

위성 DMB 시스템 성능 분석 및 보호비 설정

Performance Evaluation and Protection Ratio Setting of Satellite DMB System

송 영 준 · 안 도 섭* · 오 우 진

Young-Joon Song · Do-Seob Ahn* · Woo-Jin Oh

요 약

본 논문에서는 2,630~2,655 MHz(25 MHz) 대역을 사용하며, CDM/QPSK 전송 방식에 기초한 위성 DMB system E의 시스템 파라미터 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 분석한다. 또한 이에 기초하여 동일한 주파수 대역을 사용하는 무선 CATV의 간섭 신호로부터 위성 DMB 시스템의 성능을 보장하기 위한 보호비 분석 및 설정 값을 제안한다. 위성 DMB와 동일한 주파수 대역을 사용하는 무선 CATV의 간섭 수신신호와의 보호비는 AWGN 채널에서 -16.3 dB, Rician Fading(Channel model A) 채널의 경우 -11.3 dB가 보장되어야 함을 확인하였다. 이러한 연구 결과는 현재 진행중인 위성 DMB 시스템의 상용화에 중요한 기초 자료로 사용되어질 수 있을 것이다.

Abstract

In this paper we analyze the satellite DMB system E using CDM/QPSK transmission system in 2,630~2,655 MHz(25 MHz) bandwidth by computer simulation. Based on this result, we propose the protection ratio analysis and values to guarantee the performance of the satellite DMB system E from the interference of CATV using the same spectrum. As a result, we confirmed that the protection ratio between DMB and wireless CATV should be guaranteed -16.3 dB in AWGN channel and -11.3 dB in Rician Fading(Channel model A) channel. These research results can be important fundamental material for the commercialization of satellite DMB system.

Key words · CDM/QPSK, DMB, Wireless CATV, Protection Ratio

I. 서 론

국내외에서는 방송, 통신 및 컴퓨터를 결합하는 멀티미디어 방송의 디지털화가 진행 중이다. DAB(Digital Audio Broadcasting)로 불리는 디지털 라디오 방송에 관한 논의는 WARC-79의 결정으로 위성 DAB에 대한 기술적 검토가 시작되었다^[1]. 이러한 DAB에 멀티미디어 서비스까지 가능한 기능이 추가되면서 현재 DAB는 DMB(Digital Multimedia Broad-

casting)라고 불린다. 이러한 위성 DMB(Digital Multimedia Broadcasting)는 CD 수준의 음질과 데이터 또는 영상 서비스 등이 가능하고, 주로 이동체 단말기(차량단말기, 이동전화형 단말기, PDA 등)에 서비스를 제공하는 디지털방식의 멀티미디어 방송이다. 국제전기통신연합(ITU-R/International Telecommunication Union-Radio)의 주파수 분배에 따르면 2,535~2,655 MHz(120 MHz) 대역이 한국, 일본, 중국을 포함한 9개 국가에 방송위성용과 고정·이동용으로 분배되

「본 연구는 한국전자통신연구원의 연구비 지원으로 수행되었음」

금오공과대학교 전자공학부(Dept of Electronic Engineering, Kum-Oh Nat'l Institute of Tech.)

*한국전자통신연구원(Electronics and Telecommunications Research Institute)

· 논문 번호 : 20040525-072

· 수정완료일자 2004년 7월 26일

었고, 이중 ITU의 RESOLUTION 528에 따라 상위 25 MHz(2,630~2,655 MHz)는 위성 DMB 대역으로 사용하도록 하였고, 또한 정보통신부는 2,535~2,655 MHz(120 MHz)를 무선 CATV 전송용 주파수로 지정(1997년 4월) 하였다. DMB 시스템의 세계적 동향에서 유럽과 미국의 World Space사는 L 밴드 대역(1,452~1,492 MHz)에서 서비스를 실시하며, 미국의 World Space사는 FDMA/TDMA 방식을 혼용한 디지털 방식이며, 유럽은 OFDM 방식을, 일본은 S 밴드 대역(2,630~2,655 MHz)에서 서비스를 실시하며, CDM 방식에 기반한다^{[2],[3]}. 그 외에도 미국의 XM Radio사와 Sirius사는 S 밴드 대역(각각 2,332.5~2,345 MHz, 2,320~2,332.5 MHz)에서 서비스를 하고 있다^{[4],[5]}. 국내에선 SK텔레콤이 일본 MBCO사와 위성공동 소유계약 체결을 2003년 9월 25일 맺어 위성을 공동 사용, 위성 DMB 법인에 대한 교차 투자, 특히 무료 사용은 물론 마케팅 및 기술 공동개발, 해외사업의 공동 진출 등에서 지속적으로 협력해 나가기로 하였으며, 국내 장비제조업체, 방송사, 자동차 제조사, PP(Program Provider), 유통사, 통신업체 등 위성 DMB 관련업체와 컨소시엄 구성을 완료하여 2004년 5월 시범 서비스에 맞춰 상용 제품을 출시할 계획이나^[6], 현재 일정이 지연되고 있다.

