

비동기식 N -심볼 연속 위상 주파수 변조 방식을 위한 비트 인터리브 된 부호화 변조

Bit Interleaved Coded Modulation for Noncoherent N -Symbol Continuous Phase Frequency Shift Keying

김 창 중 · 이 호 경*

Chang-Joong Kim · Ho-Kyoung Lee*

요 약

인터리브 된 레일리 페이딩 채널에서 비동기식 N -심볼 연속 위상 주파수 변조(Continuous Phase Frequency Shift Keying, CPFSK) 방식을 위한 비트 인터리브 된 부호화 변조(Bit Interleaved Coded Modulation, BICM) 시스템을 설계하고 성능을 분석하였다. 본 논문에서는 BICM의 설계와 성능 분석을 위하여 비동기식 N -심볼 CPFSK의 기하학적 등가 정규 제곱 거리(Equivalent Normalized Squared Distance, ENSD)를 사용하였다. 특히 비동기식 2-심볼 4진 CPFSK 방식을 위한 BICM 시스템을 설계하였으며, 이 시스템의 성능을 ENSD를 이용하여 분석하고, 모의실험을 통해 검증하였다.

Abstract

We design and analyze the bit interleaved coded modulation(BICM) for noncoherent N -symbol continuous phase frequency shift keying(CPFSK) on the interleaved Rayleigh fading channel. In this paper, we use the equivalent normalized squared distance(ENSD) of noncoherent N -symbol CPFSK to design and analyze the BICM system. Sepcially, we design the BICM system for noncoherent 2-symbol 4-ary CPFSK, and analyze the performance of the system by using the ENSD. Simulation results are also provided to verify the theoretical performance analysis.

Key words : Continuous Phase Modulation, BICM, Noncoherent Detection

I. 서 론

디지털 통신 시스템의 설계에서 고려되어야 할 중요한 사항은 전력 및 주파수 자원의 효율적인 사용과 시스템 전체의 복잡도 감소이다. 최근 그 수요가 증가하고 있는 무선 및 이동 채널 환경은 특히 전력 및 주파수 자원이 제한된 환경이다. 따라서 가용 주파수 자원을 효율적으로 사용하여 폭발적으로 증가하는 수요를 충족시키고, 적은 전력으로도 만족할

만한 통신 품질을 제공할 수 있는 전송 기법이 필요하다. 부호화 변조 방식(Coded Modulation, CM)은 주파수 자원의 손실 없이 전력 효율을 증대시킬 수 있는 전송기법으로써 이러한 문제에 매우 적합하다. 부호화 변조 방식에는 Ungerboeck이 제안한 전통적인 격자 부호화 변조(Trellis Coded Modulation, TCM) 방식^[1]과 이를 페이딩 환경에 적합하도록 개선한 비트 인터리브 된 부호화 변조(Bit Interleaved Coded Modulation, BICM) 방식^[2]이 있다. BICM은 페이딩

「이 논문은 2003년도 한국학술진흥재단의 지원에 의하여 연구되었음(KRF-2003-041-D00419).」

홍익대학교 전파통신공학과(Department of Radio Science and Communication Engineering, Hong-Ik University)

*홍익대학교 전자전기공학부(Department of Electronics and Electrical Engineering, Hong-Ik University)

