

L/Ka-band 육상 이동위성통신 채널에서 Trellis coded 8PSK 시스템의 성능

Performance of Trellis coded 8PSK System in L/Ka-band Land Mobile Satellite Channel

이동훈* · 서종수**

Dong-Hoon Lee* · Jong-Soo Seo**

요 약

본 논문은 육상 이동통신 서비스를 위한 L-band 위성통신 시스템과 Ka-band 멀티미디어 위성통신 시스템의 전송 채널을 모델링하고 전력 및 대역 효율적인 디지털 전송 방식으로 Trellis 부호화된 8PSK를 제안하고 그 성능을 분석하였다. 특히, 다중경로 페이딩에 의한 TC-8PSK의 수신 BER 성능 열화를 보상하기 위하여 송수신단에 각각 Block Interleaving과 Deinterleaving을 적용하였으며 채널 등화를 위해 수신단에 Viterbi 등화기를 적용하였고 이에 따른 BER 성능 개선 정도를 분석하였다.

Abstract

In this paper, the transmission channels of L-band and Ka-band multi-media satellite communication systems for the land mobile satellite(LMS) communication service are modeled. Trellis coded(TC) 8PSK is proposed as a power and bandwidth efficient digital transmission scheme for the LMS system, and its error probability performance is analyzed.

Block interleaving and deinterleaving are applied to the transmitter and receiver of LMS system respectively in order to compensate for the BER performance degradation of TC-8PSK caused by multipath fading. Viterbi equalizer is also employed in the receiver for channel equalization, and the corresponding BER performance improvement is analyzed.

I. 서 론

본 논문은 L-band 또는 Ka-band 육상 이동 위성 통신(Land Mobile Satellite) 시스템을 구현하기 위한 전력 및 스펙트럼 효율적인 디지털 전송 방식을 제안하고 그 성능을 분석 연구하고자 한다.

TCM(Trellis coded modulation)은 이동위성통신 채널과 같이 전력과 스펙트럼이 제한된 전송환경에서 채널 부호화와 변조를 하나의 과정으로 수행함으

로써 보다 효율적인 통신이 가능하도록 한다. 즉, TCM은 동일한 대역폭 효율을 갖는 부호화하지 않은 변조방식과 비교하여 대역폭의 확장없이 시스템의 BER(Bit error rate) 성능을 향상시킬 수 있는 전송방식으로 송신측에서는 콘볼루션 부호화, 심볼 간 Euclidean 거리를 최대로 유지하기 위한 set 분할 및 M-ary 변조를 수행하고 수신측에서는 최대 확률론적 추정(Maximum Likelihood Sequence Estimation, MLSE) 기법인 Viterbi 디코더를 이용한 연

「본 논문은 학술진흥재단의 지원을 받아 수행된 연구결과입니다.」

* 대우통신(주) 차세대무선통신연구실(Daewoo Telecom Ltd., Next Generation Wireless Comm. Dept.)

** 연세대학교 공과대학 전기·컴퓨터공학과(School of Electrical & Computer Eng., Yonsei Univ.)

· 논문 번호 : 990419-041

· 수정완료일자 : 1999년 11월 22일

관정을 적용함으로써 부호화 이득을 얻을 수 있다.

육상 이동위성통신 시스템의 전송 채널은 위성과 이동 지구국 특히, 도심지 이동 지구국 간의 다중경로 전파전파에 의한 수신 신호의 왜곡이 대표적이며, 이 때 직접파 성분을 가지는 환경 또는 건물이나 나무 등에 의한 shadowing 환경도 고려해야 한다. 따라서 본 논문에서는 이동 지구국이 50 km/h의 속도로 움직이는 육상 이동위성통신 채널을 모델링하고 L-band와 Ka-band의 반송파를 변조하는 Trellis 부호화된 8PSK의 BER 성능을 분석하고 그 개선 방안을 연구하였다.

II. 육상 이동위성(LMS) 통신 채널

다중 경로 페이딩 채널은 백색 가우시안 랜덤 과정에 기초를 둔 다수의 정현파의 합으로 근사화할 수 있으며 가우시안 랜덤 과정은 다음 식으로 나타낼 수 있다^[3].

$$a(t) = Re \sum_{k=0}^N V_k \exp[j 2\pi(f_c + kf_0)t + j\Phi_k] \quad (1)$$

여기서, V_k 는 정현파의 진폭이고, Φ_k 는 0에서 2π 까지 일정하게 분포된 랜덤 위상각이다. 그리고, N 은 정현파의 개수이고, $(f_c + kf_0)$ 는 정현파의 주파수이며 $k=0 \sim N$ 이다. 또한 f_0 는 $-f_m/N$ 과 f_m/N 사이에 일정하게 분포된 랜덤 변수이고, f_m 은 최대 도플러 천이로서, $f_m = V/\lambda$ 이며, V 는 이동체의 속도이고, λ 는 반송파의 파장이다.