위성 DMB 시스템 E와 2,630~2,655 MHz(25 MHz)의 동일한 대역을 무선 CATV로부터의 간섭 신호에 의한 위성 DMB 시스템을 보호하기 위한 연구는 매우 중요하지만 아직까지 구체적으로 진행된 것이 없다. 다만, 일본에서 수행한 ISDB-T(Integrated Service Digital Broadcasting-Terrestrial)와 NTSC(National Television System Committee) 보호비 설정에 있어서 16개 제조회사의 TV 수상기 각각의 보호비를 구한 후 평균을 취한 것이 있다^[7]. 하지만, 이러한 방법은 프로토타입의 하드웨어 장비를 직접 이용한 측정 결과를 통하여 보호비를 설정하였다. 이러한 방법은 실제 장비를 이용하여 측정하므로 높은 신뢰도의 보호비를 얻을 수 있으나, 시간적, 물리적으로 많은 비용이 요구되는 단점이 있다. 이와 같은 문제점을 해결하기 위하여 본 논문에서는 먼저 CDM/QPSK 전송 방식에 기초한 위성 DMB system E의 시스템 파라미터 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 분석한다. 그리고 이 결과에 기초하여 동일한 주파수 대역

을 사용하는 무선 CATV의 간섭 신호로부터 위성 DMB 시스템의 성능을 보장하기 위한 보호비 분석 및 설정 값을 제안한다. 제 2장에서는 본 연구의 구현 모델인 System E의 규격을 분석, 설명하고 제 3장에서는 위성 DMB 시스템 파라미터를 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 성능 분석한다. 또한 동일 대역의 주파수를 사용하는 무선 CATV와의 주파수 간섭을 고려한 성능 분석도 진행한다. 이러한 결과에 기초하여 보호비 설정 방법 및 주파수의 효율적 운용에 필요한 자료를 제시한다. 그리고 제 4장에서는 제 3장의 결과를 토대로 본 연구의 결론을 내린다.

II. System E 규격 분석

방송 위성 서비스(BSS) 시스템은 지구국에서 위성으로 보내는 상향 링크, 방송 위성, 두 가지 형태의 지상 갭 필러(gap-filler), 그리고 휴대용, 고정용, 이동체에 수신할 수 있는 수신기로 구성되어 있다^[2]. 위성을 통하여 제공되어질 DMB 서비스는 지구국에서 14 GHz 대역을 사용하여 정지 위성 서비스(FSS, Fixed-Satellite Service)의 상향 링크를 통하여 방송 위성으로 전달된다. 이때 그 신호는 위성에서 다시 14 GHz 대역에서 2.6 GHz 대역으로 변조되고, 2.6 GHz 대역의 신호는 위성 응답기를 사용하여 확대, 증폭된 후 서비스 지역으로 방송된다. 이 시스템에서는 전송 신호가 감쇄하고, 차단되는 경우를 대비해 작은 물체에 의해 발생하는 신호의 감쇄 현상과 차단을 해결하기 위한 수신측에 bit-wise de-interleaver를 해주는 것과 시스템 설계에 위성에서 수신한 신호를 재전송하여 대형 빌딩이나 커다란 건축물 등에 의한 음영 지역에서의 전송률 저하를 보완하기 위한 갭 필러를 포함하는 방법을 사용한다^[2]. 이러한 위성 DMB 시스템 중에서 국내에서 고려중인 시스템 E는 CDM 방식에 기초한 다중 경로의 신호 왜곡을 효율적으로 극복할 수 있는 기술이다^{[8],[9]}. 우선 Pay load data는 RS 부호화 된다. 이러한 RS 부호는 다음 식에 의해서 생성이 되는데 기본 RS(255,235) 부호에 기반한다.