· 논문 번호 : 20041130-156

· 수정완료일자 : 2005년 3월 3일

채널에서 CM의 성능에 지배적인 영향을 미치는 부호 다이버시티를 증대시키기 위해서 비트 단위의 인터리빙과 비트 단위의 연판정 메트릭을 사용하는 방식이다. 일반적으로 레일리 페이딩 환경에서는 대등한 복잡도를 가지는 BICM 시스템의 성능이 TCM 시스템의 성능보다 우수하다고 알려져 있다^[2]. 한편 주파수 대역폭 효율 자체를 증가시키는 방법의 하나로 연속 위상 변조(Continuous Phase Modulation, CPM) 방식이 연구되어 왔다^[3]. CPM은 기억 소자를 사용하여 위상 신호의 불연속적인 변화를 막아 주파수 대역폭의 손실을 줄인 변조 방식으로써, 주파수 대역폭 효율이 우수할 뿐 아니라 정전폭 특성을 갖추고 있어서 이동 및 무선 채널 환경에 적합한 전송 방식으로 생각되고 있다. 따라서 CM과 CPM의 결합은 전력 및 주파수 자원이 제한된 환경에 아주 적합하며, 많은 연구자들의 주목을 받아왔다. 그 중에서 참고문헌 [4]는 비동기식 N -심볼 위상 주파수 변조 방식(Continuous Phase Frequency Shift Keying, CPFSK)을 위한 다중 심볼 TCM(Multiple TCM, MTCM) 방식의 설계와 성능 분석에 대한 내용을 담고 있다. 여기서 N -심볼 CPFSK 방식은 N 개의 연속된 심볼을 하나의 단위로 취급하여 송수신하는 방식이다. 참고문헌 [5]는 이 연구 결과를 페이딩 채널로 확장한 것이며, 참고문헌 [6]은 채널 상태 정보를 사용하지 않는 수신 방식으로 확장한 것이다. 그러나 이상의 연구 결과들은 TCM에만 제한되어 있으며, BICM과의 결합에 대해서는 고려하지 않았다. 따라서 본 논문에서는 참고문헌 [4]~[6]에 제안된 비동기식 N -심볼 CPFSK 방식을 위한 BICM 시스템을 설계하고 그 성능을 분석하고자 한다. BICM 시스템의 설계에서 가장 핵심적인 부분은 신호 매핑의 설계이다. 보통 BICM에서는 그레이 매핑이나 준 그레이 매핑을 사용하여 부호 다이버시티를 최대화한다. 그런데 CPFSK와 같은 다차원 신호를 신호 공간 위의 신호 성좌(constellation)로 표현하여 신호 매핑을 설계하는 것은 쉽지 않은 일이다. 그러므로 본 논문에서는 참고문헌 [4]~[6]에서 계산된 바 있는 기하학적 등가 정규 제곱 거리(Equivalent Normalized Squared Distance, ENSD)를 사용하여 적절한 신호 매핑을 찾을 것이다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저 2장에서 비

동기식 N -심볼 CPFSK 전송 방식과 이 방식의 ENSD에 대하여 간략하게 기술하고, 3장에서는 비동기식 N -심볼 CPFSK를 위한 BICM 시스템을 설계하고 그 시스템의 성능을 분석한 후, 4장에서 결론을 내린다.

II. 비동기식 N -심볼 CPFSK

본 장에서는 참고문헌 [4]~[6]에 제안된 비동기식 N -심볼 CPFSK 방식에 대해서 간략하게 기술하고, BICM의 설계에 사용될 기하학적 등가 정규화 제곱 거리(Equivalent Normalized Squared Distance, ENSD)를 유도할 것이다. N -심볼 CPFSK 방식은 [4]~[6]에서 소개된 바와 같이 N 개의 심볼을 하나의 단위로 생각하여 수신하는 방식이다. 일반적으로 CPM의 수신 방식에는 심볼 단위의 수신 방식과 최적 신호열 수신 방식, 그리고 블록 수신 방식^[7]이 있다. 심볼 수신 방식은 한 심볼 단위의 신호를 관찰하여 최적의 심볼로 판별하는 방식이며, 최적 신호열 수신 방식은 심볼 단위의 관찰 결과들을 종합하여 최적의 신호열로 수신하는 방식으로써, 복조기와 비터비 복조기로 구성된다. 블록 수신 방식은 판별하고자 하는 심볼의 전후로 몇 개의 심볼들을 더 관찰하여 판별의 정확도를 높이는 방식으로써, 관찰 심볼의 개수가 무한히 커지면, 최적 신호열 수신 방식과 동일한 성능을 가지게 된다. 요약하자면, 심볼 단위의 수신 방식은 CPM 신호의 심볼 사이에 존재하는 상관성을 전혀 사용하지 않은 방식으로써, 수신단에서 CPM 신호를 마치 무기억 변조된 신호처럼 취급하는 것이며, 블록 수신 방식과 최적 신호열 수신 방식은 CPM 신호의 심볼 사이에 존재하는 상관성을 이용하여 판별의 정확도를 높이는 방식이라고 할 수 있다. 한편, 본 논문에서 사용하고자 하는 N -심볼 CPFSK 방식은 N 개의 연속된 심볼을 관찰하여 N 개의 연속된 심볼에 대한 관찰값을 얻는 수신 방식으로써, 블록 수신 방식과는 달리 이전 또는 이후에 관찰하는 값들이 현재의 판별 결과에 영향을 미치지 않는다. 이 방법은 심볼 단위 수신 방식처럼 수신된 신호를 마치 무기억 변조된 신호처럼 취급하는 것으로써 설계 및 분석이 편리하다는 장점을 가지고 있으며, N 의 크기가 커질수록 신호 간 최소 기하학적 거리가 증가하여 오류 성능이 개선되며, N 의 크기가

