

위상 지터 채널하에서 트렐리스 부호화된 CPFSK의 동기 검파 (Coherent Detection of the Trellis Coded CPFSK on Phase Jitter Channels)

金大中*, 金翰鍾*, 鄭虎泳*, 康昌彦*

(Dae Joong Kim, Han Jong Kim, Ho Young Chang and Chang Eon Kang)

要約

이 논문에서는 디지털 이동 통신 시스템에서의 채널을 모델링하고 대역폭-에너지 효율이 우수한 변복조 방법인 트렐리스 부호화된 CPFSK(Continuous Phase Frequency Shift Keying)를 모델링한 채널에 적용하여 그 성능을 분석한다.

모델링한 채널은 위상 지터 채널과 페이딩 채널이다. 동기 복조 시스템에서는 기준 위상을 근거로 하여 복조를 하게 된다. 그러나 실제적으로 잡음성 변조와 PLL 회로에서 발생하는 부가성 위상 잡음으로 완벽한 동기 복조가 불가능하다. 이러한 위상 잡음을 위상 지터 채널로 모델링한다. 이동 통신에서 차량의 움직임과 신호의 다중경로에 의한 영향으로 페이딩 현상이 발생한다. 페이딩에 의한 신호의 왜곡을 페이딩 채널로 모델링한다. 디코딩 방법으로는 트렐리스 부호화된 CPFSK의 특성인 트렐리스 구조를 이용하여 최적화 복호법(MLSE : Maximum Likelihood Sequence Estimation)인 비터비(Viterbi) 알고리즘을 사용한다.

실험 결과로부터 위상 지터 채널 환경하에서 트렐리스 부호화된 CPFSK는 변조지수가 작을수록 지터 잡음에 민감하며, 페이딩 채널에서는 인터리빙이 성능의 향상에 중요한 역할을 함을 알 수 있다.

Abstract

In this paper, the performance of the trellis coded CPFSK with the coherent detection over mobile communication channels is calculated.

The characteristics of channels, including phase jitter effects and fading effects, are examined and modeled. The phase jitter channel is modeled to have a nonzero mean and a gaussian distribution. The fading channel has a Rayleigh distribution in the multipath.

For the optimal decoding method(MLSE), the Viterbi algorithm is used for the trellis structure of trellis coded CPFSK.

The results indicate that the trellis coded CPFSK with a small modulation index gets more sensitive, as the index gets smaller, to the phase noise under the phase jitter channel. Using the interleaving method, It gives considerable improvements in the error rate under the fading channel.

1. 서론

*正會員, 延世大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Yonsei Univ.)
接受日字 : 1993年 8月 12日

대역폭이 제한된 이동 통신 시스템에서는 주파수 효율이 우수한 변조 방식에 대한 많은 연구가 진행되

고 있다. 정진폭(constant envelope) 변조는 정보를 포함하고 있는 위상의 변화를 부드럽게 하여 주파수의 부엽(side lobe)을 감소시킨다. 이러한 변조 방식을 연속 위상 변조 (CPM : continuous phase modulation)이라 한다.^{[11] [12]} CPM은 경제적인 대역폭이외도 변조기의 트렐리스 구조를 이용한 최적화 복호법(MLSE : maximum likelihood sequence estimation) 인 비터비 알고리즘을 이용하여 수신할 때 일반적인 PSK 변조에 비해 부호화 이득(coding gain)을 얻을 수 있다. 트렐리스 부호화된 CPFSK는 CPM신호에 TCM을 적용하여 대역효율과 에너지 효율을 더욱 향상시킨 변조 방법이다.^[16]

이 논문에서는 대역폭-에너지 효율이 우수한 트렐리스 부호화된 CPFSK를 동기 복조를 하는 디지털 이동 통신의 환경에 적합한 채널을 모델링하고 컴퓨터 시뮬레이션에 의해 그 성능을 분석해 본다.