식 (1)은 다시 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$a(t) = Re\{[a_c(t) + ja_s(t)] \exp[j 2\pi f_c t]\} \quad (2.a)$$

여기서,

$$a_c(t) = Re \sum_{k=0}^N V_k \exp[j(2\pi f_c t + \Phi_k)] \quad (2.b)$$

$$a_s(t) = Im \sum_{k=0}^N V_k \exp[j(2\pi f_c t + \Phi_k)] \quad (2.c)$$

Rayleigh 페이딩 채널에서 수신된 신호는 동위상과 직교 위상의 가우시안 랜덤 과정으로 나타낼 수 있으며 수신된 신호의 포락선과 위상은 각각 다음

식으로 나타낼 수 있다.

$$r(t) = \sqrt{a_c^2(t) + a_s^2(t)} \quad (3)$$

$$\phi(t) = \tan^{-1} \left(\frac{a_s(t)}{a_c(t)} \right) \quad (4)$$

직접파 성분이 존재하는 페이딩 채널은 Rician 채널로 모델링할 수 있으며 이것은 Rayleigh 채널에 직접파 성분인 A_c 를 더함으로써 얻을 수 있으며 이때 수신된 신호의 포락선과 위상은 각각 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$r(t) = \sqrt{[A_c + a_c(t)]^2 + a_s^2(t)} \quad (5)$$

$$\phi(t) = \tan^{-1} \left(\frac{a_s(t)}{A_c + a_c(t)} \right) \quad (6)$$

이동체 수신기가 도심지에서 받는 shadowing 현상은 로그 노말 페이딩 채널로 모델링 할 수 있으며 빠른 로그 노말 페이딩은 가우시안 과정을 임의의 위상각을 가진 수십 개의 정현파를 더하여 근사화시켜 사용한다. 따라서 로그 노말 페이딩 과정은 다음 식과 같이 나타낼 수 있다^[11].

$$A(t) = \exp[u + \sqrt{d_0}x_c(t) + j\sqrt{d_0}x_s(t)] \quad (7)$$

여기서, u 는 로그 노말 과정의 평균으로 직접파 성분을 나타내며 d_0 는 로그 노말 shadowing 전력이며, $x_c(t)$ 와 $x_s(t)$ 는 각각 식 (2.b), (2.c)의 $a_c(t)$ 와 $a_s(t)$ 에 상응하는 것으로 가우시안 랜덤 과정이다.

Loo의 육상 이동위성(LMS) 통신 채널 모델은 그림 1과 같이 shadowing 환경에서 직접파 성분이 로그 노말 분포를 갖고, 다중경로 전파전파가 Rayleigh 분포를 갖는 것으로 가정된 것이다. 따라서 LMS 채널에서 수신된 신호는 다음 식과 같이 나타낼 수 있다^[3].

$$a(t) = Re\{[y_c(t) + a_c(t) + j[y_s(t) + a_s(t)]] \exp[j 2\pi f_c t]\} \quad (8)$$

여기서 $a_c(t)$ 와 $a_s(t)$ 는 식 (2)~(4)와 같은 가우시안 랜덤 과정에서 정현파의 진폭 V_k 와 연관된 과정으로 다중경로 신호의 전력은 다음 식과 같다.

$$b_0 = \sum_{k=1}^N \frac{V_k^2}{2} \quad (9)$$

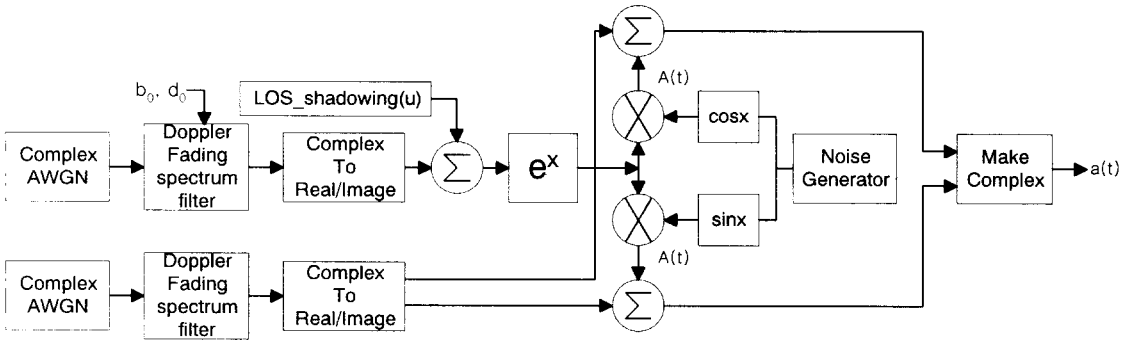


그림 1. 육상 이동위성(LMS) 통신채널 모델
Fig. 1. Land Mobile Satellite communication channel model.

