

OFDM 전송기술의 응용: 케이스 스터디 II

유럽의 지상파 디지털 방송 시스템(DVB-T)을
위한 시뮬레이터 개발

ETS DRAFT 300 744 Ver. 0.0.3

신무용, 김영균

한국전자통신연구소 이동멀티미디어 연구실

I. 서론

본 논문에서는 OFDM 전송기술이 실제 적용되고 있는 DVB(digital video broadcasting) 시스템의 규격과 이 시스템의 성능을 쉽게 예측해 볼 수 있는 시뮬레이터 개발에 대하여 설명한다.

DVB 시스템은 위성, 케이블, 지상파 등 모든 전송매체에서 디지털 TV 및 데이터 방송을 위한 완전한 해결 방안을 제공한다. 초기부터 MPEG-2 영상/음성 부호화 시스템을 채택하였으며, 케이블, 위성, 지상파 방송 시스템을 통해 가장까지 디지털 TV를 전달하는데 필요한 요소들을 전송 스트림 다중화기에 추가하였다.

시스템 설계의 기본 개념은 다음과 같다.

- MPEG-2 비디오, 오디오, 데이터의 적응성 조합을 전송하는 컨테이너로 설계한다.
- 공통의 MPEG-2 전송스트림 다중화기를 사용한다.
- 공통의 서비스 정보 시스템을 사용하여 방송되는 프로그램에 관한 세부정보를 제공한다.
- 공통의 1단계 리드솔로몬 오류정정 코드를 사용한다.
- 변조 및 필요한 경우의 추가적인 채널 부호화 시스템은 서로 다른 전송 매체의 요구 조건들을 만족하도록 선정한다.
- 공통의 스크램블 시스템이 제공된다.
- 공통의 제한수신 인터페이스가 제공된다[1].

DVB 표준의 종류로는 DVB-S (digital Satellite

system), DVB-C(digital Cable delivery system), DVB-CS(digital (S)MATV system), DVB-MC(digital Multipoint Distribution system), DVB-T(digital Terrestrial television system), DVB-SI(Service Information system), DVB-TXT(Teletext), DVB-CI(Common Interface) 등으로 나눌 수 있는데 본 연구에서는 DVB-T에 국한하여 다룬다.

II. DVB-T 규격

1. 개요

본 규격은 다음과 같은 특징을 지닌다.

- 적응 전송 다중화와 에너지 분산을 위한 랜덤화
- 외부 코딩 (Reed-Solomon 코드)
- 외부 인터리빙 (길쌈 인터리빙)
- 내부 코딩 (심벌탈락 길쌈 코드)
- 내부 인터리빙
- 변조와 맵핑
- OFDM 전송

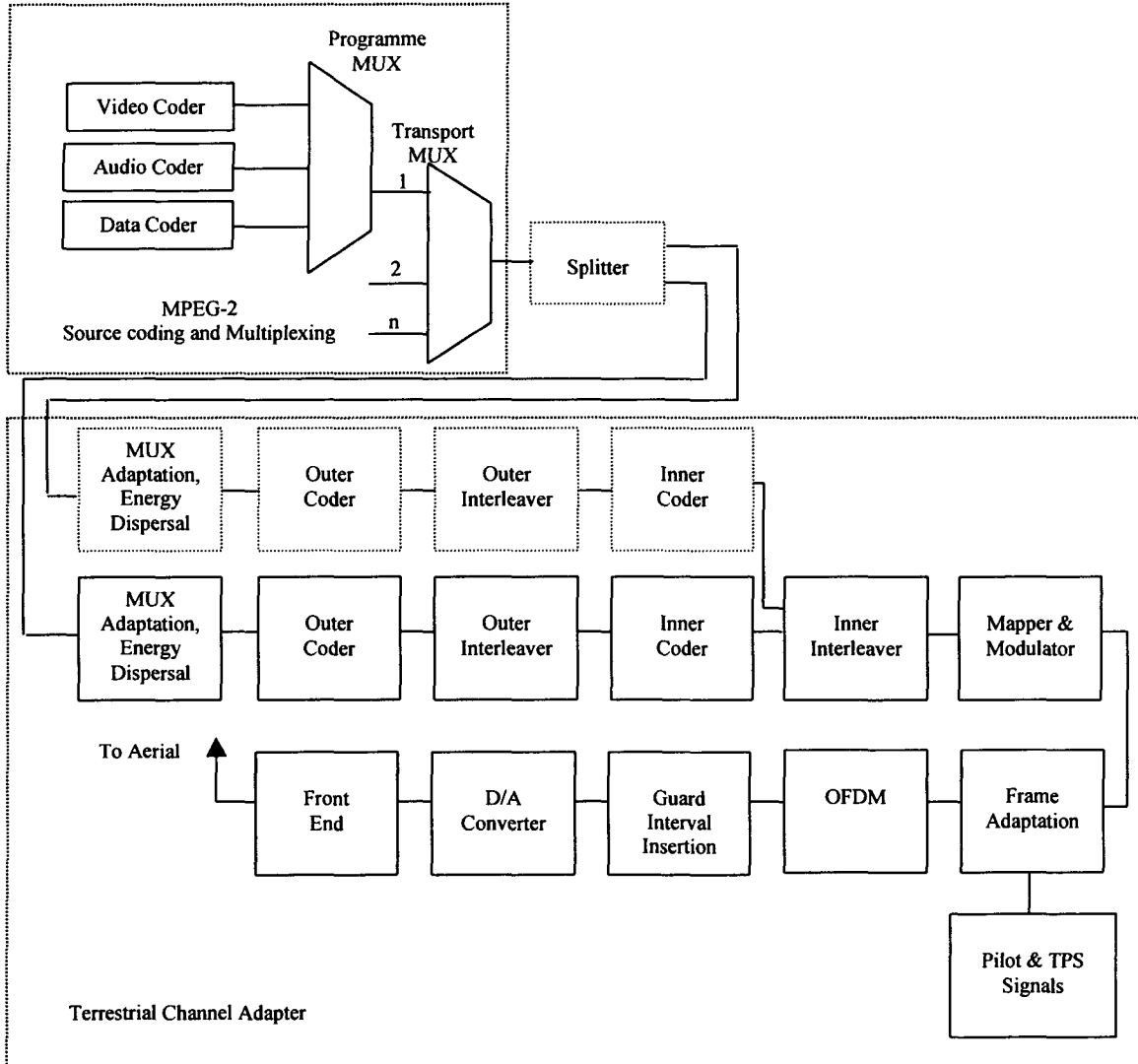


그림 1. 본 시스템의 기능 블록도

본 시스템은 기존 아날로그 전송을 위해 할당된 UHF 대역에서 동작되도록 디자인 되었기 때문에 기존의 PAL/SECAM 서비스에 의한 인접채널 간섭과 동일 채널 간섭에 충분히 보호되어야 한다. 또한 본 시스템은 UHF 대역내에서 주파수 이용효율을 최대로 하기 위하여 단일 주파수 망 (SFN)을 운용한다.

이러한 요구사항을 포용하기 위하여 본 시스템은 연쇄 오류정정코딩 기법을 사용한다. 또한 위성, 케이블을 이용한 서비스와 호환성을 유지하기 위하여 외부코딩과 외부 인터리빙은 공통으로 한다. 망의 토폴로지와 주파

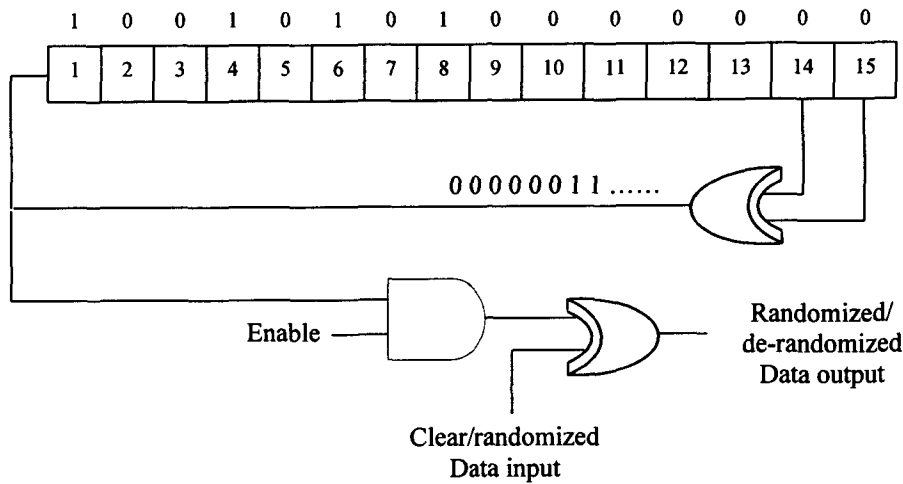
수 이용효율 간의 최적화된 트레이드 오프를 위하여 여러 종류의 보호 구간을 규정한다. 이렇게 함으로써 최대 주파수 이용효율을 유지하면서 큰 영역의 SFN 과 단일 전송기와 같은 다양한 망을 구성할 수 있다.