동기 복조를 할 때는 일반적으로 완전 동기 복조를 가정하지만 실제적으로 불가능하다. 이는 변조시에 신호에 위상 잡음이 섞이고 복조시에 PLL회로에 의한 부가성 위상 잡음이 발생하기 때문이다. 이러한 잡음 성분들을 위상 지터 채널(phase jitter channel)로 모델링한다. 또한 디지털 이동 통신 시스템에서 전송된 신호는 다중 경로(multipath) 간섭 현상과 차량의 움직 임에 의한 페이딩의 영향을 받는다. 이 채널은 Rayleigh 분포를 갖는 것으로 페이딩 채널 (fading channel)로 모델링 될 수 있다. 디코딩 알고리즘으로는 CPFSK의 변조기의 위상 상태와 콘볼루션 코드의 메모리를 결합한 트렐리스 구조를 비터비 알고리즘에 적용한다.^[4] 페이딩 채널에서 인터리빙 기법을 사용하여 성능의 저하를 막게 된다. 그러나 디인터리빙시 연속성이 파괴된다. 위상의 연속성을 유지하기 변조 트렐리스(modulation trellis)와 코드 트렐리스(code trellis)로 나누어 사용하는 기법이 사용된다.

본 논문의 구성은 2장에서는 모델링한 채널 환경에 대하여 설명하며 3장에서는 통신 시스템과 디코딩 알고리즘에 대하여 서술한다. 4장에서는 실험 결과 및 고찰에 대하여 설명하고 5장에서 결론을 맺는다.

II. 채널환경

1. 위상 지터 채널

동기(coherent) 복조 시스템에서는 기준 위상(reference phase)을 근거로 하여 복조를 하게 된다. 그러나 실제적으로 위상 지터의 영향으로 기준 위상에 부가 잡음이 생겨 완전한 동기 복조를 할 수

가 없다. 여러 가지 원인에 의해 발생된 위상 지터 잡음은 정적인 위상 오차(static phase error)와 랜덤 성분(random component)의 오차로 구분할 수 있다. 위상 잡음의 영향으로 수신기에서 위상 오차가 발생된다. 이 위상 오차는 기준 위상이 움직임을 의미하고 이것이 임계점 이상이 되면 에러가 생기게 된다. 이 에러율은 잡음성 위상이 증가하면 높아진다. 이 에러율은 잡음성 위상 잡음과 임계점과의 거리에 대한 complementary 오차 함수로 주어진다.^[15]

$$P_e = \int_{-\Theta_r}^{\Theta_r} P(\Theta_r) \left\{ \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{2E_b}{N_o}} \sin(\Theta_r - \Phi_r) \right] + \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{2E_b}{N_o}} \sin(\Theta_r - \Phi_r) \right] \right\} d\Phi_r + 2 \int_{\Theta_r}^{\pi} \pi(\Phi_r) d\Phi_r \quad (1)$$

이 논문에서 위상 지터는 정적인 위상 잡음과 랜덤 성분의 위상 잡음을 평균이 $\bar{\epsilon}$ 이고 표준 편차가 σ 인 가우시안 분포함수를 갖는 랜덤 변수 ϵ 로 나타내며 다음과 같다.^[17]

$$f_r(\Phi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp(-(\Phi - \bar{\epsilon})^2 / 2\sigma^2) \quad (2)$$

위상 지터 채널을 모델링한 블럭도와 그 출력분포가 그림 1에 나타나 있다.

위상 평균 = $\bar{\epsilon}$
위상 표준편차 = σ

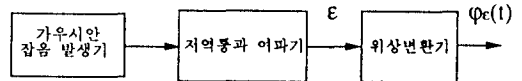


그림 1. 위상 지터 채널 모델링

Fig. 1. A model for phase jitter channel.

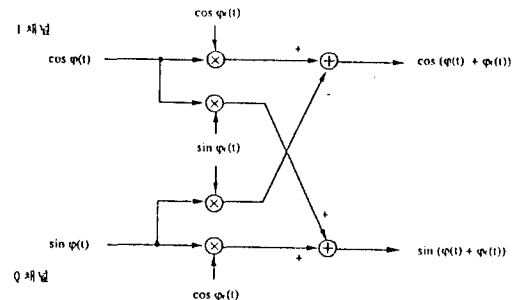


그림 2. 수신 신호의 기저 대역 모델

Fig. 2. A baseband model for received signal.

가우시안 잡음 발생기에서 위상 평균이 $\bar{\epsilon}$ 이고 위상 편차가 σ 인 잡음을 발생한다. 그 다음 잡음을 지

역통과여파기에 통과시켜 식(2)과 같은 가우시안 분포를 갖는 변수 ϵ 를 출력한다. 출력 값 ϵ 는 위상 변환기에 입력되어 실제의 위상으로 변환되어 채널을 통과하는 신호에 영향을 준다.

