강우 페이딩 채널에서 비대칭 8PSK 트랠리스 부호화방식의 비트에러 상한 유도

정회원 황 성 현*, 최 형 진*

Bit Error Bounds for Trellis Coded Asymmetric 8PSK in Rain Fading Channel

Sung-Hyun Hwang*, Hyung-Jin Choi* ***Regular Member***

요 약

이 논문에서는 강우 페이딩 환경하에서 Ka 밴드 위성을 사용하는 비대칭 8PSK 트랠리스 부호(Trellis-Coded Asymmetric 8PSK : TC-A8PSK)의 BER 상한을 제시한다. 대수정규분포 강우감쇠 모델을 이용하여 강우 페이딩 PDF를 새롭게 유도하고 Crane 모델의 강우강도 데이터에 근거하여 강우 페이딩 파라미터를 계산한다. 나아가 TCM 상태수와 CSI 유무에 따른 TC-A8PSK 시스템의 BER 상한을 각각 분석하고 그 성능을 비교한다. 과거 Divsalar와 Simon[9]에 의해 라이시안 페이딩 채널에서 2 상태 TCM 시스템의 BER 상한이 분석된 바 있으나 강우 페이딩 채널에서 TCM 시스템의 BER 상한을 분석한 것은 이 논문이 처음이다. 최종적으로 강우 페이딩 채널에서 TC-A8PSK 위성시스템의 BER 상한에 지배적인 영향을 미치는 요소는 사용주파수, 강우강도, 앙각, 신호전력대 잡음전력비, 비대칭 성좌각, 그리고 CSI 6가지로 요약할 수 있다.

ABSTRACT

This paper presents the bit error rate(BER) upper bounds for trellis coded asymmetric 8PSK(TC-A8PSK) system using the Ka-band satellite in the rain fading environment. The probability density function(PDF) for the rain fading random variable can be theoretically derived by assuming that the rain attenuation can be approximated to a log-normal distribution and the rain fading parameters are calculated by using the rain precipitation data from the Crane global model. Furthermore, we analyze the BER upper bounds of TC-A8PSK system according to the number of states in the trellis diagram and the availability of channel state information(CSI). In the past, Divsalar and Simon[9] has analyzed the BER upper bounds of 2-state TCM system in Rician fading channels; however, this paper is the first to analyze the BER upper bounds of TCM system in the rain fading channels. Finally, we summarize the dominant six factors which are closely related to the BER upper bounds of TC-A8PSK satellite system in the rain fading channel as follows: 1) frequency band, 2) rain intensity, 3) elevation angle, 4) signal to noise ratio, 5) asymmetric angle, and 6) availability of CSI.

Ⅰ. 서 론

위성 통신은 지리적 제약을 극복할 수 있고 광범위한 영역에 서비스를 제공할 수 있는 고유한 특징이 있다. 최근 광대역 서비스의 수요 증가와 기존 주파수의 고갈로 인해 Ka 밴드를 비롯한 고주파 대역의 개발이 활발하게 진행되고 있다. 그러나 20/30

* 성균관대학교 전기전자컴퓨터공학부 통신시스템 연구실(hshosh@ece.skku.ac.kr, hjchoi@ece.skku.ac.kr)
논문번호 : 99437-1029, 접수일자 : 1999년 10월 29일

GHz 대역을 사용하는 Ka 밴드 위성 통신 시스템은 대기 전파 페이딩에 의해 심각한 성능 열화가 발생한다. 이러한 요인은 강우를 비롯한 경로상의 수증기의 변화 등에 의한 것으로 그 중에서 강우에 의한 신호감쇠는 통신 두절의 원인이 될 정도로 그 영향이 심각하다.

이동위성 통신시스템에서 다중경로 페이딩은 라이시안 랜덤 변수로 모델되는 진폭을 가진 신호를 발생시키고 그늘효과가 심각할 경우 레일레이 모델로 근사화된다[1]. 그러나 강우 페이딩에 의한 강우감쇠는 강우강도의 n 멱승에 비례하는 특징이 있다[2]. 강우감쇠의 예측은 일종의 통계적인 분석과정이지만 실험적인 관측값과 잘 일치하는 많은 모델들이 개발되었다. 대표적인 모델들이 Rice-Holmberg[3], Lin[4], Crane[5], 그리고 Morita[6] 모델들이다. 특히 Morita 모델은 강우강도가 대수정규분포를 따를 때 강우감쇠 또한 대수정규분포로 잘 근사화된다는 성질을 이용한 것이다.

참고문헌 [7]에서 언급한 바와 같이 위성 통신 시스템은 하향링크 전력 밀도의 한계와 작은 수신 안테나 구경의 요구조건으로 인해 전력 제한되어 있다. 또한 정해진 대역폭으로 다수의 사용자에게 서비스를 제공하기 위해 불가피하게 대역 제한되어 있다. 이러한 이유로 인해 전력과 대역 측면에서 효율적인 TCM이 위성 시스템에 적합한 변조 및 부호방식이라 할 수 있다. TCM 방식은 참고문헌 [8]에서 처음 제안하였고 부호방식과 변조방식을 하나의 개체로 취급함으로서 상당한 부호 이득을 얻을 수 있다. 다시말해, 적절하게 선택된 $n/(n+1)$ 부호가 대역 효율이 우수한 2^{n+1}-ary 변조방식과 결합된다면 부호화로 인해 증가된 대역효율이 2^{n+1}-ary 변조방식으로 인해 감소한 대역효율과 상쇄될 수 있다. 또한, 부호화하지 않은 AWGN 환경에서는 대칭 성좌구조가 최적이었으나 부호화 시스템에서는 항상 최적이라고 할 수 없다[29]. 예를 들어 비대칭 MPSK 성좌구조와 적합한 트랠리스 부호를 결합하여 설계하면 시스템에 할당된 대역이나 전력을 증가시키지 않고도 코드 시스템의 성능을 향상시킬 수 있다. 이 논문에서 이러한 개념을 강우 페이딩 환경하의 비대칭 8PSK 트랠리스 부호 (Trellis-Coded Asymmetric 8PSK : TC-A8PSK) 시스템에도 적용하였다(그림 10, 12, 14 참조).

이 논문에서는 Ka 밴드를 사용하는 위성 통신 시스템에서 강우 페이딩에 의한 TC-A8PSK의 BER 상한을 제시한다. 대수정규분포 강우강도 모델을 이용하여 강우 페이딩 PDF를 새롭게 유도하고 Crane 모델의 강우강도 데이터에 근거하여 강우 페이딩 파라미터를 계산한다. 나아가 TCM 상태수와 CSI 유무에 따른 TC-A8PSK 시스템의 BER 상한을 각각 분석하고 그 성능을 비교한다. 최종적으로 강우 페이딩 채널에서 TC-A8PSK 위성시스템의 BER 상한과 밀접한 관련이 있는 지배적인 요소를 6가지로 요약한다.

이 논문의 구성은 다음과 같다. 다음 장에서는 TC-A8PSK 등가 기저대역 시스템 모델과 강우 페이딩 채널에 대해 설명한다. 제 3 장에서는 기본적인 파라미터와 pairwise error probability에 대해 간단히 설명한 후 강우 페이딩을 고려한 평균 브랜치 이득요소를 분석한다. 제 4 장에서는 TC-A8PSK 시스템의 BER 상한을 2 상태와 4 상태에 대해 각각 유도하였다. 이어서 유도한 식을 핵심 파라미터에 대해 수치 분석한 결과를 제 5 장에 보인다. 이 결과를 Divsalar와 Simon에 의해 분석된 라이시안 페이딩 채널에서의 2 상태 TCM 시스템의 BER 상한[30]과 비교한다. 마지막으로 제 6 장에서 결론을 내린다.

