

# 디지털 오디오 방송을 위한 터보부호의 응용

## Application of Turbo Code for Digital Audio Broadcasting (DAB) System

김 한 종

Han Jong Kim

### 요 약

디지털 오디오 방송(DAB) 시스템은 채널부호화 방법으로 부호화된 OFDM(COFDM) 방식을 채택하고 있다. COFDM은 다중 캐리어 변조(OFDM)와 평처드 콘볼루션 부호기가 결합된 기술이다. 본 논문에서는 평처드 콘볼루션 부호기와 연판정 비터비 복호기를 사용하는 기존의 COFDM DAB 시스템에서 부호율이 1/4인 모체부호로부터 부호화 된 4비트 중 처음 한 비트는 평처링되지 않고 언제나 전송된다는 사실에 근거하여 기존 COFDM DAB 시스템에서 정의된 평처링 절차를 수정함이 없이 터보 부호를 적용한 TCOFDM DAB 시스템 모델을 제안한다. COFDM DAB 시스템에 터보 부호기를 적용하기 위해 유효 자유거리가 최대인 터보 부호기 및 복호기 구조를 제안하고 단일 주파수망(SFN) 방송 시스템 구성에 유리한 DAB 전송모드 I에 대해서 기존의 COFDM DAB 시스템과 제안된 TCOFDM DAB 시스템의 성능을 주파수 선택적 라이시안 페이딩 채널 및 주파수 선택적 레일리 페이딩 채널 환경에서 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 성능을 비교, 분석한다.

### Abstract

The Digital Audio Broadcasting (DAB) system adopts Coded OFDM(COFDM) for channel coding. The COFDM is a combined technique of multicarrier transmission(OFDM) and punctured convolutional coding with viterbi error correction. Because the channel coding is an important topic for OFDM systems, this paper proposes a new turbo coded OFDM system that replaces the existing RCPC codec by a turbo codec without modifying the puncturing procedure and puncturing vectors defined in the standard DAB system for compatibility. The performance of a new system is compared to that of the conventional system under the frequency selective Rician fading channel and the frequency selective Rayleigh fading channel in conjunction with DAB transmission mode I suitable for the terrestrial single frequency network(SFN) broadcasting. The standard system's performance was improved with the aid of turbo codec.

Key words : Digital Audio Broadcasting, RCPC codec, turbo codec, compatibility.

### I. 서 론

이동통신, 위성통신, 방송통신과 같이 무수히 많은 현대의 무선 통신 시스템은 방송 분야를 제외하

고 거의 디지털 통신을 사용하고 있다. 이러한 현행의 아날로그 방송의 품질을 높여 고정, 휴대용, 이동체 수신기에 CD 품질의 음질을 제공할 수 있는 완전 디지털 방송 시스템으로 디지털 오디오 방송

한국기술교육대학교 정보기술공학부(School of Information Technology Electronics Engineering, Korea University of Technology and Education)

· 논문 번호 : 20011009-142

· 수정완료일자 : 2001년 11월 20일

(DAB : Digital Audio Broadcasting) 시스템에 대한 연구가 시작되었다. 고품질의 디지털 오디오 방송을 위하여 Eureka 147 DAB 시스템은 채널 부호화 방법으로 COFDM(Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing)을 채택하고 있다<sup>[1],[2]</sup>. COFDM은 다중경로 전파 분체를 줄여 이동체 수신기에 고품질의 오디오 신호 전송을 위하여 다중 캐리어 변조(OFDM)와 평쳐드 콘볼루션(Punctured Convolutional) 부호화가 결합된 기술이다. 다중 캐리어 변조는 전송하려는 데이터 열을 보다 낮은 비트율을 가지는 여러 개의 병렬 비트열로 나눈 후 여러 개의 서브캐리어에 변조하여 전송하는 방식인데 다중경로 간섭과 같은 선형왜곡에 의하여 각 서브채널의 에너지가 인접채널들에 퍼지게 되면 심볼간 간섭이 발생하여 고품질의 오디오 신호를 얻을 수 없게 된다.<sup>[3],[4]</sup>

이와 같은 심볼간 간섭을 피하는 방법으로 각 심볼 앞에 보호구간을 삽입하여 심볼간 간섭을 피하고 있다. 그러나 보호구간을 사용하더라도 서브캐리어간의 간섭이 여전히 존재함으로 캐리어간 간섭을 제거하기 위해서는 에러정정과정을 수행하여야 한다. 에러정정을 위하여 디지털 오디오 방송에서는 구속장의 길이가 7이며 부호율이 1/4인 비체계적인 콘볼루션(NSC : Nonsystematic Convolutional) 부호를 모체부호(mother code)로 사용하며, 프레임에서 전송되는 서비스의 형태, 비트율, 에러보호레벨에 따라 균등에러보호(ECP : Equal Error Protection)와 비균등에러보호(UEP:Unequal Error Protection)을 허용하는 평쳐드 콘볼루션(RCPC : Rate Compatible Punctured Convolutional) 부호를 사용하고 있으며, 수신단에서는 연관정 비터비 복호기를 사용하여 에러정정을 수행한다<sup>[1],[5]</sup>. 디지털 오디오 방송의 궁극적인 목적인 이동체 수신기에 CD 품질과 같은 고품질의 오디오 서비스 및 데이터 서비스 제공을 생각할 때 기존의 채널 부호화 방법보다 우수한 성능의 부호화 기법의 제안은 필수적이라 할 수 있다. 최근 들어 강력한 오류정정부호로서 주목을 받고 있는 체계적인 콘볼루션(RSC : Recursive Systematic Convolutional) 부호기 및 반복 복호 알고리즘을 이용한 병렬 연쇄 콘볼루션 부호(PCCC : Parallel Concatenated Convolutional Code)인 터보부호

(Turbo Code)는 Shannon의 한계에 거의 도달하는 우수한 성능을 보이는 부호로 알려져 있으며 이 분야에 대한 연구 및 여러 시스템에 적용되어 지고 있다<sup>[6],[7]</sup>. 이러한 터보부호를 기존의 DAB 시스템에 적용할 수 있다면 음질향상 및 전력효율을 얻을 수 있을 것으로 예상된다.

본 논문에서는 이러한 논의로부터 채널부호화 방법으로 평쳐드 콘볼루션 부호기와 연관정 비터비 복호기를 사용하는 기존의 COFDM DAB 시스템에서 부호율이 1/4인 모체부호로부터 부호화 된 4비트 중 처음 한 비트는 평쳐링되지 않고 언제나 전송된다는 사실에 근거하여 성능을 피하기 위하여 기존 COFDM DAB 시스템에서 정의된 평쳐링 절차를 수정함이 없이 터보 부호를 적용한 TCOFDM (Turbo Coded OFDM) DAB 시스템 모델을 제안한다. COFDM DAB 시스템에 터보 부호기를 적용하기 위해 유효 자유거리가 최대인 터보 부호기를 설계하며, 기존의 평쳐링 과정을 수정함이 없이 터보 부호기로 대체하기 위해 새로운 평쳐링 과정을 정의한다. 또한 제안된 터보 부호기에 대한 복호기 구조를 제안하고 DAB 시스템에서 정의된 네 가지 전송 모드 중에서 단일 주파수망(SFN) 방송 시스템 구성에 유리한 전송모드 I에 대해서 기존의 COFDM DAB 시스템과 제안된 TCOFDM DAB 시스템의 성능을 주파수 선택적 라이시안 페이딩 채널 및 주파수 선택적 레일레이 페이딩 채널 환경에서 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 비교, 분석하여본다.