본 시스템은 2K 모드와 8K 모드가 있는데 2K 모드는 단일 전송기 운용 망과 제한된 전송거리를 갖는 작은 SFN 망에 적합하고 8K 모드는 단일 전송기 운용 망과 큰 SFN 망 모두 사용될 수 있으며 채널 환경에 맞는 전송 비트율을 설정하기 위하여 다양한 코딩율과 다양한 레벨을 갖는 QAM 변조방식을 포용한다.

2. 인터페이스

표 1. 기본 시스템을 위한 인터페이스

Location	Interface	Interface Type	Connection
Transmit Station	Input	MPEG-2 transport Stream multiplex	From MPEG-2 multiplexer
	Output	RF signal	To aerial
Receive Installation	Input	RF signal	From aerial
	Output	MPEG-2 transport Stream multiplex	To MPEG-2 demultiplex



Data input (MSB first) : 10111000xxxxxxxx...
 PRBS sequence : 0000011

그림 2. 스크램블러/디스크램블러 블록도

3. 채널코딩과 변조

MPEG-2 전송 다중화기로부터 본 시스템에 입력되는 비트스트림은 그림 3과 같이 고정된 길이의 패킷들로 재구성된다. MPEG-2 전송 다중화 패킷의 총 길이는 1 바이트의 동기 워드(47H)를 포함하여 188 바이트이다. MPEG-2 전송 다중화 패킷의 시작은 항상 1바이트의 동기 워드(47H)로 시작되며 MPEG-2 다중화기의 입력 데이터는 그림 2와 같은 스크램블러로 랜덤화 된다.

그림 2와 같은 PRBS 발생기의 다항식은 다음과 같다.

$$1 + X^{14} + X^{15} \quad (1)$$

PRBS 레지스터의 초기치는 그림 2와 같이 "100101010000000" 이고 매 8개 전송 패킷들의 시작점에서 초기화되며 디스크램블러를 위한 초기화 신호로 사용하기 위하여 8개 전송 패킷 그룹중 첫번째 패킷의 시작은 MPEG-2 동기 바이트(47H)로 시작하고 나머지 7개 패킷은 동기 바이트를 반전시킨 값인 'B8H'로 시작한다. 그러므로 PRBS의 주기는 8개 전송 패킷의 길이 즉, 1503바이트이다.

4. 외부 코딩과 외부 인터리빙

외부 코딩과 인터리빙은 그림 3(a)에 보인 입력 패킷 구조에 대하여 수행된다.

본 시스템에서 사용한 외부 코딩은 축소된 리드솔로

본 RS(204, 188, t=8) 코드를 사용하며 이 코드는 RS(255, 239, t=8) 코드를 이용하여 쉽게 얻을 수 있다. 그림 3(b) 와 같이 외부 코딩을 이용하여 16바이트의 오류 검출 코드를 생성하여 정보 데이터 188 바이트를 포함, 총 204 바이트의 출력값을 얻게된다. 이 외부 코딩을 이용하여 총 8 바이트의 오류를 검출, 복원 시킬 수 있다.

코드 생성 다항식은 다음과 같다.

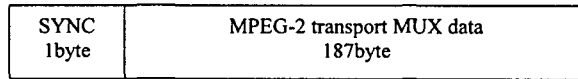
$$g(x) = (x + \lambda^0)(x + \lambda^1)(x + \lambda^2) \dots (x + \lambda^{15}), \quad \text{where } \lambda = 02H \quad (2)$$

필드 생성 다항식은 다음과 같다.

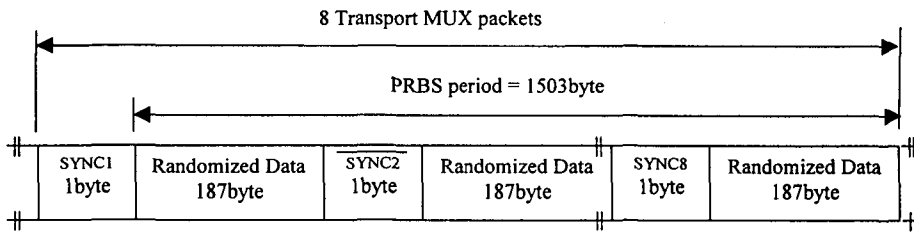
$$p(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1 \quad (3)$$

축소된 RS(204, 188, 8) 코드는 RS(255, 239, 8) 코드를 이용하여 다음과 같이 구한다.

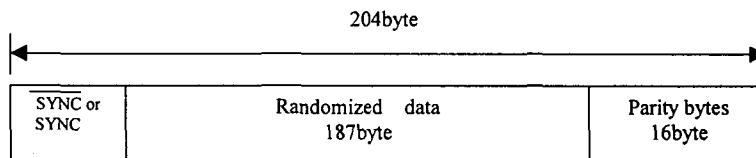
1. 188 바이트의 정보 데이터에 51 바이트의 '0' 를 이어 붙인다.
2. 51 바이트의 '0' 를 삽입하여 239 바이트의 정보 데이터를 만든후 RS(255, 239, 8) 코드를 통과 시킨다.
3. 출력값으로 255 바이트가 생성되면 삽입된 51 바이트의 '0' 를 제거하여 204 바이트를 만든다.



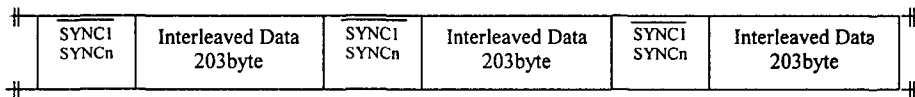
(a) MPEG-2 transport MUX packet



(b) Randomized transport packets: Sync bytes and Randomized Data bytes



(c) Reed-Solomon RS(204,188,8) error protected packets



(d) Data structure after outer interleaving; interleaving depth I=12 bytes

SYNC1 = 47H
SYNCn = B8H

그림 3. 데이터 패킷 구조

외부 인터리버는 "Forney" 방식의 길쌈 인터리버를 사용하여 동기워드 혹은 반전된 동기워드로 시작되는 204 바이트 단위의 패킷을 인터리빙을 한다. 본 인터리버는 그림 4와 같이 12개의 브랜치로 구성되어 있으며 각 브랜치는 17바이트 * n, (n=0,1,2..11) 단위의 셀들로 각각 구성되며 입출력 스위치는 서로 동기되어 동작한다.

동기를 위하여 동기워드와 반전된 동기워드들은 항상 '0' 브랜치를 통하여 전송되며 디인터리버의 동기는 첫 번째로 인식된 동기워드를 디인터리버의 '0' 브랜치에 할당함으로써 획득된다. 외부 인터리버와 디인터리버의 구조는 그림 4와 같다. 길쌈 인터리버의 중요한 장점은

블록 인터리버와 비교할 때 지연과 필요한 메모리가 반으로 준다는데 있다.

5. 내부코딩

본 시스템은 코딩율 1/2 과 64 state 길쌈 코드를 기반으로 한 다양한 비율의 심벌탈락 길쌈 코드를 제공한다. 이렇게 함으로써 다양한 서비스와 데이터 전송률에 따라 적절히 코딩율을 정할 수 있다. 기반이 되는 코드의 생성 다항식은 $G1=1710x^6 + 1710x^5 + 1710x^4 + 1710x^3 + 1710x^2 + 1710x + 1710$ 와 $G2=1330x^6 + 1330x^5 + 1330x^4 + 1330x^3 + 1330x^2 + 1330x + 1330$ 이다. 이 생성 다항식에 따른 길쌈 코더는 그림 5와 같다. 코딩율에 따른 심벌 탈락 위치는 표 2와 같다.

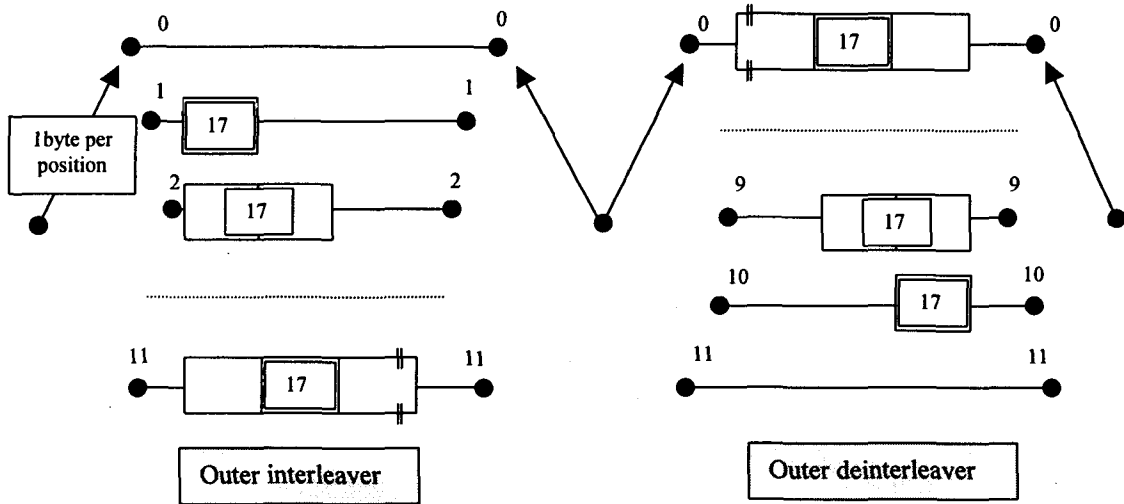


그림 4. 외부 인터리버와 디인터리버의 기능 블록도

표 2. 코딩율에 따른 심벌 탈락 패턴

Code Rates r	Puncturing Pattern	Transmitted sequence
1/2	X:1 Y:1	X1Y1
2/3	X:1 0 Y:1 1	X1 Y1 Y2
3/4	X:1 0 1 Y:1 1 0	X1 Y1 Y2 X3
5/6	X:1 0 1 0 1 Y:1 1 0 1 0	X1 Y1 Y2 X3 Y4 X5
7/8	X:1 0 0 0 1 0 1 Y:1 1 1 1 0 1 0	X1 Y1 Y2 Y3 Y4 X5 Y6 X7