Ⅱ. 시스템 및 채널 모델

1. 시스템 모델

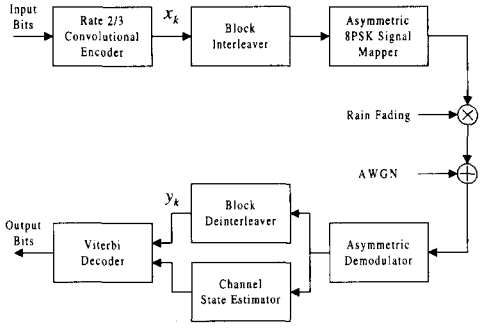


그림 1. TC-A8PSK 시스템 블록도

그림 1은 TC-A8PSK의 시스템 모델을 보인 것이다. 부호율이 2/3인 길쌈 부호기는 천이 레지스터(부호기의 메모리)와 mod-2 가산기로 구성된다. 데이터 스트림이 길쌈 부호기를 거쳐 블록 인터리버에 입력되고 블록 인터리버 출력신호는 비대칭 신호성좌에

의해 매핑된다. 전송된 신호는 강우 페이딩과 AWGN에 의해 왜곡된다. 수신된 신호는 비대칭 복조기에 입력된 후 블록 디인터리버와 채널상태 추정기를 거쳐 비터비 복호기에 입력된다. 수신 신호로부터 얻어진 채널상태정보(CSI)는 비터비 복호기의 시스템 성능 개선에 기여한다. 물론 비터비 복호기의 매트릭 계산방법은 CSI 유무에 따라 달라진다.

이 논문에서는 잘 알려진 BER 상한의 유도이론[30]을 적용하기 위해 인터리빙 깊이는 무한한 값으로 가정한다. 이러한 가정은 해석하고자 하는 페이딩 채널이 memoryless하다고 가정할 수 있다. 또한 완벽한 동기 과정과 비터비 복호기의 trace-back 깊이는 무한하다고 가정한다.

2. 채널 모델

이동위성 무선채널의 가장 중요한 두 가지 전파 특성은 그늘효과와 다중경로 페이딩이다. 참고문헌 [1]에서 적절한 모델을 제안한 바가 있는데 차폐에 의해 신호감쇠가 발생한 직접경로 성분은 대수정규 분포를 따르고 다중경로 효과는 레일레이 분포를 따른다고 가정한다. 그러나 20/30 GHz 주파수를 사용하는 Ka 밴드 위성 무선채널은 대기전파 페이딩에 보다 민감하여 서비스 가용도에 직접적인 영향을 줄 수 있다.

본 논문에서는 Morita 모델[6]을 사용하여 강우감쇠를 모델링 하였다. 이것은 강우강도 특성이 대수정규 분포를 따를 때 이로 인한 강우감쇠 특성 또한 대수정규 분포로 잘 근사화 된다는 Morita 모델을 이용한 것이다. 특히 대수정규분포는 강우강도가 50 mm/h 이하에서 잘 일치한다[6]. 이제 대수정규 강우감쇠 분포에 기초하여 강우 페이딩의 PDF 특성을 유도할 수 있다. 참고로 강우 페이딩 PDF 유도과정을 부록에 보였다. 강우 페이딩 진폭 ρ에 대한 PDF $f_\rho(\rho)$는 다음과 같다.

$$f_\rho(\rho)=\begin{cases}\dfrac{2C}{\sqrt{2\pi}s_A\rho}\,e^{-\frac{(\log_{10}(1/\rho^2)-m_A)^2}{2s_A^2}} & ;\ \rho\geq 0\\ 0 & ;\ otherwise\end{cases} \tag{1}$$

여기서 $C=\log_{10}e\simeq 0.4343$이고 e는 자연대수의 밑이고 m_A와 s_A는 각각 강우감쇠 A의 대수에 대한 평균과 표준편차이다. 다시 강우감쇠 파라미터는 다음과 같은 다양한 파라미터로 구성되어 있다. 먼저, 전송로에 대한 강우강도 상관도, 주파수 및 편파에 의존하는 파라미터(이 파라미터가 Ka band를 반영하고 있다), 앙각, 0 °C 고도, 그리고 강우강도 r의 대수에 대한 평균 m, 및 표준편차 s, 등이 포함되어 있다[6].

한편, 본 논문에서는 전 세계를 A부터 H까지의 8 개 강우 기후지역으로 구분하고 있는 Crane 모델에 기초하여 강우 페이딩이 BER 성능에 미치는 영향을 분석하였다. 표 1은 Crane 모델의 8개 지역에 대한 강우강도 파라미터(m_r, s_r)와 강우감쇠 파라미터(m_A, s_A)를 나타낸 것이다. 특히 강우감쇠 파라미터는 앙각을 45 °라고 가정하여 계산한 값이다. 이 파라미타들은 Crane 모델에서 제공하는 강우강도 데이터를 바탕으로 선형회귀 분석법을 적용하여 구한 것이다[2]. 결론적으로 건조한 지역에 해당하는 A, B, C, F 지역의 평균 감쇠값이 습한 지역에 해당하는 D, E, G, H 지역의 평균 감쇠값보다 작다.

표 1. Crane 모델의 강우강도 및 강우감쇠 파라미터

Percent of Year(%)		Rain Climate Region								
		A	B	C	D			E	F	G	H
					D_1	D_2	D_3				
Rain Intensity (r)	m_r	-0.4157	-0.4866	-0.5896	-0.4702	-0.3076	-0.1375	-0.1820	-1.1314	-0.2655	-0.0158
	s_r	0.5083	0.5795	0.6564	0.6556	0.6354	0.6188	0.6877	0.7982	0.6663	0.6918
	Correlation Coefficient	0.9988	0.9972	0.9946	0.9996	0.9990	0.9980	0.9878	0.9984	0.9954	0.9889
Rain Attenuation (A)	m_A	-0.2053	-0.2583	-0.3405	-0.2357	-0.0942	0.0537	0.0213	-0.8064	-0.0535	0.1679
	s_A	0.3892	0.4509	0.5192	0.5184	0.5004	0.4856	0.5474	0.6481	0.5281	0.5511

그림 2는 강우 기후 지역 D의 강우감쇠와 강우 페이딩에 대한 PDF 특성을 보인 것이다. 또한 시뮬레이션을 통한 PDF 곡선과 모델을 통한 PDF 곡선을 함께 비교하였다. 강우감쇠의 PDF는 전형적인 대수정규분포와 잘 일치하는 것을 알 수 있다.

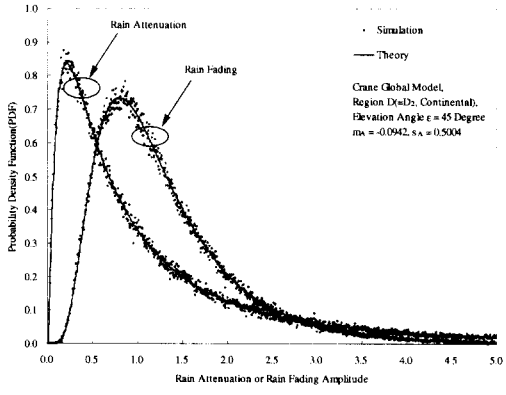


그림 2. 강우감쇠 및 강우 페이딩 PDF 특성

그림 3은 강우 기후 지역 D에서 앙각에 따른 강우 페이딩 파라미터 m_A와 s_A의 변화를 보인 것이다. 앙각이 감소할수록 s_A가 감소하나 m_A가 증가하므로 특히 30° 이하의 앙각에서는 강우감쇠가 심각한 수준에 이를수 있다. 위의 결과로 부터 앙각과 강우 페이딩 파라미터의 의존관계를 알 수 있다.

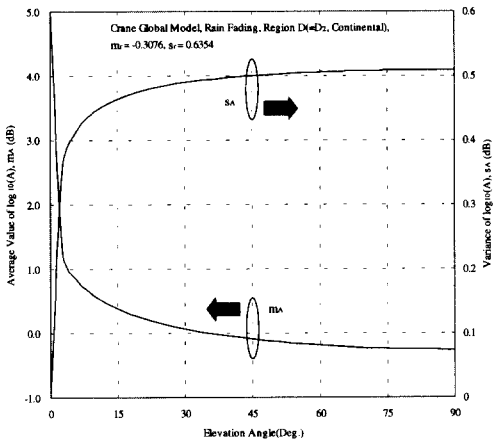


그림 3. 앙각에 따른 강우 페이딩 파라미터의 변화

Ⅲ. PAIRWISE ERROR PROBABILITY 상한 유도

이 장은 TCM 시스템의 비트오류경계를 유도하는데 사용되는 pairwise error probability를 분석하는 기본 과정을 간략하게 설명한다[30]. 또한 채널상태정보(CSI) 사용여부에 따른 평균 브랜치 이득요소를 보인다. 길이 N인 전송 코드 시퀀스를 식 (2)과 같이 정의할 수 있다.

$$\boldsymbol{x}=(x_1, x_2, \cdots, x_N) \tag{2}$$

여기서, x_k는 8PSK 신호를 나타내는 k 번째 복소수로서 인코더의 상태와 n개의 정보비트의 비선형 함수이다.