본 논문의 구성으로 II장에서는 COFDM을 사용하는 Eureka 147 DAB 시스템의 구조에 대해서 살펴보고 III장에서는 DAB 시스템에서 정의하고 있는 평쳐드 콘볼루션 부호화 과정에 대하여 언급한다. IV장에서는 터보 부호를 기존의 시스템에 적용하기 위한 근거 및 터보 부호를 적용한 새로운 TCOFDM DAB 시스템의 설계에 관해서 설명한다. V장에서는 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 통해 기존의 COFDM DAB 시스템과 TCOFDM DAB 시스템의 성능을 비교, 분석하여 보고, VI장에서 결론을 맺는다.

## II. COFDM DAB 시스템 모델

DAB 시스템은 데이터 신호와 여러 개의 디지털

오디오 신호를 전송할 수 있도록 설계되었다. 오디오 신호와 데이터 신호는 서비스 성분이며 함께 그룹화되어 서비스를 형성한다. DAB 시스템에서 전송되는 신호는 동기채널(SC), 빠른정보채널(FIC), 주서비스채널(MSC)의 3개의 채널로 이루어진 전송 프레임으로 구성되어 전송되며 프레임 구조와 변조기 블록도를 그림 1에 나타내었다<sup>[1]</sup>.

Eureka 147 시스템에서는 30 MHz~3 GHz 범위의 다양한 주파수를 사용할 수 있도록 4가지 전송모드를 정의하고 있으며 전국단일망 구축에 용이한 전송모드 I의 파라미터들을 표 1에 제시하였다.

주파수 영역에서 전송되는 COFDM 신호의 스펙트럼은 평탄하며 1.536 MHz의 대역폭을 차지한다. 이 대역폭에서 전송되는 부반송파는 모드에 의존한다. 각 프레임은 신호가 전송되지 않는 널 심볼로 시작되고 위상기준 심볼과 모드에 따라 상이한 여러 개의 데이터 심볼들로 구성된다. 널 심볼은 프레임의 시작을 감지하고 채널에서 발생하는 잡음과 간섭을 측정하기 위해 사용된다. 각 부반송파에 고정된 크기와 위상을 가지는 위상기준 심볼은 심볼 동기 및 차동복조를 위한 위상기준을 제공한다. FIC

및 MSC 채널로 전송되는 신호는 콘볼루션 부호화된 후 평처링 과정을 거치게 된다. MSC 채널로 전송되는 각 서비스(오디오 또는 데이터)는 개별적으로 부호화되고 시간축 인터리빙된다. 부호화된 비트들은 QPSK 변조되고 주파수 인터리빙된 후 각 부반송파에 대하여  $\pi/4$  shift DQPSK 변조된다. 부반송파의 개수를 K라 할 때 2의 거듭제곱이 되게 가상 부반송파를 부가한 후 OFDM 변조를 수행하는 IFFT에 적용된다. OFDM 변조 후 다중경로에 의해 발생하는 ISI를 흡수하기 위하여 연속적인 심볼들 간의 천이 시점에 보호구간을 삽입한 후 프레임 구조로 신호를 전송하며 이동채널을 통해 전송되는 신호는 다음과 같다.

$$s(t) = Re\left\{ e^{j2\pi f_c t} \cdot \sum_m \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{K/2} z_{mlk} \cdot g_{kl}(t - mT_F - T_{NLL} - (l-1)T_s) \right\} \quad (1)$$

$$g_{kl}(t) = \begin{cases} 0 & l=0 \\ e^{j2\pi k t \Delta / T_u} & l=1, 2, \dots, L \end{cases} \quad (2)$$

여기에서  $z_{mlk}$ 는 m번째 프레임에서 OFDM 식별의 캐리어 k와 관련된 복소  $\pi/4$  shift DQPSK 심볼을 나타낸다. 수신된 COFDM 신호는 동기화되고 FFT를 사용하여 복조된 후 각 부반송파에 실린 데이터는 차동검파된다. 차동 검파된 QPSK 심볼은 주파수 디인터리빙되고 MSC 채널의 경우 시간축 디인터리빙된 후 연관정 비터비 디코더에 인가되어 데이터가 디코딩 된다.

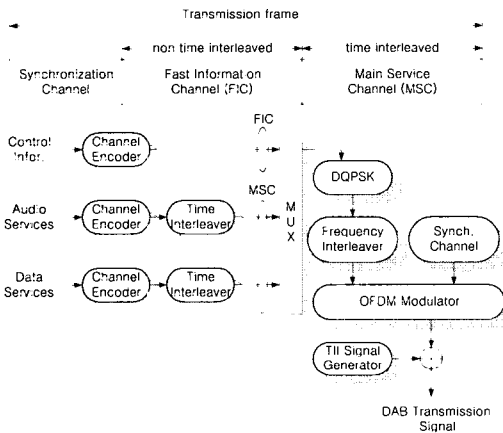


그림 1. 전송 프레임 구조와 COFDM 변조기 블록도

표 1. 전송모드 I에 대한 파라미터

프레임당심볼수(L)	76
심볼당부반송파수(K)	1536
총심볼길이( $T_s$ )	1.246 ms
유효심볼길이( $T_u$ )	1 ms
보호구간길이( $\Delta$ )	246 $\mu$ s
프레임길이( $T_F$ )	96 ms

### III. DAB 시스템에서의 부호화 과정

DAB 시스템에서 채널코딩 과정은  $(a_i)_{i=0}^{L-1}$  1비트를 입력받아 RCPC에 의해  $(b_i)_{i=0}^{M-1}$  M비트를 출력한다. RCPC에서 모체코드로 그림 2와 같이 구속장의 길이가 7이고 부호율이 1/4인 콘볼루션 부호기를 사용한다.

모체 콘볼루션 코드는 1비트를 입력받고 6비트의 꼬리비트를 부가하여  $(u_i)_{i=0}^{M+23}$ 의 부호어를 출력한다. 최초 41비트  $(u_i)_{i=0}^{40}$ 는 N개의 128비트 블록으로 나누고 각 블록은 다시 4개의 32비트 서브블록