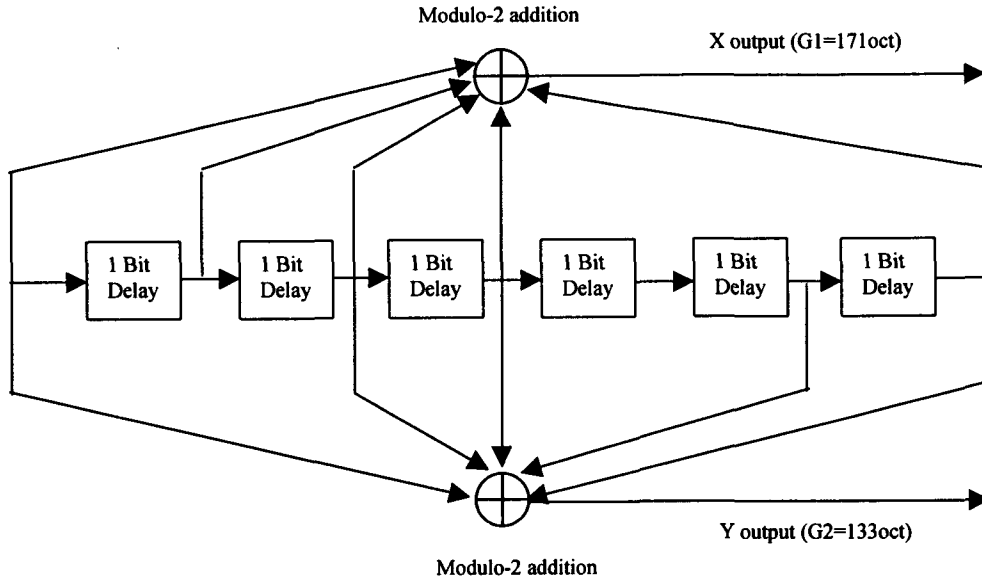


그림 5. 코딩율 1/2 의 길쌈 코드

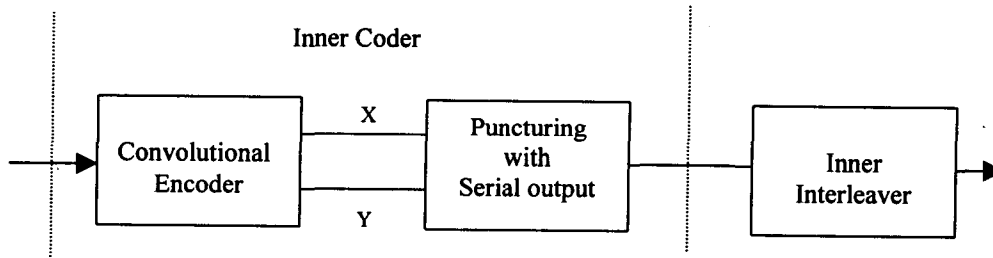


그림 6. 내부 코딩 및 인터리빙

6. 내부 인터리빙

내부 인터리빙은 비트 인터리빙과 심볼 인터리빙으로 구성되며 인터리빙 기법은 외부 인터리버와 다른 블록 인터리버를 사용한다.

가) 비트 인터리빙

· Non-hierarchical mode

그림 7a. 에서 인터리버의 입력 비트 X_{di} 는 아래의 식과 같이 된다.

$$X_{di} = b_{di \pmod{v}, di \pmod{v}}$$

여기에서 v 는 $v=2$ (QPSK), $v=4$ (16QAM), $v=6$ (64QAM) 이다.

· Hierarchical mode

$$X'_{di} = b_{di \pmod{2}, di \pmod{2}}$$

$$X'_{di} = b_{di \pmod{(v-2)}+2, di \pmod{(v-2)}}$$

여기에서

X_{di} = the input to the demultiplexer in non-hierarchical mode

X'_{di} = the high priority input to the demultiplexer and

X'_{di} = the low priority input, in hierarchical mode,

di = the input bit number,

$b_{e, do}$ = the output from the demultiplexer,

e = the demultiplexed bit stream number ($0 \leq e < v$),

d_e = the bit number in stream e at the output of the demultiplexer,
 mod = the integer modulo operator,
 div = the integer division operator.

비트 인터리버의 블록 크기는 126 비트 이고 각각의 비트 인터리버의 입력 비트 벡터는 다음과 같이 정의된다.

$$B(e) = (b_{e,0}, b_{e,1}, b_{e,2}, b_{e,3}, \dots, b_{e,125})$$

여기서 $e \in \{0..v-1\}$

또한 인터리빙된 출력 벡터

$A(e) = (a_{e,0}, a_{e,1}, a_{e,2}, a_{e,3}, \dots, a_{e,125})$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$a_{e,w} = b_{e,H_e(w)},$$

여기서 $w = 0, 1, 2, 3, \dots, 125$,

$H_e(w)$ = 각 인터리버의 순열함수,

$$I0: H_e(w) = w$$

$$I1: H_e(w) = (w+63) \text{ mod } 126$$

$$I2: H_e(w) = (w+105) \text{ mod } 126$$

$$I3: H_e(w) = (w+42) \text{ mod } 126$$

$$I4: H_e(w) = (w+21) \text{ mod } 126$$

$$I5: H_e(w) = (w+84) \text{ mod } 126$$

나) 심볼 인터리버

심볼 인터리버를 하는 목적은 비트 인터리빙된 비트

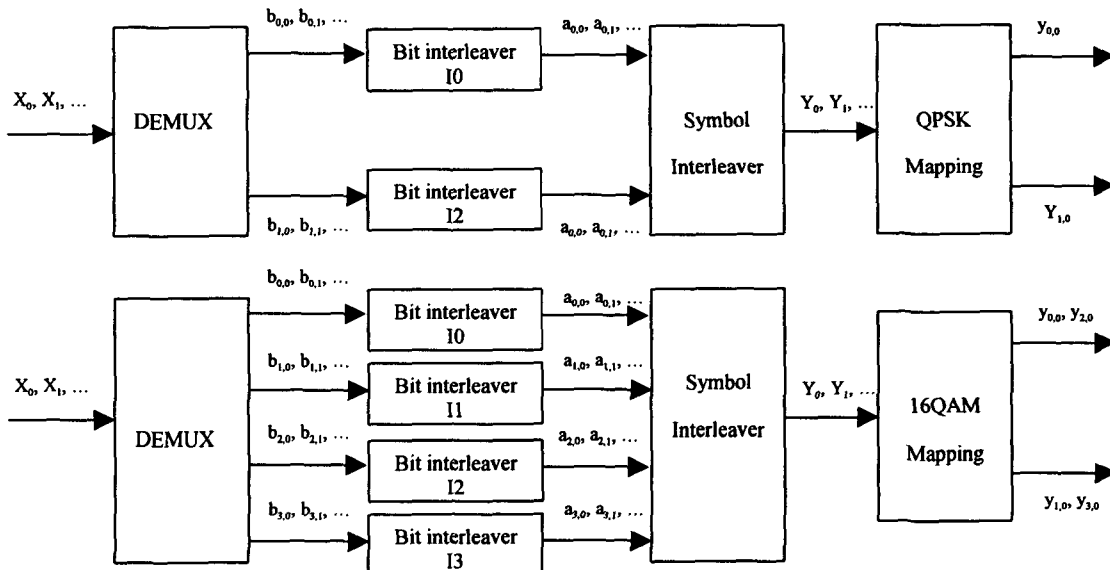


그림 7a. Non-hierarchical 전송 모드의 비트 맵핑

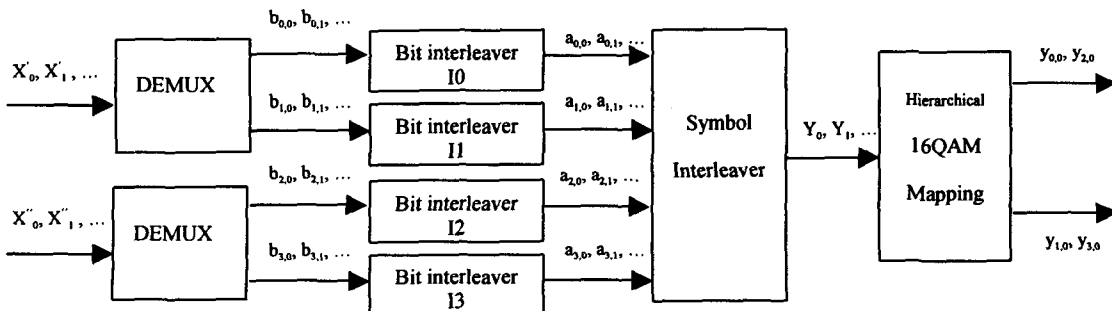


그림 7b. Hierarchical 전송 모드의 비트 맵핑

열들을 1512 (2K모드) 혹은 6048 (8K 모드) 개의 캐리어 어플로 그룹핑 하기 위함이다. 심볼 인터리버는 1512 (2K모드) 혹은 6048 (8K 모드) 개의 데이터 심벌에 대하여 인터리빙을 수행한다.