변조되어 전송되는 신호 $s(t) = \cos(\omega_c t + \phi(t))$ 라면, 위상 지터 채널의 영향을 고려한 수신 신호는 식(3)과 같이 쓸 수 있으며 그림 2는 이에 대한 기저대역의 모델이다.

$$\begin{aligned}
 r(t) &= \cos(\omega_c t + \phi(t) + \phi_\epsilon(t)) \\
 &= \cos(\phi(t) + \phi_\epsilon(t))\cos(\omega_c t) - \sin(\phi(t) + \phi_\epsilon(t))\sin(\omega_c t) \\
 &= [\cos\phi(t)\cos\phi_\epsilon(t) - \sin\phi(t)\sin\phi_\epsilon(t)]\cos(\omega_c t) \\
 &\quad - [\sin\phi(t)\cos\phi_\epsilon(t) + \cos\phi(t)\sin\phi_\epsilon(t)]\sin(\omega_c t) \quad (3)
 \end{aligned}$$

2. 페이딩 채널

그림 3에 페이딩 시뮬레이터를 나타낸다. 페이딩 시뮬레이터는 두개의 가우시안 잡음 발생기(gaussian random generator)로 구성되어 있으며 이들은 서로 독립적으로 동작된다.^[6]

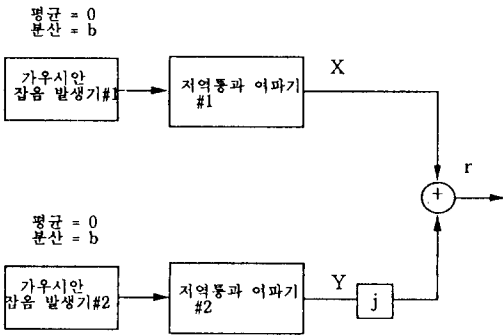


그림 3. 페이딩 채널 모델
Fig. 3. A model for fading channel.

저역통과여파기는 3차 Butterworth 여파기를 사용하여 구성하였으며 도플러 주파수(Doppler frequency)와 CPFASK의 심볼지속시간의 곱으로 정규화된 페이딩 대역폭, $fd \cdot T$, 에 의해 필터의 대역폭이 제한된다. 채널은 $fd \cdot T < 1$ 인 슬로우 페이딩 채널이다. 전송된 신호 $s(t) = \cos(\omega_c t + \phi(t))$ 가 페이딩 채널을 통과했을 경우 수신된 신호 $r(t)$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 r(t) &= \rho \cos(\omega_c t + \phi(t)) + n(t) \\
 &= |\rho| \cos(\omega_c t + \phi(t) + \theta) + n(t)
 \end{aligned}$$

여기서 $\rho = X + jY$,
 $|\rho| = \sqrt{X^2 + Y^2}$, $\theta = \arctan \frac{Y}{X}$ (4)

전송된 신호 그림에서 ρ 는 페이딩 채널의 진폭과 위상의 변화를 나타내는 복소 랜덤 변수이다. X와 Y 는 평균이 0이고 분산이 b인 정규 분포를 갖는 랜덤 변수들이 각각 저역통과여파기#1과 저역통과여파기#2를 통과한 출력이다. 따라서 ρ 는 평균이 0이고 분산이 2b인 복소 정규 변수이다. $|\rho|$ 는 수신된 신호의 진폭으로 Rayleigh 분포를 갖으며 θ 는 $[0, 2\pi]$ 에서 $1/2\pi$ 의 균일한 분포를 갖는다.

Ⅲ. 시스템의 개요 및 디코딩 알고리즘

본 논문에서 고려하고 있는 통신 시스템의 구성은 그림 4와 같다. CPFASK신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$s(t - kT; \alpha) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left(2\pi f_c t + \frac{\alpha_k \pi h(t - kT)}{T} + \phi_k\right), \quad (5)$$

$kT \leq t < (k+1)T$

여기에서 ϕ_k 는 심볼구간의 시작점에서의 위상이고 f_c 는 반송주파수, h는 변조지수, T는 심볼구간, E는 심볼 에너지이다.