수신단에서 전송된 코드 시퀀스 $\boldsymbol{x}$에 대한 수신 시퀀스 $\boldsymbol{y}$가 채널 출력단에서 나타난다. 여기서 y_k, $k=1, 2, \ldots, N$ 는 식 (3)과 같다.

$$y_k=\rho_k x_k+n_k \tag{3}$$

식 (3)에서 ρ_k는 수신 진폭에 강우 페이딩 채널의 영향을 나타낸 랜덤 변수이고 n_k는 평균이 0이고 분산이 σ_n^2인 복소 가우시안 랜덤 변수이다. 이제 코드 시퀀스 $\boldsymbol{x}$가 전송되었을 때 $\boldsymbol{x}'$을 선택하여 오류가 발생하는 확률, 즉, pairwise error probability(PEP) $P(\boldsymbol{x}\rightarrow\boldsymbol{x}')$에 대해 알아보자. 여기서 $\boldsymbol{x}$와 $\boldsymbol{x}'$만이 유일한 선택이라고 가정한다. 심벌 메트릭을 사용하여 pairwise error probability를 나타내면 식 (4)과 같이 나타낼 수 있다.

$$P(\boldsymbol{x}\rightarrow\boldsymbol{x}')=\Pr\{m(\boldsymbol{y}, \boldsymbol{x}')\geq m(\boldsymbol{y}, \boldsymbol{x}) \mid \boldsymbol{x}\} \tag{4}$$

여기서

$$m(\boldsymbol{y}, \boldsymbol{x})=\sum_{k=1}^{N} m(y_k, x_k') \tag{5}$$

Chernoff 경계를 적용하면 식 (4)은 식 (6)와 같다.

$$P(\boldsymbol{x}\rightarrow\boldsymbol{x}')\leq \prod_{k\in\eta} E\{\exp(\lambda\,[\,m(y_k, x_k')\geq m(y_k, x_k)\,])\mid \boldsymbol{x}\} \tag{6}$$

여기서 $E\{\cdot\}$는 통계적 평균값이고 λ ($\lambda\geq 0$)는 Chernoff 파라미터이며 η 는 $x_k\neq x_k'$인 모든 k 집합이다.

심벌 매트릭은 채널상태정보 사용여부에 따라 식 (7)과 같이 정의된다.

$$m(y_k, x_k)=\begin{cases} -\mid y_k-\rho_k x_k\mid^2, & \textit{ideal CSI} \\ -\mid y_k-x_k\mid^2, & \textit{no CSI} \end{cases} \tag{7}$$

식 (7)을 식 (6)에 대입하고 Chernoff 파라미터에 대한 최적화 작업과 강우 페이딩 PDF에 대한 평균을 취하면(이러한 평균을 $E_{Rain}(\cdot)$라고 정의한다) 무조건부 pairwise error probability를 구할 수 있다. 이것을 수학적으로 식 (8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$P(\boldsymbol{x}\rightarrow\boldsymbol{x}')\leq E_{Rain}\{D^{d^2(\boldsymbol{x}, \boldsymbol{x}')}\} \quad ; D=\exp(-1/4\sigma_n^2) \tag{8}$$

여기서 $d^2(\boldsymbol{x}, \boldsymbol{x}')$은 $\boldsymbol{x}$와 $\boldsymbol{x}'$사이의 가중치 유클리디언 제곱거리로서 식 (9)와 같이 나타낼 수 있다.

$$d^2(\boldsymbol{x}, \boldsymbol{x}')=\sum_{k\in\eta} w_k^2\,\delta_k^2 \tag{9}$$

여기서 $\delta_k^2=\mid x_k-x_k'\mid^2$ 이고 w_k^2는 채널상태정보의 사용여부에 따라 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$w_k^2=\begin{cases}\rho_k^2 & , \quad ideal\ CSI \\ 4\lambda(\rho_k-\lambda) & , \quad no\ CSI\end{cases} \tag{10}$$

8PSK의 경우 식 (8)의 D는 식 (11)과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$D=\exp\left(-\frac{E_s}{4N_o}\right)=\exp\left(-\frac{E_b}{2N_o}\right) \tag{11}$$

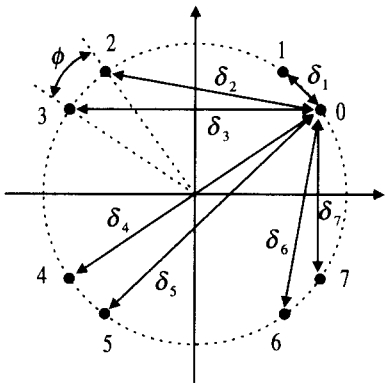


그림 4. 비대칭 8PSK 신호 구조

그림 4는 전형적인 비대칭 8PSK 신호 구조와 관련된 거리(스칼라 적)를 나타낸 것이다. 비대칭 성좌구조를 고려할 때 신호점 0부터 신호점 k=1, 2, ..., 7까지의 제곱거리 δ_k^2는 식 (12)와 같이 주어질 수 있다.

$$\begin{aligned}&\delta_1^2=2(1-\cos\phi), \quad \delta_2^2=2, \quad \delta_3^2=2(1+\sin\phi),\\ &\delta_4^2=4, \quad \delta_5^2=2(1+\cos\phi), \quad \delta_6^2=\delta_2^2=2,\\ &\delta_7^2=2(1-\sin\phi)\end{aligned} \tag{12}$$

여기서 ϕ는 TC-A8PSK 시스템의 비대칭 성좌각이다. 부호화하지 않은 AWGN 채널에서 최적인 대칭 성좌구조가 부호 시스템에서는 항상 최적은 아니다[9]. 따라서 비대칭 성좌구조를 사용함으로서 대칭구조에 부호를 결합시킨 전통적인 방식보다 우수한 이득을 얻을 수 있다.

이제 식 (8)에 식 (9)를 대입하여 구할 수 있는 평균 브랜치 이득요소 $E_{Rain}(D^{w^2\delta^2})$에 대해 고려한다. 그림 5는 채널상태정보에 따른 Crane D지역의 평균 브랜치 이득인자를 나타낸 것이다. 이 경우 앙각과 비대칭 성좌각은 45 °로 가정하였다. 예상대로, CSI의 결여는 평균 브랜치 이득인자의 상당한 성능열화를 가져온다. 또한, E_b/N_o가 증가할수록 평균 브랜치 이득인자는 감소한다. 마찬가지로, 제곱 거리가 커질수록 평균 브랜치 이득인자는 감소하고 그 반대의 경우 또한 성립한다. 제곱 거리가 같을 경우 평균 브랜치 이득 인자는 동일한 값을 갖는다. 이러한 관계를 식 (13)에 보였다.

$$\begin{aligned}&E_{Rain}(D^{w^2\delta_4^2})\le E_{Rain}(D^{w^2\delta_5^2})\le E_{Rain}(D^{w^2\delta_3^2})\le E_{Rain}(D^{w^2\delta_2^2})\\ &=E_{Rain}(D^{w^2\delta_6^2})\le E_{Rain}(D^{w^2\delta_7^2})\le E_{Rain}(D^{w^2\delta_1^2})\end{aligned} \tag{13}$$

궁극적으로, 최소 유클리디언 거리를 최대로 하는 비대칭 성좌각을 선택함으로서 비대칭 구조에 의한 추가이득을 얻을 수 있다.

