

論文 95-32A-4-3

이동 통신 채널에서 다중 트렐리스 부호화된 $\pi/4$ shift QPSK의 연집 에러 정정 복호 방식

(A Burst-Error-Correcting Decoding Scheme of Multiple Trellis-Coded $\pi/4$ shift QPSK for Mobile Communication Channels)

李 靖 揆 * , 宋 旺 徹 * , 洪 大 植 * , 康 昌 彦 *

(Jung Kyu Lee, Wang Cheol Song, Dae Sik Hong, and Chang Eon Kang)

요 약

본 논문에서는 디지털 이동 통신 채널에서 다중 트렐리스 부호화된 $\pi/4$ shift QPSK 변조 방식의 비트 에러율을 향상시키기 위하여 연집 에러 정정을 위한 이중 모드 적응 복호를 상기의 변조 방식에 적용하여 그 성능을 분석한다. 연집 에러 검출 알고리즘과 최대 확률론적 복호 방식이 결합된 형식의 이중 모드 적응 복호는 보통의 경우 정상적인 비터비 복호기로 동작하다가 비터비 복호기에 의해 정정될 수 없는 에러가 검출될 때에는 연집 에러 정정 모드로 전환되어 복호를 수행한다. 성능 분석을 위한 채널 모델로는 레일리 페이딩 채널과 라이시안 파라미터가 5dB인 라이시안 페이딩 채널을 사용하며, 인터리빙을 이용한 연집 에러 정정 방식의 성능과 비교한다. 실험 결과로부터, 이중 모드 적응 복호 시의 지연 메모리의 크기와 인터리빙 시의 메모리의 크기를 같게 놓았을 때 이중 모드 적응 복호가 인터리빙에 의한 연집 에러 정정 방식보다 비트 에러율 특성 면에서 향상된 성능을 나타냄을 알 수 있다.

Abstract

In this paper, the dual-mode burst-error-correcting decoding algorithm is adapted to the multiple trellis-coded $\pi/4$ shift QPSK in order to achieve the improvement of bit error rate (BER) performance over fading channels. The dual-mode adaptive decoder which combines maximum likelihood decoding with a burst detection scheme usually operates as a Viterbi decoder and switches to time diversity error recovery whenever an uncorrectable error pattern is identified. Rayleigh fading channels and Rician fading channels having the Rician parameter $K=5\text{dB}$ are used in computer simulation, and the simulation results are compared with those of interleaving techniques. It is shown that under the constraint of the fixed overall memory quantity, the dual-mode adaptive decoding scheme gains an advantage in the BER performance with respect to interleaving strategies.

* 正會員, 延世大學校 電子工學科

(Graduate School of Yonsei University)

接受日字 : 1994年 9月 24日

I. 서 론

다중 트렐리스 부호화 변조(multiple trellis-coded modulation, MTCM)는 Ungerboeck에 의하여 제안

된 일반적인 트렐리스 부호화 변조 방식이 각 트렐리스 가지당 1개의 심볼만을 할당함에 비해 다중화 계수 (multiplicity) 만큼의 심볼을 할당함으로써 기존의 트렐리스 부호화 변조에 비해 더 큰 부호화 이득을 얻는 방식이다^{[11][21][3]}.

차동 부호화된 $\pi/4$ shift QPSK는 복미와 일본의 차세대 디지털 셀룰러 이동 통신 시스템의 표준 변조 방식으로서 QPSK와 같은 $\pm\pi$ 위상 천이를 겪지 않기 때문에 인접 채널 간섭 및 스펙트럼 확산이 감소하게 된다^{[4][15]}. 최근 들어 이러한 $\pi/4$ shift QPSK에 여러 트렐리스 부호화 변조를 적용시키는 연구가 계속되어져 왔다^{[7][18]}.

한편, 이동 통신 채널에서는 랜덤 에러뿐만 아니라 페이딩 현상으로 인한 연접 에러가 발생함에 따라 시스템의 성능은 상당히 저하된다. 이러한 연접 에러의 정정을 위한 방식에는 인터리빙, Gallager 오류 정정 방식 및 이중 모드 적응 복호 알고리즘 등이 있다^[6]. 이중 모드 적응 복호 알고리즘은 최대 확률론적 복호 기법에 연접 에러 검출 알고리즘을 결합시킨 것으로서, 랜덤 에러 모드에서는 보통의 비터비 복호기로서 동작을 하지만, 연접 에러 발생 시에는 연접 에러 모드로 전환되어 연접 에러에 의한 복호 단에서의 에러 전파 (error propagation)를 방지하면서 에러 정정을 하게 된다.

본 논문에서는, $\pi/4$ shift QPSK를 다중 트렐리스 부호화 시킨 후 여기에 이중 모드 적응 복호 알고리즘을 적용시켜 이동 통신 채널 상에서의 그 성능을 일반적인 인터리빙 기법을 적용시킨 시스템의 성능과 비교 분석하고자 한다.