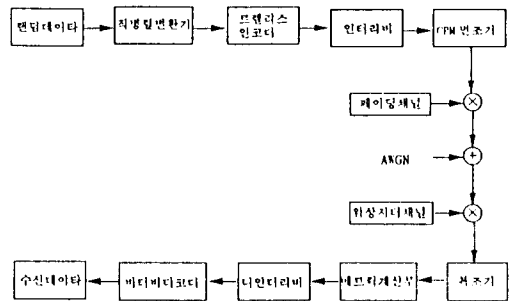


그림 4. 전체 통신 시스템의 구성도
Fig. 4. Block diagram of communication system model.

트렐리스 부호화된 CPFASK는 컨볼루션 코드가 연결된 CPM 신호에 TCM기법^[3]을 적용하여 대역 효율과 에너지 효율을 향상시킨 방법으로 그 구조와 매핑 방법은 그림 5와 같다. 상태수가 4인 경우는 코드 생성기(code generator)가 (7.2)이며 상태수가 8인 경우는 (15.4)이다. 이는 8진수 표현이다. 입력된 정보는 트렐리스와 매퍼(mapper)를 거쳐서 변조기에서 현재의 입력과 변조 메모리에 따라 수신 신호를 전송한다. 전송된 신호는 채널을 통과하며 신호가 왜곡이 된다. 수신 신호 $r(t)$ 는 다음과 같다.

$$r_i(t) = \rho_i S_i(t, \phi_i(t) + \Theta) + n(t)$$

여기서, ρ_i 는 페이딩 채널에 의한 페이딩 계수, Θ 는 위상 지터, $n(t)$ 는 AWGN (6)

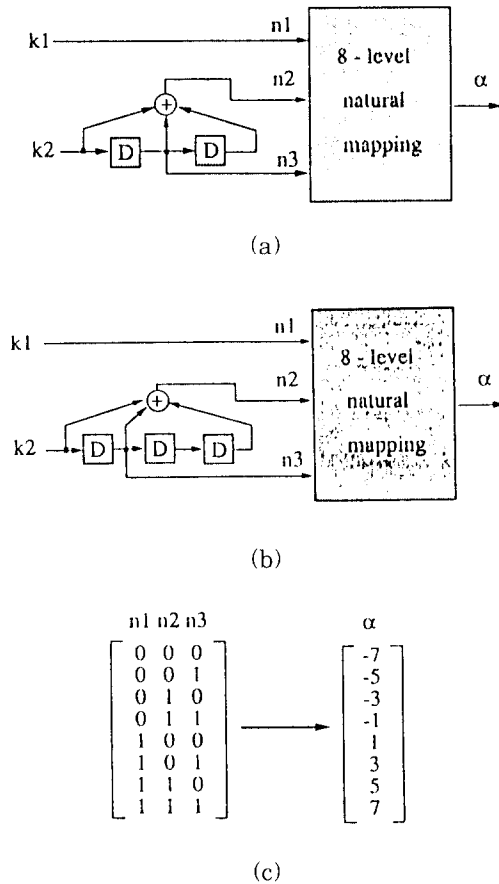


그림 5. 트렐리스 부호화된 8레벨 CPFSK의 부호화기 (a) K=3, (7,2)코드 (b) K=4, (15,4)코드 (c) natural mapping
Fig. 5. The coder of the trellis coded 8-level CPFSK. (a) K=3, (7,2)코드 (b) K=4, (15,4)코드 (c) natural mapping

수신 신호, $r(t)$ 가 복조기에 입력되어 메트릭 계산부에서 메트릭(metric)이 계산된다. 계산된 메트릭은 비터비 프로세서에서 복호된 후 복호신호를 출력하게 된다. 인터리버/디인터리버는 페이딩 환경이 포함된 경우에만 실행되고 페이딩 채널이 제외된 AWGN과 위상 지터 환경의 시뮬레이션에서는 사용되지 않는다. 동기 복조를 가정하여 수신하기 때문에 복호알고리즘

으로는 트렐리스 부호화된 CPFSK의 트렐리스 구조를 이용하여 최적화 복호법인 비터비 알고리즘을 적용한다. (2) (5) (9) CPFSK신호의 메트릭은 수신된 신호 $r(t)$ 와 가능한 입력들과 가능한 상태로 부터 얻을 수 있다. 그림 6은 CPM신호의 MLSE 동기 복조를 위한 상관 수신기이다. (9) 수신 신호가 식(6)과 같을 때, 각 상태의 메트릭, l_α , 은 식(7)과 같이 구할 수 있으며 이를 최대하기 위한 각 심볼구간의 메트릭은 식(8)처럼 표현된다.