식 (8)에서 $y_c(t)$ 와 $y_s(t)$ 는 식 (7)과 같은 로 그 노말 랜덤 과정으로 다음 식과 같다.

$$A(t) = y_c(t) + jy_s(t) \tag{10}$$

따라서 육상 이동 위성 채널에서 수신된 신호의 포락선과 위상은 각각 다음과 같다.

$$r(t) = \sqrt{[y_c(t) + a_c(t)]^2 + [y_s(t) + a_s(t)]^2} \tag{11}$$

$$\phi(t) = \tan^{-1} \left(\frac{y_s(t) + a_s(t)}{y_c(t) + a_c(t)} \right) \tag{12}$$

표 1은 L-band LMS 채널 모델 파라미터로서 캐나다 오타와 지역에서 지구국 안테나의 양각이 20° 일 때 INMARSAT의 MARECS 위성에 대한 측정 값이다^[5]. 본 논문에서는 Ka-band에서 육상 이동 위성 채널의 파라미터를 L-band LMS 채널 모델 파라미터로부터 추정하였다. 다중경로 신호의 전력 (b_0)은 Ka-band와 L-band에서 같으며 로그 노말 과정의 평균 u 와 shadowing 진폭 $\sqrt{a_0}$ 의 값은 수정된 지수적 감소(Modified Exponential Decay)를 사용하여 스케일링 하였다. 1.5 GHz 대역의 L-band LMS 채널로부터 20 GHz 대역의 Ka-band LMS 채널의 페이딩 신호의 전력에 대한 감소 계수는 다음 식과 같이 추정할 수 있다^[5].

$$\alpha_{20\text{GHz}} \approx 2.1 \alpha_{1.5\text{GHz}} \text{ (dB/m)} \tag{13}$$

한편 L-band에서 수신된 LOS 성분 신호의 진폭 감쇄는 다음과 같다.

$$A_{1.5\text{GHz}} = e^{x_{1.5}} \text{ (dB/m)} \tag{14}$$

여기서, $x_{1.5}$ 는 반송파 주파수가 1.5 GHz인 L-band LMS 채널에서의 가우시안 랜덤 과정을 나타낸다.

Ka-band에서 수신된 LOS 신호의 전력 감쇄는 L-band의 2.1배이며 다음 식과 같다.

$$[A_{20\text{GHz}}]^2 = 2.1 [A_{1.5\text{GHz}}]^2 \tag{15}$$

이상과 같이 추정된 Ka-band LMS 채널 모델 파라미터는 표 2와 같다.

표 1. L-band LMS 채널모델의 측정된 파라미터
Table 1. Measured L-band LMS channel model parameters.

L-band channel	b_0	u	$\sqrt{a_0}$
Light shadowing	0.158	0.115	0.115
Average shadowing	0.126	-0.115	0.161
Heavy shadowing	0.0631	-3.91	0.806

표 2. Ka-band LMS 채널 모델의 추정된 파라미터
Table 2. Estimated Ka-band LMS channel model parameters.

Ka-band channel	b_0	u	$\sqrt{a_0}$
Light shadowing	0.158	0.2415	0.1667
Average shadowing	0.126	-0.2415	0.2333
Heavy shadowing	0.0631	-8.211	1.168

III. Trellis coded 8PSK 시스템

TCM은 채널 부호화와 M-ary 변조를 하나의 과정으로 수행함으로써 채널 신호열간의 Euclid 거리가 최대가 되도록하며 대역폭 확장없이 부호화 이득을 얻을 수 있는 방식이다. Ungerboeck은 부호화율 $m/(m+1)$ 콘볼루션 부호와 2^{m+1} -ary 무기억 변조기의 결합이 좋은 BER 성능을 가짐을 증명하였다.