본 논문의 구성은 먼저 제 2 장에서 다중 트렐리스 부호화 변조와 $\pi/4$ shift QPSK에 대해 설명하고, 제 3 장에서는 이중 모드 적응 복호를 논하며, 제 4 장에서 시스템 구성을 제시한다. 제 5 장에서 시뮬레이션 결과를 고찰하고, 제 6 장에서 결론을 내린다.

II. 다중 트렐리스 부호화 변조와 $\pi/4$ shift QPSK

1. 다중 트렐리스 부호화 변조의 개요

다중 트렐리스 부호화 변조는 비대칭 변조를 사용하지 않고도 시스템의 성능 개선을 통하여 높은 부호화 이득을 얻을 수 있는 방식으로 채널 심볼(channel symbol)로부터 만들어진 다차원(multidimension)의 신호 집합에 대한 부호화 방식이다^[11]. 이 방식은 페이딩 환경이나, 위상 지터 환경에서 발생하는 문제를 피하는 데도 적합한 방식이다^{[21][3]}. 다중 트렐리스 부

호화 변조에서는, 각 전송 간격에서 nk 개의 입력 비트가 부호화기에 입력되면 k 개의 출력 신호가 변조기로부터 출력된다. 이때 k 를 다중화 계수(multiplicity)라고 하며 입력 비트에 대하여 트렐리스 부호화기에서 출력되는 심볼의 수를 나타낸다. 그러므로 다중 트렐리스 부호화 변조는 부호화율이 $nk/(n+1)k$ 인 콘볼루션 부호화기를 설계하고 Ungerboeck에 의해 제안된 신호 사상 방법을 통하여 2^{nk} 개의 채널 신호 집합과 결합시키는 것이다. 다중화 계수 $k>1$ 인 경우가 다중 트렐리스 부호화 변조에 해당되며 각 전송 간격에서 k 개의 채널 신호가 트렐리스 부호화기에서 출력되며 결국 각 트렐리스 가지에는 k 개의 채널 신호가 할당된다. 예를 들어 $k=2$ 인 다중 트렐리스 부호화 변조에서는 각 가지에 할당된 심볼들은 쌍을 이루고 있고 또한 쌍을 이루어 전송된다.

2. $\pi/4$ shift QPSK의 다중 트렐리스 부호화

$\pi/4$ shift QPSK는 위상 변화가 $\pm\pi/4$ 와 $\pm 3\pi/4$ 로 제한되어 QPSK와 같은 $\pm\pi$ 의 변화를 겪지 않기 때문에 진폭 변동이 감소하게 된다^[15]. 또한 이 변조 방식은 동기 검파뿐만 아니라 비동기 검파도 사용할 수 있으며 대역폭 효율도 향상된다.

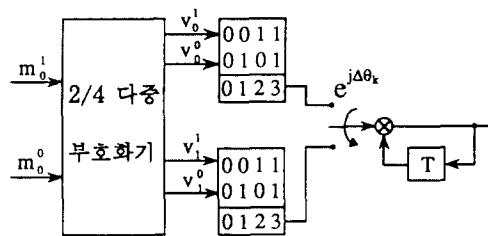


그림 1. 2/4 다중 트렐리스 부호화된 $\pi/4$ shift QPSK

Fig. 1. 2/4 multiple trellis-coded $\pi/4$ shift QPSK.

2/4 다중 트렐리스 부호화된 $\pi/4$ shift QPSK의 변조기를 그림 1에 나타내었다^[7]. 직렬 변환기를 거친 입력 데이터 비트쌍 $m_n = (m_n^0, m_n^1)$ 은 시간 nT (T = 심볼구간)에서 부호화율이 2/4인 트렐리스 부호화기를 통과하여 두개의 그룹 $v_n^0 = (v_n^0, v_n^1)$ 과 $v_n^1 = (v_n^0, v_n^1)$ 을 출력한다. 2차원 신호 집합 분할에 의한 사상을 통하여 사상기는 각 2비트의 v_n^0 와 v_n^1 을 다음과 같이 부호화된 4PSK의 위상차 심볼 x_n 으로 변환한다.

$$x_n = e^{j\theta_n} \tag{1}$$

여기에서

$$\Delta\theta_n = v_i^0 \cdot \frac{\pi}{2} + v_i^1 \cdot \pi + \frac{\pi}{4}, \quad i=0,1 \quad (2)$$

이며 채널로 전송되기 전에 차동 부호화 되어 $\pi/4$ shift QPSK의 심볼 s_n 을 얻는다.

$$s_n = s_{n-1} \cdot x_n \quad (3)$$

즉, 다중 트래리스 부호화기를 통해 출력된 위상차 신호열이 다시 차동 부호화 됨으로써 연속되는 두 채널 신호의 위상차에 정보가 실리게 된다. 그리하여 최종적으로 채널을 통해 전송되는 심볼은 $\pi/4$ shift QPSK의 8개의 신호점 중 하나가 된다.