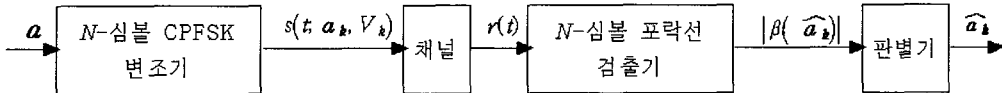


그림 1. 비동기식 N -심볼 M -진 CPFSK 변복조 시스템의 블록도

Fig. 1. Block diagram of noncoherent N -symbol M -ary CPFSK modem system.

커져도 수신기의 복잡도가 크게 증가하지 않는다는 장점을 가지고 있다.

2-1 시스템 모델

그림 1은 비동기식 N -심볼 M -진 CPFSK 변복조 시스템의 블록도이다.

심볼 시간을 T 라고 하면, 그림 1의 변조기 블록은 $[kNT, (k+1)NT]$ 의 시간 동안 N 개의 정보 $\mathbf{a}_k = (a_{(k,0)}, a_{(k,1)}, \dots, a_{(k,N-1)})$ 를 입력 받아 N -심볼 M -진 CPFSK 파형을 발생시킨다. 여기서 $a_{(k,l)}$ 은 k 번째 시간에 발생된 l 번째 정보로써, $\{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1)\}$ 중에서 하나의 값을 가진다. 변조기에서 전송되는 신호의 복소 기저 대역 표현은 식 (1)과 같다.

$$s(t, \mathbf{a}_k, V_k) = \sqrt{\frac{E}{T}} e^{-j\theta(t, \mathbf{a}_k, V_k)}, \quad (kNT \leq t \leq (k+1)NT) \quad (1)$$

여기서 E 는 심볼 에너지이며, $\theta(t, \mathbf{a}_k, V_k)$ 은 식 (2)와 같이 표현되는 위상 응답 함수이다.

$$\theta(t, \mathbf{a}_k, V_k) = \pi h \left[V_k + 2 \sum_{l=0}^{N-1} a_{(k,l)} q(t - (kN + l)T) \right] \quad (2)$$

식 (2)에서 변조 지수 $h = 1/M$ 로 고정되어 있으며, V_k 와 $q(t)$ 는 각각 아래와 같다.

$$V_k = \text{mod}_{2M} \left[\sum_{i=-\infty}^{k-1} \sum_{j=0}^{N-1} a_{(i,j)} \right]$$

$$q(t) = \begin{cases} 0 & (t < 0) \\ \frac{t}{2T} & (0 \leq t \leq T) \\ \frac{1}{2} & (t > T) \end{cases}$$

그림 1에서 채널이 첨가적 백색 가우시안 잡음(Additive White Gaussian Noise, AWGN) 환경이라고 가정하면, 수신 신호 $r(t)$ 는 식 (3)과 같다.

$$r(t) = s(t, \mathbf{a}_k, V_k) + n(t)$$

$$= s(t, \mathbf{a}_k, 0) e^{j\pi h V_k} + n(t), \quad (kNT \leq t \leq (k+1)NT) \quad (3)$$

여기서 $n(t)$ 는 평균이 0이고, $E[n(t)^2] = N_0$ 인 정재적(stationary) 복소 가우시안 확률 과정이다. 또한 그림 1의 시스템에서 복조기는 비동기식으로 작동하는 일종의 포락선 검출기이므로, 수신기의 관점에서 위상 옵셋 $\pi h V_k$ 는 0으로 취급해도 무방하다. 복조기에서 계산되는 포락선 $|\beta(\hat{\mathbf{a}}_k)|$ 는 식 (4)와 같다^[4].