즉 TCM에서 신호 mapping은 채널 신호열간의 유클리드 거리가 최대화 되도록하며 set 분할은 신호의 심볼간 유클리드 거리가 증대되도록 하는 신호 사상 방식으로 2^{m+1} -ary 신호 집합을 부 신호 집합으로 분할해 나갈 때 부집합들 간의 신호의 최소 유클리드 거리가 점차적으로 증가하는 방향으로 계속 분할한다. 그림 2는 Trellis coded 8PSK 시스템의 기본 모델을 보여주고 있다.

그림 2에서 코드율 R=2/3의 Trellis 부호화기와 S-state 부호화기의 입력 및 출력 2진 순열은 각각 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned}
 I &= [i_0^1, i_0^2, i_1^1, i_1^2, \dots, i_p^1, i_p^2, \dots] \\
 &= [I_0, I_1, \dots, I_p, \dots] \\
 C &= [c_0^1, c_0^2, c_0^3, c_1^1, c_1^2, c_1^3, \dots, c_p^1, c_p^2, \\
 & c_p^3, \dots] = [C_0, C_1, \dots, C_p, \dots] \quad (16)
 \end{aligned}$$

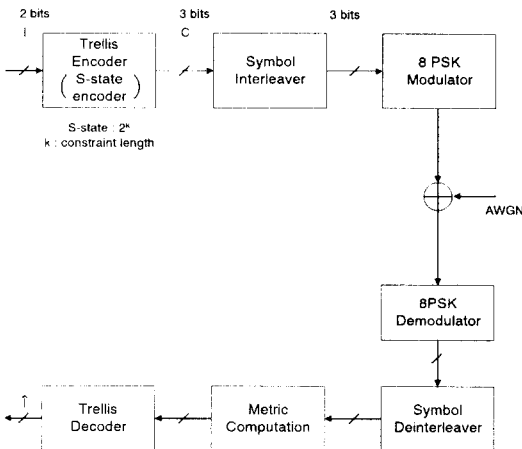


그림 2. Trellis coded(TC) 8PSK 시스템의 기본 모델
Fig. 2. Basic model of Trellis coded 8PSK system.

여기서, I_p 는 시간 p 에서 2 bit-tuple 입력이며 i_p^j 는 2 비트 tuple에서 j 번째 digit를 나타낸다. 시간 p 에서 trellis 부호기의 출력 3 bit-tuple C_p 는 블록 interleaver로 들어간다. 이 때 이동위성통신 페이딩 채널에서 발생하는 연접에러를 보상하기 위하여 Interleaving의 깊이는 페이딩 과정의 coherence 시간을 초과한다고 가정한다. Trellis 부호기의 출력 C_p 는 다음 식과 같이 8PSK 심볼을 나타내는 채널 심볼 x_p 로 사상된다.

$$x_p = \sqrt{E_s} \exp(j\theta_p), \quad \theta_p = 0, \frac{\pi}{4}, \dots, \frac{7\pi}{4} \quad (17)$$

여기서 E_s 와 θ_p 는 각각 8PSK 신호의 전력과 위상을 나타낸다. M 개의 심볼로 코드화된 M-ary PSK 심볼열은 $X = (x_1, x_2, \dots, x_p, \dots, x_M)$ 로 표현된다. 전송채널을 통하여 수신된 신호는 식 (18)와 같이 잡음 이산 시간열 $\{y_p\}$ 로 나타낼 수 있다.

$$y_p = \rho_p x_p + n_p \quad (18)$$

여기서, ρ_p 는 수신 신호의 임의의 진폭을 나타내는 랜덤 변수이며 $n_p = Re(n_p) + Im(n_p)$ 로서 복소 잡음 성분이며 $Re(n_p)$ 와 $Im(n_p)$ 는 서로 독립적이며 분산 $\sigma^2 = N_0/2$ 인 zero-mean 가우시안 함수이다.

MLSE 복호기는 $Y = (y_1, y_2, \dots, y_p, \dots, y_M)$ 로부터 전송된 가장 유사한 2진열 \hat{C} 를 결정한다. 수신기에서 페이딩 등화와 동기 검파가 완벽하게 이루어졌다고 가정할 때 채널 변환 확률은 식 (19)와 같이 주어진다.

$$P(Y/X, \rho) = \prod_{p=1}^M P(y_p/x_p, \rho_p) \quad (19)$$

TCM 시스템의 upper bound 에러 확률을 구하기 위해서 다음 식과 같이 pairwise 에러 확률 즉, $P(X \rightarrow \hat{X}/X, \rho)$ 을 계산한다^[6].

$$P(X \rightarrow \hat{X}/X, \rho) \leq \prod_{p=1}^M \exp\left(-\frac{\rho_p^2 |x_p - \hat{x}_p|^2}{8\sigma^2}\right) \quad (20)$$