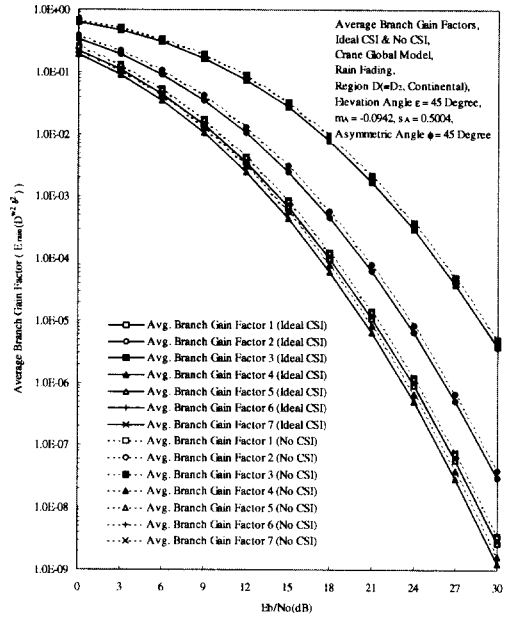


그림 5. 평균 브랜치 이득인자; ideal CSI and no CSI

계속해서, 채널상태정보가 없을 경우 정확한 BER 상한을 얻기 위해 식 (8)을 음이 아닌 Chernoff 파라미터에 대하여 최소화하여야 한다. 이러한 최소화를 만족하는 최적 λ 를 그림 6에 보였다. 여기서 기본 파라미터는 그림 5에서 가정한 바와 동일한 값을 사용하였다. 결론적으로 E_b/N_o가 커질수록 최적 Chernoff 파라미터는 감소한다. 나아가 제곱 거리가 커질수록 최적 Chernoff 파라미터는 감소하고 그 역도 성립한다.

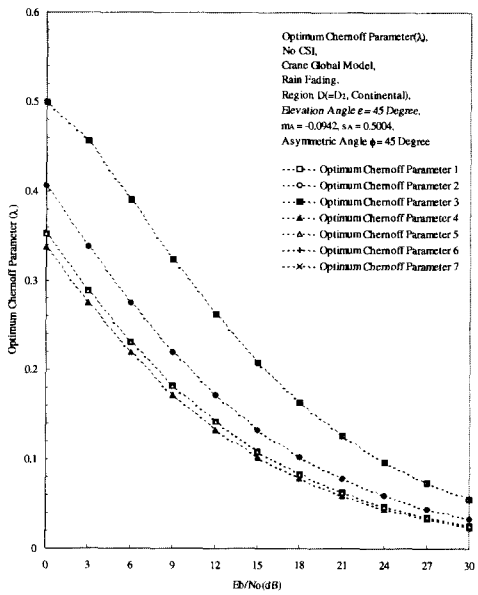


그림 6. 최적 Chernoff 파라미터; no CSI

Ⅳ. BIT ERROR PROBABILITY 상한 유도

페이딩 채널하에서 pairwise error probability를 이용하여 BER 상한을 유도하기 위해 참고문헌 [9]에서 사용한 전달함수 방법을 따른다. 강우 페이딩 하에서 평균 BER P_b는 다음과 같다.

$$P_b \le \left(\min_{\lambda \ge 0}\right)\left(\min_{0 \le \phi \le 90^\circ}\right) \frac{1}{n} \frac{\partial T(E_{Rain}(D), I)}{\partial I}\bigg|_{D=\exp(-E_s/4N_o),\, I=1} \quad (14)$$

여기서 n은 부호율이 $n/(n+1)$인 TCM 인코더에 입력되는 정보비트수이고 T는 에러 상태도의 전달함수이다. Chernoff 파라미터 λ에 대해 BER 상한을 최소화하는 부분은 CSI 정보가 없을 때만 해당하고, 비대칭 성좌각 ϕ에 대해 BER 상한을 최소화하는 부분은 비대칭 성좌구조로 인한 추가이득을 얻을 수 있는 부호기 상태수에만 해당한다.

식 (14)에서 에러 상태도의 전달함수 $T(E_{Rain}(D), I)$ 유도는 isometry 매핑 성질[10]을 이용하여 쉽게 구할 수 있다. 만약 $g(c) \to g(c \oplus c')$와 같은 매핑이 일대일 대응이고 성좌간 모든 거리가 유지될 때 이러한 매핑을 isometry하다고 말한다. 여기서 c는 C_o에 해당하는 라벨이고 c'은 C_o에 포함되지 않는 라벨이며 C_o는 부호기의 전체 출력 상태수 2^{n+1}의 반으로 구성된 집합이다. 이 논문에서는 2 상태와 4 상태에 대한 BER 상한을 각각 유도하고 그 성능을 비교한다.

1. 2 상태 TC-A8PSK 시스템

그림 7(a)는 2 상태 TC-A8PSK 부호기를 보인 것이다. 2 상태 TCM은 비대칭 성좌구조에 의한 추가이득을 얻을 수 있으므로 식 (14)를 최소로 하는 최적의 비대칭 성좌각 ϕ를 결정해야 한다. 그림 7(b)는 관련된 트렐리스 다이어그램을 보인 것이다. 평행천이가 존재하는 구조이므로 에러 상태도의 전달함수를 결정할 때 이점을 반드시 고려해야 한다.

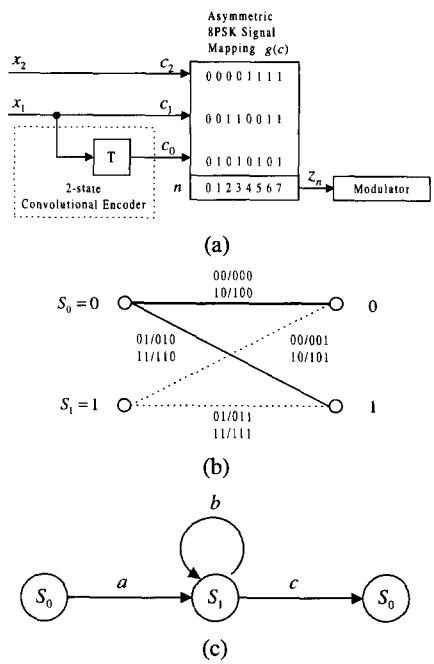


그림 7. (a) 2 상태 TC-A8PSK 부호기 (b) 2 상태 트렐리스 다이어그램 (c) 에러 상태도

그림 7(c)는 2 상태 TC-A8PSK의 에러 상태도이다. Mason 법칙[10]을 이용하여 전달함수를 구하면 식 (15)과 같다.

$$T(D, I) = IE_{Rain}(D^{u^2 \delta_a^2}) + \frac{ac}{1-b} \quad (15)$$

여기서, 식 (15)의 브랜치 이득 a, b, 그리고 c는 성좌도의 isometry 매핑 성질을 이용하여 구할 수 있고[10] 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$a=(I+I^2)E_{Rain}(D^{w^2\delta_2^2})$$

$$b=\frac{1}{2}(I+I^2)(E_{Rain}(D^{w^2\delta_3^2})+E_{Rain}(D^{w^2\delta_7^2})) \quad (16)$$

$$c=E_{Rain}(D^{w^2\delta_1^2})+IE_{Rain}(D^{w^2\delta_5^2})$$

따라서 식 (16)을 (15)에 대입하고 이것을 식 (14)에서 요구하는 대로 미분하면 강우 페이딩 채널에서 2 상태 TC-A8PSK 시스템의 BER 상한을 얻을 수 있다. 이것을 식 (17)에 나타냈다.

$$P_b \le \left(\min_{\lambda\ge 0}\right)\left(\min_{0\le\phi\le 90^\circ}\right)\frac{1}{2}\Big[E_{Rain}(D^{w^2\delta_4^2})+\{E_{Rain}(D^{w^2\delta_6^2})+3E_{Rain}(D^{w^2\delta_8^2})(E_{Rain}(D^{w^2\delta_1^2})+E_{Rain}(D^{w^2\delta_5^2}))+2E_{Rain}(D^{w^2\delta_2^2})E_{Rain}(D^{w^2\delta_6^2})(1-(E_{Rain}(D^{w^2\delta_3^2})+E_{Rain}(D^{w^2\delta_7^2})))\}/(1-(E_{Rain}(D^{w^2\delta_3^2})+E_{Rain}(D^{w^2\delta_7^2})))^2\Big] \quad (17)$$

식 (17)의 첫째 항과 둘째 항은 평행천이와 비평행천이에 의한 영향을 각각 반영한 것이다. 앞에서 언급한 바와 같이 2 상태 TC-A8PSK 시스템에서 비대칭 신호설계에 의한 이득을 얻을 수 있다. 제 5 장에서 수치분석 결과를 이용하여 이것을 증명할 것이다(그림 12 참조).

