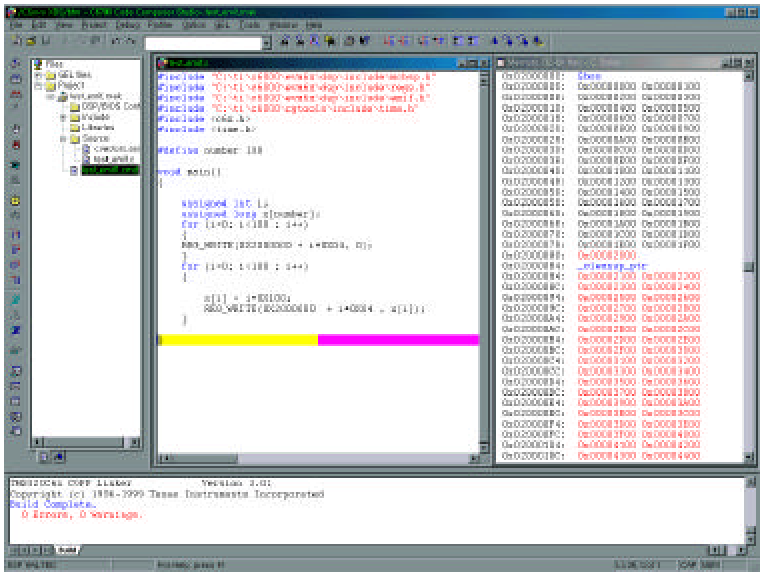


그림 4-2-9-2 CE2 영역의 메모리 동작확인

10. 시리얼 통신 확인

채널시뮬레이터와 EVM의 프로그램을 설명하고 이 프로그램의 결과를 다음의 그림들로 나타내고 있다.
먼저 채널시뮬레이터와 EVM간에는 clock의 차이가 발생된다. 왜냐하면 채널시뮬레이터의 PLL회로에 연결된 저항과 캐패시터의 값은 1% 이내의 오차율을 요구하고 있으나 실제 사용된 저항과 캐패시터는 오차를 가지고 있다. 이러한 이유로 인하여 채널시뮬레이터와 EVM은 clock의 오차가 나고 있다. 이 오차로 인하여 시리얼포트통신을 할 때는 EVM의 clock을 채널시뮬레이터에 입력하여 채널시뮬레이터의 시리얼포트동작이 EVM의 clock에 맞추어 동작을 할 수 있도록 하였다.
그림 4-2-10-1은 채널시뮬레이터와 EVM의 연결을 나타내고 있다.

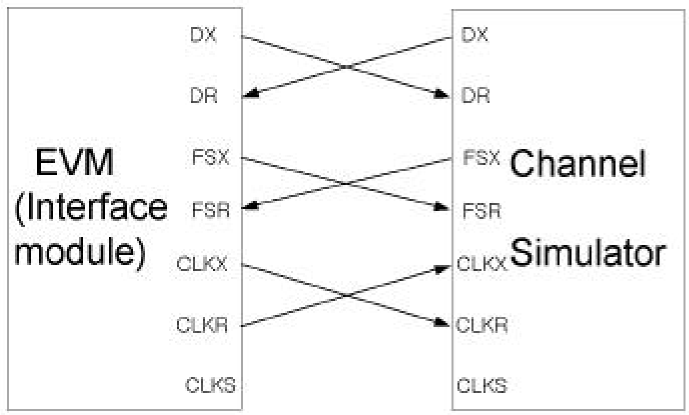


그림 4-2-10-1 채널시뮬레이터와
EVM의 연결상태

즉 채널시뮬레이터의 컨트롤 레지스터에서 clock mode를 결정하는 bit를 input으로 하고 EVM의 컨트롤 레지스터에서 clock은 output으로 설정하여서 그림 4-2-10-1과 같이 연결하면 된다.
그러나 이러한 연결을 한 후에도 역시 clock의 동기가 미세한 차이를 보여서 속도를 감소시켜야만 정확하게 시리얼포트 통신이 됨을 알 수 있었다. 처음 채널시뮬레이터에 적용된 clock인 33MHz인 경우에는 시리얼포트 통신속도를 결정하는 CLKGDV값이 12인 상태 즉 시리얼포트의 속도가 최고 속도의 1/13으로 감소했을 때 정확한 시리얼포트 통신이 되었고 EVM과 같은 33.25MHz를 클럭을 연결했을 때는 최고속도의 1/10으로 감소되었다. 따라서 현재 정확하게 시리얼포트통신이 되는 속도는 13.3Mbps임을 알 수 있었다.
시리얼포트통신의 테스트방식은 다음과 같다. EVM에서 데이터를 전달하면 채널시뮬레이터에서 저장하고 이 데이터를 다시 EVM으로 전달하여 데이터의 오류율을 계산하고 있다.