$$l_\alpha = \int_0^{(k+1)T} r(t) s_{\alpha(t)} dt = \sum_{i=0}^{k-1} l_i \quad (7)$$

$$l_i = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos \phi_m \left\{ \int_{kT}^{(k+1)T} r_i(t) \cos \alpha_j(t) + \int_{kT}^{(k+1)T} r_q(t) \sin \alpha_j(t) \right\} + \sqrt{\frac{2E}{T}} \sin \phi_m \left\{ \int_{kT}^{(k+1)T} r_i(t) \cos \alpha_j(t) + \int_{kT}^{(k+1)T} r_i(t) \sin \alpha_j(t) \right\} \quad (8)$$

여기서, $m = 1, 2, \dots, P$: 위상 상태의 수
 $j = 1, 2, \dots, M^l$: 위상 브랜치의 수
 $i = 1, 2, \dots, pM^l$

페이딩 채널에서는 신호의 심한 왜곡으로 연접에러가 발생하므로 인터리빙이 필요하다. 일반적으로 디인터리버는 변조기와 메트릭 계산부 사이에 존재하게 된다. 그러나 트렐리스 부호화된 CPFSK신호는 디인터리버의 위치와 관리에 유의해야 한다. 트렐리스 부호화된 CPFSK는 콘볼루션 코드와 CPFSK 변조기에서 메모리를 갖는다. 인터리버는 그 사이에 존재하게 된다. 따라서 부호화되지 않은 경우에 사용한 전체 트렐리스를 이용하여 디코딩하게 되면 잘못된 결과를 얻는다. 따라서 트렐리스 부호화된 CPFSK의 디인터리버는 CPFSK의 변조기와 비터비 복조기 사이에 존재하여야 CPFSK의 연속위상을 유지할 수 있다. 전체 트렐리스를 이용하여 복호하는 대신에 코드 트렐리스와 변조 트렐리스로 분리하여 사용한다. 변조 트렐리스는 변조기의 위상 상태만으로 구성되어 있으며 변조기에서는 인터리빙되어 입력으로 들어오는 값과 변조기의 상태에 의해 결정된다. 식(7)에서 계산된 메트릭 값은 전체 트렐리스에 해당되는 브랜치 메트릭(branch metric)으로 연결되어 정해지는 것이 아니라 변조 트렐리스의 브랜치 메트릭으로 연결된다. 그 다음에는 비터비 알고리즘을 적용하여 일정한 구간동안 관찰되어 각 변조기의 위상 상태에서 가장 우수한 경로 메트릭(path metric)을 구하여 그 입력값을 메트릭 계산부의 출력으로 한다. 즉, 메트릭 계산부의 출력은 각 위상 상태에서 일정기간 동안 가장 우수한 것으로 판정된 입력값과 그 메트릭이 된다. 이 값들은 디인터리버에 입력되어 원래의 순서대

로 복원된 뒤에 비터비 디코더에서 콘볼루션 코드의 코드 트래젝스에 의해 디코딩된다. 여기에서 각 변조 트래젝스의 브랜치 메트릭 값은 look-up 테이블에 의해 일정하게 코드 트래젝스의 브랜치 메트릭 값으로 변환되어야 한다.

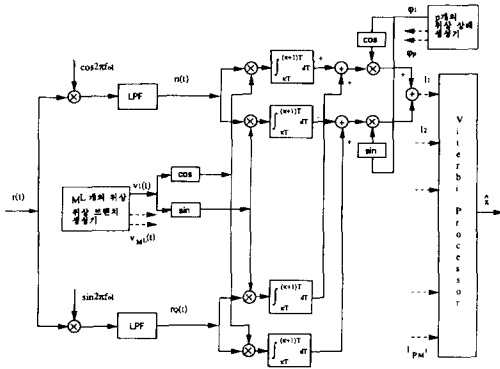


그림 6. CPM신호의 ML 동기 복조를 위한 상관 수신기의 블록도

Fig. 6. Block diagram of the correlation receiver for the ML coherent demodulation of the CPM signals.