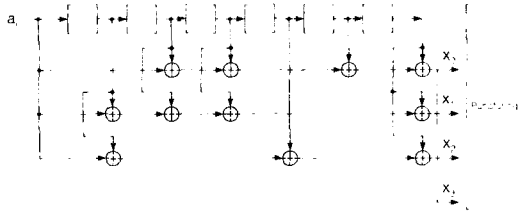


그림 2. 모체 콘볼루션 부호기

표 2. 평처링 벡터

PI=1,R=8/9	1100 1000 1000 1000 1000 1000 1000 1000
PI=2,R=8/10	1100 1000 1000 1100 1100 1000 1000 1000
PI=3,R=8/11	1100 1000 1100 1000 1100 1000 1000 1000
PI=4,R=8/12	1100 1000 1100 1000 1100 1000 1100 1000
PI=5,R=8/13	1100 1100 1100 1000 1100 1000 1100 1000
PI=6,R=8/14	1100 1100 1100 1000 1100 1100 1100 1000
PI=7,R=8/15	1100 1100 1100 1100 1100 1100 1100 1000
PI=8,R=8/16	1100 1100 1100 1100 1100 1100 1100 1100
PI=9,R=8/17	1110 1100 1100 1100 1100 1100 1100 1100
PI=10,R=8/18	1110 1100 1100 1100 1110 1100 1100 1100
PI=11,R=8/19	1110 1100 1110 1100 1110 1100 1100 1100
PI=12,R=8/20	1110 1100 1110 1100 1110 1100 1110 1100
PI=13,R=8/21	1110 1110 1110 1100 1110 1100 1110 1100
PI=14,R=8/22	1110 1110 1110 1100 1110 1110 1110 1100
PI=15,R=8/23	1110 1110 1110 1110 1110 1110 1110 1100
PI=16,R=8/24	1110 1110 1110 1110 1110 1110 1110 1110
PI=17,R=8/25	1111 1110 1110 1110 1110 1110 1110 1110
PI=18,R=8/26	1111 1110 1110 1110 1111 1110 1110 1110
PI=19,R=8/27	1111 1110 1111 1110 1111 1110 1110 1110
PI=20,R=8/28	1111 1110 1111 1110 1111 1110 1111 1110
PI=21,R=8/29	1111 1111 1111 1110 1111 1110 1111 1110
PI=22,R=8/30	1111 1111 1111 1110 1111 1111 1111 1110
PI=23,R=8/31	1111 1111 1111 1111 1111 1111 1111 1110
PI=24,R=8/32	1111 1111 1111 1111 1111 1111 1111 1111

으로 나눈다. 하나의 128비트 블록에 속하는 각 32 비트 서브블록은 평처링인덱스(PI) 값에 대한 표 2의 평처링 벡터  $V_{PI}$ 에 의하여 동일한 규칙에 의해 평처링된다.

나머지 24비트  $(u_i)_{i=1}^{41+23}$ 는 다음과 같은 평처링 벡터를 사용하여 평처링되어 6비트 꼬리비트에 대한 12비트를 출력한다.

$$V_T = (1100 \ 1100 \ 1100 \ 1100 \ 1100 \ 1100) \quad (3)$$

Protection Profile에는  $U = (u_i)_{i=1}^{41+23}$ 에 적용할 평처링 벡터  $V_{PI}$ 와 순서번호가 들어 있다. 즉  $U =$

표 3. 모드 I에서 FIC용 Protection Profile

$N_0$	$N_1$	$V_{PI_0}$	$V_{PI_1}$
21	3	16	15

$(u_i)_{i=1}^{41+23}$ 를 N개의 128 비트 블록으로 분할 할 때

$$N = \sum_{i=0}^{BL-1} N_i \quad (4)$$

를 만족하는 BL개의  $N_i$ 에 대하여 적용될 평처링 벡터를 정의한다. FIC 채널의 경우 BL = 2로 표 3과 같은 Protection Profile을 가지며 덧붙임은 없다.

FIC 채널은 256비트의 FIB들로 구성되는데 모드 I의 경우 256비트 FIB 12개로 구성된다. FIB 3개씩 묶어 768비트를 그림 2의 콘볼루션 부호기에 6비트 꼬리비트와 인가되어 3096비트의 부호어를 얻는다. 이 부호어에 대하여 표 2와 3을 사용하여 평처링하여 2304 비트를 출력한다. 그러므로 FIC 채널에서 부호율은 1/3이 된다. 나머지 FIB들에 대하여 동일한 규칙을 적용하면  $(2304) \cdot 4$  비트를 얻게 되는데 이를 3072 비트씩 분할한 후 그림 1의 변조 과정을 거쳐 3개의 COFDM 심볼로 전송한다. MSC 채널에서는 오디오 프레임의 프레임 정보가 손상되는 것을 방지하기 위하여 비균등에러보호(UEP)를 사용한다. UEP의 경우 BL=4이고 필요에 따라서 덧붙임 비트를 4 또는 8비트 삽입한다. 이때 M은 다음 식으로 정의된다.

$$M = \sum_{i=0}^3 N_i \cdot 4 \cdot (8 + PI_i) + 12 + \text{Padding}(0, 4, 8) \quad (5)$$

UEP용 Protection Profile은 오디오 비트율과 보호레벨에 따라 정의되는데 오디오 비트율이 192 Kbit/s 이고 보호레벨 3인 경우는 표 4와 같으며 부호율은 0.51에 해당된다<sup>[1]</sup>.

#### IV. DAB 시스템을 위한 터보코드

표 4. 모드 I에서 오디오 비트율이 192 Kbit/s이고 보호레벨 3인 경우 Protection Profile

$N_0$	$N_1$	$N_2$	$N_3$	$V_{PI_0}$	$V_{PI_1}$	$V_{PI_2}$	$V_{PI_3}$
11	24	106	3	16	10	6	11

4.1 터보코드를 적용하기 위한 근거

Ⅲ장에서 설명한 것과 같이 기존의 COFDM DAB 시스템에서는 채널 부호화 방법으로 그림 2와 같이 구속장의 길이가 7이고 부호율이 1/4인 모체 콘볼루션 부호기를 사용하여 부호화를 하며 균등 또는 비균등 에러 보호 프로파일에 따라 부호어를 표 2의 DAB 시스템 평처링 벡터를 사용하여 평처링을 수행하여 8/9에서 1/4까지의 부호율을 얻는다. 표 2의 평처링 벡터를 보면 1에서 24까지의 모든 평처링 인덱스 값에 대하여 부호화된 4 비트 중 처음 한 비트는 평처링되지 않고 언제나 전송된다는 사실을 관찰할 수 있다. 콘볼루션 부호와는 달리 터보 부호는 체계적 부호로 부호화 되지 않는 정보 비트 열은 평처링되지 않고 그대로 전송되어야 한다<sup>6)</sup>. 그러므로 기존의 COFDM 시스템에서 사용하고 있는 평처링 벡터를 수정함이 없이 언제나 평처링 되지 않는 첫 번째 비트 열을 터보 부호의 체계적 정보 열로 대체하는 터보 부호기를 설계할 수 있을 것이다.

4.2 TCOFDM DAB 시스템을 위한 터보코드의 설계

4.2-1 TCOFDM DAB 시스템을 위한 터보 부호화기의 설계

기존의 COFDM DAB 시스템은 그림 2와 같이 모체 콘볼루션 부호로 구속장의 길이가 7인 콘볼루션 부호기를 사용하므로 트렐리스 종결을 위해 레지스터를 0 상태로 만들기 위해서는 6비트의 꼬리 비트가 필요함을 알 수 있다. TCOFDM DAB 시스템은 COFDM DAB 시스템을 재구성함이 없이 터보 부호를 적용하는 시스템이므로 TCOFDM DAB 시스템에서도 꼬리 비트로 6비트가 부가되어야 한다. 그런데 터보 부호는 동일한 두 개의 구성코드로 이루어진 경우만을 생각할 때, 트렐리스 종결을 위해 각 구성코드를 0 상태로 만들기 위해 구성 코드 당 3비트씩의 꼬리 비트가 할당되어야 한다. 따라서 설계할 터보 부호의 구성코드들은 구속장의 길이가 4인 RSC 구성코드를 사용한다. 또한 전체 부호율이

R=1/4 인 부호를 얻기 위해서는 각 구성코드의 부호율이 1/2 보다 작아야 한다는 사실을 알 수 있다. 두 개의 구성코드로 구성된 터보 부호기에서 두 번째 구성코드의 체계적 성분은 전송되지 않으므로 만약 두 개의 구성코드의 부호율이 1/2일 경우 전체 부호율은 1/3이 되어 COFDM DAB 시스템의 평처링 절차를 수정해야 한다. 그러므로 본 논문에서 설계할 터보 부호의 구성코드로 부호율이 1/3인 구성코드를 사용하였다. 결국, 위의 논의로부터 구속장의 길이가 4(메모리 3)이고 부호율이 1/3인 구성코드를 선택하여야 한다는 사실을 알 수 있으며 구속장의 길이가 4이고 부호율이 1/3인 일반화된 순환 체계적(recursive systematic) 구성 인코더를 그림 3에 나타내었다. 표 5에는 부호율이 1/3인 최적의 구성코드에 대한 부호 발생기(code generator)를 보여주고 있다<sup>8)</sup>. 여기에서 최적의 구성코드란 유효 자유 거리가 최대인 즉, 가중치(weigh) 2 입력 열에 대하여 최소 출력 가중치를 최대로 만드는 부호를 의미한다.