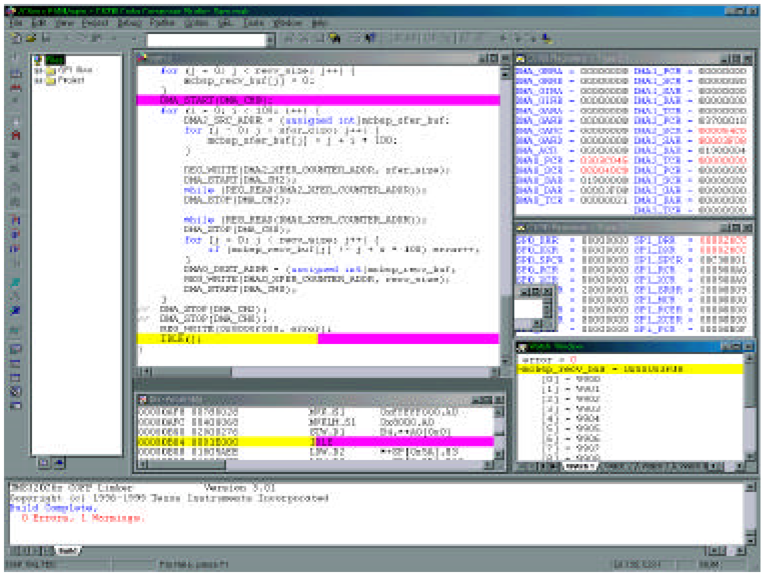


그림 4-2-10-2 EVM 시리얼포트 통신결과

그림 4-2-10-2는 DMA를 이용한 EVM의 시리얼포트통신 결과를 나타내고 있다. 그림의 오른쪽 3번째 창에서 보면 error가 0임을 볼 수 있다. 그리고 EVM에서 전달이 된 데이터가 제대로 전달이 됐는지를 보기 위해서는 채널시뮬레이터의 시리얼포트통신의 결과 데이터를 보면 된다. 역시 DMA를 이용하여 데이터를 저장하였으며 그림 4-2-10-3은 채널시뮬레이터의 시리얼포트통신 결과를 나타내고 있다.

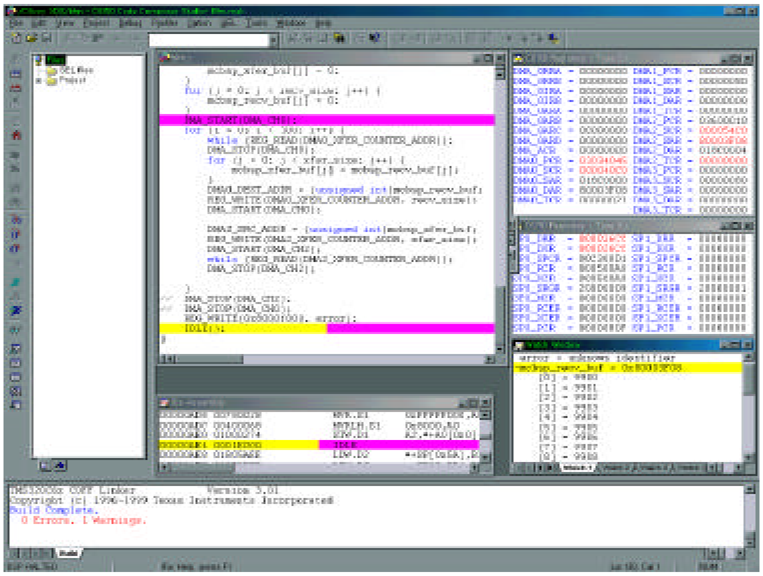


그림 4-2-10-3 **채널시뮬레이터**
시리얼포트 통신결과

제 5 장 결 론

광대역 신호환경(WLL, IMT-2000)에서의 실시간 시뮬레이터 설계를 위해 우선적으로 현재 적용되고 있는 IS-95 신호환경에 대한 데이터 포맷을 분석하고 채널모델링을 프로그래밍하였고, 이를 토대로 WLL, IMT-2000 신호환경에 대해서도 순방향, 역방향 링크 채널에 대한 데이터 포맷 분석 및 채널모델링을 작성하였다. .

IS-95, WLL의 채널모델링이 적합하게 프로그램되었는지도 확인하였는데, 확인 방법은 수신신호가 각 신호환경의 채널구조를 거치면서 얻는 처리이득(Processing gain)을 통해 알 수 있다. 즉, IS-95에서의 처리이득이 256이 되고, WLL의 처리이득이 64가 됨을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 확인하였다.

각 신호환경(IS-95, WLL, IMT-2000)으로 완성된 채널모델링은 채널 시뮬레이터에 내장되어 다양한 신호 발생을 필요에 따라 옵션으로 설정하고 있으며 기존에 설계된 바 없는 새로운 기능의 채널시뮬레이터 설계를 가능하게 하였다.

STAND-Alone형의 채널시뮬레이터를 설계, 제작하여 IS-95, WLL, IMT-2000에서의 채널모델링을 가지고 다양한 신호환경에서 성능분석을 수행할 수 있었다.
또한 IS-95, WLL, IMT-2000환경에서의 신호발생이 실시간으로 발생됨을 확인했다.

주　　　의

1. **이 연구보고서는 전파연구소의 연구개발사업비 재정지원으로 이루어진 연구결과입니다.**

2. **이 보고서의 내용을 인용하거나 발표할 때에는 반드시 전파연구소 연구개발사업의 연구결과임을 밝혀야 합니다**