IV. 실험 결과 및 고찰

트래젝스 부호화된 8레벨 CPFPSK를 위상 지터 채널과 페이딩 채널하에서 컴퓨터 시뮬레이션한다. 실험 모델의 구성은 3장에서 제안한 통신 시스템과 동일하다. 시뮬레이션의 대상은 콘볼루션 코드의 상태가 4와 8인 경우이며 변조지수가 1/4, 1/5, 1/6인 경우를 대상으로 한다. 채널의 구성은 2장에서 모델링한 것을 사용하며 한 심볼기간 동안은 페이딩에 의한 포락선과 위상 잡음이 일정한 슬로우 페이딩을 가정한다. 페이딩 채널의 경우에 신호의 전송률은 10k symbol/sec.를 기준으로 하여 정규화된 페이딩율은 $f_d \cdot T = 0.03$ 을 사용한다. 인터리버는 50 * 30의 크기를 갖는 블록 인터리버로 구성하였다.

그림 7부터 그림 10까지는 위와 같은 환경하에서 시뮬레이션한 결과를 나타낸다. 그림 7에서는 변조지수의 차이에 따른 위상 지터 채널하에서의 영향을 나타낸다. 변조지수가 작아지면 위상의 이동이 작아져 대역효율이 우수하다. 그러나 신호점 사이의 간격도 좁아져서 PSK류의 신호를 수신하는데 어려움이 발생한다. 실험 결과에서 볼 수 있듯이 위상 잡음의 분

산값이 커지면 변조지수가 1/6인 경우는 매우 민감한 반응을 보인다.

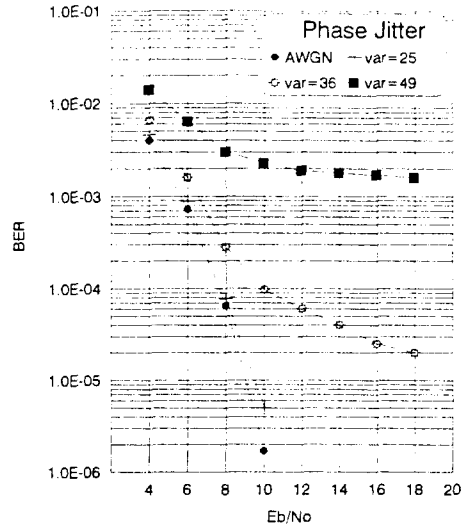


그림 7. 위상 지터 채널에서 트래젝스 부호화된 8레벨 CPFPSK의 성능곡선(h=1/4, K=3)

Fig. 7. The performance of the trellis coded 8-level CPFPSK on phase jitter channel. (h=1/4, K=3)

그림 8에서는 콘볼션 코드의 상태가 4와 8인 경우를 나타낸다. 상태의 수가 증가하면 성능은 향상되지만 트래젝스 상태의 증가로 계산량이 증가한다. 그림 8은 위상 지터 채널에서 잡음 위상의 평균이 0이 아닌 경우의 결과를 나타낸다. 평균이 0이 아닌 경우에는 분산이 작은 경우는 거의 영향을 미치지 못하지만 분산이 커질수록 변조지수가 작을 수록 심한 성능저하를 보인다.

그림 9은 페이딩 채널하에서 변조지수의 변화와 콘볼루션 코드의 상태수를 변화시켜 얻은 결과를 나타내고 있다. 슬로우 페이딩의 경우에 가우시안 메트릭을 갖는 동기 검파에 대한 오류확률은 식(9)과 같이 근사화 되며 그림에서 점선으로 표시하였다.

$$P_b \cong C_1 \exp \left[-\rho^2 d_{free}^2 \frac{E_s}{4N_s} \right]^p \tag{9}$$