부호율이 1/3인 구성코드로 표 5에서 구속장의 길이가 4인 유효 자유거리가 최대인 최적의 구성코드를 사용하여 설계하였으며, 이를 위한 코드 발생기는 다음과 같다.

$$G = \left[ 1, \frac{1+D+D^3}{1+D^2+D^3}, \frac{1+D+D^2+D^3}{1+D^2+D^3} \right] \quad (6)$$

트렐리스 종결을 위한 방법으로 구속장의 길이가 7인 콘볼루션 부호기의 경우 6비트의 0 을 꼬리비트로 사용하면 부호기의 레지스터 상태를 0으로 초기화할 수 있지만, 터보 부호기의 경우 구성코드로

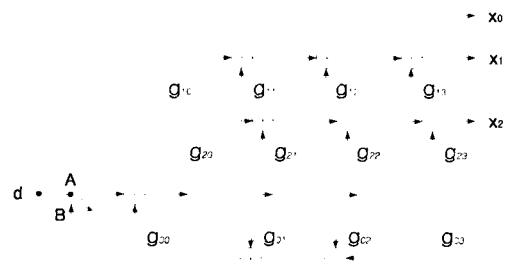


그림 3. 부호율이 1/3인 순환 체계적 인코더

표 5. 부호율이 1/3인 최적의 구성코드

구속장	부호 발생기		
2	$g_0=3$	$g_1=2$	$g_2=1$
3	$g_0=7$	$g_1=5$	$g_2=3$
4	$g_0=13$	$g_1=17$	$g_2=15$
5	$g_0=23$	$g_1=33$	$g_2=37$
	$g_0=23$	$g_1=25$	$g_2=37$

서 RSC 코드를 사용하므로 꼬리비트의 값을 0으로 해도 레지스터가 0으로 초기화되지 못한다. 또한 두 구성코드는 인터리버를 거쳐 연결되어 있으므로 각 구성코드의 상태를 0으로 초기화하기 위한 꼬리비트의 값도 서로 다르다. 그러므로, 각 구성코드에서는 스위치를 사용하여 부호기에서 피드백 되어 돌아오는 값을 꼬리비트로 사용하여 레지스터의 값을 0으로 초기화시키는 방법을 사용하여 부호화기를 설계하였다. 본 연구에서 설계한 전체 터보 부호기의 구성은 그림 4와 같다. 그림 4에서 x와 x'는 각 구성코드에 대한 체계적 성분이며, 따라서 x'는 전송되지 않는다. 그러므로 그림에서 보듯이 부호율이 1/3인 구성코드를 사용할 경우 터보 부호기의 전체 부호율은 1/5가 된다. 따라서 기존의 평처링 과정을 수정함이 없이 터보 부호기를 적용하기 위해 부호율을 1/4로 낮춰주는 또 한번의 평처링 과정이 필요함을 알 수 있다. 즉, (x, P11, P21, P12, P22)의 다섯 비트 중 네 비트만을 두 번째 평처링 단으로 보내주는 평처링 과정이 필요하다. 여기서 터보부호는 체계적 부호기이므로 x는 반드시 전송되어야 한다. 결과적으로 (P11, P21, P12, P22) 중 세 비트를 전송하기 위한 평처링이 이루어진다. 첫 번째 평처링 단계에서 평처링되지 않고 전송되는 네 비트는 다시 기존의 평처링 단계를 거치게 되므로, 앞단의 평처링 벡터를 결정하는데 있어서 뒷단의 평처링 벡터가 고려되어야 한다. 예를 들어 FIC 전송모드 I에서 사용하는 PI 인덱스 16의 경우, (x, P11, P21, P12, P22)의 다섯 비트 중 앞단의 평처링 과정에서 P21을 제외한 (x, P11, P12, P21)의 네 비트를 전송하면 뒷단의 평처링 과정을 거쳐 (x, P11, P12)의 세 비트가 전송되게 된다. 이는 첫 번째 구성코드에 의한 패리티 비트만이 전송됨을 의미한다. 그러나 앞

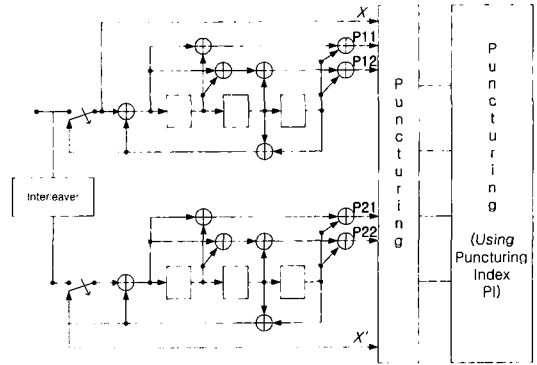


그림 4. TCOFDM DAB 시스템을 위한 터보 부호화기

단의 평처링 과정에서 P22를 제외하고 (x, P11, P21, P12)의 네 비트를 전송하면 뒷단의 평처링 과정을 거쳐 (x, P11, P21)의 세 비트가 전송되게 되며, 이는 각 구성코드에 의한 패리티 비트가 하나씩 전송됨을 의미한다. 후자의 경우가 전자의 경우보다 성능이 우수함을 쉽게 예측할 수 있다. 여기서 패리티비트로 (P11, P21)이 전송되는 경우가 (P12, P22)가 전송되는 경우보다 성능이 우수하다. 본 논문에서 설계한 새로운 평처링 과정에 대한 평처링 벡터는 표 6과 같다.