III. 이중 모드 적응 복호

1. 체계적 부호를 이용한 이중 모드 적응 복호

이중 모드 적응 복호 방식은 이동 통신 환경과 같은 연접 에러 채널에서의 시스템 성능 저하를 막기 위한 방법의 일종으로서 최대 확률론적(maximum likelihood sequence estimation, MLSE) 복호 방식을 연접 에러 검출 알고리즘과 결합시킨 새로운 복호 방식이다¹⁶⁾.

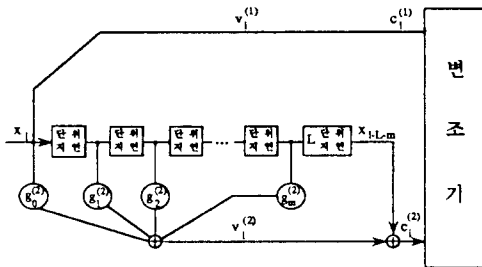


그림 2. (2,1,m) 체계적 콘볼루션 부호를 이용한 이중 모드 적응 복호 알고리즘에 대한 부호화기

Fig. 2. Encoder for the adaptive coding scheme, using a (2,1,m) systematic convolutional code.

이중 모드 적응 복호기는 채널이 양호한 상태에서는 최대 확률론적 복호 방식의 비터비 복호기로서 동작하다가, 비터비 복호기에 의하여 수정될 수 없는 에러가 검출될 때에는 연접 에러 정정 모드로 전환된다. 그림 2에 부호화를 1/2인 체계적 콘볼루션 부호를 이용한 적응 부호화기가, 그림 3에는 이에 대응하는 적응 복

호기가 나와 있다¹⁶⁾. 모든 다중 모드 방식의 기본 개념은 입력 정보를 최소한 두 번 이상 부호화 하는데 있다. 그림 3의 경우도 마찬가지이다. 즉, 첫째로 입력 비트들은 체계적 부호의 특성에 따라 원래 비트 모습 그대로 보내지며, 둘째로 입력 비트들은 한편으로는 $L+m$ 만큼 시간 지연 되고, 또 다른 한편으로는 콘볼루션 부호화기에 의해 부호화된 후 그 두 비트열은 이진 가산(modulo 2 addition)되어 변조기로 보내진다. 한편 수신단에서는 수신된 신호가 비터비 복호기에 의하여 복원될 수 없는 연접 에러의 성격을 띠 경우 수신기는 연접 에러 정정 모드로 전환되어, 부호화기에서 이진 가산되어 전송된 패리티 비트를 이용하여 정보 비트를 추출하게 된다.

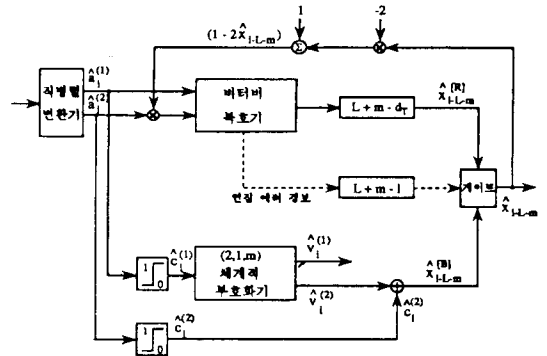


그림 3. (2,1,m) 체계적 콘볼루션 부호 사용 시의 이중 모드 적응 복호기

Fig. 3. Adaptive decoder for use with (2,1,m) systematic convolutional codes.

이중 모드 적응 복호에서 사용되어지는 비터비 복호기는 일반적인 비터비 복호 동작 외에 경로 매트릭 비교 작업을 통해 연접 에러 정보를 발생하는 기능을 가진다. 즉, 현재의 복호 단계와 일정 이전의 복호 단계 사이의 경로 매트릭 차를 감시, 비교하여 어떤 임계치보다 크게 되면 이때 비터비 복호기는 연접 에러 정보를 발생하게 된다.

2. 비체계적 부호를 이용한 이중 모드 적응 복호

비체계적 부호는 같은 메모리 차수에 대해 체계적 부호에 비해서 더 큰 자유 거리(free distance)를 가진다고 알려져 있다. 비체계적 부호를 이용한 이중 모드 복호 알고리즘에 대한 부호화기의 블록 다이어그램이 그림 4에 나와 있다¹⁶⁾.