2. 4 상태 TC-A8PSK 시스템

그림 8(a)는 메모리를 두 개 포함하고 있는 4 상태 TC-A8PSK 부호기를 보인 것이다. 2 상태 TC-A8PSK 시스템과 달리 4 상태 TC-A8PSK 시스템은 비대칭 성좌구조에 의한 추가이득을 얻을 수 없기 때문에 전통적인 대칭 성좌구조를 사용한다. 그림 8(b)는 4 상태 TC-A8PSK 시스템의 트랠리스 다이어그램을 보인 것으로 역시 평행천이가 존재하므로 에러 상태도의 전달함수를 유도할 때 이점을 반영해야 한다.

그림 8(c)는 4 상태 TC-A8PSK의 에러 상태도이다. Mason 법칙을 이용하여 식 (15)와 유사한 방법으로 전달함수를 구하면 식 (18)과 같다.

$$T(D,I)=IE_{Rain}(D^{w^2\delta_4^2})+\frac{aeg(1-c)+abdg}{1-(c+ef+bdf)+cef} \quad (18)$$

여기서 식 (18)의 브랜치 이득 a~g는 2 상태와 동일한 방법으로 성좌도의 isometry 매핑 성질을 이용하여 구할 수 있다[10]. 이것을 식 (19)에 나타냈다.

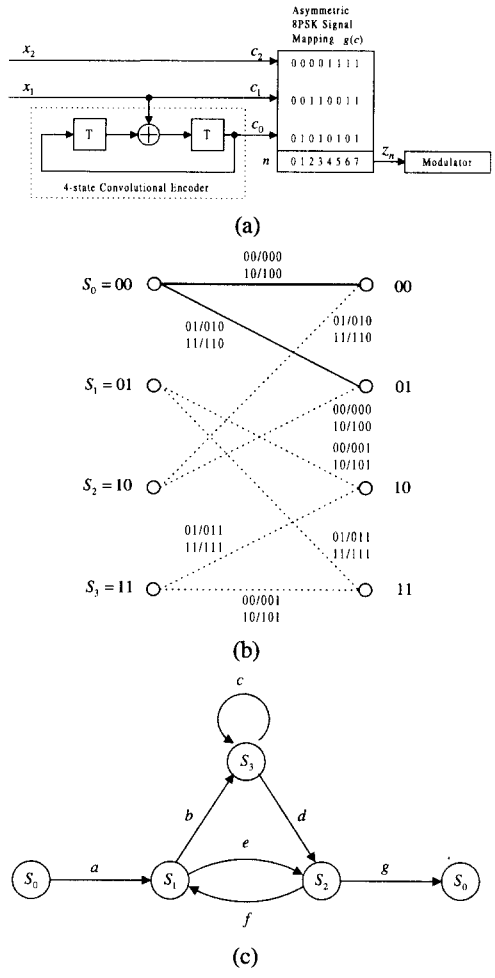


그림 8. (a) 4 상태 TC-A8PSK 부호기 (b) 4 상태 트랠리스 다이어그램 (c) 에러 상태도

$$a=(I+I^2)E_{Rain}(D^{w^2\delta_2^2})$$

$$b=\frac{1}{2}(I+I^2)(E_{Rain}(D^{w^2\delta_3^2})+E_{Rain}(D^{w^2\delta_7^2}))$$

$$c=E_{Rain}(D^{w^2\delta_1^2})+IE_{Rain}(D^{w^2\delta_5^2})$$

$$d=\frac{1}{2}(I+I^2)(E_{Rain}(D^{w^2\delta_5^2})+E_{Rain}(D^{w^2\delta_7^2})) \quad (19)$$

$$e=E_{Rain}(D^{w^2\delta_1^2})+IE_{Rain}(D^{w^2\delta_5^2})$$

$$f=1+IE_{Rain}(D^{w^2\delta_4^2})$$

$$g=(I+I^2)E_{Rain}(D^{w^2\delta_2^2})$$

따라서 식 (19)를 (18)에 대입하고 이것을 1차 편미분하여 식 (14)에 대입하면 강우 페이딩 채널에서 4 상태 TC-A8PSK 시스템의 BER 상한을 얻을 수 있

다. 이것을 식 (20)에 나타냈다.

$$P_b \le \left(\min_{\lambda \ge 0} \right) \frac{1}{2} \left\{ E_{Rain}(D^{w^2 \delta_4^2}) + \frac{E_1 E_4 - E_2 E_3}{E_1^2} \right\} \tag{20}$$

여기서 E_1, E_2, E_3, E_4는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} E_1 &= (1-(c+ef+bdf)+cef) \mid_{I=1} \\ &= 1-\{E_{Rain}(D^{w^2\delta_1^2})+E_{Rain}(D^{w^2\delta_2^2})\}\{2+E_{Rain}(D^{w^2\delta_4^2})\} \\ &+\{1+E_{Rain}(D^{w^2\delta_4^2})\} \\ &-\{E_{Rain}(D^{w^2\delta_3^2})+E_{Rain}(D^{w^2\delta_5^2})\}^2] \\ &\times[\{E_{Rain}(D^{w^2\delta_1^2})+E_{Rain}(D^{w^2\delta_2^2})\}^2 \end{aligned} \tag{21a}$$

$$\begin{aligned} E_2 &= (aeg(1-c)+abdg) \mid_{I=1} = 4E_{Rain}(D^{2w^2\delta_2^2}) \times [\{E_{Rain}(D^{w^2\delta_1^2}) \\ &+E_{Rain}(D^{w^2\delta_5^2})\}\{1-(E_{Rain}(D^{w^2\delta_1^2})+E_{Rain}(D^{w^2\delta_5^2}))\} \\ &+\{E_{Rain}(D^{w^2\delta_3^2})+E_{Rain}(D^{w^2\delta_5^2})\}^2] \end{aligned} \tag{21b}$$

$$\begin{aligned} E_3 &= \partial(1-(c+ef+bdf)+cef)/\partial I \mid_{I=1} \\ &= \{E_{Rain}(D^{w^2\delta_3^2})+E_{Rain}(D^{w^2\delta_5^2})\}^2 \times \{-3-4E_{Rain}(D^{w^2\delta_4^2})\} \\ &+E_{Rain}(D^{w^2\delta_1^2})\{4E_{Rain}(D^{w^2\delta_1^2})E_{Rain}(D^{w^2\delta_2^2})+E_{Rain}(D^{w^2\delta_1^2})E_{Rain}(D^{w^2\delta_4^2}) \\ &-E_{Rain}(D^{w^2\delta_4^2})\}+E_{Rain}(D^{w^2\delta_2^2})\{2E_{Rain}(D^{w^2\delta_1^2})+2E_{Rain}(D^{w^2\delta_5^2}) \\ &+3E_{Rain}(D^{w^2\delta_4^2})E_{Rain}(D^{w^2\delta_5^2})-2-2E_{Rain}(D^{w^2\delta_4^2})\} \end{aligned} \tag{21c}$$

$$\begin{aligned} E_4 &= \partial(aeg(1-c)+abdg)/\partial I \mid_{I=1} \\ &= E_{Rain}(D^{2w^2\delta_2^2})[12E_{Rain}(D^{w^2\delta_1^2})\{1-E_{Rain}(D^{w^2\delta_1^2})\}+4E_{Rain}(D^{w^2\delta_2^2}) \\ &\{4-5E_{Rain}(D^{w^2\delta_2^2})-8E_{Rain}(D^{w^2\delta_1^2})\}+24\{E_{Rain}(D^{w^2\delta_2^2}) \\ &+E_{Rain}(D^{w^2\delta_1^2})\}^2] \end{aligned} \tag{21d}$$

식 (20)의 오른쪽 첫째 항 $E_{Rain}(D^{w^2\delta_4^2})$은 식 (17)에서와 마찬가지로 평행천이에 의한 영향이 반영된 부분이다. 4 상태 TC-A8PSK 시스템의 최소 유클리디언 거리는 평행천이 경로에 의해 결정되므로 식 (20)의 BER 상한 역시 평행천이의 평균 브랜치 이득인자($E_{Rain}(D^{w^2\delta_4^2})$)에 직접적으로 비례하여 악화된다.