꼬리 비트에 대한 평처링 벡터 역시 기존의 꼬리비트에 대한 평처링 벡터를 고려하여 설계한다. 꼬리 비트는 각 구성 코드의 상태를 0으로 초기화하기 위한 비트이므로 그림 4에서 x와 x'가 전송되어야 한다. 본 연구에서 설계한 꼬리 비트에 의해 생성된 부호어 (x, x', P11, P21, P12, P22)에 대한 평처링 벡터는 다음과 같다.

$$V_T = (1011100101111011100101111011101110010111) \quad (7)$$

처음 여섯 비트를 보면 (x, P11, P21, P12)를 두 번째 평처링 과정으로 보냄으로써 두 번째 평처링 과정을 거쳐 (x, P11)이 전송되도록 설계하였다. 다음 여섯 비트에 대해서는 (x', P21, P12, P22)를 두 번째 평처링 과정으로 보냄으로써 (x', P21)이 전송된다. 이를 반복하여 꼬리비트에 대한 체계적 성분으로 x, x'가 각각 세 비트씩 전송되며, 패리티 성분으로 P11과 P21이 각각 세 비트씩 전송된다. 이는

표 6. TCOFDM DAB 시스템을 위한 평처링 벡터

PI	(x, P11, P21, P12, P22)
1	11011 10111 10111 10111 10111 10111 10111 10111
2	11011 10111 10111 10111 10111 10111 10111 10111
3	11011 10111 10111 10111 11011 10111 10111 10111
4	11011 10111 10111 10111 11011 10111 10111 10111
5	11011 10111 11011 10111 10111 10111 11011 10111
6	11011 10111 11011 10111 10111 11011 10111 10111
7	11011 10111 11011 10111 11011 10111 11011 10111
8	11011 10111 11011 10111 11011 10111 11011 10111
9	11110 11011 10111 11011 10111 11011 10111 11011
10	11110 11011 10111 11011 11110 10111 11011 10111
11	11110 11011 11110 10111 11110 11011 10111 11011
12	11110 11011 11110 10111 11110 11011 11110 10111
13	11110 11101 11110 11011 11110 10111 11110 11011
14	11110 11101 11110 11011 11110 11101 11110 10111
15	11110 11101 11110 11101 11110 11101 11110 11011
16	11110 11101 11110 11101 11110 11101 11110 11101
17	11110 11110 11101 11110 11101 11110 11101 11110
18	11110 11110 11101 11110 11101 11101 11110 11101
19	11110 11110 11101 11101 11110 11110 11101 11110
20	11110 11110 11101 11101 11110 11110 11101 11101
21	11110 11101 11110 11110 11101 11101 11110 11110
22	11110 11101 11110 11110 11101 11110 11101 11101
23	11110 11101 11110 11101 11110 11101 11110 11110
24	11110 11101 11110 11101 11110 11101 11110 11101

앞에서 기술한 바와 같이 (P11, P21)이 전송되는 경우가 (P12, P22)가 전송되는 경우보다 성능이 우수하기 때문이다.

#### 4-2-2 TCOFDM DAB 시스템을 위한 터보 복호기의 설계

설계된 터보 부호기에 대한 터보 복호기의 구조는 그림 5와 같다.

채널을 통해 수신된 정보 비트 열은 표 2의 기준

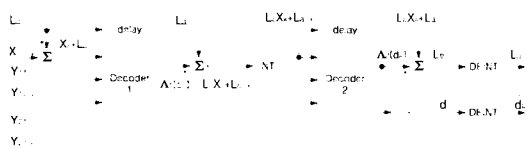


그림 5. TCOFDM DAB 시스템을 위한 터보 복호기

의 평처링 과정에 의해 전송되지 않고 평처링된 정보를 0으로 대체하는 디평처 과정을 거쳐 부호율이 1/4인 것을 만든 후, 터보 부호를 적용하기 위하여 표 6의 평처링 과정에 의해 전송되고 평처링된 정보를 0으로 대체하는 디평처링 과정을 거쳐 부호율이 1/5인 것을 만들고 나서 복호기에 입력된다. 두 개의 복호기의 복호 알고리즘으로 모두 MAP 알고리즘을 사용한다. 그림 4에서 체계적 성분  $x$ 가 채널을 통해 수신된 것을 시간  $k$ 에서  $X_k$ 로 나타내었으며, 각 구성코드의 페리티성분 P11, P12, P21, P22를 각각  $Y_{11,k}, Y_{12,k}, Y_{21,k}, Y_{22,k}$ 로 나타내었다. 사전(a priori) 정보로서  $L_{a,i}$ 는 첫 번째 반복 복호 과정에서는 그 값이 계산되어 있지 않으므로 초기값을 0으로 한다. 체계적 정보 비트열  $X_k$ 와 첫 번째 구성코드에 의해 부호화된 정보  $Y_{11,k}, Y_{12,k}$ 가 첫 번째 복호기에 입력되며, 두 번째 구성코드에 의해 부호화된 정보  $Y_{21,k}, Y_{22,k}$ 가 두 번째 복호기에 입력된다. 첫 번째 복호기는 정보 비트열  $X_k$ , 첫 번째 구성코드에 의해 부호화된 정보  $Y_{11,k}, Y_{12,k}$ 와 사전 정보  $L_{a,i}$ 를 이용하여 MAP 알고리즘에 의해 연관정 LLR값

$$\Lambda_1(d_k) = L_c \cdot X_k + L_{a,i} + L_{e_1,i} \quad (8)$$

을 출력하고 사전정보  $L_{a,i}$ 를 빼서 체계적 정보 비트의 LLR 값인  $L_c \cdot X_k$ 와 잉여정보  $L_{e_1,i}$ 을 얻는다. 이 값은 터보 부호기에서 사용한 것과 동일한 랜덤 인터리버를 거쳐 두 번째 복호기에 입력되는데 잉여정보  $L_{e_1,i}$ 는 두 번째 복호기에서 사전정보  $L_{a,i}$ 로 사용된다. 두 번째 복호기는 이러한 값과 두 번째 구성코드에 의해 부호화된 정보  $Y_{21,k}, Y_{22,k}$ 를 입력 받아 MAP 알고리즘에 의해 LLR 값

$$\Lambda_2(d_k) = L_c \cdot X_k + L_{a,i} + L_{e_2,i} \quad (9)$$

를 출력한다. 여기에서  $L_{e_2,i}$ 는 잉여정보이다. 식 (9)에서  $L_c \cdot X_k + L_{a,i}$ 를 제거함으로써 두 번째 복호기에서 생성한 잉여정보  $L_{e_2,i}$  성분만이 디인터리빙되고 피드백과정을 통해 첫 번째 복호기에서 이를 사전정보  $L_{a,i}$ 로 사용한다. 이는 앞에서 설명

한바와 같이 반복적인 알고리즘을 이용하여 두 개의 복호기는 각 복호기에서 생성된 soft-output 정보를 공유하고 있다는 것을 의미한다. 피드백 과정을 통해 충분히 반복 복호 과정을 수행한 후 이를 경판 정하여 복호한다.

그림 5의 터보 복호기에서 첫 번째 MAP 복호 과정을 고려해 보면 시간  $k$ 에서 복호기로 입력되는 것은 다음과 같으며

$$R_k = (X_k, Y_{11,k}, Y_{12,k}, L_{\omega,k}) \quad (10)$$

복호기에 의해 복호되는 비트  $d_k$ 의 LLR 값은 다음과 같다<sup>[6]</sup>.

$$\Lambda(d_k) = \ln \frac{\sum_m \sum_{m'} \gamma_1(R_k, m', m) \alpha_{k-1}(m') \beta_k(m)}{\sum_m \sum_{m'} \gamma_0(R_k, m', m) \alpha_{k-1}(m') \beta_k(m)} \quad (11)$$

여기에서, 순방향 상태 메트릭  $\alpha_k(m)$ 과 역방향 상태 메트릭  $\beta_k(m)$ 는 다음과 같으며

$$\alpha_k(m) = \frac{\sum_{m'} \sum_{i=0}^1 \gamma_i(R_k, m', m) \alpha_{k-1}(m')}{\sum_m \sum_{m'} \sum_{i=0}^1 \gamma_i(R_k, m', m) \alpha_{k-1}(m')} \quad (12)$$

$$\beta_k(m) = \frac{\sum_{m'} \sum_{i=0}^1 \gamma_i(R_{k+1}, m', m) \beta_{k+1}(m')}{\sum_m \sum_{m'} \sum_{i=0}^1 \gamma_i(R_{k+1}, m', m) \alpha_k(m')} \quad (13)$$