$$|\beta(\hat{\mathbf{a}}_k)| = \left| \frac{1}{\sqrt{T}} \int_{kNT}^{(k+1)NT} r(t) e^{-j\theta(t, \hat{\mathbf{a}}_k, 0)} dt \right| \quad (4)$$

2-2 ENSD 유도

앞에서 기술한 시스템 모델에 의하면, \mathbf{a}_k 가 송신되었을 때, $\hat{\mathbf{a}}_k$ 로 잘못 판별할 신호 쌍 오류 확률(Pairwise Error Probability, PEP), $P(\mathbf{a}_k \rightarrow \hat{\mathbf{a}}_k)$ 는 식 (5)와 같이 $|\beta(\mathbf{a}_k)| - |\beta(\hat{\mathbf{a}}_k)|$ 가 0보다 작을 확률이 된다.

$$P(\mathbf{a}_k \rightarrow \hat{\mathbf{a}}_k) = P(|\beta(\mathbf{a}_k)| - |\beta(\hat{\mathbf{a}}_k)| < 0) \quad (5)$$

식 (5)를 계산하기 위해서는 먼저 $|\beta(\hat{\mathbf{a}}_k)|$ 를 계산해야 한다. 표현의 편의를 위하여 $\mathbf{a}_k - \hat{\mathbf{a}}_k$ 를 Δ 라고 하고, $\xi(\Delta)$ 와 $\eta(\hat{\mathbf{a}}_k)$ 를 각각 아래와 같이 정의하면,

$$\xi(\Delta) = \int_{kNT}^{(k+1)NT} \frac{1}{T} e^{j\theta(t, \Delta, 0)} dt$$

$$\eta(\hat{\mathbf{a}}_k) = \int_{kNT}^{(k+1)NT} \frac{1}{\sqrt{T}} n(t) e^{-j\theta(t, \Delta, 0)} dt$$

$|\beta(\hat{\mathbf{a}}_k)|$ 는 식 (6)과 같이 표현된다.

$$|\beta(\hat{\mathbf{a}}_k)| = |\sqrt{E} \xi(\Delta) + \eta(\hat{\mathbf{a}}_k)| \quad (6)$$

여기서 $\eta(\hat{\mathbf{a}}_k)$ 는 평균이 0, 분산이 $N_0 N$ 인 복소 가우시안 확률 변수이다. 따라서 $|\beta(\hat{\mathbf{a}}_k)|$ 는 라이시안 확률 변수가 되며, 라이시안 파라미터 $E|\xi(\Delta)|^2 / N_0 N$ 가 충분히 크면, 가우시안 확률 변수 $\beta_a(\hat{\mathbf{a}}_k)$ 로 근사화 된다^[4].

$$\begin{aligned}
 |\beta(\hat{\mathbf{a}}_k)| &\approx \text{Re}\{\beta(\hat{\mathbf{a}}_k)e^{-j\angle\xi(\mathbf{A})}\} \\
 &= \sqrt{E}|\xi(\hat{\mathbf{a}}_k)| + \text{Re}\{\eta(\hat{\mathbf{a}}_k)e^{-j\angle\xi(\mathbf{A})}\} \\
 &= \beta_a(\hat{\mathbf{a}}_k)
 \end{aligned} \quad (7)$$

따라서 $|\beta(\mathbf{a}_k)| - |\beta(\hat{\mathbf{a}}_k)|$ 는 평균이 $\sqrt{E}(N - |\xi(\mathbf{A})|)$, 분산이 $N_0(N - |\xi(\mathbf{A})|)$ 인 가우시안 확률 변수로 근사화되며^[4], PEP는 식 (8)과 같이 가우시안 Q 함수로 표현된다.

$$\begin{aligned}
 P(\mathbf{a}_k \rightarrow \hat{\mathbf{a}}_k) &\approx Q\left(\sqrt{\frac{E}{N_0}}(N - |\xi(\mathbf{A})|)\right) \\
 &= Q\left(\sqrt{\frac{E}{2N_0}}d_e^2(\mathbf{A})\right)
 \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 ENSD, $d_e^2(\mathbf{A}) = 2(N - |\xi(\mathbf{A})|)$ 이다^[4]. ENSD는 오직 \mathbf{A} 에만 의존하며, V_m 과는 전혀 무관하다. 따라서 비동기식 N-심볼 M진 CPFSK 방식은 M^N 진 정보를 N개의 심볼에 나누어서 전송하는 무기억 변복조 방식으로 취급될 수 있다.