$$g(x) = (x + \lambda^0)(x + \lambda^1)(x + \lambda^2) \dots (x + \lambda^{15}), \lambda = a^2$$

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

식 (1)은 RS(255,239) 부호를 생성하기 위한 생성 다항식과 유한체 GF(256)을 구성하는 원시 다항식이다. 따라서 이 RS 부호는 8개의 심벌 오류를 정정할 수 있다^{[10],[11]}. 여기서 한 개의 심벌은 1 byte로 구성된다. 이 RS(255,239) 부호에 51개의 leading byte를 0으로 정하여 부호화한 후 다시 51개의 부호화된 심벌을 제거하여 원하는 RS(204,188)을 얻는다. 그리고 연결 심벌 오류를 랜덤 심벌 오류로 변환하기 위하여 Byte interleaver를 거친다. 또한 랜덤 오류 정정 능력이 우수한 Convolutional 부호를 이용하여 부호화한 후 채널의 연결 오류를 랜덤 오류로 변환시킬 수 있는 Bit interleaver 과정을 거친다. 그리고 이러한 Payload data들을 안전하게 전송하기 위한 컨트롤 데이터는 RS(96,80) 부호기를 거친 후 Byte interleaver를 거치고 Convolutional 부호화되어 Pilot 채널로 전송된다. Pilot 채널은 동기 복조에 사용되며 매우 중요한 제어 정보를 전송하고 프레임 동기에도 사용된다. CDM에 의한 방법으로 다양한 채널의 신호는 효율적으로 채널 구분되어 확산되고 전송된다. 효율적인 신호 전송을 위하여 Roll-off factor가 0.22인 square-root raised cosine filter를 통과하여 QPSK 신호로 전송된다. 복조방법은 송신에 역순으로 이루어지며 오디오 신호와 데이터 신호를 분리하여 수신할 수 있다^[2].

III. 성능 분석

3-1 QPSK 송수신기 및 AWGN 채널

3-1-1 이론

그림 1은 회로에서 CDM 및 QPSK 맵핑 과정을 보여주고 있다. (i)번째 Data stream에 Walsh 부호와 PN 부호를 modulo 2 연산해 주고 I 채널에 $\cos(\theta_n + \omega_c t)$, Q채널에 $\sin(\theta_n + \omega_c t)$ 를 곱한다. 여러 방송 채널에서 맵핑된 신호들은 멀티플렉싱 되어 안테나를 통해 송출되는 과정을 보여주고 있다^[2].

심벌 에너지는 E_s , 심벌 지속시간은 T 로 나타내고, $s(t)$ 는 다음과 같다.

$$s(t) = \sum_{i=1}^N s_i(t) \quad (2)$$

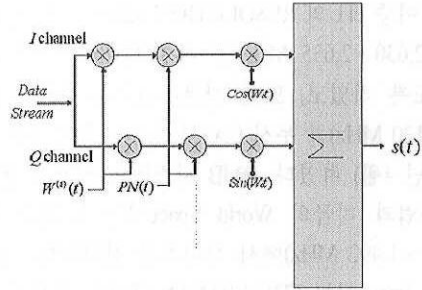


그림 1. CDM 및 QPSK 맵핑 블록도
Fig. 1. Block diagram of CDM and QPSK mapping.

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_s^{(i)}}{T}} W^{(i)}(t)PN(t) \cos(\omega_c t - \theta_n^{(i)}) \quad (3)$$

여기서

$$\theta_n^{(i)} = \left\{ \pm \frac{\pi}{4}, \pm \frac{3\pi}{4} \right\}: i\text{번째 데이터 스트림의 } n\text{번째}$$

심벌 위상

$E_s^{(i)}$: i번째 데이터 스트림의 심벌 에너지

T : 심벌 시간 간격

$W^{(i)}(t)$: i번째 walsh 부호

$PN(t)$: PN 부호

또한 $s_i(t)$ 는 식 (4)와 같다.

$$\begin{aligned} s_i(t) &= \sqrt{\frac{2E_s^{(i)}}{T}} W^{(i)}(t)PN(t) \{ \cos \theta_n^{(i)} \cos \omega_c t + \sin \theta_n^{(i)} \sin \omega_c t \} \\ &= \sqrt{\frac{E_s^{(i)}}{T}} W^{(i)}(t)PN(t) \{ a_n^{(i)} \cos \omega_c t + b_n^{(i)} \sin \omega_c t \} \quad (4) \end{aligned}$$