(n, k, m) 의 비체계적 부호화기 G 는 $GH^T = 0$ 이

되는 $n \times k$ 차원의 신드롬 형성기 H^T 를 가지며^[9], 이때 H 는 패리티 체크 다항식 행렬이라 불리우며 다항식 역행렬 H^{-1} 를 가진다. 그림 4에서 비체계적 부호화기의 출력은

$$V(D) = X(D) G(D) \quad (4)$$

가 되고, n 차원 채널 벡터 $C(D)$ 는 다음과 같다.

$$C(D) = V(D) \oplus D^L X(D) (H^{-1})^T(D) \quad (5)$$

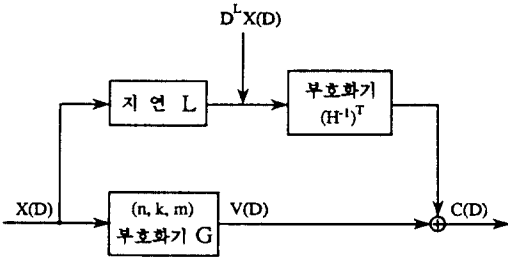


그림 4. 비체계적 콘볼루션 부호를 이용한 이중 모드 적응 부호 알고리즘에 대한 부호화기
Fig. 4. Encoder for the adaptive coding scheme, using a nonsystematic convolutional code.

이며, 이때 만약 $\hat{C}(D)$ 로 부터 $C(D)$ 가 정확히 복구된다면, 식 (4)와 (5)에 의해,

$$R(D) = X(D) G(D) \quad (7)$$

가 되며 $R(D)$ 는 $G(D)$ 에 대응하는 비터버 부호화의 입력으로 들어가 정확한 부호 과정을 이끈다.

한편 연집 모드에서는, 만약 $\hat{C}(D)$ 가 옳다고 가정하면,

$$\begin{aligned} B(D) &= \hat{C}(D) H^T(D) \\ &= X(D) G(D) H^T(D) \oplus \\ &\quad D^L X(D) (H^{-1})^T(D) H^T(D) \\ &= D^L X(D) \end{aligned} \quad (8)$$

가 되어 k 차원의 지연 정보열 $D^L X(D)$ 를 얻을 수 있다.

IV. 시스템 구성

1. 이동 통신 채널 모델링

다중 경로 채널의 모델링은 복소수의 기저 대역 임펄스 응답을 갖는 선형 필터로 모델링 될 수 있으며, 이와 같은 모델링 방법은 도심지의 이동체 통신 채널 및 위성 채널 등에 적합하다. 도심지의 페이딩 현상은 등가 기저 대역 2파 모델로 모델링이 가능하며, 페이딩 채널을 거친 후의 수신 신호 $r(t)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$r(t) = s(t) + \rho s(t-\tau) \quad (9)$$

여기서 $s(t)$ 는 송신된 신호로서

$$\begin{aligned} s(t) &= I(t) \cos \omega_c t - Q(t) \sin \omega_c t \\ &= \cos(\omega_c t + \theta(t)), \quad \theta(t) = \tan^{-1} \frac{Q(t)}{I(t)} \end{aligned} \quad (10)$$

이다. 전송 신호 $s(t)$ 가 식 (10)과 같을 때 간접파의 수신 신호 $\rho s(t-\tau)$ 는 페이딩 채널을 통과한 것으로서

$$\begin{aligned} \rho s(t-\tau) &= N_I(t) \cos(\omega_c t + \theta(t)) - N_Q(t) \sin(\omega_c t + \theta(t)) \\ &= [N_I(t)I(t) - N_Q(t)Q(t)] \cos \omega_c t - \\ &\quad [N_I(t)Q(t) + N_Q(t)I(t)] \sin \omega_c t \end{aligned} \quad (11)$$

가 되며, 여기서 $N_I(t)$, $N_Q(t)$ 는 평균이 0이고 분산이 1인 각각의 백색 가우스 잡음이 페이딩 채널의 스펙트럼을 갖는 저역 통과 여파기를 통과한 후의 잡음 신호

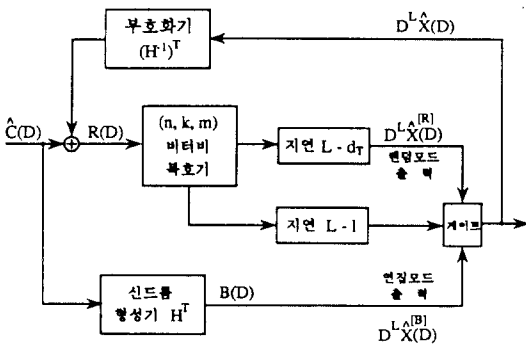


그림 5. 비체계적 콘볼루션 부호 사용 시의 이중 모드 적응 부호기
Fig. 5. Adaptive decoder for use with nonsystematic convolutional codes.