III. 비동기식 N-심볼 CPFSK를 위한 BICM

본 장에서는 비동기식 N-심볼 CPFSK 방식을 위한 BICM 시스템(BICM/N-심볼 CPFSK)을 설계하고 그 성능을 분석한다.

3.1 시스템 모델

비동기식 BICM/N-심볼 CPFSK 시스템의 블록도는 그림 2와 같다. 일반적으로 BICM 시스템은 채널 부호 부분과 무기억 변복조 부분으로 구분되며, 이 두 부분은 그림 2와 같이 비트 단위 인터리빙 기법

과 몇 가지 부가적인 처리 과정을 통해 연결되어 있다. 여기서 채널 부호 부분은 일반적인 이진 부호 시스템과 동일하다. 또한 무기억 변복조 부분은 그림 2와 같이 그림 1의 변조기 및 복조기 블록이 그대로 사용된다. 이는 2장에서 밝힌 바와 같이 비동기식 N-심볼 CPFSK 방식을 무기억 변복조 방식으로 취급할 수 있기 때문이다. 그림 2에서 부호기는 이진 부호 시퀀스 $\mathbf{c} \in C$ 를 발생시키고, \mathbf{c} 는 비트 단위 인터리버 π 를 통하여 순서가 뒤섞인다. 비트 단위 인터리버는 일대일 대응 관계 $\pi n \rightarrow (k, i)$ 로 표현될 수 있다^[2]. 여기서 n 은 부호화 비트 c_n 의 시간 순서를 나타내고, k 는 인터리브 된 시퀀스 $\pi(\mathbf{c})$ 를 $N \log_2 M (= Nm)$ 개씩 순서대로 나눈 비트 블록 $\mathbf{c}_k = (c_k^{(0)}, c_k^{(1)}, \dots, c_k^{(Nm-1)})$ 의 시간 순서를 나타내며, i 는 c_n 이 \mathbf{c}_k 안에서 차지하게 될 비트 위치를 나타낸다. 즉 비트 단위 인터리버 π 는 c_n 을 \mathbf{c}_k 의 i 번째 비트 $c_k^{(i)}$ 에 대응시킨다. 이러한 과정을 통해 얻어진 비트 블록 \mathbf{c}_k 는 매핑기에 의해 $\{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1)\}^N$ 의 원소 \mathbf{a}_k 에 일대일로 매핑된다. 최종적으로 변조기는 \mathbf{a}_k 를 이용하여 N-심볼 CPFSK 신호 파형 $s(t, \mathbf{a}_k, V_k)$ 를 생성시킨다. 그림 2에서 채널이 레일리 페이딩 환경이라고 가정하면, 수신 신호 $r(t)$ 는 아래와 같다.

$$\begin{aligned}
 r(t) &= \rho_k s(t, \mathbf{a}_k, V_k) + n(t) \\
 &= \rho_k s(t, \mathbf{a}_k, 0) e^{j\theta} + n(t), \\
 (kNT \leq t \leq (k+1)NT)
 \end{aligned} \quad (9)$$

여기서 $n(t)$ 는 평균이 0이고, $E[|n(t)|^2] = N_0$ 인 정

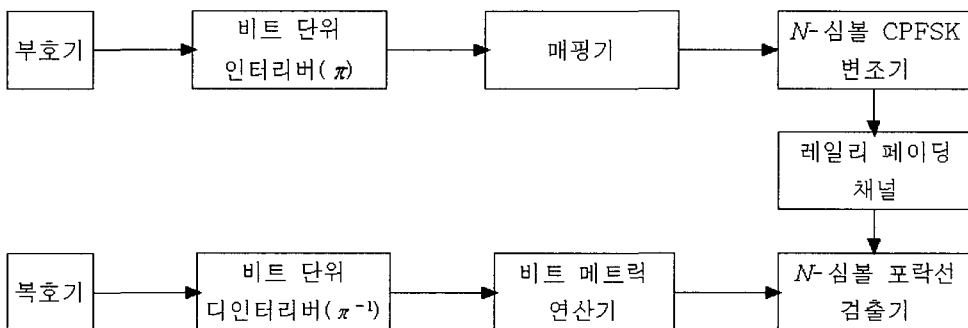


그림 2. 비동기식 BICM/N-심볼 CPFSK 시스템의 블록도

Fig. 2. Block diagram of noncoherent BICM/N-symbol CPFSK system.