$$d_{free}^2 = \min_{x, \hat{x} \in C} \sum |x_n - \hat{x}_n|^2$$

여기에서 C_1 은 상수로 전송심볼들의 집합을 나타

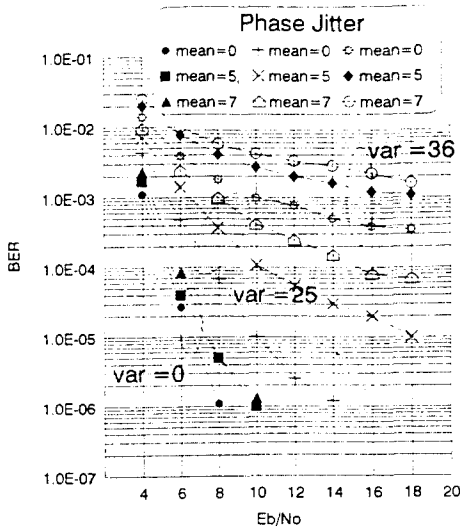


그림 8. 위상 지터 채널에서 위상 오차 평균의 변화(0, 5, 7)에 따른 트렐리스 부호화된 8레벨 CPFSK의 성능곡선(h=1/5, K=3)
 Fig. 8. The performance of the trellis coded 8-level CPFSK on phase jitter channel with the variation of the mean of phase error. (h=1/5, K=3)

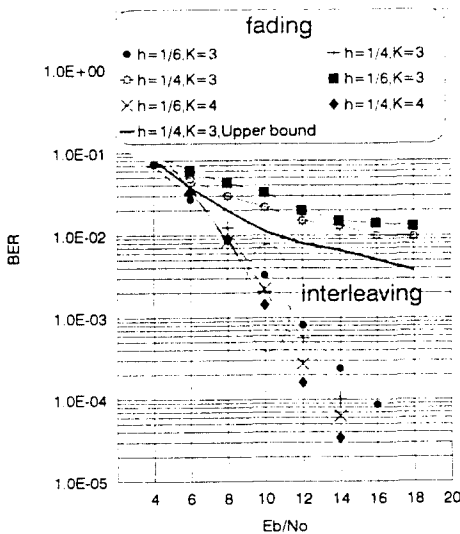


그림 9. 페이딩 채널에서 트렐리스 부호화된 8레벨 CPFSK의 성능곡선(h=1/4과 1/6, K=3과4)
 Fig. 9. The performance of the trellis coded 8-level CPFSK on fading channel. (h=1/4 and 1/6, K=3 and 4)

내며 d_{free}^2 는 구성된 코드에 의한 유클리디안 거리를 나타내며 x_n 은 전송심볼을 의미하며 \hat{x}_n 은 추정심볼을 의미한다. [2], [5] 페이딩 채널에서는 변조지수의 영향보다는 페이딩의 영향으로 인터리빙의 유무가 성능의 향방을 결정하게 될 수 있다. 그림 10에서는 페이딩 채널과 위상 지터 채널을 결합한 채널 형태이다. 이러한 채널은 실제의 통신 채널에 가장 유사한 채널 모델링으로 전체 실험 결과의 요약이라고 볼 수 있다. 결과는 이전의 실험들의 종합으로 페이딩 채널 하에서는 인터리빙의 유무가 성능의 큰 역할을 하며 인터리빙을 한 경우에도 위상 잡음의 분산에 따라 그 성능의 차이가 분명하다.

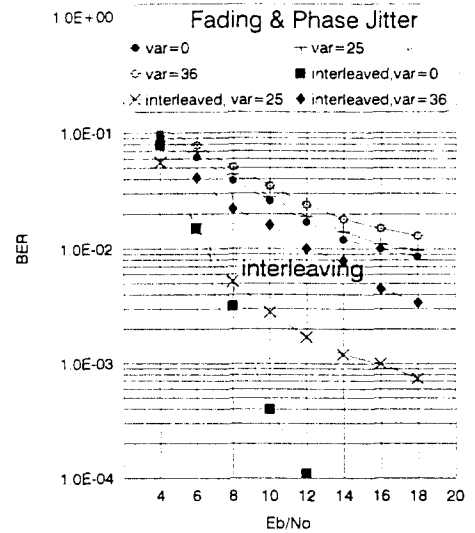


그림 10. 페이딩 채널과 위상 지터 채널에서 트렐리스 부호화된 8레벨 CPFSK의 성능곡선 (h=1/5, K=4)
 Fig. 10. The performance of the trellis coded 8-level CPFSK on fading and phase jitter channel. (h=1/5, K=4)

V. 결론

이 논문에서는 대역폭-에너지 특성이 뛰어난 트렐리스 부호화된 8레벨 CPFSK를 3장에서 구성한 시스템을 통하여 그 성능을 분석한다. 고려된 채널은 동기 복조 시스템에서 일반적으로 간과되고 있는 위상 잡음을 모델링한 위상 지터 채널과 이동 통신에서 주요한 성능 저하 요인으로 작용되고 있는 페이딩 채널로 한다. 디코딩 방법으로는 CPFSK의 트렐리스

구조를 이용한 비터비 알고리즘을 사용한다.