2K 모드에서는 비트 인터리빙된 데이터 12*126개를 순서적으로 읽어 심볼 인터리버 입력 벡터 $Y' = (y'_0, y'_1, y'_2, y'_3, \dots, y'_{1511})$ 를 만든다. 마찬가지로 8K 모드에서는 48*126개의 데이터를 이용하여 벡터 $Y' = (y'_0, y'_1, y'_2, y'_3, \dots, y'_{6047})$ 를 만든다.

심볼 인터리빙된 벡터 $Y = (y_0, y_1, y_2, y_3, \dots, y_{N_{max}-1})$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$y_{H(q)} = y'_q \text{ for even symbols for } q = 0, \dots, N_{max}-1$$

$$y_q = y'_{H(q)} \text{ for even symbols for } q = 0, \dots, N_{max}-1$$

여기서 N_{max} 는 2K 모드일 때 1512 이고 8K 모드일 때 6048 이다.

$H(q)$ 는 다음과 같이 정의되는 순열함수 이다.

for $q = 0;$

for($I = 0; I < M_{max}; I += 1$)

$$\{H(q) = (I \bmod 2) \times 2^{Nr-1} + \sum_{j=0}^{Nr-2} R_i(j) \times 2^{nr \cdot I \cdot j}\}$$

if ($H(q) < N_{max}$) then $q = q + 1$ }

여기서

$Nr = \log_2 M_{max}$, $M_{max} = 2048$ (for 2K mode),
 $R_i(j)$ 는 표 3a와 3b에 정의되었고 표에 표시된 R'_i 는 다음과 같이 정의된다.

R'_i 는 $Nr-1$ 개의 비트 크기를 갖는다. 예를 들어 2K 모드에서는 10비트의 크기를 갖는다.

$$i=0, 1: R'_i(Nr-2, Nr-3, \dots, 1, 0) = 0, 0, \dots, 0, 0$$

$$i=2: R'_i(Nr-2, Nr-3, \dots, 1, 0) = 0, 0, \dots, 0, 1$$

$$2 < I < N_{max}: R'_i(Nr-3, Nr-4, \dots, 1, 0)$$

표 3a. 2K 모드의 비트순열

R'_i bit positions(j)	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
R_i bit positions(rule[j])	0	7	5	1	8	2	6	9	3	4

표 3b. 8K 모드의 비트 순열

R'_i bit positions(j)	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
R_i bit positions(rule[j])	5	11	3	0	10	8	6	9	2	4	1	7

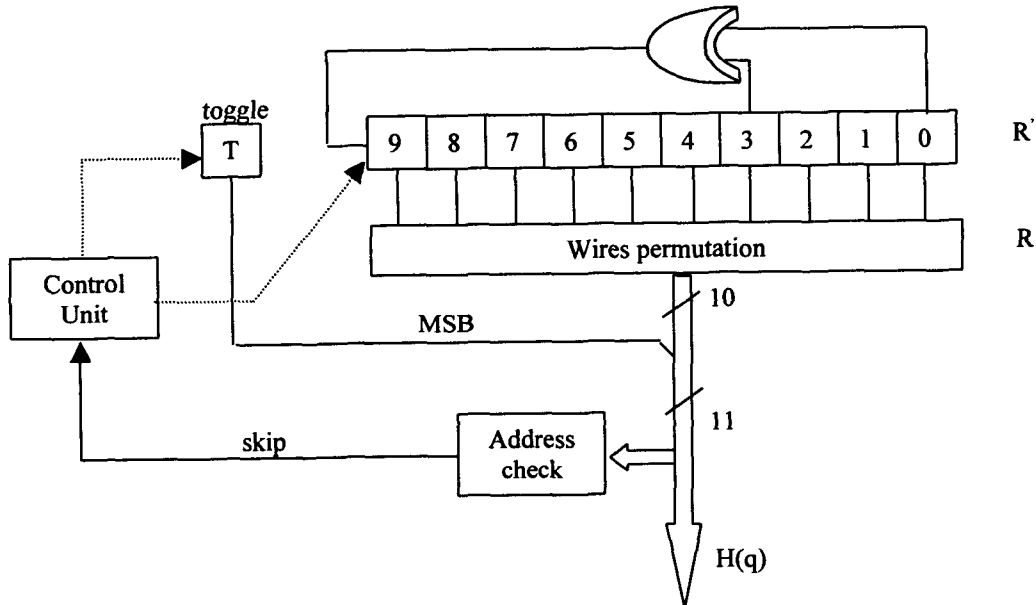


그림 8a. 2K 모드 심볼 인터리버 주소 발생기

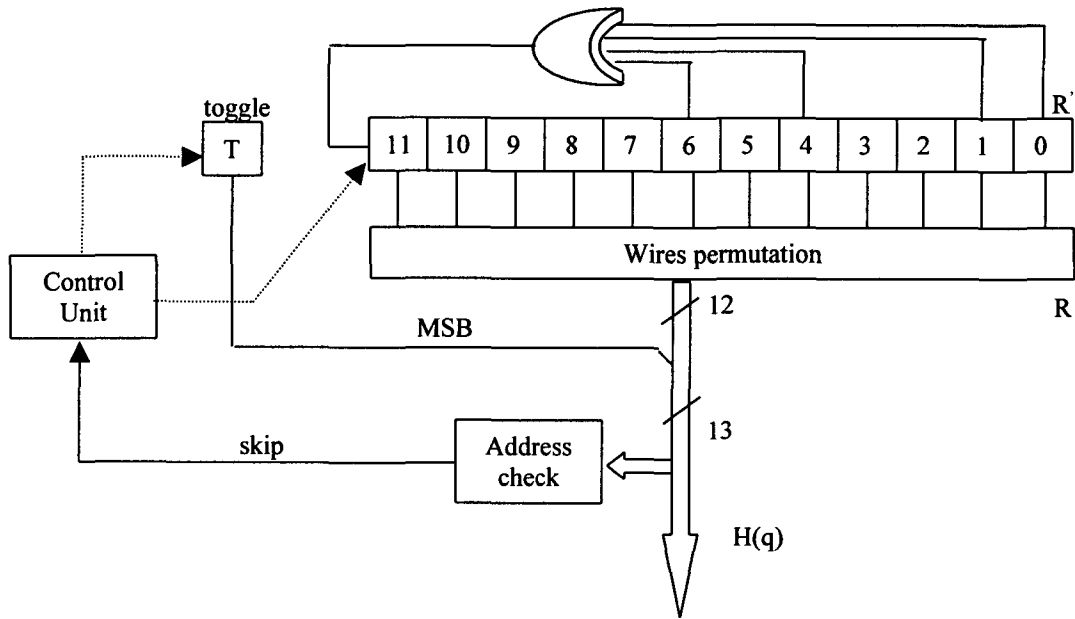


그림 8b. 8K 모드 심볼 인터리버 주소 발생기

$= R'_{i-1}(Nr-2, Nr-3, \dots, 1) ;$
 2K 모드일 때 : $R'_i(9) = R'_{i-1}(0) \oplus R'_{i-1}(3)$
 8K 모드일 때 : $R'_i(11) = R'_{i-1}(0) \oplus R'_{i-1}(1) \oplus R'_{i-1}(4) \oplus R'_{i-1}(6)$

상기 심볼 인터리빙 알고리즘을 도식적으로 표현하면 그림 8a, 8b 와 같다.