가지 메트릭  $\gamma_i(R_k, m', m)$ 을 이용하여 반복적으로 계산할 수 있다. 가지 메트릭  $\gamma_i(R_k, m', m)$ 은 채널의 천이 확률 및 부호기 트렐리스의 천이 확률로부터 다음과 같이 계산된다.

$$\gamma_i(R_k, m', m) = \exp \left\{ \frac{2}{\sigma^2} [(X_k + L_{\omega,k})d_k + Y_{11,k}P_{11,k} + Y_{12,k}P_{12,k}] \right\} \quad (14)$$

가지 메트릭  $\gamma_i(R_k, m', m)$ 을 계산하기 위해서는 채널의 분산 값을 알아야 하는데 수신된 데이터 중 체계적 데이터 성분  $X_k$ 를 이용하여 채널의 분산 값을 추정한다. 추정된 분산 값은

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} X_k^2}{N} - \left( \frac{\sum_{k=0}^{N-1} |X_k|}{N} \right)^2 \quad (15)$$

이 된다<sup>[10]</sup>.

## V. TCOFDM DAB 시스템의 성능 평가

### 5-1 채널 모델링

본 장에서는 ETSI(European Telecommunication Standard Institute)에서 제공하는 채널 모델링을 사용하여 레일레이 및 라이시안 채널을 구현한 것에 대하여 설명한다<sup>[9]</sup>. ETSI에서는 수신기의 고정 및 이동시의 채널 모델링을 위해 간접파의 다중경로 수를 20으로 제한하고 있으며 각 간접파의 위상천이, 포락선의 크기, 시간지연과 같은 다중경로 프로파일을 제시하고 있다. 또한, 고정 수신기의 경우 직접파와 간접파의 전력의 비인 라이시안 요소를 10 dB로 제시하고 있다. 한편 주어진 다중 경로 프로파일을 TDL(Tapped Delay Line) 구조로 모델링하기 위해서는 샘플링율에 의해 다시 정리하여야 한다. 샘플링율은 각 시스템이 사용되는 주파수 대역폭에 따라 다르게 주어지는데 DAB 시스템에서는 주파수 대역폭을 2.048 MHz를 사용하므로 이를 이용하여 다중경로 프로파일의 특성을 파악하기 위해 시간지연에 따른 포락선의 크기를 그림 6에 나타내었다.

### 5-2 제안된 TCOFDM DAB 시스템의 성능

#### 5-2-1 실험환경

기존의 평쳐드 콘볼루션 부호화를 사용하는 COFDM DAB 시스템 및 터보 부호화된 TCOFDM DAB 시스템을 구현하기 위하여 사용한 환경변수는 다음과 같다. 채널은 전에 설명하였듯이 주파수 선택적 라이시안 및 레일레이 페이딩 채널을 모델링하여 단일 주파수 망(SFN) 방송시스템에서 사용되는 DAB 전송 모드 I에 대하여 FIC 채널과 MSC 채널에서 Monte Carlo 시뮬레이션을 수행하였다. 기존의 DAB 시스템의 경우 16레벨 연관정 비터비



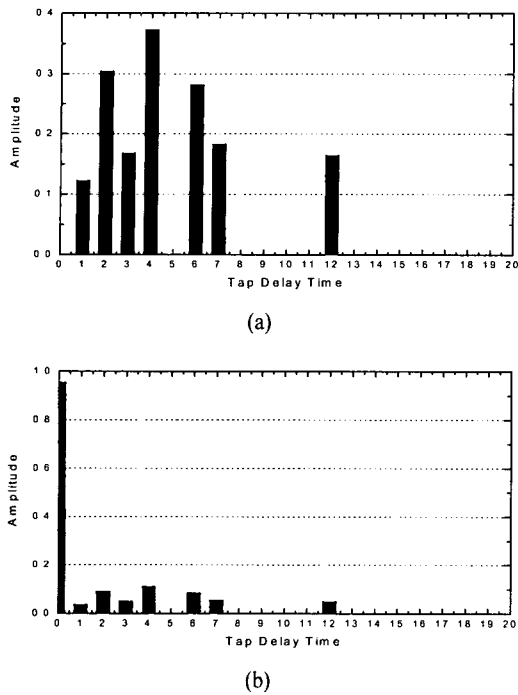


그림 6. 다중경로의 시간지연 특성  
(a) 레일레이, (b) 라이시안

디코더를 사용하여 복호하였으며 제안된 터보 부호화된 DAB 시스템의 경우에는 복호 알고리즘으로 MAP 알고리즘을 인터리버는 랜덤 인터리버를 사용하였고 최대 반복 회수를 5회로 한정하였다. 오디오 서비스를 전송하는 MSC 채널의 경우 192 kbits/s의 오디오 비트 율로 전송된다고 가정하고 MSC 채널의 보호 레벨(Protection level)은 3을 사용하였다. 192 kbits/s의 오디오 비트 율과 보호 레벨 3에 대한 보호 프로파일은 표 4와 같다. 시간축 인터리빙 되는 MSC 채널의 경우 시간축 인터리빙 길이는 384 msec을 사용하였으며, 주파수 인터리빙 길이는 1.536 MHz를 사용하였다. 그 이외 전송 모드 I에 대한 프레임 당 심볼 수, 심볼당 부반송파수, 보호구간의 길이 등은 표 1에 제시된 값을 사용하였다.

### 5-2-2 FIC 채널에서 성능 평가

콘볼루션 부호화된 COFDM DAB 시스템의 경우, 768 비트벡터가 모체 콘볼루션 부호화기에 입력되어 3072 비트가 부호화되면 128 비트의 연속적인

24 블록으로 나누고 처음 21 블록은 표 2의 평처링 인덱스  $PI=16$ 으로 나머지 3 블록은 평처링 인덱스  $PI=15$ 를 사용하여 평처링되며 6비트 꼬리비트에 의해 부호화된 24비트는 식 (3)에 의해 평처링되어 2304 비트가 얻어져 부호율은  $R=2304/768=1/3$ 이 된다. 이러한 과정을 3회 반복하고 총 4회 발생된 평처링된 부호들을 3072 비트 3개 그룹으로 나눈 후 각 그룹 당 QPSK 변조, 주파수 인터리빙, 차동 변조, 512개 가상 캐리어를 삽입하고 2048 포인트 FFT를 취하여 OFDM 심볼 3개로 전송한다.

터보부호화된 TCOFDM DAB 시스템의 경우, 768 비트벡터가 프레임의 길이가 되며 그림 4의 터보 부호화기에서 인터리버로 768 비트 랜덤 인터리버를 사용한다. 그림 4의 터보 부호화의 부호율이  $1/5$ 이므로 부호율  $1/4$ 로 줄이기 위한 평처링 벡터로 표 6의 평처링 인덱스  $PI=16$ 과 15를 사용하여 평처링을 하며 각 구성코드의 트렐리스를 종결하기 위하여 스위칭 동작을 수행하고 식 (7)에 의해 평처링을 한다. 이러한 방법으로 부호율이  $1/4$ 인 부호를 얻고 나서 위의 콘볼루션 부호화된 COFDM DAB 시스템에서와 동일한 절차를 사용하여 또 한번의 평처링을 수행하고 3개의 OFDM 심볼로 전송한다. 터보 복호기로 그림 5의 복호기를 사용하며 가지 메트릭을 계산하기 위하여 필요한 분산 값 추정에는 식 (15)의 샘플평균과 샘플분산 추정방법을 사용하였다.