그림 5에 비체계적 부호를 이용한 이중 모드 적응 부호기가 나와있다^[6]. 여기서 $R(D)$ 는

$$R(D) = \hat{C}(D) \oplus D^L \hat{X}(D) (H^{-1})^T(D) \quad (6)$$

이다. 따라서 수신 신호 $r(t)$ 는 식 (10)과 (11)에 의해 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$r(t) = [I(t) + N_I(t)I(t) - N_Q(t)Q(t)] \cos \omega_c t - [Q(t) + N_I(t)Q(t) + N_Q(t)I(t)] \sin \omega_c t \quad (12)$$

그리하여 수신점에서 채널 신호 복조 후 저역 통과 여파기를 통과한 신호 $\tilde{I}(t)$ 와 $\tilde{Q}(t)$ 는

$$\begin{aligned} \tilde{I}(t) &= \frac{1}{2} [I(t) + N_I(t)I(t) - N_Q(t)Q(t)] \\ \tilde{Q}(t) &= \frac{1}{2} [Q(t) + N_I(t)Q(t) + N_Q(t)I(t)] \end{aligned} \quad (13)$$

가 된다.

식 (11)은 다경로 페이딩 채널을 통과한 신호의 대역 통과 신호 표현이며 이에 대한 등가 저역 통과 신호 표현이 식 (13)과 같다. 따라서 식 (13)으로부터 등가 저역 대역 다경로 페이딩 시뮬레이터를 설계할 수 있다.

2. 시스템 구성

이중 모드 적응 복호를 이용한 다중 트렐리스 부호화 $\pi/4$ shift QPSK 변조 방식의 전체 시스템 구성이 그림 6에 나와 있다. 먼저 이진 입력 데이터가 이중 모드 적응 부호화기의 입력으로 가해져 체계적 또는 비체계적 구조를 갖는 콘볼루션 부호로 부호화 된다. 이렇게 부호화된 부호열은 다시 다중 트렐리스 부호화기 및 신호 사상기를 거치면서 QPSK 신호점 중 하나로 사상되며 이후 차동 부호화기에 의해 $\pi/4$ shift QPSK 심볼이 되어 채널로 전송된다. 이때 채널은 이동 통신 채널 환경을 모델링 하는 페이딩 채널로서 레일리 또는 라이시안 채널이다. 채널을 통과한 후 수신단에 수신된 신호는 차동 검파기를 거치면서 위상차 심볼로 변환된다. 즉, 수신된 신호가 r_i 이고 이전에 수신된 신호가 r_{i-1} 일 때, 비터비 복호기로 입력되는 위상차 심볼은 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} z_i &= r_i \cdot r_{i-1}^* \\ &= (s_i + n_i) \cdot (s_{i-1} + n_{i-1})^* \\ &= s_i \cdot s_{i-1}^* + n_i \\ &= x_i + n_i \end{aligned} \quad (14)$$

(여기서 s_i 는 채널 심볼, n_i 는 잡음, x_i 는 위상차 심볼이다)

이렇게 차동 검파된 각 심볼은 비터비 복호기로 입력되어 트렐리스 가지에 있는 잡음이 없는 심볼과의

자승 유클리드 거리가 계산되며 이러한 자승 유클리드 거리를 메트릭으로 설정하여 메트릭의 합, 즉 자승 유클리드 거리의 합을 최소화하는 방향으로 복호화가 진행된다.

다중화 계수 $k=2$ 인 다중 트렐리스 부호화 변조를 사용하는 경우에는 각 가지당 2개의 심볼이 있으므로 2개의 위상차 심볼을 사용하여 가지 메트릭을 계산한다. 수신단에서 수신 신호는 우선 차동 검파기에 의해 위상차 심볼로 변환되어 비터비 복호기로 인가된다. 비터비 복호기에 의해 1차 복호된 데이터는 다시 이중 모드 적응 부호화의 입력으로 들어가 3장에서 설명되어진 알고리즘에 의해 연접 에러를 효과적으로 정정할 수 있게 된다.

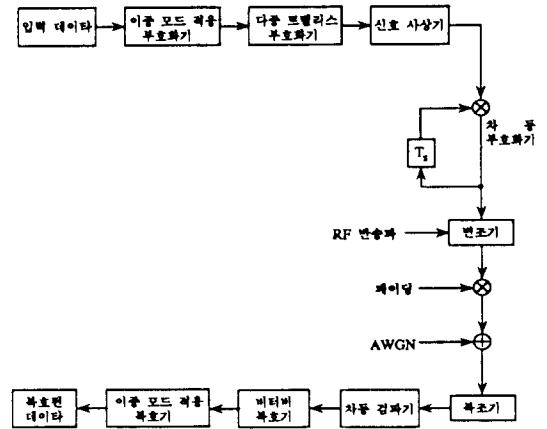


그림 6. 이중 모드 적응 복호를 이용한 다중 트렐리스 부호화 $\pi/4$ shift QPSK 변조 시스템의 구성

Fig. 6. System block diagram of multiple trellis-coded $\pi/4$ shift QPSK with dual-mode adaptive decoding scheme.