7. 신호성상도 및 맵핑

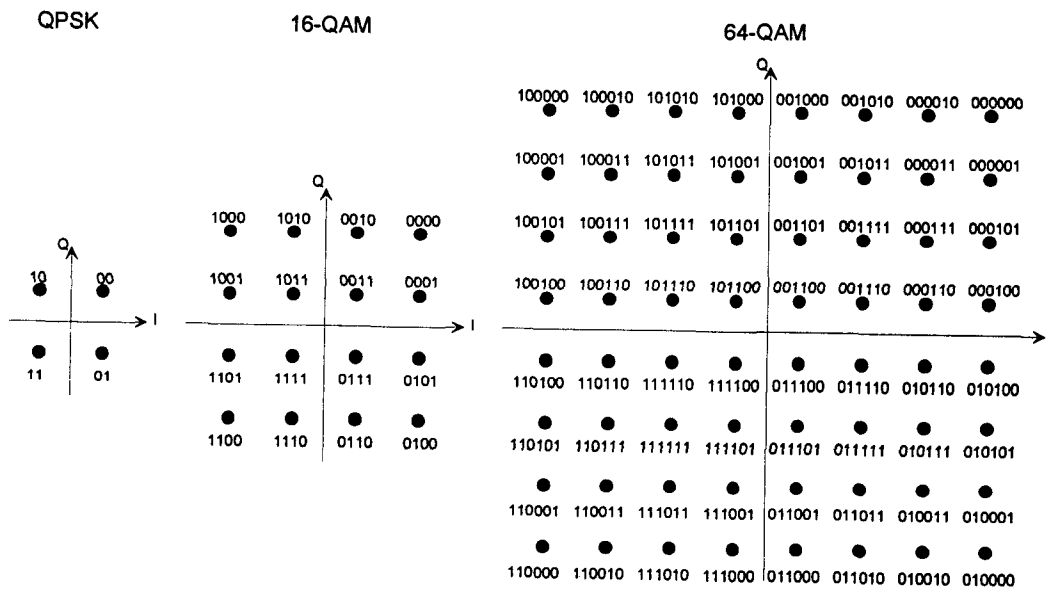


그림 9a. QPSK, 16-QAM, 64-QAM 맵핑과 비트패턴

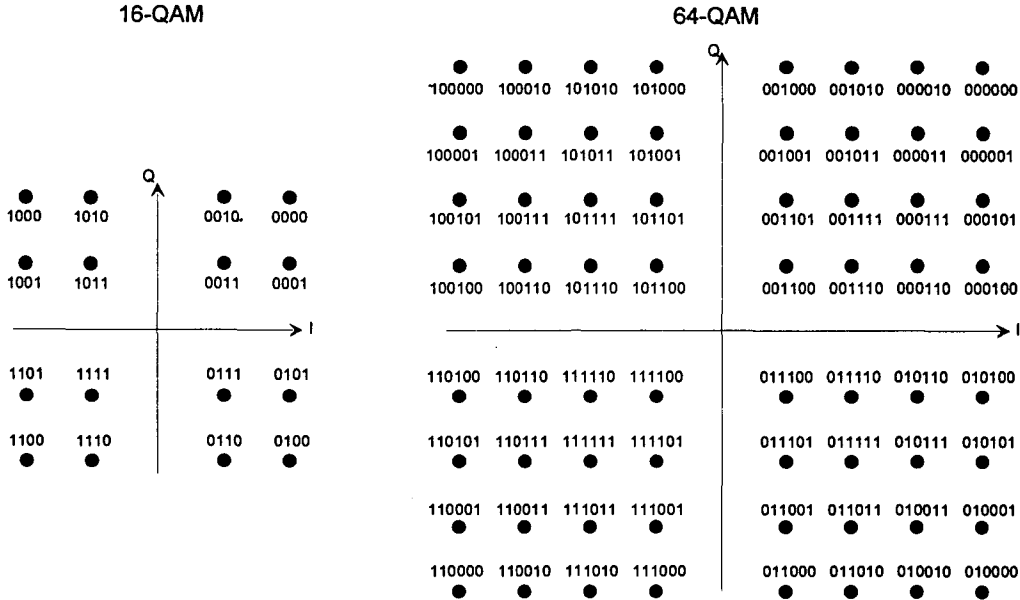


그림 9b. 비균등 16-QAM, 64-QAM 맵핑과 비트패턴

8. OFDM 프레임 구조

전송되는 신호는 프레임으로 구성되며 각 프레임의 주기는 T_f 이고 68개의 OFDM 심볼들을 포함한다. 다시 4개의 프레임을 모아서 하나의 슈퍼프레임이 된다. 하나의 OFDM 심볼은 2K 모드일때 1704 개의 캐리어, 8K 모드일때 6817 개의 캐리어로 구성된다.

전송되는 OFDM 프레임에는 전송되는 데이터외에 다음과 같은 심볼들이 포함된다:

- Scattered pilot cells ;
- Continual pilot carriers ;
- TPS pilots

표 4. 8K 및 2K 모드의 OFDM 파라미터

Parameter	8K mode	2K mode
Number of carriers K	6817	1705
Value of carrier number Kmin	0	0
Value of carrier number Kmax	6816	1704
Duration T_u	896usec	224usec
Carrier spacing $1/T_u$	1116Hz	4464Hz
Spacing between carriers Kmin and Kmax(K-1)/ T_u	7.61MHz	7.61MHz

표 5. 보호구간의 길이에 따른 심볼의 주기

Mode	8K mode				2K mode			
	1/4	1/8	1/16	1/32	1/4	1/8	1/16	1/32
Guard interval Δ/T_u	1/4	1/8	1/16	1/32	1/4	1/8	1/16	1/32
Duration of symbol Part T_u	8192*T 896us				2048*T 224us			
Duration of guard Interval Δ	2048*T 224us	1024*T 112us	512*T 56us	256*T 28us	512*T 56us	256*T 28us	128*T 14us	64*T 7us
Symbol duration $T_s = \Delta + T_u$	10240*T 1120us	9216*T 1008us	8704*T 952us	8448*T 924us	2560*T 280us	2304*T 252us	2176*T 238us	2112*T 231us

이들 파일럿 신호들을 이용하여 프레임 동기, 주파수 동기, 시간 동기, 채널 추정, 전송모드 인식 및 위상을 추적하는 기능을 한다.

8K 및 2K 모드의 OFDM 파라미터들을 표 4에 보았다.

9. 기준 신호

가) 기준 신호의 정의

Continual pilot 신호와 scattered pilot 신호는 다음에 정의하는 PRBS 신호에 의해 변조된다. PRBS 신호 열은 그림 10에 보인 회로를 이용하여 얻을 수 있다.

나) scattered pilot cells 위치

- scattered pilot cells의 boosted파워 레벨 :

$$\text{Re} \{ c_{m,k,l} \} = 4/3 * 2^{(w_k-1/2)}$$

$$\text{Im} \{ c_{m,k,l} \} = 0$$

- scattered pilot cells의 위치
- $$k = K_{min} + 3 * (l \bmod 4) + 12p$$

여기서 k,l,p 는 0보다 크거나 같은 정수.

- 프레임 구조

다) Continual pilot 의 위치

Continual pilot 의 개수는 2K 모드일 때 45개, 8K 모드일 때 177개이고 삽입되는 위치는 표 6과 같다.

또한 전송되는 파워레벨은 다음과 같다.

$$\text{Re} \{ c_{m,k,l} \} = 4/3 * 2^{(w_k-1/2)}$$

$$\text{Im} \{ c_{m,k,l} \} = 0$$

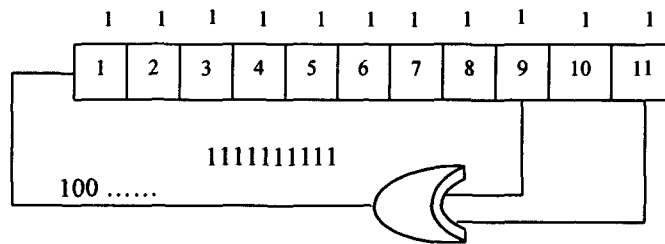


그림 10. PRBS 신호열

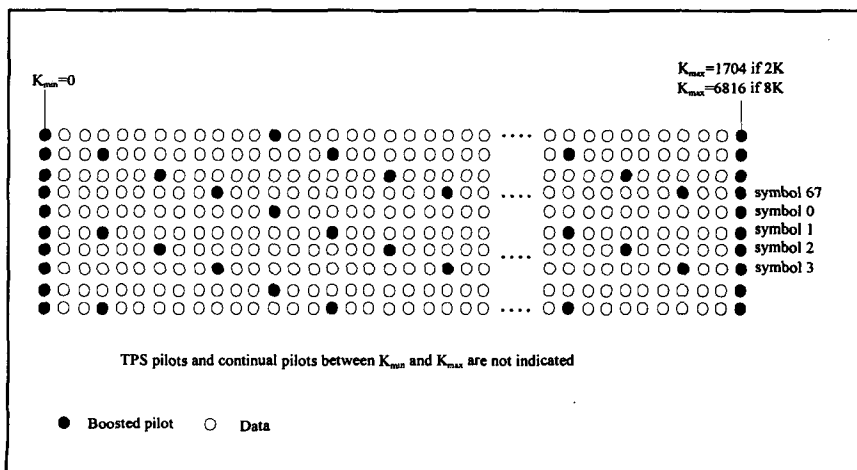


그림 11. Scattered pilot의 위치

표 6. Continual pilot 의 위치

Continual pilot carrier position (index number k)	
2K mode	8k mode
0 48 54 87 141 156 192 201 256 279 282 333 432	0 48 54 87 141 156 192 201 256 279 282 333 432
450 483 525 531 618 636 714 759 765 780 804 873	450 483 525 531 618 636 714 759 765 780 804 873
888 918 939 942 969 984 1050 1101 1107 1110	888 918 939 942 969 984 1050 1101 1107 1110
1137 1140 1146 1206 1269 1323 1377 1491 1683	1137 1140 1146 1206 1269 1323 1377 1491 1683
1704	1704 1752 1758 1791 1845 1860 1896 1905 1959
	1983 1986 2037 2136 2154 2187 2229 2235 2322
	2340 2418 2463 2469 2484 2508 2577 2592 2622
	2643 2646 2673 2688 2754 2850 2910 2973 3027
	3081 3195 3387 3408 3456 3462 3495 3549 3564
	3600 3609 3663 3687 3690 3741 3840 3858 3891
	3933 3939 4026 4044 4122 4167 4173 4188 4212
	4281 4296 4326 4347 4350 4377 4392 4458 4509
	4515 4518 4545 4548 4554 4614 4677 4731 4785
	4899 5091 5112 5160 5166 5199 5253 5268 5304
	5313 5367 5391 5394 5445 5544 5562 5595 5637
	5643 5730 5748 5826 5871 5877 5892 5916 5985
	6000 6030 6051 6054 6081 6096 6162 6213 6219
	6222 6249 6252 6258 6318 6381 6435 6489 6603
	6795 6816

라) Transmission Parameter Signalling (TPS) pilot 의 전송

TPS 파일럿의 임무는 다음과 같은 정보들을 전송하는 것이다.