여기서

$$a_n^{(i)} = \sqrt{2} \cos \theta_n^{(i)}, \quad b_n^{(i)} = \sqrt{2} \sin \theta_n^{(i)}, \quad a_n^{(i)}, \quad b_n^{(i)} = \{\pm 1\}$$

따라서 $s(t)$ 는 다음 식으로 표현된다.

$$s(t) = \sum_{i=1}^N \left[\begin{aligned} &\left\{ \sqrt{\frac{E_s^{(i)}}{T}} W^{(i)}(t)PN(t)a_n^{(i)} \right\} \cos \omega_c t \\ &+ \left\{ \sqrt{\frac{E_s^{(i)}}{T}} W^{(i)}(t)PN(t)b_n^{(i)} \right\} \sin \omega_c t \end{aligned} \right] \quad (5)$$

전송신호가 $s(t)$ AWGN 채널을 통과하여 수신된 신호 $r(t)$ 는 식 (6)과 같다.

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{i=1}^N \left\{ \sqrt{\frac{E_s^{(i)}}{T}} W^{(i)}(t)a_n^{(i)} \right\} PN(t) \cos \omega_c t + \eta_I(t) \\ &+ \sum_{i=1}^N \left\{ \sqrt{\frac{E_s^{(i)}}{T}} W^{(i)}(t)b_n^{(i)} \right\} PN(t) \sin \omega_c t + \eta_Q(t) \\ &= r_I(t) + r_Q(t) \quad (6) \end{aligned}$$

이러한 수신신호는 QPSK 동기 복조된다.

3-1-2 시뮬레이션

AWGN이 부가된 QPSK 채널에서 source 부호화 과정과 채널 부호화 과정을 거친 데이터의 E_b/N_t 에 대한 BER의 특성은 그림 2에서 보여주는 바와 같다. 여기서 E_b 는 비트 당 에너지이고 N_t 는 전체 잡음 전력 밀도이다. 채널부호화된 경우 SNR이 4 dB나 5 dB 이상에서는 10^{-6} 이하의 매우 낮은 BER 특성을 갖는다. 그리고 BER = 10^{-4} 에서는 5.5 dB의 코딩 이득을 갖는다. 이는 연접 에러 정정에 강한 RS 부호 및 랜덤 에러에 강점을 보이는 convolutional 부호 및 interleaver에 의한 이득이라고 할 수 있다. 그리고 RS 부호를 제외한 Convolutional 부호화 과정까지 거친 데이터와 RS 부호와 Convolutional 부호를 포함한 부호화의 결과를 비교해 보면 약 2.5 dB 이하에서는 RS 부호를 사용하지 않은 Convolutional 부호화 과정만 거친 데이터의 성능이 더 좋음을 확인할 수 있지만, 그 이상의 dB부터는 RS 부호화 과정을 포함한 성능 곡선이 더 향상된 성능을 보임을 알 수 있다. 동일한 BER = 10^{-4} 에서 RS 부호화를 거친 성능곡선이 약 1 dB의 향상된 성능을 보임을 알 수 있다. 위의 시뮬레이션 결과를 토대로 AWGN 채널에서의 무선 CATV와의 보호비를 분석한다. 우선 무선 CATV의 간섭수신전력을 I_{CATV} 라 하자. 그리고 무선 CATV 외의 수신잡음전력을 $I_{ot} = kI_{CATV}$ 라 둔다. 그리고 대역폭 $W = 25\text{ MHz}$, 전송률 $R_b = 256 \times \frac{1}{2} \times \frac{188}{204}\text{ Kbps}$ 가 된다. 그러면 $\frac{E_b}{N_t}$ 는 다음과 같다.

$$\frac{E_b}{N_t} = \frac{\frac{S}{R_b}}{\frac{I_{CATV} + I_{ot}}{W}} = \frac{S}{I_{CATV}(1+k)} \cdot \frac{W}{R_b} \quad (7)$$

DMB 시스템 E에서 요구되는 Target BER은 Viterbi decoder를 통과한 후에 2×10^{-4} 이다^[2]. 이 값은 그림 2의 성능분석 곡선을 참조하여 보면, RS+Convolutional decoder를 통과한 후에는 10^{-5} 보다 작아짐을 확인할 수 있다. 그래서 본 논문에서는 Target BER을 10^{-6} 으로 정한다.