### 5-2-2-1 주파수 선택적 라이시안 페이딩 채널에서 제안된 시스템의 성능

제안된 터보 부호가 적용된 TCOFDM DAB 시스템을 라이시안 요소가 10인 주파수 선택적 라이시안 채널에 적용하였을 때 반복적인 복호에 따른 성능 변화를 실험하였으며 그림 7에 나타내었다.  $10^{-1}$  BER에서 2회 반복을 수행한 경우, 16 레벨 연관성 비터비 디코딩을 사용하는 기존의 COFDM 시스템에 비해 약 1 dB의 성능 향상을 보이며 3회 반복 복호를 한 경우에는 1.6 dB의 성능 향상을 보이고 있다. 결과를 보면 2회 반복 복호 만으로도 상당한 성능 향상을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 또한 반복 복호의 회수가 증가할수록 성능 향상의 폭은 감소함을 알 수 있다. 이는 반복회수가 증가함에 따

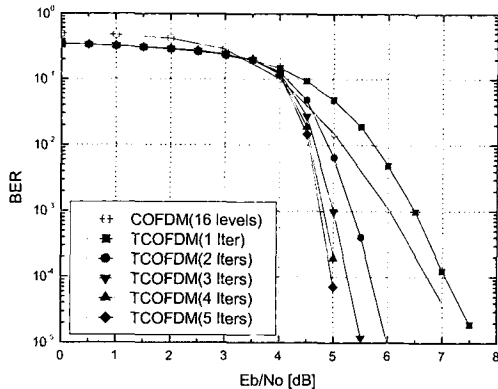


그림 7. FIC 전송모드 I : 라이시안 페이딩 채널.

라 부호화된 비트(정보) 사이의 상관성이 증가하여 어느 정도 이상의 반복 후에는 더 이상 정보에 대한 신뢰도를 얻을 수 없기 때문이다. 실험에서 4~5회 정도의 반복 복호에서 수렴함을 알 수 있다.

### 5-2-2-2 주파수 선택적 레일레이 페이딩 채널에서 제안된 시스템의 성능

제안된 터보 부호가 적용된 TCOFDM DAB 시스템을 직접파가 존재하지 않는 주파수 선택적 레일레이 페이딩 채널에 적용하였을 때 반복적인 복호에 따른 성능 변화를 실험하였으며 그림 8에 나타내었다.  $10^{-1}$  BER에서 2회 반복을 수행한 경우, 16 레벨 연관성 비터비 디코딩을 사용하는 기존의 COFDM 시스템에 비해 약 1.4 dB의 성능 향상을 보이며 3회 반복 복호를 한 경우에는 1.9 dB의 성능 향상을 보이고 있다. 결과를 관찰하면 반복회수가 3회

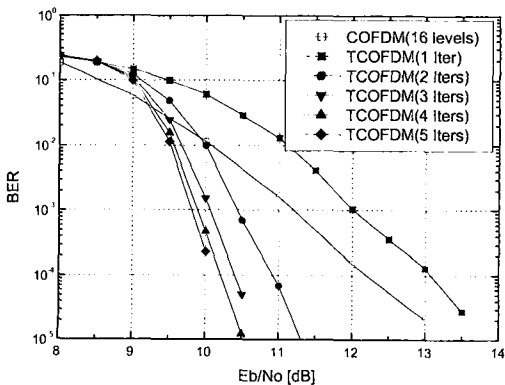


그림 8. FIC 전송모드 I : 레일레이 페이딩 채널

이상일 경우에는 그 이득이 점차 줄어들고 있음도 알 수 있다.

### 5-2-3 MSC 채널에서 성능 평가

오디오 서비스를 전송하는 MSC 채널에서 오디오 서비스가 192 kbits/s의 비트 율로 전송되며 보호 레벨로 3을 사용하는 경우에 대하여 실험을 실시하였다. 콘볼루션 부호화된 COFDM DAB 시스템의 경우, 4608 비트벡터가 모체 콘볼루션 부호화에 입력되어 18432 비트가 부호화되면 128 비트의 연속적인 144 블록으로 나누고 표 4에 의거하여 처음 11개 블록은 표 2의 평처링 인덱스 PI=16으로, 그 다음 24 블록은 평처링 인덱스 PI=10으로, 그 다음 106개 블록은 평처링 인덱스 PI=6으로, 나머지 3 블록은 평처링 인덱스 PI=11을 사용하여 평처링되며 6비트 꼬리비트에 의해 부호화된 24비트는 평처링되어 8960비트가 얻어지며 결국, 부호율은  $r=4608/8960 \approx 0.51$ 이 된다. 이렇게 얻어진 평처링된 부호들을 3072 비트 3개 그룹으로 나눈 후 각 그룹 당 QPSK 변조, 주파수 인터리빙, 차동 변조, 512개 가상 캐리어를 삽입하고 2048 포인트 FFT를 취하여 OFDM 심볼 3개로 전송한다.

터보부호화된 TCOFDM DAB 시스템의 경우, 4608 비트벡터가 프레임의 길이가 되며 설계된 터보 부호화기에서 인터리버로 4608 비트 랜덤 인터리버를 사용한다. 설계된 터보 부호화의 부호율이 1/5이므로 부호율 1/4로 줄이기 위한 평처링 벡터로 표 6의 평처링 인덱스 PI=16, 10, 6, 11을 사용하여 평처링을 하며 각 구성코드의 트렐리스를 종결하기 위하여 스위칭 동작을 수행하고 식 (7)에 의해 평처링을 한다. 이러한 방법으로 부호율이 1/4인 부호를 얻고 나서 위의 콘볼루션 부호화된 COFDM DAB 시스템에서와 동일한 절차를 사용하여 또 한번의 평처링을 수행하고 3개의 OFDM 심볼로 전송한다.

### 5-2-3-1 주파수 선택적 라이시안 페이딩 채널에서 제안된 시스템의 성능

제안된 터보 부호가 적용된 TCOFDM DAB 시스템을 라이시안 요소가 10인 주파수 선택적 라이시안 채널에 적용하였을 때 반복적인 복호에 따른

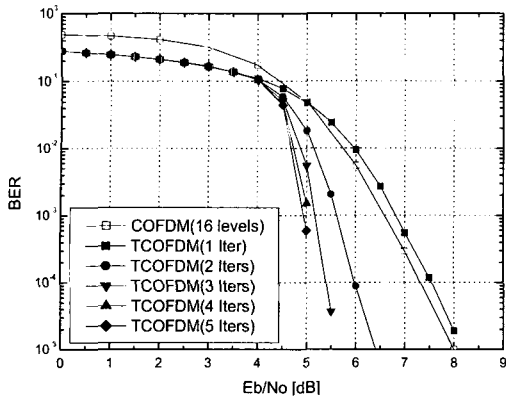


그림 9. MSC 전송모드 I : 라이시안 페이딩 채널

성능 변화를 실험하였으며 그림 9에 나타내었다.  $10^{-4}$  BER에서 2회 반복을 수행한 경우, 16 레벨 연관성 비터비 디코딩을 사용하는 기존의 COFDM 시스템에 비해 약 1.4 dB의 성능 향상을 보이며 3회 반복 복호를 한 경우에는 2 dB의 성능 향상을 보이고 있다. 결과를 보면 2회 반복 복호 만으로도 상당한 성능 향상을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 또한 반복 복호의 회수가 증가할수록 성능 향상의 폭은 감소함을 알 수 있다. 이는 반복 회수가 증가함에 따라 부호화된 비트(정보) 사이의 상관성이 증가하여 어느 정도 이상의 반복 후에는 더 이상 정보에 대한 신뢰도를 얻을 수 없기 때문이다. 실험에서 4~5회 정도의 반복 복호에서 수렴함을 알 수 있다. 또한 MSC 채널에서 인터리버에 입력되는 프레임의 길이가 FIC 채널에 비해 길기 때문에 FIC 채널에 비해 성능 향상 정도가 증가함을 관찰할 수 있다.