가우시안 채널에서 pairwise 에러 확률을 평균하면 식 (21)을 얻는다^[6].

$$P(X \rightarrow \hat{X}/X) \leq \prod_{p=1}^M \exp\left(-\frac{\|x_p - \hat{x}_p\|^2}{8\sigma^2}\right) \quad (21)$$

식 (21)에서 $x_p = \sqrt{E_s} \exp(j\theta_p)$ 와 $\hat{x}_p = \sqrt{E_s} \exp(j\hat{\theta}_p)$ 로 치환하면 식 (22)가 주어진다.

$$\begin{aligned} P(X \rightarrow \hat{X}/X) &\leq \prod_{p=1}^M \exp\left[\frac{-E_s}{4N_0} 2(1 - \cos(\theta_p - \hat{\theta}_p))\right] \\ &= \prod_{p=1}^M D(W, d^2(\epsilon_p)) \end{aligned} \quad (22)$$

여기서, $D[W, d^2(\epsilon_p)] = \exp[-W d^2(\epsilon_p)]$

$$W = \frac{E_s}{4N_0}, \quad d^2(\epsilon_p) = 2[1 - \cos(\epsilon_p)],$$

$$\epsilon_p = \theta_p - \hat{\theta}_p$$

따라서, 평균 에러확률은 식 (23)과 같이 된다.^[6]

$$\begin{aligned} \overline{P_e} &\leq |X| \sum_{\text{all codes}} P(X, \hat{X}) P(X \rightarrow \hat{X}/X) \\ &\leq |X| \prod_{p=1}^M \sum_{\theta_p, \hat{\theta}_p} P(\theta_p) P(\hat{\theta}_p) D(W, d^2(\epsilon_p)) \\ &= 2^{-NR_0 - R} \end{aligned} \quad (23)$$

여기서, $|X| = 2^{NR}$ 은 길이 N의 부호어의 수이고 R은 부호화율이며 R_0 는 식 (24)로 표현할 수 있다.

$$R_0 = \log_2 M - \log_2 \left\{ 1 + \sum_{i=1}^{M-1} D(W, d^2(2\frac{i\pi}{M})) \right\} \quad (24)$$

식 (23)을 사용하여 AWGN 채널에서 Trellis 부호화된 8PSK 시스템의 upper bound BER 성능을 구할 수 있다. 그림 3은 AWGN 채널에서 4 state TC-8PSK 시스템의 BER 성능을 uncoded QPSK 시스템의 성능과 비교한 그래프로서 BER = 10⁻³에서 TC-8PSK 시스템이 Uncoded QPSK보다 Eb/No가 약 1.7 dB 우수함을 알 수 있다. 그림에서 SPW를 사용하여 전산모의 실험한 BER 곡선은 이론적 upper bound 곡선과 거의 일치함을 보인다.

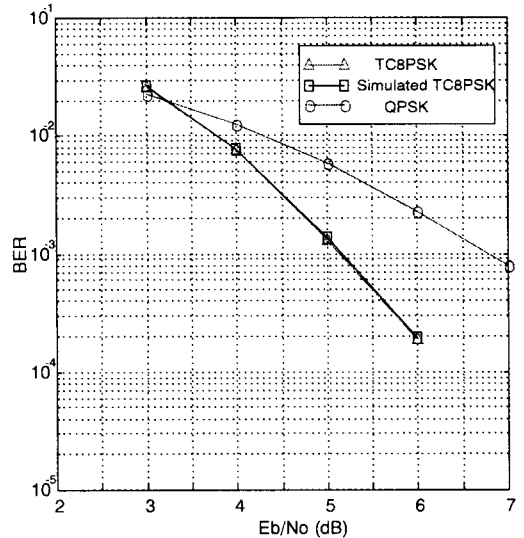


그림 3. AWGN 채널에서 TC-8PSK와 uncoded QPSK의 BER 성능

Fig. 3. BER curves of Trellis coded 8PSK and Uncoded QPSK in AWGN channel.

IV. 전산모의 실험 및 성능 분석

일반적으로 TCM은 버스트 에러에 대해 매우 취약한 것으로 알려져 있으며 이를 보상하기 위해 Interleaving/Deinterleaving을 사용한다. Interleaver는 $n \times k$ 의 블록 버퍼를 이용하여 행으로 쌓은 데이터를 열로 풀어서 출력하는 Block Interleaver가 있으며 이것은 구조가 간단하므로 많이 사용되고 있으나 실시간 통신에서 수신 신호에 과도한 지연이 따르게 된다. 이외에도 길쌈 Interleaver, PN(Pseudo Noise)을 이용한 pseudo-random Interleaver와 Qualcomm사가 CDMA 이동통신 시스템에 적용한 bit reversal block Interleaver가 있다. 본 논문에서는 버스트 에러를 분산시키기 위하여 16×16 block Interleaver를 사용하였다.