시뮬레이션을 통하여 변조지수가 증가하면 신호의 대역효율은 우수하지만 신호간의 영역이 좁아져 위상 지터 환경에 민감해 짐을 알 수 있다. 페이딩 채널에서는 인터리빙을 하지않으면 지터 환경의 유무에 관계없이 매우 낮은 성능을 보인다. 또한 변조지수의 변화, 즉 신호점간의 폭, 보다는 각 변조 지수에서의 유클리디언 거리에 따라 좌우된다.

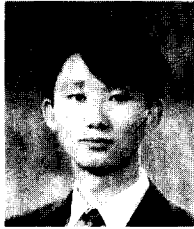
페이딩 채널에서는 인터리빙의 사용 여부가 시스템 성능의 결정적인 요소로 작용하며 디코딩시에 신호의 연속성을 고려한 복호가 이루어져야 한다는 점에 주의해야 한다. 코드 트렐리스 상태의 증가는 어느 채널에서나 향상된 결과를 얻을 수 있다. 물론 상태 수의 증가로 복잡도도 증가한다.

실험 결과로부터 페이딩 채널에서 페이딩에 대한 방법으로는 인터리빙이 사용되며 인터리빙 방법이 적절하게 동작됨을 알 수 있다. CPFSK 변조시에 메모리의 증가로 주파수 대역 효율이 개선되지만 효율이 우수해질수록 위상 지터 채널에서는 약해짐을 알 수 있다. 앞으로의 연구 과제로 위상 지터 채널에서 CPFSK 신호를 정확히 동기 복조할 수 있도록 이전의 신호점을 기준 위상으로 하는 differential 변조 방법의 연구가 되어야 한다. 또한 국내의 이동통신 환경에 적합한 채널의 연구가 병행되어야 한다.

參 考 文 獻

- [1] T. Aulin and C-E. Sundberg, "Continuous phase modulation-Part I : full response signaling," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. COM-29, no.3, pp. 196-209, Mar. 1981.
- [2] J. Anderson, T. Aulin and C-E. Sundberg, *Digital Phase Modulation*, Plenum, 1986.
- [3] G. UngerBoeck, "Channel Coding with multilevel/phase signals," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol.IT-28, pp.56-66, Jan. 1982.
- [4] D. G. Forney, Jr., "The Viterbi algorithm," *Proc. IEEE*, vol. 61, pp. 268-278, Mar. 1973.
- [5] P. Ho and P.J. McLane, "Spectrum, distance and receiver complexity of encoded continuous phase modulator," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 34, pp. 1021-1037, Sept. 1988.
- [6] Albert C. M. Lee and P. J. McLane, "Convolutionally Interleaved PSK and DPSK Trellis Codes for Shadowed, Fast Fading Mobile satellite Communication Channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 39, No. 1, pp. 37-47, Feb. 1990.
- [7] V. K. Prabhu, "PSK performance with imperfect carrier phase recovery," *IEEE Trans. Aerospace and Electronics System*, vol. AES-12, No. 2, Mar. 1976.
- [8] M. K. Simon and D. Divsalar, "The design of trellis coded MPSK for fading channels: Performance criterion," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 37, pp.78-91, May 1988.
- [9] S. Benedetto, E. Biglieri and V. Castellani, *Digital Transmission Theory*, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, 1987.

著 者 紹 介



金 大 中(準會員)
 1991年 2月 연세대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1993年 2月 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1993年 3月 ~ 현재 연세대학교 대학원 전자공학과 박사과정 재학중. 주관심 분야는 이동통신, 신호처리 등임.

金 翰 鍾(正會員) 第 31 卷 A編 第 4 號 參照
 현재 연세대학교 전자정보통신 연구소 연구원

康 昌 彥(正會員) 第 31 卷 A編 第 4 號 參照
 현재 연세대학교 전자공학과 교수

鄭 虎 泳(正會員) 第 28 卷 A編 第 5 號 參照
 현재 연세대학교 전자정보통신 연구소 연구원