- QAM 신호 패턴의 a값과 변조지수
- 구조 정보
- 보호구간 크기
- 내부 채널 코딩을
- 슈퍼 프레임내의 프레임 수

- 하나의 초기화 비트
- 16개의 동기 비트
- 37개의 정보 비트 (현재 23 비트가 사용되고 있고 나머지 14비트는 추후 서비스를 위해 예약됨)
- 14개의 부가 비트(오류정정용)

TPS 파일럿의 위치는 다음 표 7과 그림 12와 같다. 그림 12에 표시된 것과 같이 하나의 TPS 블록은 다음과 같이 구성된다.

표 7. TPS pilot 의 위치

2K mode	8K mode
34 50 209 346 413 569 688 790 901 1073 1219	34 50 209 346 413 569 688 790 901 1073 1219
1262 1286 1469 1594 1687	1262 1286 1469 1594 1687 1738 1754 1913 2050
	2117 2273 2299 2392 2494 2605 2777 2923 2966
	2990 3173 3298 3391 3442 3458 3617 3754 3821
	3977 4003 4096 4198 4309 4481 4627 4670 4694
	4877 5002 5095 5146 5162 5321 5458 5525 5681
	5707 5800 5902 6013 6185 6331 6474 6398 6581
	6706 6799

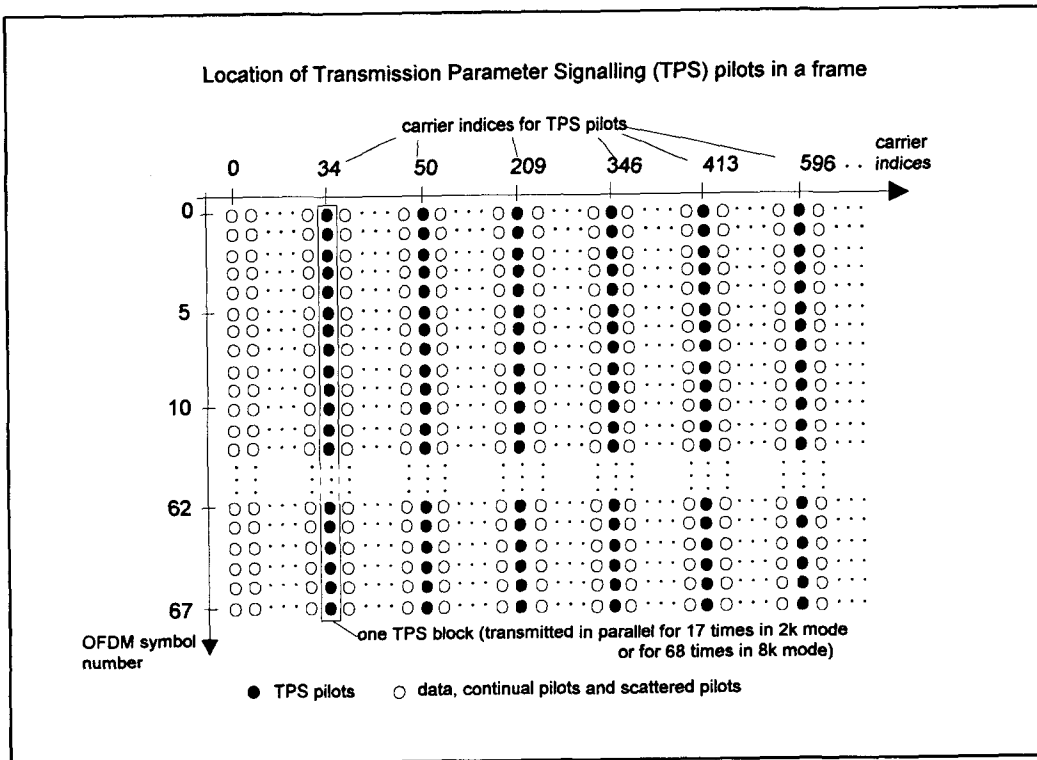


그림 12. TPS pilot 의 위치

마) TPS 전송 포맷

표 8. TPS 신호 정보 및 포맷

Bit number	Format	Purpose/Content
s0	(a) 절 참조	초기화 비트
s1-s16	0011010111101110 or 1100101000010001	동기워드
S17-s22	010111	길이 표시
S23,s24	표9 참조	프레임 수
S25,s26	표10 참조	성상도
s27, s28,s29	표11 참조	구조 정보
s30, s31, s32	표12 참조	코드율, HP 스트림
s33, s34, s35	표12 참조	코드율, LP 스트림
s36, s37	표13 참조	보호구간
s38,s39	표14 참조	전송모드
s40-s53	모두 "0"	예약
s54-s67	BCH code	오류정정

a) 초기화 비트

첫번째 비트 s0 는 차동 2-PSK 변조 방식을 위한 초기화 비트이다. TPS 초기화 비트의 변조는 그림 10에 정의된 PRBS 생성기에 의해 유도되며 다음 절에서 자세히 다룬다.

b) 동기

TPS 의 1-16 비트는 동기워드에 할당된다. 각 슈퍼프레임의 첫번째와 세 번째 블록은 '0011010111101110' 으로 채워지며 두 번째와 네 번째 TPS 블록은 '1100101000010001' 으로 채워진다.

c) TPS 길이 표시

TPS 정보의 처음 6비트는 TPS 의 길이를 표시하는데 사용된다.

d) 프레임 수

표 9. 프레임 수를 위한 시그널링 포맷

s23, s24	Frame number
00	Frame number 1 in the super-frame
01	Frame number 2 in the super-frame
10	Frame number 3 in the super-frame
11	Frame number 4 in the super-frame

e) 변조패턴

표 10. 가능성 있는 변조패턴을 위한 시그널링 포맷

s25, s26	Constellation characteristics
00	QPSK
01	16-QAM
10	64-QAM
11	Reserved

f) 구조정보

표 11. α을 위한 시그널링 포맷

s27, s28,s29	α value
000	Non hierarchical
001	α = 1
010	α = 2
011	α = 4
100	Reserved
101	Reserved
110	Reserved
111	Reserved

g) 코드율

표 12. 코드율을 위한 시그널링 포맷

s30, s31,s32(HP stream)	코드율
s33, s34,s35(LP stream)	
000	1/2
001	2/3
010	3/4
011	5/6
100	7/8
101	Reserved
110	Reserved
111	reserved

h) 보호구간

표 13. 보호구간 길이를 위한 시그널링 포맷

s36, s37	보호구간 길이
00	1/32
01	1/16
10	1/8
11	1/4

i) 전송모드

표 14. 전송모드를 위한 시그널링 포맷

s38, s39	전송모드
00	2K 모드
01	8K 모드
10	Reserved
11	Reserved

j) TPS 의 오류정정

상기 53개의 시그널링 비트를 BCH(67,53,t=2) 코드를 이용하여 채널 코딩을 한다.

코드 생성을 위한 생성 다항식은 다음과 같다.

$$h(x) = x^{14} + x^9 + x^8 + x^6 + x^5 + x^4 + x^2 + x + 1 \quad (4)$$

바) TPS 변조

TPS 셀들은 다른 모든 데이터 셀들의 평균 파워와 같은 에너지로 전송된다. 즉, $E[C \cdot C^*]=1$ 이 성립한다. 각각의 TPS블록들은 DBPSK 방식으로 변조되며 모두 같은 메시지를 전송한다. DBPSK 변조방식은 각기 TPS 블록의 처음에 초기화된다.

다음 규칙은 프레임 m 에서 심볼 i 의 k 번째 캐리어에 대한 TPS pilot 의 차동 변조에 적용된다.

$$\begin{aligned} \text{if } s_i = 0, \text{Re}\{c_{m,i,k}\} &= \text{Re}\{c_{m,i-1,k}\}; \text{Im}\{c_{m,i,k}\} = 0 \\ \text{if } s_i = 1, \text{Re}\{c_{m,i,k}\} &= -\text{Re}\{c_{m,i-1,k}\}; \text{Im}\{c_{m,i,k}\} = 0 \end{aligned}$$

한 프레임 내의 첫번째 심벌에 대한 TPS 캐리어의 절대 변조는 다음과 같이 얻을 수 있다:

$$\begin{aligned} \text{Re}\{c_{m,i,k}\} &= 2\left(w_k - \frac{1}{2}\right) \\ \text{Im}\{c_{m,i,k}\} &= 0 \end{aligned} \quad (5)$$

사) OFDM 슈퍼 프레임 당 RS 패킷의 수

하나의 OFDM 슈퍼 프레임 안에 채워질 수 있는 204 바이트의 크기를 갖는 RS 패킷의 수는 표 15에 열거한 바와 같이 정수 개로 정해질 수 있으므로 변조방식, 보호구간의 크기, 코딩율, 채널 대역폭이 어떤 값을 갖는지에 구애 받지 않을 수 있다.