그림 2의 성능곡선을 분석해 보면, SNR이 대략 4 dB일 때 10^{-6} 이하의 BER의 성능을 예측할 수 있

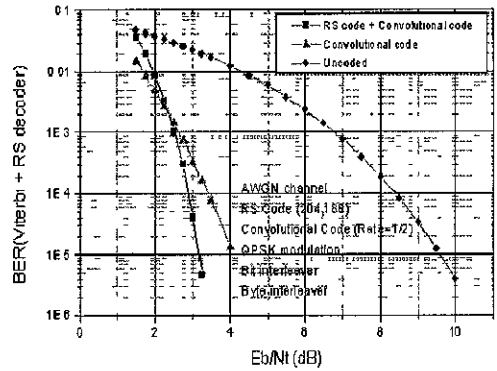


그림 2. AWGN 채널에서의 성능
Fig 2 Performance over AWGN channel.

으므로, 시스템 마진을 3 dB로 한 경우, 약 7 dB(=4 dB+3 dB(시스템 마진)) 이상의 $\frac{E_b}{N_t}$ 가 요구된다.

$$7\text{dB} < 10 \cdot \log\left(\frac{S}{I_{CATV}(1+k)}\right) + 23.3\text{ dB}$$

$$10 \cdot \log\left(\frac{S}{I_{CATV}(1+k)}\right) > -16.3\text{ dB}$$

$$42.6 \times S > I_{CATV}(1+k) \quad (8)$$

보호비(Protection Ratio)를 다음과 같이 정의한다.

$$\text{보호비} = 10 \times \log\left(\frac{D}{U}\right) \quad [\text{dB}] \quad (9)$$

여기서

- D: 원하는 신호의 전력
- U: 원치 않는 간섭 신호의 전력

예를 들어, 무선 CATV와의 기타 간섭신호의 전력이 무선 CATV의 신호전력보다 무시할 수 있을 정도로 작다($k \ll 1$)고 하자, 그러면 $S > \frac{I_{CATV}}{42.6}$ 이 된다. 즉, AWGN 채널에서 위성 DMB와 동일한 주파수 대역을 사용하는 무선 CATV의 간섭신호와의 보호비는 $\frac{S}{I_{CATV}} > \left[\frac{1}{42.6} = -16.3\text{ dB}\right]$ 가 보장되어야 함을 의미한다.

3-2 Fading 채널

3-2-1 이론

다음은 신호의 시간지연과 감쇄현상을 고려한 Fading 환경에서의 시스템의 성능을 분석한다. 위성

채널은 Rician Fading Channel로 모델링 된다. Rician Fading Channel을 구현하기 위한 알고리즘은 다음과 같다. 우선 다음과 같이 수신 신호를 정의한다^[12].

$$r(t) = \sqrt{P_0}s(t) + \sqrt{P_1}g_1(t)s(t) + \sum_{i=2}^M \sqrt{P_i}g_i(t)s(t - \tau_i) + n(t) \quad (10)$$

위의 식에서 보는 바와 같이 위성 신호 환경에서 $s(t)$ 는 직접 수신 신호 성분과 다중 경로에 의해서 수신되는 2가지 경우로 나누어 볼 수 있고 두 경로에 수신 이득은 표 1과 같다. 위성 환경에서는 일반 이동통신 환경과 비교해 봤을 때 수신 환경이 좋은 관계로 Direct 경로를 통해 강한 신호를 받는 경우가 많다.

식 (10)을 보면 Rician Fading 신호 성분 중에서 직접 수신된 신호를 제외한 다중 경로를 통하여 수신된 M 개의 각기 다른 시간 지연 τ_i 와 독립적인 Rayleigh Fading을 겪은 신호들의 합으로 구해진다. Rayleigh Fading을 겪은 신호는 $g_i(t)$ 를 송신신호에 곱하여 구할 수 있다. 따라서 식 (10)에서 직접 수신 신호 성분과 다중경로를 통한 각기 독립적인 시간

표 1. 위성 환경에서의 Rician factors
Table 1 Rician factors for satellite environment.