또한 본 논문에서는 육상 이동위성통신 채널에서 발생하는 다중경로 페이딩을 보상하기 위하여 MLSE 방법의 Viterbi 등화기를 사용하였다. Viterbi 등화기는 수신 신호에 대한 비선형 연산을 통하여 ISI를 제거하는 등화기로서 MLSE는 현재 수신된 신호에 대해서 그전까지의 모든 가능한 데이터 열을 비교하여 Euclidean 거리의 합을 최소로 하는 데이터 열을

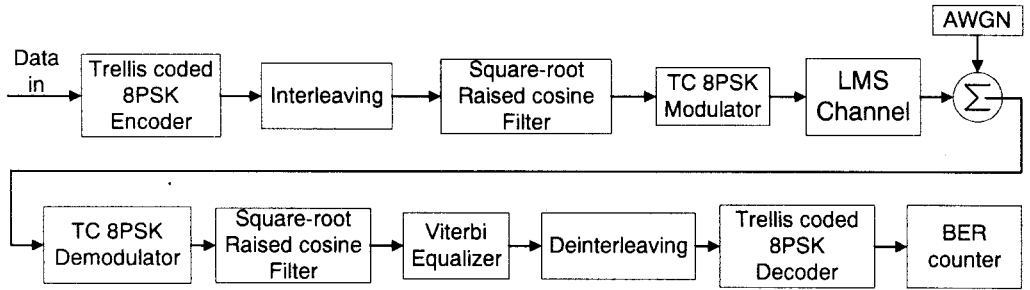


그림 4. LMS 채널에서 TC-8PSK 시스템의 구성도

Fig. 4. Block diagram of TC-8PSK system in LMS channel.

선택한다^[7].

LMS 통신 채널에서 TC-8PSK의 upper 또는 lower bound BER 성능을 이론적으로 유도하는 것은 매우 복잡한 계산과정을 요하며 이들은 tight bound BER 과 비교하여 상당한 오차를 발생할 수 있으므로 본 논문에서는 SPW(Signal Processing Worksystem) 를 사용하여 그림 1, 4와 같이 각각 LMS 전송 채널 과 TC-8PSK 시스템을 모델링하고 이것의 BER 성능을 전산 모의 실험하였다. 전산모의 실험에서 송신전력 스펙트럼과 수신잡음을 제한하기 위하여 사용한 필터는 roll-off factor가 0.5인 square-root raised cosine(SRC) low-pass 필터이다.

L-band LMS 시스템의 전산 모의실험은 표 1의 데이터를 이용하였고, Ka-band LMS 시스템의 전산모의 실험은 주파수 스케일링 방법을 이용하여 얻은 표 2의 데이터를 바탕으로 수행하였다. 사용한 반송파 주파수는 L-band의 경우 1.5 GHz, Ka-band의 경우는 20 GHz로 가정하였으며 이동체의 속력은 50 Km/h. 이에 따른 최대 도플러 천이 주파수는 L-band에서 69.44 Hz, Ka-band에서는 925.93 Hz가 되게 하였다. 가우시안 랜덤 과정을 근사화하기 위하여 임의의 위상을 가지는 50개의 정현파를 사용하였고 Rayleigh 다중 경로 신호의 전력 (b_0)을 시뮬레이션하기 위하여 위의 정현파를 Butterworth 응답 특성의 필터를 통과함으로써 표 1과 표 2의 전력 값 b_0 을 얻었다. 또한 L-band와 Ka-band LMS 통신시스템의 전산모의 실험에서 다중 경로 페이딩의 영향을 보상하기 위해 Interleaving/Deinterleaving을 사용하였으며 채널 등화를 위해 Viterbi 등화기를 적용하여 BER 성능을 개선하였다.