그러나, TCM 상태수(인코더 메모리수)가 증가할수록 에러 상태도와 전달함수를 결정하는 것이 매우 복잡하고 지루한 작업이다. 따라서 8 상태 이상에서는 시뮬레이션이 보다 바람직한 방법이다.

V. 분석 결과 및 토론

이 장에서는 4 장에서 유도한 결과를 이용하여 강우 페이딩 채널에 따른 TC-A8PSK 시스템의 BER 상한을 수치 분석한다. 강우 페이딩의 영향을 고려하기 위해 Crane 모델 지역에 대해 구한 $\log_{10}A$의 평균 m_A와 표준편차 s_A를 이용한다. 이 파라미터는 강우 강도와 앙각에 의존한다. 따라서 강우 페이딩이 TC-A8PSK 시스템의 BER 상한에 미치는 영향을 2가지 다른 접근방식으로 분석한다. 첫째로, E_b/N_o를 고정시킨 상태에서 앙각에 의한 BER 상한을 분석할 수 있다(그림 9, 10, 11 참조). 둘째로, 앙각을 고정시킨 상태에서 E_b/N_o에 의한 BER 상한을 분석할 수 있다(그림 12, 13, 14, 15 참조).

첫 번째 접근방법으로 그림 9는 E_b/N_o를 15dB로 고정하고 앙각에 따른 2 상태 TC-A8PSK의 BER 상한과 4 상태 TC-A8PSK의 BER 상한을 비교한 것이다. 채널상태정보(CSI)는 이상적이라 가정하였다. 2 상태 TC-A8PSK 시스템의 비대칭 성좌각은 식 (17)을 최소로 함으로서 최적화할 수 있고, 반면, 4 상태 TC-A8PSK 시스템의 비대칭 성좌각은 대칭 성좌각, 즉, $\phi = 45^\circ$와 같다. 여기서 2 상태 TC-A8PSK 시스템의 BER 상한이 4 상태의 경우보다 더 열악함을 알 수 있고 그 성능차이는 앙각이 낮고 강우감쇠가 큰 지역일수록 심하다. 한편, 강우감쇠가 큰 Crane 지역의 순서는 H, E, G, D(=D2), C, F, B, A와 같다. 다시말해, 건조한 극지방에 해당하는 지역 A가 강우 페이딩에 의한 영향을 가장 적게 받는 반면 습한 열대 우림 지역에 해당하는 지역 H가 가장 심각한 영향을 받는다.

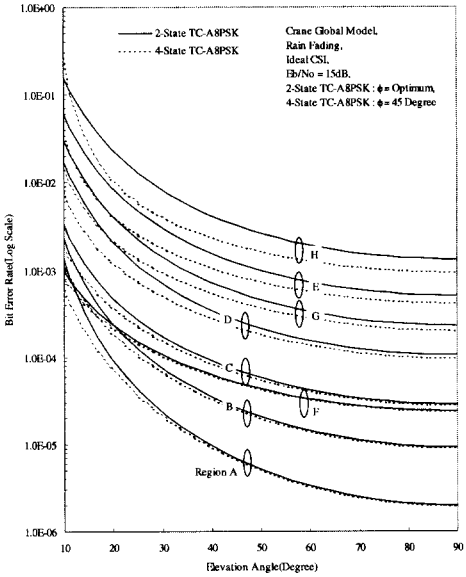


그림 9. 앙각에 따른 2 상태와 4 상태 TC-A8PSK 시스템의 BER 상한; Ideal CSI

계속해서 강우 페이딩에 대한 최적의 비대칭 성좌각 ϕ를 얻기 위해 식 (17)을 ϕ에 대해 미분하여 0으로 놓고 풀어서 구할 수 있다. 그러나 이렇게 하는 것 보다 수치해석을 이용하여 ϕ에 대해 식 (17)을 직접 최소화하는 것이 더 편리하다. 그림 10은 앙각에 따른 최적의 비대칭 성좌각 ϕ의 변화를 지역별로 보인 것이다. 이상적인 채널상태정보를 가정하고 트랠리스도의 상태수는 2라고 가정하였다. 이 그림에서 앙각이 증가할수록 ϕ도 증가하고 대부분 $40^\circ \le \phi \le 80^\circ$ 범위를 갖는다. 대체로 강우에 의한 영향이 적은 건조한 지역(A, B, C, F)의 최적 비대칭 성좌각이 강우에 의한 영향이 큰 습한 지역(D, E, G, H)보다 큰 값을 갖는다.

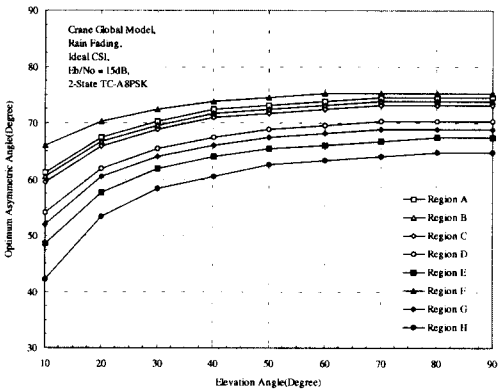


그림 10. 앙각에 따른 2 상태 TC-A8PSK 시스템의 최적 비대칭 성좌각의 변화; Ideal CSI

앞서 그림 9는 이상적인 CSI를 가정하여 앙각에 따른 2 상태와 4 상태의 BER 상한을 비교하였다. 반면 그림 11은 CSI 여부에 대해 앙각에 따른 4 상태 TC-A8PSK 시스템의 BER 상한을 비교한 것이다. 여기서 E_b/N_o는 15dB이고 비대칭 성좌각 ϕ는 45°이다. 명백히 채널상태정보의 결여는 현저한 시스템 성능의 열화를 초래하고 있음을 확인할 수 있다. 또한 강우감쇠에 의한 지역적 BER 특성을 발견할 수 있다.

이제 두번째 접근방법으로 앙각을 고정시킨 상태에서 E_b/N_o에 따른 시스템 성능을 분석한다. 그림 12는 이상적인 채널상태정보를 가정할 때 D 지역에 대한 2 상태 TC-A8PSK 시스템의 BER 상한을 보인 것이다. 여기서 앙각은 45°로 가정하였다. $45^\circ < \phi$이면 상당한 시스템 성능 열화가 발생하고 있다. 이 결과는 그림 10에서 2 상태의 비대칭 성

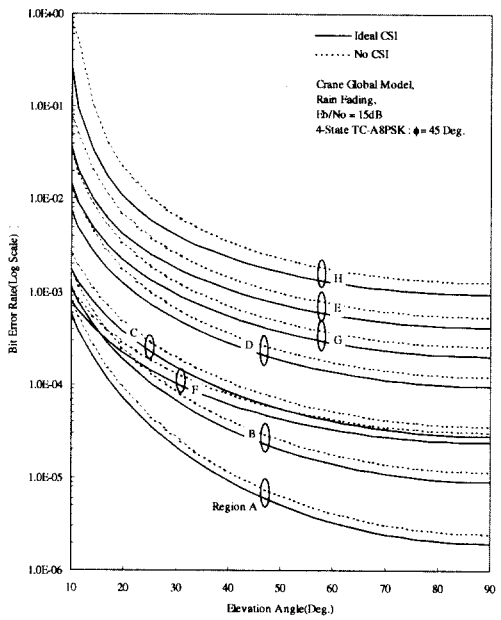


그림 11. 앙각에 따른 TC-A8PSK 시스템의 BER 상한; ideal CSI and no CSI

좌각이 대부분 $40^\circ \le \phi \le 80^\circ$에 분포하는 것과 상통한다.