Rician factor K(dB)	Direct path component(P_0)	Multipath component(P_1)
10	1.0	0.1
7	0.5	0.1
3	0.2	0.1
$-\infty$	0.0	0.1

지연과 독립적인 Rayleigh Fading을 겪은 M 개의 수신 신호를 합한 후 AWGN 잡음을 더하여 위성 환경에서의 Rician Fading 수신 신호를 구현할 수 있다^[13]. 본 시뮬레이션에서는 channel model A를 사용하였고 Relative tap delay value는 interpolation을 사용하여 필요한 delay value에 대한 parameter 값을 구하여 사용하였다. 또한 확산 지연이 50 %인 채널 모델 B를 사용하여 확산 지연이 10 %인 채널 모델 A와의 성능 차이를 비교 분석하였다. Rician Fading을 모델링 하면 그림 3과 같이 나타낼 수 있다^{[12],[13]}.

표 2 채널 모델 A(10 % 지연 확산 값)
Table 2. Channel model A(10 % delay spread values).

Tap number	Relative tap delay value (nsec)	Tap amplitude distribution	Parameter of amplitude distribution	Average amplitude with respect to free space propagation	Rice factor (dB)	Doppler spectrum
1	0	LOS:RICE NLOS RAYLEIGH	$10 \log_e$ $10 \log P_m$	0.0 -7.3	10 -	RICE CLASSIC
2	100	RAYLEIGH	$10 \log P_m$	-23.6	-	CLASSIC
3	180	RAYLEIGH	$10 \log P_m$	-28.1	-	CLASSIC

표 3. 채널 모델 B(50 % 지연 확산 값)
Table 3. Channel model B(50 % delay spread values).

Tap number	Relative tap delay value (nsec)	Tap amplitude distribution	Parameter of amplitude distribution	Average amplitude with respect to free space propagation	Rice factor (dB)	Doppler spectrum
1	0	LOS:RICE NLOS: RAYLEIGH	$10 \log_e$ $10 \log P_m$	0.0 -9.5	7 -	RICE CLASSIC
2	100	RAYLEIGH	$10 \log P_m$	-24.1	-	CLASSIC
3	250	RAYLEIGH	$10 \log P_m$	-25.1	-	CLASSIC

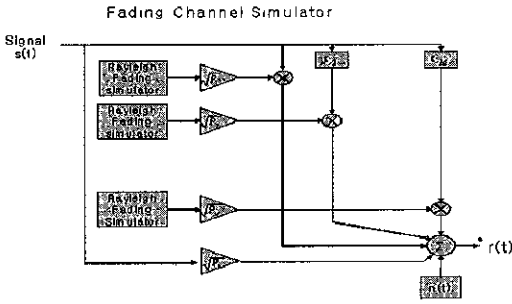


그림 3. Fading channel 시뮬레이터
Fig 3. Fading channel simulator.

3-2-2 시뮬레이션

그림 4는 채널 수가 30인 경우 SNR에 대한 BER 성능을 분석한 시뮬레이션 결과이다. Rician Fading과 AWGN이 부가되었고, Rician Fading은 channel model A^[12]를 사용하였다. 그리고 Rician Fading이 부가된 데이터의 수신을 위한 Rake receiver도 구현했다. 위의 그래프에서 채널수는 30 채널이고 pilot channel을 포함한 채널수이다. 그리고 Convolutional code rate는 1/2이다. Bit interleaver의 delay 상수는 109와 218을 사용하였고, vehicular velocity는 3 km, 30 km, 120 km를 사용하여 성능을 비교하였다. 먼저 Bit interleaver의 delay 상수가 109이고 30 채널의 경우 vehicular velocity가 3 km와 120 km인 경우를 비교하면, 동일한 10⁻⁵의 BER의 성능을 나타내는데 120 km인 경우 약 7.8 dB, 3 km에서는 8.3 dB의 SNR의 성능을 보인다. 120 km가 3 km인 경우보다 0.5 dB 성능이 향상되었음을 알 수 있다. 일반적으로 차량 이동 속도가 느린 경우가 빠른 경우보다 낮은 diversity 이득을 가짐으로 성능이 열화된다. 하지만, bit interleaver의 delay가 109인 인터리버에 의한 다이버시티 효과가 차량 속도가 120 km인 경우보다 다이버시티 효과를 별로 가지지 못한 차량 속도 3 km인 경우에 좀 더 많은 효과가 있게 된다. 이러한 이유로 인하여 두 경우에는 단지 0.5 dB의 성능 차이를 보이게 된다. 그리고 bit interleaver의 delay 상수가 218이고 30 채널, vehicular velocity가 3 km와 120 km인 경우를 비교하면, 두 경우가 거의 동일한 성능을 나타냄을 알 수 있다. 이는 bit interleaver의 delay 상수가 증가할수록 이러한 인터리버에 의한 다이버시

티 효과가 점점 증가하여 차량 이동 속도에 의한 성능 차이는 매우 작아짐을 알 수 있다.