비체계적 부호를 이용한 이중 모드 적응 복호시에 사용된 $(H^{-1})^T$ 와 신드롬 형성기 H^T 는 다음과 같다. 우선 (2.1.2) 비체계적 콘볼루션 부호의 전달 함수 행렬 G 를 다음으로 했을 때

$$G = [1+D+D^2 \quad 1+D^2] \quad (15)$$

(여기서 D 는 허프만 지연 연산자이다), $GH^T=0$ 을 만족하는 패리티 체크 다항식 행렬 H 는

$$H = [1+D^2 \quad 1+D+D^2] \quad (16)$$

가 되며, H^{-1} 는

$$H^{-1} = \begin{bmatrix} 1+D \\ D \end{bmatrix} \quad (17)$$

가 된다. 그리고 신드롬 형성기 H^T 는

$$H^T = \begin{bmatrix} 1+D^2 \\ 1+D+D^2 \end{bmatrix} \quad (18)$$

으로써 구현된다.

한편, 모든 실험에서 비터비 복호기의 경로 메모리는 해당 콘볼루션 부호의 구속장(constraint length) $\nu=(m+1)$ 의 5배로 설정했으며 이는 비터비 복호에 있어서의 표준적인 선택이다¹⁰⁾.

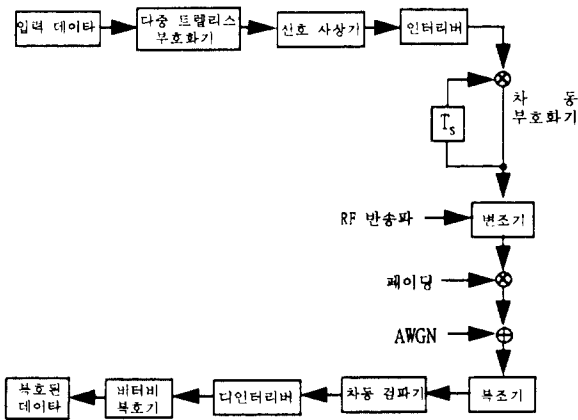


그림 7. 인터리빙 방식을 이용한 다중 트렐리스 부호화 $\pi/4$ shift QPSK 변조 시스템의 구성
Fig. 7. System block diagram of multiple trellis-coded $\pi/4$ shift QPSK with interleaving scheme.

본 논문의 이중 모드 적응 복호 시스템과의 성능 비교를 위한 인터리빙 시스템(그림 7)은 블록 인터리버와 블록 디인터리버를 사용했으며 여러 종류의 인터리빙 차수에 대해 각각 이에 대응되는 이중 모드 복호 시스템에서의 지연 길이 L 을 정하여 두 시스템간의 성능 비교를 실시하였다.

V. 시뮬레이션 결과 및 고찰

다중 트렐리스 부호화된 $\pi/4$ shift QPSK의 이중 모드 적응 복호 시스템의 성능을 여러 페이딩 채널 환경 하에서 컴퓨터 모의 실험을 통해 알아본다. 이때 성능 비교의 대상은 이중 모드 적응 복호 시스템의 지연

길이 L 과 같은 값의 메모리 양을 가지는 인터리빙을 적용한 다중 트렐리스 부호화된 $\pi/4$ shift QPSK이다. 실험에서 사용한 L 값은 각각 400, 700, 1024이며 이에 대응되는 인터리빙 메모리의 크기는 각각 20×20 , 32×22 , 32×32 이다. 복호단에 있는 비터비 복호기의 경로 메모리는 해당 콘볼루션 부호의 구속장의 5배에 해당되는 크기를 갖도록 했다. 경로 메모리의 크기가 증가하면 할수록 비터비 복호기의 성능은 향상되나 동시에 복호 지연이 길어지고 복호 시의 계산량이 기하급수적으로 증가하게 된다. 비터비 복호기의 성능과 복잡도 사이의 적절한 타협점이 구속장의 5배에 해당되는 경로 메모리의 사용이다. 컴퓨터 모의 실험의 결과는 비트 당의 잡음대 전력비에 해당되는 E_b/N_o (E_b : 비트 에너지, N_o : AWGN의 전력밀도)대 비트 에러율(bit error rate, BER)의 그래프로써 제시된다.

실험에 사용된 채널은 레일리 페이딩 채널과 라이시안 파라미터 K (=직접파와 간접파의 전력비)가 5dB인 라이시안 페이딩 채널이며 각 채널에 대해 페이딩율이 96Hz와 32Hz인 경우에 대해서 각 시스템의 성능 비교를 실시한다.

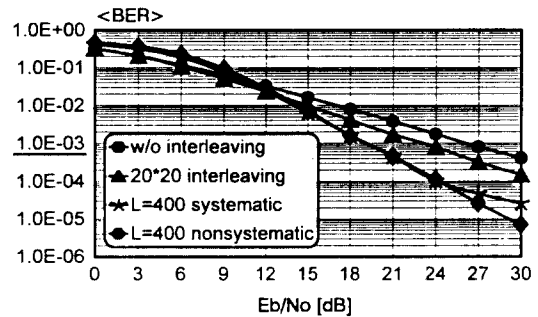


그림 8. 레일리 채널에서의 성능 곡선
(페이딩율=96Hz, $L=400$, 인터리빙= 20×20)

Fig. 8. BER performance on Rayleigh channel (fading rate=96Hz, $L=400$, interleaving= 20×20).