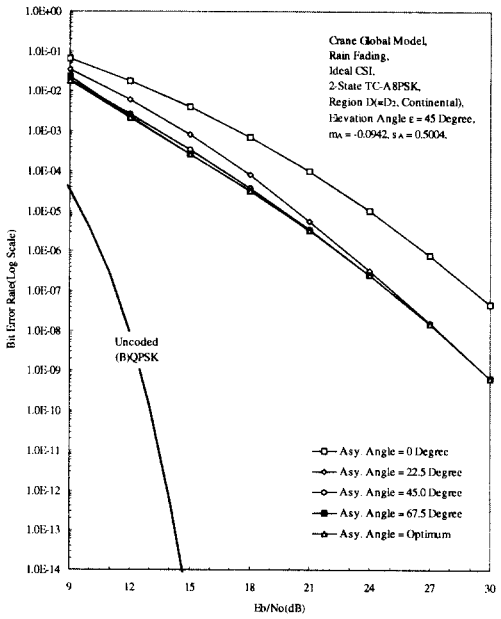


그림 12. 비대칭 성좌각에 따른 TC-A8PSK 시스템의 BER 상한; ideal CSI

그림 13은 앙각을 45°로 고정하고 E_b/N_o에 따른 2 상태 TC-A8PSK의 BER 상한과 4 상태 TC-A8PSK의 BER 상한을 비교한 것이다. 여기서 채널상태정보는 이상적이라고 가정하였다. 예상대로 4 상태 TC-A8PSK의 BER 상한이 2 상태보다 약간 우수하고 E_b/N_o가 낮고 강우감쇠가 큰 지역일수록 그 성능차이는 더 커진다. E_b/N_o에 따른 이러한 지역적인 BER 상한의 특징은 앙각에 따른 BER 상한과 유사하다. 한편 이동위성 채널의 영향과 비교하기 위해 라이시안 페이딩과 레일레이 페이딩에 대한 BER 상한을 그림 13에 함께 나타내었다. 대체로 강우 페이딩의 영향이 레일레이 페이딩(K=0)보다는 덜 심각하나 전형적인 이동위성채널이라고 할 수 있는 라이시안 파라미터 K=10 인 라이시안 페이딩과 비교할 때 특히 E_b/N_o가 21dB보다 낮을 경우 보다 심각한 영향을 받을 수 있다. 여기서 라이시안 파라미터 K는 신호의 직접성분 전력 대 확산성분 전력의 비율이다.

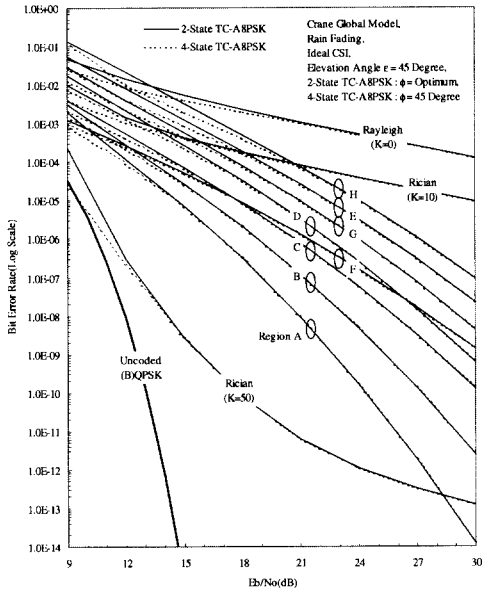


그림 13. E_b/N_o에 따른 2 상태와 4 상태의 TC-A8PSK 시스템의 BER 상한; ideal CSI

다음으로 그림 14는 수치 분석법을 사용하여 E_b/N_o에 따른 2 상태 TC-A8PSK 시스템의 최적 비대칭 성좌각 ϕ의 변화를 분석한 것이다. 이때 E_b/N_o가 증가할수록 ϕ도 증가하고 대부분 $40° \le \phi \le 85°$의 값을 갖는다. 대체로, 그림 10과 유사한 양상을 보이는데 건조한 지역(A, B, C, F)의 비대칭 성좌각이 습한 지역(D, E, G, H)에 비해 높게 나타난다. 또한 라이시안 파라미터 K가 감소할수록, 다시말해, 레일레이 페이딩이 심해질수록, 비대칭 성좌각은 증가하는 경향을 보인다. 결론적으로 강우 페이딩이 덜 심각한 지역의 최적 비대칭 성좌각의 분포는 K=50인 라이시안 페이딩 환경의 최적 비대칭 성좌각의 분포와 유사하다.

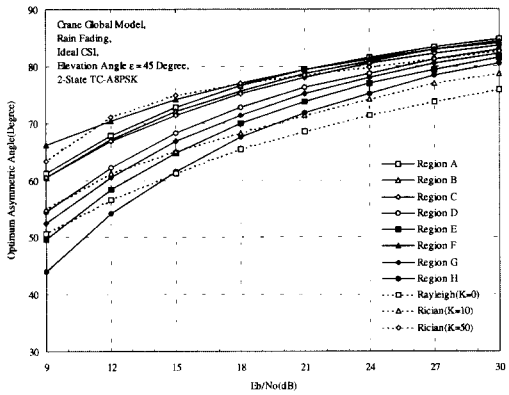


그림 14. E_b/N_o에 따른 2 상태 TC-A8PSK 시스템의 최적 비대칭 성좌각의 변화; ideal CSI

마지막으로 그림 15는 CSI 조건에 따른 4 상태 TC-A8PSK 시스템의 BER 상한을 분석한 것이다. 여기서 앙각과 비대칭 성좌각은 모두 45°로 가정하였다. CSI가 없을 때(점선)와 비교해서 CSI를 이용할 경우(실선) 약 0.4dB의 추가이득을 획득할 수 있다.

위의 분석결과를 바탕으로 강우 페이딩을 고려한 TC-A8PSK 위성시스템에서 BER 상한에 영향을 미치는 지배적인 요소를 다음과 같이 6가지로 요약할 수 있다. 1) 사용 주파수, Ka 밴드를 포함한 고주파 대역은 대기전파 페이딩에 의해 심각한 성능 열화를 겪는다. 2) 강우강도, 강우 강도 파라미터 m_s, s_s은 강우 페이딩 PDF 특성을 결정하는 강우감쇠 파라미터 m_A, s_A와 직접적인 관련이 있다. 3) 앙각, 두 지구국의 강우강도가 동일하더라도 앙각에 따라 강우 페이딩의 영향이 달라진다. 4) 신호전력 대 잡음전력비, 낮은 신호전력 대 잡음전력비는 비터비 복호기를 직접적으로 열화시킨다. 5) 비대칭 성좌각, BER을 최소화하도록 비대칭 성좌각을 최적화 함으로서 비대칭 성좌구조에 의한 추가이득을 얻을 수 있다. 그리고 6) CSI 여부, 비터비 복호기

는 페이딩 채널상태정보(CSI)의 여부에 따라 심벌 매트릭의 계산이 달라지기 때문에 시스템 성능의 변화를 초래한다.

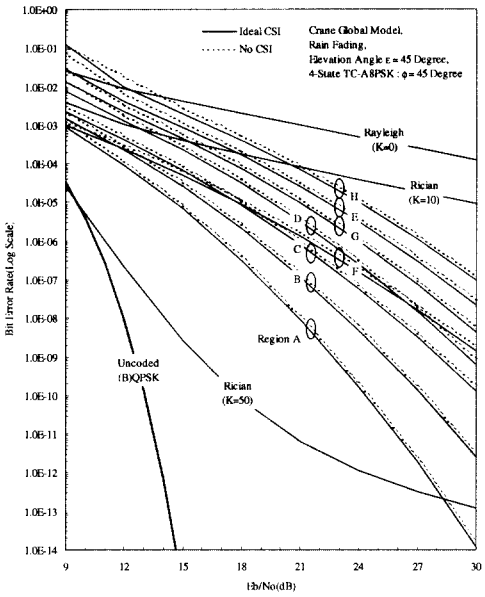


그림 15. E_b/N_o에 따른 4 상태 TC-A8PSK 시스템의 BER 상한; Ideal CSI & no CSI

VI. 결 론

이 논문에서는 강우 페이딩 채널에서 Ka 밴드 위성을 사용하는 비대칭 8PSK 트랠리스 부호(TC-A8PSK) 시스템의 BER 상한을 제시하였다. 강우강도는 대수정규분포로 근사화된다고 가정하여 강우 페이딩 PDF.를 새롭게 유도하였고 강우강도 데이터는 Crane 모델에서 정의하는 8개 전지구 지역에 대한 값을 사용하였다. 나아가 TCM 상태수와 CSI 유무에 따른 TC-A8PSK 시스템의 BER 상한을 각각 분석하였다.