#### 5-2-3-2 주파수 선택적 레일레이 페이딩 채널에서 제안된 시스템의 성능

제안된 터보 부호가 적용된 TCOFDM DAB 시스템을 직접파가 존재하지 않는 주파수 선택적 레일레이 페이딩 채널에 적용하였을 때에 반복적인 복호에 따른 성능 변화를 실험하였으며 그림 10에 나타내었다.  $10^{-4}$  BER에서 2회 반복을 수행한 경우, 16 레벨 연관성 비터비 디코딩을 사용하는 기존의 COFDM 시스템에 비해 약 2.6 dB의 성능 향상을 보이며 3회 반복 복호를 한 경우에는 3.5 dB의 성능 향상을 보이고 있다. 결과를 관찰하면 반복회수가 3회

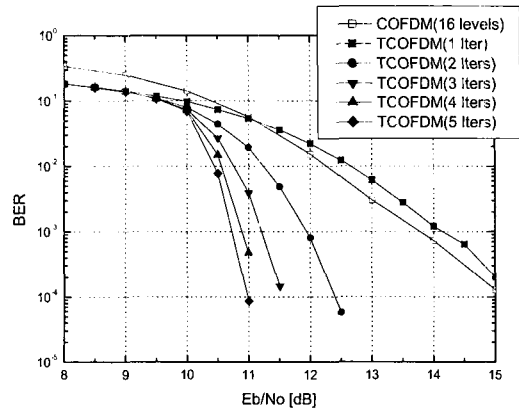


그림 10. MSC 전송모드 I : 레일레이 페이딩 채널

이상일 경우에는 그 이득이 점차 줄어들고 있음도 알 수 있으며 FIC 채널에 비해 매우 큰 성능 향상을 볼 수 있다. 이는 프레임 길이의 증가에 기인한다.

## VI. 결 론

Eureka 147 DAB 방송 시스템은 이동체 수신기에 CD 품질과 같은 고품질의 오디오 서비스 및 고속 데이터 서비스를 제공할 목적으로 개발되었다. 고품질의 디지털 오디오 방송을 위하여 Eureka 147 DAB 시스템은 채널 부호화 방법으로 COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 을 채택하고 있다. DAB 방송의 궁극적인 목적인 이동체 수신기에 CD 품질과 같은 고품질의 오디오 서비스 및 데이터 서비스 제공을 생각할 때 기존의 채널 부호화 방법보다 우수한 성능의 부호화 기법의 제안은 필수적이라 생각 하에 본 연구에서는 콘볼루션 부호화된 OFDM(COFDM)을 사용하는 기존의 Eureka 147 DAB 시스템의 음질향상 및 전력효율 향상을 위하여 최근 들어 강력한 오류정정부호로서 주목을 받고 있는 체계적인 콘볼루션 부호기 및 반복 복호 알고리즘을 이용한 병렬 연쇄 콘볼루션 부호인 터보부호를 기존 시스템과 양립하게 적용한 터보 부호화된 OFDM(TCOFDM) DAB 시스템 모델을 제안하였다.

제안된 TCOFDM DAB 시스템의 성능 평가 방법으로 DAB 전송 프레임 구조 중 FIC와 MSC 채널에 대해서 단일 주파수 망 방송시스템 구축에 용이

한 전송모드 I에 대해서 그 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 분석한 결과 FIC 채널의 경우, 주파수 선택적 라이시안 페이딩 채널의 경우 약 1 dB, 주파수 선택적 레일레이 페이딩 채널의 경우 약 1.4 dB의 성능 향상이 있음을 알 수 있었다. MSC 채널의 경우, 주파수 선택적 라이시안 페이딩 채널에서 약 1.4 dB의 성능 향상을 보였으며, 주파수 선택적 레일레이 페이딩 채널의 경우 가장 큰 약 2.6 dB의 성능 향상이 있음을 알 수 있었다.

제안된 시스템은 원하는 에러성능을 얻기 위하여 송신단에서 송신 전력을 줄이거나 기존 시스템과 동일한 송신 전력에서 에러 성능을 향상시킬 수 있는 반면 터보 부호를 사용함으로써 표준 시스템에 비해 처리 지연, 복잡도 증가, 전원 수명 단축이 예상되나 터보 부호가 IMT-2000의 표준 채널 부호화 방법으로 권고되고 있음을 고려할 때 그리 큰 문제가 되지 않으리라 예상된다.

참 고 문 헌

[1] *European Telecommunication Standard: "Radio Broadcasting Systems : Digital Audio Broadcasting(DAB) to mobile, portable and fixed receivers"*, pr ETS 300 401, Nov. 1994.  
 [2] K. Taura, et al., "A Digital Audio Broadcasting (DAB) Receiver", *IEEE Trans. on Consumer Elec.*, vol. 42, no. 3, pp. 322-327, Aug. 1996.  
 [3] M. Alard and R. Lassalle, "Principles of Modulation and Channel Coding for Digital Broad-

casting for Mobile Receivers", *EBU Tech. Rev.* no. 224, pp. 168-190, Aug. 1987.  
 [4] W. Y. Zou and Y. Wu, "COFDM : An Overview", *IEEE Trans. Broadcasting*, vol. 41, no. 1, pp. 1-7, Mar. 1995.  
 [5] Y. Huang, C. Sheu and C. Huang, "Joint Synchronization in Eureka 147 DAB System Based on Abrupt Phase Change Detection", *IEEE JSAC*, vol. 17, no. 10, pp. 1770-1780, Oct. 1999.  
 [6] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shannon Limit Error Correcting Coding and Decoding: Turbo Codes", *IEEE Proc. ICC '93*, Geneva, Switzerland, pp. 1064-1070, May 1993.  
 [7] C. Berrou and A. Glavieux, "Near Optimum Error Correcting Coding and Decoding: Turbo Codes", *IEEE Trans. Comm.*, vol. 44, no. 10, pp. 1261-71, Oct. 1996.  
 [8] D. Divsalar and F. Pollara, "On the Design of Turbo Codes", *TDA Progress Report*, 42-123, Nov. 1995.  
 [9] *ETSI*, Digital Broadcasting Systems for Television, Sound and Data Services; Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Terrestrial Television. DRAFT pr ETS 300 744, Mar. 1996.  
 [10] M. C. Reed and H. Asenstorfer, "A Novel Variance Estimator for Turbo-Code Decoding", *Telstra Australia under Contract*, no. 700136.

김 한 중



1986년 2월: 한양대학교 전자공학과 (공학사)  
 1988년 8월: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)  
 1994년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학박사)  
 1994년 9월 ~ 현재: 한국기술교육대학교 정보기술공학부 부교수

[주 관심분야] 통신시스템, 이동통신, 방송통신