그림 8은 페이딩율이 96Hz인 레일리 페이딩 채널에서, 다중 트렐리스 부호화된 $\pi/4$ shift QPSK의 이중 모드 적응 복호 시와 인터리빙을 적용했을 때의 각각의 성능 곡선이다. $L=400$ 의 이중 모드 적응 복호를 수행했을 경우 그 성능은 10^{-3} 의 에러율에서 20×20 인터리빙의 성능보다 약 3.5dB 정도 뛰어나다. 그림 9는 페이딩율이 32Hz인 레일리페이딩 채널에서 $L=700$ 의 이중 모드 적응 복호와 32×22 인터리빙의 성능 곡선이다. 10^{-3} 의 에러율에서 이중 모드 적응 복

호가 인터리빙 시스템 보다 약 3.5dB 성능 향상을 보인다.

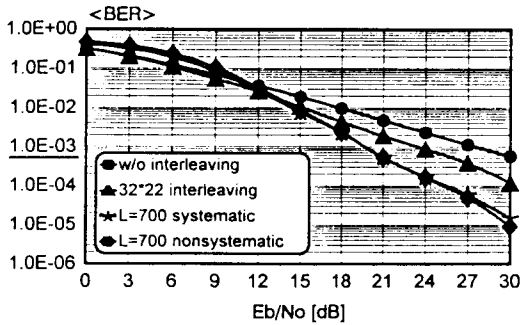


그림 9. 레일리 채널에서의 성능 곡선
(페이딩율=32Hz, $L=700$, 인터리빙= 32×22)

Fig. 9. BER performance on Rayleigh channel (fading rate=32Hz, $L=700$, interleaving= 32×22).

그림 10과 11은 라이시안 파라미터 K 가 5dB인 라이시안 페이딩 채널에서 페이딩율이 96Hz일 때와 32Hz인 경우에, 다중 트렐리스 부호화된 $\pi/4$ shift QPSK의 이중 모드 적응 복호 시와 인터리빙을 적용했을 때의 각각의 성능 곡선이다. 10^{-3} 의 비트 에러율에서, 그림 10의 $L=1024$ 이중 모드 적응 복호 시스템은 32×32 인터리빙 시스템보다 약 3dB의 성능 향상을 보이며, 그림 11에서 $L=700$ 의 이중 모드 적응 복호도 32×22 인터리빙 시스템에 비해 약 3dB 정도 뛰어난 성능을 보인다.

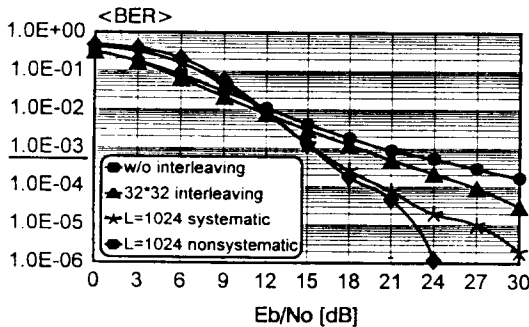


그림 10. 라이시안 채널에서의 성능 곡선
(페이딩율=96Hz, $L=1024$, 인터리빙= 32×32)

Fig. 10. BER performance on Rician channel (fading rate=96Hz, $L=1024$, interleaving= 32×32).

이상의 실험 결과로부터 여러 시스템간의 성능 차이

는 페이딩 채널의 종류와 페이딩율에 따라 많은 변화를 보임을 알 수 있다. 이는 이중 모드 적응 복호 시스템의 지연 길이 L 의 값은 인터리빙 시스템에서의 인터리빙 차수와 마찬가지로 채널의 연집 에러 패턴과 밀접한 관계가 있음을 나타내는 것이다.

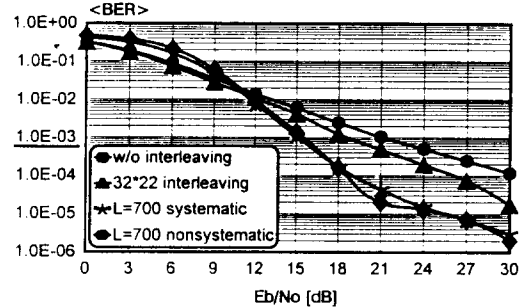


그림 11. 라이시안 채널에서의 성능 곡선
(페이딩율=32Hz, $L=700$, 인터리빙= 32×22)

Fig. 11. BER performance on Rician channel (fading rate=32Hz, $L=700$, interleaving= 32×22).