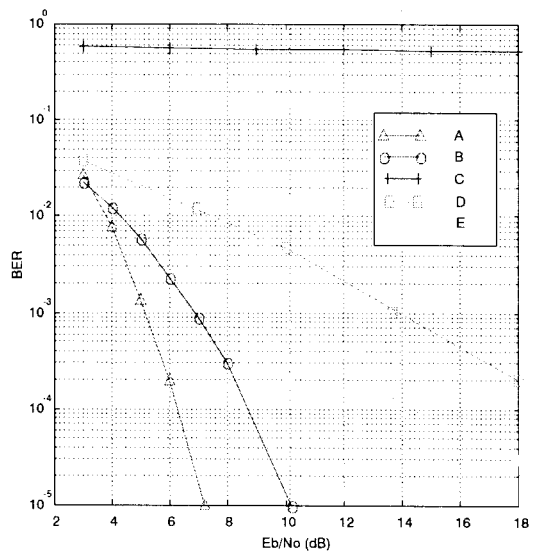


그림 5. L-band light shadowing LMS 채널에서 TC-8PSK의 BER 성능

Fig. 5. BER performance of Trellis coded 8PSK in L-band LMS channel(light shadowing).

그림 5~7은 Trellis 부호화된 8PSK 시스템의 LMS 채널에서의 BER 성능을 보인 것으로 그림에서 (A), (B)는 각각 AWGN 환경에서 TC-8PSK와 QPSK의 BER, (C)는 LMS 채널에서 QPSK의 BER, (D)와 (E)는 LMS 채널에서 Interleaving/Deinterleaving을 사용하는 TC-8PSK의 BER을 나타내며, (E)는 채널 등화를 위하여 Viterbi 등화기를 사용한다.

그림 5는 L-band의 light shadowing LMS 채널에서의 BER 성능을 보인 것이며 Interleaving/Deinterleaving만 사용한 경우와 Interleaving/Deinter

<주>

- A : AWGN 환경에서 TC 8PSK
- B : AWGN 환경에서 QPSK
- C : LMS 채널에서 QPSK
- D : LMS 채널에서 Interleaving과 Deinterleaving을 사용하는 TC 8PSK
- E : LMS 채널에서 Interleaving/Deinterleaving과 Viterbi equalizer을 사용하는 TC 8PSK

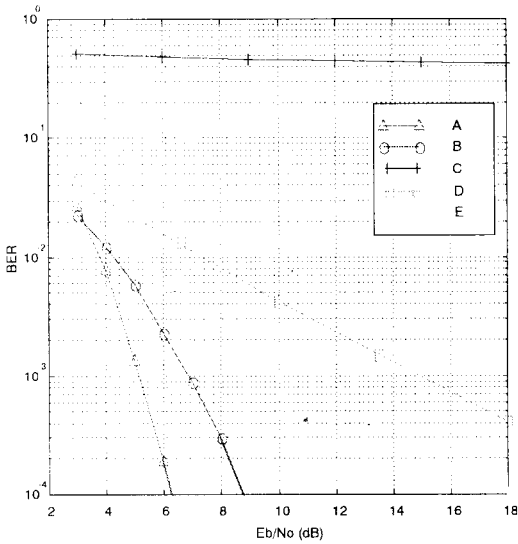


그림 6. Ka-band light shadowing LMS 채널에서 TC-8PSK의 BER 성능

Fig. 6. BER performance of Trellis coded 8PSK in Ka-band LMS channel(light shadowing).

leaving과 Viterbi 등화기를 사용한 경우의 BER 성능을 비교하면 후자의 경우 BER이 1×10^{-3} 에서 약 5.5 dB의 E_b/N_0 향상을 가져옴을 볼 수 있다.

그림 6은 Ka-band의 light shadowing LMS 채널에서 BER 성능을 보인 것으로 Interleaving/Deinterleaving에 추가하여 Viterbi 등화기를 사용하였을 때 BER이 1×10^{-3} 에서 약 5 dB의 E_b/N_0 개선을 가져옴을 볼 수 있다.

그림 7은 L-band의 average shadowing LMS 채널에서 BER 성능을 보인 것으로 Viterbi 등화기를 사용한 경우 BER이 1×10^{-3} 에서 Interleaving/Deinterleaving만을 적용하여 채널을 보상한 경우보다 3.5 dB의 E_b/N_0 향상을 얻을 수 있었다.

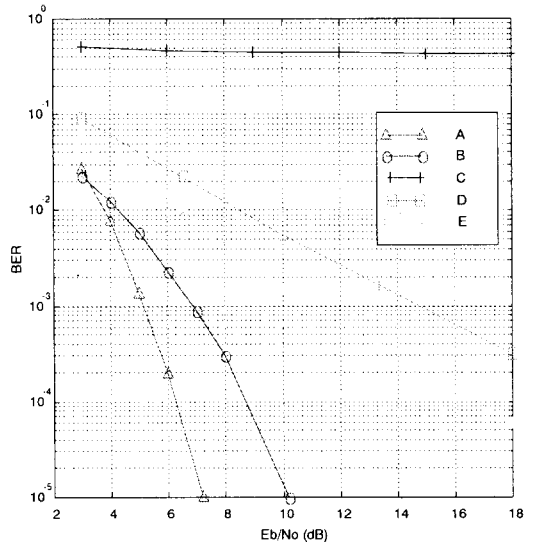


그림 7. L-band average shadowing LMS 채널에서 TC-8PSK의 BER 성능

Fig. 7. BER performance of Trellis coded 8PSK in L-band LMS channel(average shadowing).