Bit interleaver의 delay 상수 109, 218인 경우를 vehicular velocity가 3 km인 경우에서 비교하면, 동일한 10⁻⁵의 BER의 성능을 나타내는데 bit interleaver의 delay 상수가 109인 경우는 8.3 dB, delay 상수가 218인 경우는 8.1 dB의 SNR의 성능을 보인다. 이는 delay 상수가 218인 경우가 109인 경우보다 약 0.2 dB의 우수한 성능을 가짐을 알 수 있다. 위의 시뮬레이션 결과를 토대로 Rician Fading(Channel model A, LOS : RICE, NLOS : Rayleigh)의 Convolutional code rate=1/2, 채널수 30 채널, vehicular velocity=3 km, bit interleaver delay가 109에서의 무선 CATV와의 보호비를 분석해 보면 다음과 같다. 시스템을 마진을 3 dB로 하고, SNR이 대략 9 dB일 때 10⁻⁶의 BER의 성능을 예측할 수 있으므로, 약 12 dB(=9 dB + 3 dB(시스템 마진)) 이상의 $\frac{E_b}{N_t}$ 가 요구된다. 이 경우 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
 12dB &< 10 \cdot \log\left(\frac{S}{I_{CATV}(1+k)}\right) + 23.3dB \\
 10 \cdot \log\left(\frac{S}{I_{CATV}(1+k)}\right) &> -11.3dB \\
 \log\left(\frac{S}{I_{CATV}(1+k)}\right) &> -1.13dB \\
 \frac{S}{I_{CATV}(1+k)} &> 10^{-1.13} \\
 10^{1.13} \times S &> I_{CATV}(1+k) \\
 13.48962883 \times S &> I_{CATV}(1+k) \quad (11)
 \end{aligned}$$

여기서 무선 CATV 외의 기타 간섭신호의 전력이 무선 CATV의 신호전력보다 무시할 수 있을 정도로 작다(k<<1)고 하면, $S > \frac{I_{CATV}}{13.49}$ 가 된다. 즉, Rician Fading(Channel model A)의 Convolutional code rate=1/2에서 위성 DMB와 동일한 주파수 대역을 사용하는 무선 CATV의 간섭 수신신호와의 보호비는 $\frac{S}{I_{CATV}} > \left[\frac{1}{13.49} = -11.3 dB\right]$ 가 보장되어야 한다.

그림 5는 채널 모델 A와 B의 성능을 비교하기 위한 시뮬레이션 결과이며, 채널 모델 A, B에는 대략 2.5 dB의 성능 차이가 있음을 알 수 있다. 이는 지연 확산 차이에 의한 성능 변화이다. 따라서 채널 모델

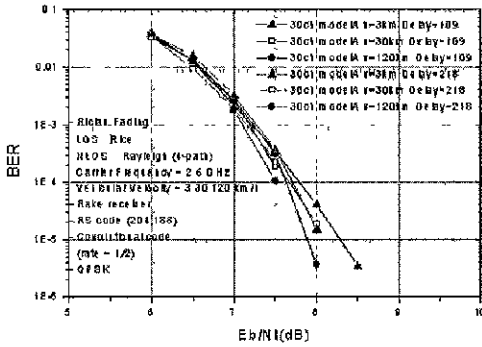


그림 4 Rician Fading 채널에서의 성능(채널 모델 A)
Fig. 4. Performance over Rician Fading channel(channel model A).

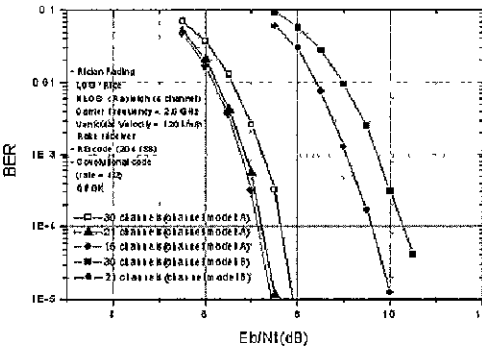


그림 5. Rician Fading 채널 A, B의 성능 비교
Fig 5 Performance comparison of Rician Fading channel model A and B

B에서의 보호비는 채널 모델 A에서 구한 보호비에 2.5 dB의 추가적인 보호비가 설정하여 구할 수 있다.