이 논문의 연구결과에 의하면 강우감쇠가 큰 Crane 지역의 순서는 H, E, G, D(=D2), C, F, B, A와 같다. 다시말해, 건조한 극지방에 해당하는 지역 A가 강우 페이딩에 의한 영향을 가장 적게 받는 반면 습한 열대 우림 지역에 해당하는 지역 H가 가장 심각한 영향을 받는다. 그리고 E_b/N_o에 따른 이러한 지역적인 BER 상한의 특징은 앙각에 따른 BER 상한과 일치한다. 예상했던 바와 같이 2 상태 TC-A8PSK 시스템의 BER 상한이 4 상태의 경우보다 더 열악함을 알 수 있고 그 성능차이는 앙각이 낮고 강우감쇠가 큰 지역일수록 심하다. 나아가 2상태 TC-A8PSK 시스템의 비대칭 성좌각 범위는 $40^\circ \le \phi \le 85^\circ$ 임을 알 수 있었고 CSI를 사용할 경우 약 0.4dB의 추가이득을 획득할 수 있었다. 한편, 이동위성통신 채널과 비교해서 대체로 레일레이 페이딩보다는 강우 페이딩의 영향이 덜 심각하나 전형적인 이동위성채널이라고 할 수 있는 K=10인 라이시안 페이딩과 비교할 때 E_b/N_o가 낮을 경우 ($E_b/N_o \le 21dB$) 지역에 따라 훨씬 심각한 영향을 미칠 수 있다. 최종적으로 강우 페이딩 환경하에서 TC-A8PSK 시스템의 BER 상한에 지배적인 영향을 미치는 요소는 사용주파수, 강우강도, 앙각, 신호전력 대 잡음전력비, 비대칭 성좌각, 그리고 CSI와 같이 6가지로 요약할 수 있었다.

이 논문에서 얻은 결과는 관심 지역의 강우감쇠량을 추정함으로서 Ka 밴드 위성통신 시스템의 설계에 활용될 수 있다. 강우감쇠의 정확한 추정은 시스템 설계자로 하여금 적절한 강우 페이딩 마진을 쉽게 결정할 수 있도록 하여 시스템에서 요구하는 서비스품질(가용도)을 만족시키기가 보다 용이해진다.

부록: 강우 페이딩 PDF 유도

강우감쇠 A는 대수정규분포로 근사화 될 수 있고 식 (A1)과 같이 나타낼 수 있다[6].

$$f_A(A) = \begin{cases} \dfrac{C}{\sqrt{2\pi}s_A A} e^{-\frac{(\log_{10}A - m_A)^2}{2s_A^2}} & ; \ A \ge 0 \\ 0 & ; \ otherwise \end{cases} \quad \text{(A1)}$$

여기서, C는 $\log_{10}e(\simeq 0.4343)$이고 m_A와 s_A은 각각 $\log_{10}A$의 평균과 표준편차이다. 그리고 강우감쇠 A는 강우 페이딩 진폭 ρ와 식 (A2)의 관계가 성립한다.

$$\rho = \frac{1}{\sqrt{A}}, \quad \rho > 0 \quad \text{(A2)}$$

식 (A2)를 강우감쇠 A에 대해 풀면 식 (A3)의 근을 얻을 수 있다.

$$A = \frac{1}{\rho^2}, \quad \rho > 0 \quad \text{(A3)}$$

따라서 강우 페이딩 PDF $f_\rho(\rho)$는 강우감쇠 PDF

$f_A(A)$를 이용하여 식 (A4)와 같이 나타낼 수 있다[11].

$$f_\rho(\rho)=\left.\frac{f_A(A)}{\left|\frac{d\rho}{dA}\right|}\right|_{A=1/\rho^2} \tag{A4}$$

최종적으로 식 (A5)는 다음과 같다.

$$f_\rho(\rho)=\left.\frac{f_A(A)}{\left|-\frac{1}{2A\sqrt{A}}\right|}\right|_{A=1/\rho^2}=\frac{2f_A(1/\rho^2)}{\rho^3}$$

$$=\frac{2C}{\sqrt{2\pi}s_A\rho}e^{-\frac{(\log_{10}(1/\rho^2)-m_A)^2}{2s_A^2}};\quad \rho\geq 0 \tag{A5}$$

참 고 문 헌

[1] C. Loo, "A Statistical Model for a Land Mobile Satellite Communications," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-34, pp.122-127, Aug. 1985.

[2] M. Filip, and E. Vilar, "Optimum Utilization of the Channel Capacity of a Satellite Link in the Presence of Amplitude Scintillations and Rain Attenuation," IEEE Trans. Commun., vol.38, no.11, pp.1958-1965, Nov. 1990.

[3] P. L. Rice, and N. R. Holmberg, "Cumulative Time Statistics of Surface Point-Rainfall Rates," IEEE Trans. Commun., vol.COM-21, no.10, pp.1131-1136, Oct. 1973.

[4] S. H. Lin, "Empirical Rain Attenuation Model for Earth-Satellite Paths," IEEE Trans. Commun., vol.COM-27, no.5, pp.812-817, May 1979.

[5] R. K. Crane, "Prediction of Attenuation by Rain," IEEE Trans. Commun., vol.COM-28, no.9, pp.1717-1733, Sept. 1980.

[6] K. Morita, "A Method for Estimating Propagation Characteristics on Earth-Satellite Links in Microwave and Millimeter Wave-bands," E. C. L. Tech. Jour., vol.28, no.8, pp.1661-1676, 1979.

[7] T. T. Ha, "Digital Satellite Communications," Second edition, McGraw-Hill, 1990.

[8] G. Ungerboeck, "Channel Coding with Multi-level/Phase Signals," IEEE Trans. Inform. Theory, vol.IT-28, pp.55-67, Jan. 1982.

[9] E. Biglieri, D. Divsalar, P. J. McLane, and M. K. Simon, "Introduction to Trellis-Coded Modulation with Applications," Macmillan, 1991.

[10] S. B. Wicker, "Error Control Systems for Digital Communication and Storage," Prentice-Hall, 1995.

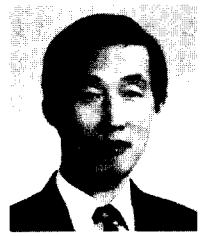
[11] A. Papoulis, "Probability, Random Variables, and Stochastic Processes," Third edition, McGraw-Hill, 1991.

황 성 현(Sung-hyun Hwang) 정회원

1996년 2월 : 성균관대학교 전자공학과 졸업(학사)
1998년 2월 : 성균관대학교 전기전자컴퓨터공학부(석사)
1998년 3월~현재 : 성균관대학교 전기전자컴퓨터공학부 박사과정

<주관심 분야> 위성통신, 이동통신, 디지털 통신 및 동기화기술을 포함한 Modem 기술 등임

최 형 진(Hyung-jin Choi) 정회원



1974년 2월 : 서울대학교 전자공학과 졸업(학사)
1976년 2월 : 한국과학기술원 전기전자공학과 졸업(석사)
1976년 3월~1979년 7월 : 주식회사 금성사 중앙연구소 근무(연구원)
1979년 9월~1982년 12월 : 미국 University of Southern California 전기공학과 졸업(박사)
1982년 10월~1989년 12월 : 미국 LinCom Corp. 연구원으로 근무
1989년 3월~현재 : 성균관대학교 전기전자컴퓨터공학부(정교수)

<주관심 분야> 디지털 통신, 무선통신, 이동통신, 위성통신 및 동기화 기술을 포함한 Modem 기술 등임