V. 결론

본 논문은 육상 이동통신 서비스를 위한 L-band 위성통신 시스템과 Ka-band 멀티미디어 위성통신 시스템의 전송 채널을 모델링하고 전력 및 대역 효율적인 디지털 전송 방식으로 Trellis coded(TC) 8PSK를 제안하고 그 성능을 분석하였다. 특히, 다중경로 페이딩에 의한 TC-8PSK의 수신 BER 성능 열화를 보상하기 위하여 송수신단에 각각 Block Interleaving과 Deinterleaving을 적용하였으며 채널 등화를 위해 수신단에 Viterbi 등화기를 적용하였고 이에 따른 BER 성능 개선 정도를 분석하였다.

AWGN 채널에서 Trellis coded 8PSK의 BER 성능을 전산모의 실험한 결과, 이론적으로 분석한 upper bound BER 성능과 근접하였다. 로그 노말 분포의 shadowing 환경과 Rayleigh 분포의 다중경로 전파 전파 환경이 복합되는 육상 이동위성(LMS) 통신 채널에서는 uncoded QPSK 시스템의 사용이 불가능하며 TC-8PSK의 BER 성능 열화가 매우 심각하였다. 따라서, LMS 채널에서 TC-8PSK 전송 시스템의 BER 성능을 개선하기 위하여 Interleaving과 Deinterleaving에 추가하여 Viterbi 등화기를 사용한

경우 BER이 1×10^{-2} 일 때 약 1.7~2.5 dB의 E_b/N_0 개선을 얻을 수 있다.

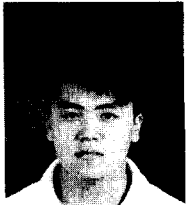
참 고 문 헌

[1] C. Loo, "A statistical model for a land mobile satellite link", *IEEE Trans. on Vehicular Tech.*, vol. VT-34, pp. 122-127, August, 1985.
 [2] C. Loo, "Digital transmission through a land mobile satellite channel", *IEEE Trans. on Commun.*, vol. COM-38, no. 5, pp. 693-697, May, 1990.
 [3] S. O. Rice, "Mathematical analysis of random noise", *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 23, pp. 282-332, July, 1944.
 [4] A. Papoulis, *Probability Random Variables*

and Stochastic Processes, New York: McGraw-Hill, 1965.

[5] W. Zhuang, A. Yongacoglu, J.Y. Chouinard, D. Makrakis, "Performance analysis of EHF land mobile systems-part I: channel modeling and performance of coherent PSK systems", *Technical Report*, Department of Electrical Engineering, University of Ottawa, Sept., 1992.
 [6] Ephraim Zehavi, "8PSK trellis codes for a Rayleigh channel," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 40, no. 5, pp. 873-884, May, 1992.
 [7] P. Odling, T. Koski, "A reduced complexity Viterbi equalizer used in conjunction with a pulse shaping method", *ISSPA 92*, Australia, August, 16-21, 1992.

이 동 훈



신, 위성통신

1996년: 명지대학교 전자공학과(공학사)
 1998년: 연세대학교 대학원 전파공학과(공학석사)
 1998년~현재: 대우통신 종합연구소 차세대무선통신연구실 연구원
 [주 관심분야] 채널 모델링, 이동통

서 종 수



1952년 1월 7일생
 1975년 2월: 연세대학교 전자공학과(공학사)
 1983년 12월: Univ. of Ottawa, Canada, 전기공학과(공학석사)
 1988년 6월: Univ. of Ottawa, Canada, 전기공학과(공학박사)
 1975년 4월~1981년 12월: LG정밀 중앙연구소
 1982년 1월~1987년 7월: Univ. of Ottawa, 디지털 통신 연구실
 1987년 7월~1989년 12월: IDC, Canada
 1990년 1월~1992년 3월: 삼성 종합기술원 정보시스템 연구소
 1992년 4월~1995년 2월: CAL, Canada
 1995년 3월~현재: 연세대학교 공과대학 기계·전자 공학부 부교수
 [주 관심분야] 위성통신, 방송시스템, 디지털 전송방식