IV. 결 론

시뮬레이션 결과를 종합해 보면 위성 DMB System E는 AWGN 채널에서는 SNR이 약 4 dB, Rician Fading(channel model A)에서는 약 10 dB 이상에서 대략 10^{-6} 이하의 BER 성능을 가진다고 볼 수 있다. 그리고 시스템 마진을 3 dB로 하고, 무선 CATV 외의 다른 잡음의 신호전력이 무선 CATV의 신호전력보다 무시할 수 있을 만큼 작다고 한다면, AWGN 채널에서는 위성 DMB와 동일한 주파수 대역을 사용하는 무선 CATV의 간섭 수신신호와의 보호비는 -16.3 dB, Rician Fading(Channel model A) 채널의 경

우 -11.3 dB가 보장되어야 한다. 또한 확산 지원이 좀 더 큰 채널 모델 B인 경우는 채널 모델 A보다 대략 2.5 dB의 높은 보호비가 추가적으로 설정되어야 함을 알 수 있었다. 이러한 성능분석 및 보호비 설정 연구 결과는 위성 DMB 시스템의 상용화에 좋은 기초자료가 될 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

- [1] 이광직, "DAB의 기술적 특성 및 정책 방향", 방송연구, pp. 165-194, 2000년 겨울호.
- [2] Recommendation ITU-R BO.1130-4, *Systems for Digital Satellite Broadcasting to Vehicular, Portable and Fixed Receivers in the Bands Allocated to BSS (sound) in the Frequency Range 1400-2700MHz* ITU-R, 2003.
- [3] www.worldspace.com
- [4] www.xmradio.com
- [5] ww.siriusradio.com
- [6] 임종태 (SK Telecomm.), "위성 DMB 사업 추진방안", DMB 기술지원 센터 건립을 위한 심포지움, 구미 중소기업 협의회, 2003년 11월.
- [7] ITU-R Document 6E/4-E, "Protection ratio experiments and results for ISDB-T", 2000.
- [8] Bernard Sklar, *Digital Communications Fundamentals and Applications*, Prentice Hall, 2001.
- [9] Marvin K. Simon, et al., *Spread Spectrum Communications Handbook*, McGraw Hill, 1994.
- [10] Stephen B. Wicker, *Error Control Systems for Digital Communication and Storage*, Prentice Hall, 1995.
- [11] Shu Lin, Daniel J. Costello, *Error Control Coding. Fundamentals and Applications*, Prentice Hall, 1983.
- [12] Draft New Recommendation ITU-R M.[1225], *Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000/FPLMITS*, ITU-R, 1996.
- [13] Theodore S. Rappaport, *Wireless Communication*, Prentice Hall, 2002.

송 영 준



1987년 2월: 한양대학교 전자통신공학과 (공학사)
1994년 2월: 한양대학교 전자통신공학과 (공학석사)
1999년 2월: 한양대학교 전자통신공학과 (공학박사)
1987년 1월~1988년 7월: (주)삼성

전자 사원

1988년 7월~1992년 4월: (주)LG전자 주임연구원
1994년 10월~2002년 2월: (주)LG전자 책임연구원
2000년 10월~2001년 10월: 미국 샌디에고 LGInfocomm. 주재원
2002년 3월~현재: 금오공과대학교 전자공학부 조교수
[주 관심분야] 디지털방송시스템, 이동통신시스템, 현대인 터넷, 부호이론

오 우 진

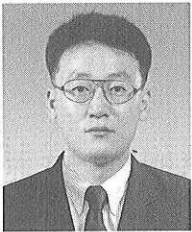


1989년: 한양대학교 전자공학과 (공학사)
1991년: KAIST 전기 및 전자공학과 (공학석사)
1996년: KAIST 전기 및 전자공학과 (공학박사)
1996년 2월~1998년 7월: SK Tele-

com 선임연구원

1998년 8월~현재: 금오공과대학교 전자공학부 조교수 및 ETRI 초빙연구원
[주 관심분야] 무선모뎀 설계 및 구현, UWB

안 도 섭



1988년: 경북대학교 전자공학과 (공학사)
1990년: 경북대학교 전자공학과 (공학석사)
1990년~현재: 한국전자통신연구원 책임연구원 (디지털방송연구단 통신위성연구그룹 광대역무선전송

연구팀 팀장)

[주 관심분야] 디지털방송시스템, 위성통신시스템