표 15. OFDM 슈퍼 프레임 당 리드솔로몬 패킷의 수

Code rate	QPSK		16-QAM		64-QAM	
	2k mode	8k mode	2k mode	8k mode	2k mode	8k mode
1/2	252	1008	504	2016	756	3024
2/3	336	1344	672	2688	1008	4032
3/4	378	1512	756	3024	1134	4536
5/6	420	1680	840	3360	1260	5040
7/8	441	1764	882	3528	1323	5292

표 16. 변조방식, 코딩율, 보호구간 길이에 따른 전송 가능한 비트율(Mbit/s)

Modulation	Code rate	Guard interval			
		1/4	1/8	1/16	1/32
QPSK	1/2	4.98	5.53	5.85	6.03
	2/3	6.64	7.37	7.81	8.04
	3/4	7.46	8.29	8.78	9.05
	5/6	8.29	9.22	9.76	10.05
	7/8	8.71	9.68	10.25	10.56
16-QAM	1/2	9.95	11.06	11.71	12.06
	2/3	13.27	14.75	15.61	16.09
	3/4	14.93	16.59	17.56	18.10
	5/6	16.59	18.43	19.52	20.11
	7/8	17.42	19.35	20.49	21.11
64-QAM	1/2	14.93	16.59	17.56	18.10
	2/3	19.91	22.12	23.42	24.13
	3/4	22.39	24.88	26.35	27.14
	5/6	24.88	27.65	29.27	30.16
	7/8	26.13	29.03	30.74	31.67

III. 채널모델

1. 고정수신 채널, F1(Ricean channel)

F1 채널은 다음식으로 모델링 할 수 있다.

$$y(t) = \frac{\rho_0 \cdot x(t) + \sum_{i=1}^N \rho_i e^{-j2\pi\theta_i} x(t - \tau_i)}{\sqrt{\sum_{i=1}^N \rho_i^2}} \quad (6)$$

여기서, 첫번째 항은 직접파를 의미하고,

N: 반사파의 개수,

θ_i : i번째 경로파의 랜덤위상천이,

ρ_i : i번째 경로파의 감쇄계수,

τ_i : i번째 경로파의 상대지연을 의미한다.

반사파에 대한 직접파의 파워 비를 의미하는 Ricean

factor K 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$K = \frac{\rho_0^2}{\sum_{i=1}^N \rho_i^2} \quad (7)$$

2. 이수신채널, P1(Rayleigh channel)

P1 채널은 다음식으로 모델링 할 수 있다.

$$y(t) = k \sum_{i=1}^N \rho_i e^{-j2\pi\theta_i} \cdot x(t - \tau_i), \quad (8)$$

$$k = \frac{1}{\sqrt{\sum_{i=1}^N \rho_i^2}}.$$

표 17. 채널 F1 과 P1 의 감쇄계수, 위상, 지연 값

i	ρ_i	τ_i	θ_i
1	0.057662	1.003019	4.855121
2	0.176809	5.422091	3.419109
3	0.407163	0.518650	5.864470
4	0.303585	2.751772	2.215894
5	0.258782	0.602895	3.758058
6	0.061831	1.016585	5.430202
7	0.150340	0.143556	3.952093
8	0.051534	0.153832	1.093586
9	0.185074	3.324866	5.775198
10	0.400967	1.935570	0.154459
11	0.295723	0.429948	5.928383
12	0.350825	3.228872	3.053023
13	0.262909	0.848831	0.628578
14	0.225894	0.073883	2.128544
15	0.170996	0.203952	1.099463
16	0.149723	0.194207	3.462951
17	0.240140	0.924450	3.664773
18	0.116587	1.381320	2.833799
19	0.221155	0.640512	3.334290
20	0.259730	1.368671	0.393889

IV. 전산모의실험

시뮬레이터는 가장 범용적으로 사용할 수 있고 이식성이 좋은 C 언어를 사용하여 제작하였다. 제작에 사용한 컴파일러로는 GNU C를 기본적으로 사용하였으나 문법은 ANSI C를 사용하여 컴파일러에 종속되어 있지 않다. 각 모듈은 각각의 독립된 함수로 이루어져 있어 수정이 쉬우며 C의 특성을 살려 가시성이 높은 코드를 사용하였다. 본 시뮬레이터는 DOS, Windows 95, SUN OS 등에서 컴파일만으로 이식이 가능하다.

- 사용언어 : ANSI C 언어
- 시뮬레이션 속도 : 1초 / 입력데이터 10,000 (Pentium Pro 200 MHz, Windows 95 환경)
- 이식성 : DOS, Windows 95, SUN OS 등
- 변경가능한 파라미터
 - Carrier Mode : 2K mode, 8K mode
 - Mapping Mode : QPSK, 16 QAM, 64 QAM
 - Noise : AWGN, NONE
 - Channel Mode : Rice, Rayleigh, NONE
 - Convolutional Puncture Mode : 1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8
 - Eb/No (dB)
 - Guard Symbol Mode : 1/32, 1/16, 1/8, 1/4
 - Iteration Number : 10 ~

Windows 95용의 시뮬레이터 실행 예를 그림 13에 보였다.

Rice 채널 및 Rayleigh 채널에 의한 OFDM 신호의 영향과 이상적인 채널 추정기를 통과한 신호파형을 그림 14, 15에 각각 보였다.

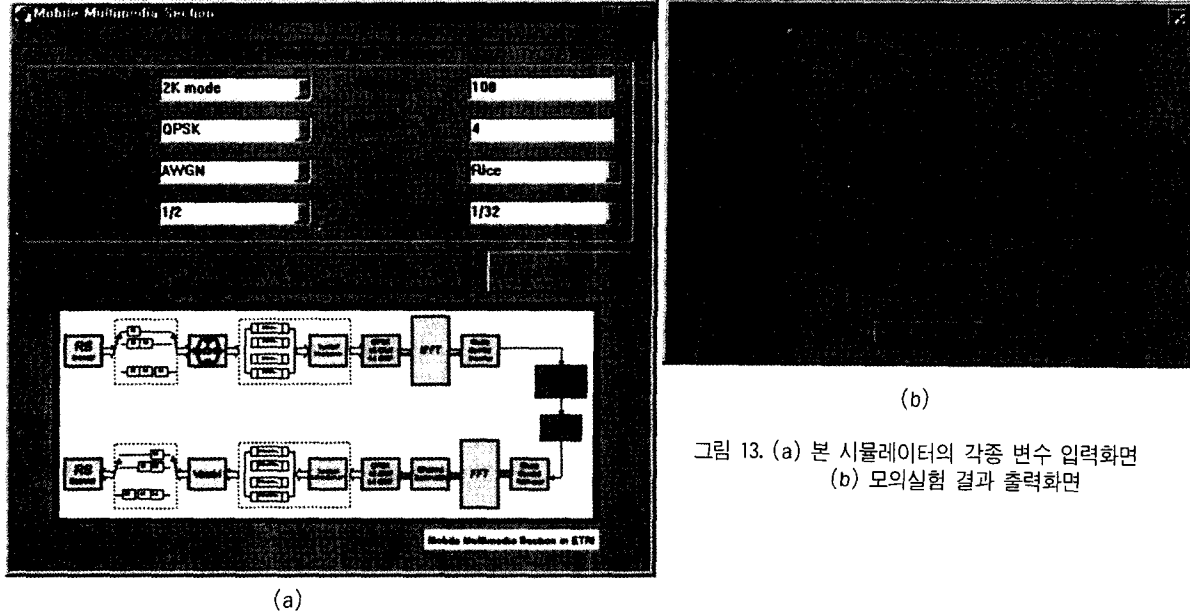
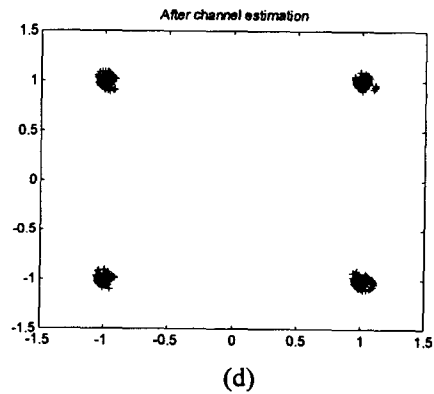
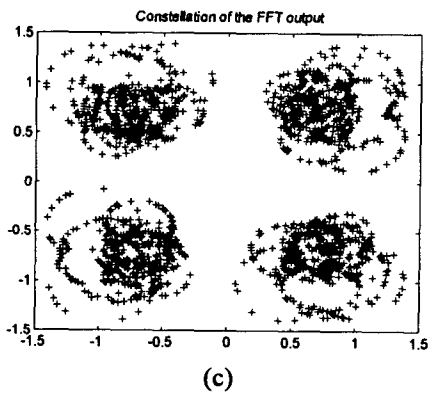
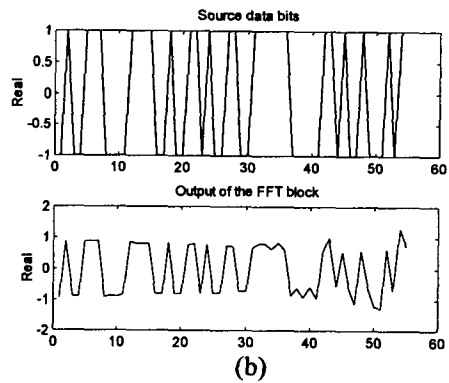
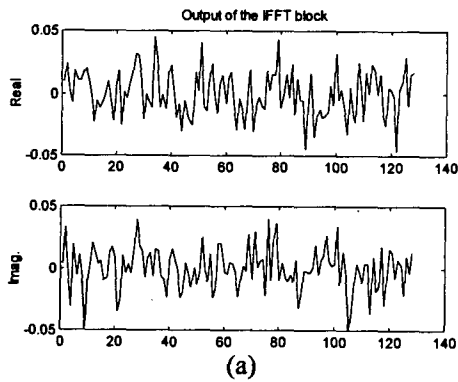