VI. 결 론

이동 통신 채널은 높은 발생 빈도의 연집 에러를 가지는 페이딩 채널로서 이러한 연집 에러의 효율적인 정정이 좋은 통신 품질을 얻을 수 있는 관건이다. 따라서 본 논문에서는 $\pi/4$ shift QPSK를 다중 트렐리스 부호화한 후 이동 통신 채널에서의 성능 향상을 위해 연집 에러의 정정에 효과적인 이중 모드 적응 복호 알고리즘을 적용하여 그 성능을 분석하였다.

페이딩율이 96Hz와 32Hz인 레일리 페이딩 채널에서의 실험 결과 인터리빙의 차수와 이중 모드 적응 복호에서의 지연 길이 L 을 같은 값으로 놓았을 때 10^{-3} 의 비트 에러율에서 이중 모드 적응 복호 시의 성능이 인터리빙 시의 성능보다 약 2.7~3.5dB 정도 뛰어나다. $K=5$ dB의 라이시안 페이딩 채널에서 페이딩율이 96Hz와 32Hz인 경우에 있어서도 인터리빙의 차수와 이중 모드 적응 복호에서의 L 값을 같게 놓았을 때 이중 모드 적응 복호 시스템이 인터리빙 시스템에 비해 10^{-3} 의 비트 에러율에서 약 1.5~4.7dB 정도의 성능 향상을 보인다.

결론적으로 다중 트렐리스 부호화된 $\pi/4$ shift QPSK에 이중 모드 적응 복호를 적용함으로써 기존의 인터리빙 시스템에 비해 페이딩 채널에서 더 좋은 비트 에러율 성능을 얻을 수 있다.

앞으로의 보다 더 나은 성능 향상을 위해서는 각 채널의 특성에 따른 연접 에러 패턴에 관한 체계적인 연구가 선행되어야 하겠다. 또한 다중 트렐리스 부호의 비터비 복호기에 연성 출력 비터비 알고리즘 (soft-output Viterbi algorithm, SOVA)이 도입된다면 보다 더 나은 성능을 기대할 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

[1] D. Divsalar and M. K. Simon, "Multiple trellis-coded modulation(MTCM)," IEEE Trans. Commun., vol. 36, no. 4, pp. 410-419, April 1988.

[2] D. Divsalar and M. K. Simon, "The design of trellis coded MPSK for fading channels : Performance criteria," IEEE Trans. Commun., vol. 36, no. 9, pp. 1004-1012, Sep. 1988.

[3] D. Divsalar and M. K. Simon, "The design of trellis coded MPSK for fading channels : Set partitioning for optimum code design," IEEE Trans. Commun., vol. 36, no. 9, pp. 1013-1021, Sep. 1988.

[4] K. Feher, "MODEMS for emerging digital cellular-mobile radio system," IEEE

Trans. Veh. Technol., vol. 40, no. 2, pp. 355-365, May 1991.

[5] C. L. Liu and K. Feher, " $\pi/4$ -QPSK Modems for satellite sound/data broadcast systems," IEEE Trans. Broadcasting, vol. 37, no. 1, pp. 1-8, March 1991.

[6] C. B. Schlegel and M. A. Herró, "A burst-error-correcting Viterbi algorithm," IEEE Trans. Commun., vol. 38, no. 3, pp. 285-291, March 1990.

[7] 김한중, "이동 위성 채널에서 다중 트렐리스 부호화된 MDPSK의 다중심볼 차동검파," 연세대학교 박사학위 논문, 1994년 2월

[8] 김종일, "Trellis 부호를 적용한 $\pi/4$ shift QPSK," 연세대학교 박사학위 논문, 1993년 2월

[9] S. Lin and D. J. Costello, Jr., Error Control Coding: Fundamentals and Applications. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1983.

[10] F. Hemmati and D. J. Costello, Jr., "Truncation error probability in Viterbi decoding," IEEE Trans. Commun., vol. 25, no. 5, pp. 530-532, May 1977.

저 자 소 개



李 靖 揆(正會員)

1969년 10월 4일 생. 1992년 연세대학교 전자공학과(공학사). 1994년 연세대학교 전자공학과 대학원(공학석사). 1995년 현재 LG전자 영상미디어 연구소 연구원. 주관심분야는 자기기록채널 등임.



宋 旺 職(正會員)

1963년 12월 12일 생. 1989년 연세대학교 전자공학과(공학사). 1991년 연세대학교 전자공학과 대학원(공학석사). 1995년 현재 본 대학원 박사과정 재학중. 주관심분야는 디지털 통신 및 채널 코딩, 위성 통신 시스템, 망관리 기술 등임.

洪 大 植(正會員) 제 31권 A편 제 4호 참조
현재 연세대학교 전자공학과 교수

康 昌 彥(正會員) 제 31권 A편 제 4호 참조
현재 연세대학교 전자공학과 교수