그림 13. (a) 본 시뮬레이터의 각종 변수 입력화면
(b) 모의실험 결과 출력화면



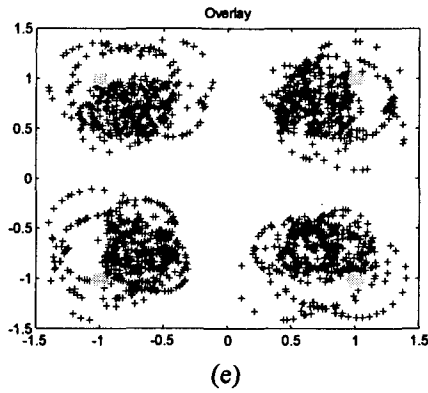
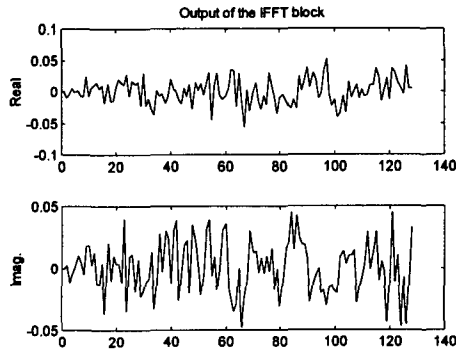
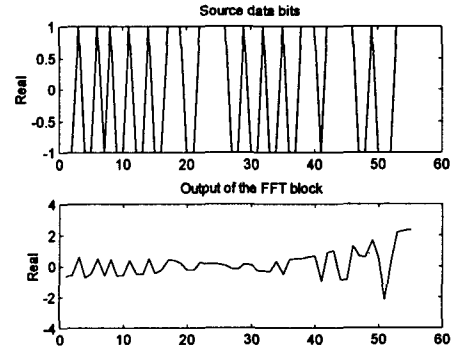


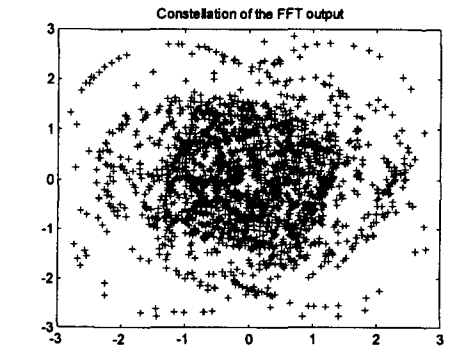
그림 14.
 (a)송신단에서 OFDM 신호군이 Rice 채널을 통과하였을 때의 신호파형
 (b)송신단 입력 비트열과 수신단에서 FFT 블록을 통과하였을 때의 신호파형 비교
 (c)Rice 채널을 통과한 신호의 성좌도
 (d)이상적인 채널 추정기를 통과한 후의 성좌도 (e)(c),(d) 그림의 비교



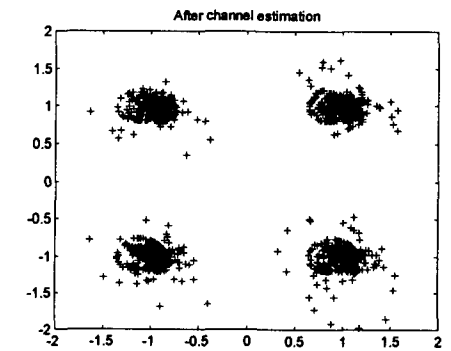
(a)



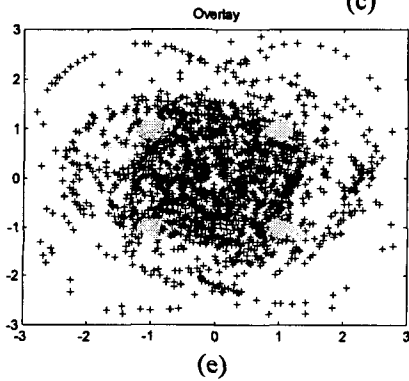
(b)



(c)



(d)



(e)

그림 15.
 (a)송신단에서 OFDM 신호군이 Rayleigh 채널을 통과하였을 때의 신호파형
 (b)송신단 입력 비트열과 수신단에서 FFT 블록을 통과하였을 때의 신호파형 비교
 (c)Rayleigh 채널을 통과한 신호의 성좌도
 (d)이상적인 채널 추정기를 통과한 후의 성좌도 (e)(c),(d) 그림의 비교

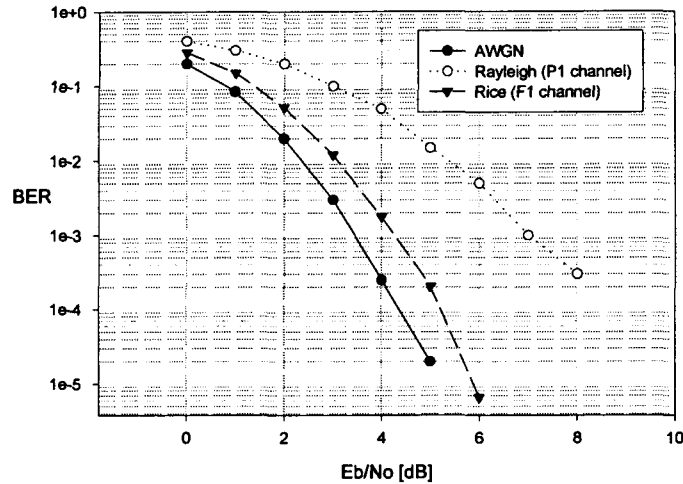


그림 16. 이상적인 채널 추정기를 사용하고 트레이스백 메모리의 크기가 32인 경관정 비터비 디코더를 사용하여 얻어진 AWGN, Rice, Rayleigh 채널 환경에서의 비트 오류 특성.

그림 16은 이상적인 채널 추정기를 사용하고 트레이스백 메모리의 크기가 32인 경관정 비터비 디코더를 사용하여 얻어진 AWGN, Rice, Rayleigh 채널 환경에서의 비트 오류 특성이다. 만약, 연판정 비터비 디코더를 사용한다면 약 1.5dB의 성능 개선 효과를 볼 수 있다. 리드 솔로몬 디코더를 통과하였을 때의 BER이 거의 "0"가 되기 위한 비터비 디코더 출력 BER (bit error rate)이 2×10^{-4} 로 볼 때 이 때의 신호대잡음비는 그림 16에서 알 수 있듯이 약 4(AWGN), 5(Rice), 8(Rayleigh) dB이다.

V. 확장성 및 결론

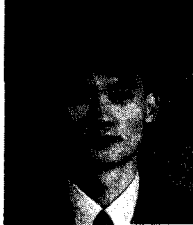
본 시뮬레이터는 주파수 오프셋 등 여러 변수들이 시스

템에 미치는 영향들이 예측해 볼 수 있으며, 실제 사용 가능한 채널 추정기를 디자인하여 쉽게 시뮬레이터와 링크시킬 수 있다. 본 논문에서는 디지털 TV를 위한 유럽 표준으로 채택된 DVB-T의 규격과 성능 확인을 위해 개발된 시뮬레이터에 대하여 설명하였다.

참고 문헌

- [1] 한국방송개발원, *공중파 TV 방송의 디지털화를 위한 기술 정책 연구*, pp 39-40, Dec. 1996.
- [2] ETSI 300 744 Ver. 0.0.3, "Digital broadcasting systems for television, sound and data services", March 1996.

필자소개



신 무 용

- 1994년 2월 ~ 현재 : 한국전자통신연구소 이동멀티미디어 연구실
- 관심분야 : 무선전송기술, 음성신호처리
- E-Mail : myshin@etri.re.kr



김 영 균

- 1994년 2월 ~ 현재 : 한국전자통신연구소 이동멀티미디어 연구소
- 관심분야 : 무선전송기술
- E-Mail : ykkim@etri.re.kr