재적(stationary) 복소 가우시안 확률 과정이며, ρ_k 는 평균이 0이고, 분산이 1인 복소 가우시안 확률 변수이다. 따라서 $|\rho_k|$ 는 분산이 1인 레일리 확률 변수이다. 또한 수신기는 위상 옵셋의 영향을 받지 않는 포락선 검출기이기 때문에 수신기의 관점에서 위상 옵셋 $\phi = \pi h V_k + \angle \rho_k$ 는 0으로 취급해도 무방하다. 채널을 통과하여 수신된 신호 $r(t)$ 는 포락선 검출기에 입력되어 2장에서 정의된 $|\beta(\hat{a}_k)|$ 의 계산에 사용된다. 다음으로 비트 메트릭 연산기는 $|\beta(\hat{a}_k)|$ 와 채널 상태 정보 $|\rho_k|$ 를 이용하여 비트 메트릭을 계산한다. a 의 라벨의 i 번째 비트를 $l^i(a)$ 라고 하고, i 번째 비트의 값이 $b \in \{0, 1\}$ 인 라벨을 가지는 a 의 집합(즉 $l^i(a) = b$ 인 모든 a 의 집합)을 a_b^i 라고 하면, 비트 메트릭은 식 (10)과 같이 계산된다.

$$\lambda_k^i(b) = \max_{\hat{a}_k \in a_b^i} |\rho_k| |\beta(\hat{a}_k)| \quad (10)$$

위에서 계산된 비트 메트릭은 비트 단위로 디인터리브 된 후, 복호기에 입력되어 \hat{c} 의 추정에 사용된다. 이 과정을 수식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\hat{c} = \arg \max_{\hat{c} \in C} \sum_n \lambda_k^i(\hat{c}_n) \quad (11)$$

3.2 시스템 설계 및 성능 분석

완벽하게 인터리브 된 레일리 페이딩 환경에서 그림 2의 시스템의 비트 오류(Bit Error Rate, BER) 성능 P_b 는 아래식과 같은 경향을 보인다^[2].

$$\log_{10} P_b \approx -d_2(C) \left[(r_c N m d_k^2)_{dB} + \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{dB} \right] / 10 + \text{const.} \quad (12)$$

여기서 $d_2(C)$ 는 부호율이 r_c 인 이진 부호 C 의 부호어 간 최소 해밍 거리이고, d_k^2 는 식 (13)과 같이 정의되며,

$$d_k^2 = \left(\frac{1}{N m 2^{N m}} \sum_{i=1}^{N m} \sum_{b=0}^1 \sum_{a \in a_b^i} \frac{1}{d_c^2(a - \hat{a})} \right)^{-1} \quad (13)$$

이는 신호 부집합 간 최소 제곱 거리의 조화 평균으로 이해될 수 있다^[2]. 여기서 \hat{a} 는 $d_c^2(a - \hat{a})$ 를 최소화하는 a_b^i 의 원소이다. 또한 본 논문에서 다루

는 시스템은 N -심볼을 하나의 단위로 취급하기 때문에 m 대신 Nm 이 사용되고 있다는 점을 주의할 필요가 있다. 식 (12)를 살펴보면, 인터리브 된 레일리 페이딩 환경에서 BICM 시스템은 $d_2(C)$ 와 d_k^2 가 클수록 좋아진다는 사실을 알 수 있다. 여기서 $d_2(C)$ 는 오직 이진 부호 C 에만 의존하며, d_k^2 는 신호 간 기하학적 거리와 신호 매핑 방식에만 의존한다. 그런데 $d_2(C)$ 를 최대화 하는 최적의 이진 부호기는 이미 수많은 연구자들에 의해 설계되었으므로 별도의 설계 과정을 필요로 하지 않는다. 따라서 부호기의 부호율과 변복조 방식이 고정되어 있다면, 비동기식 BICM/ N -심볼 CPFSK 시스템의 설계에서 가장 중요한 것은 d_k^2 를 최대화하는 신호 매핑을 설계하는 과정이다. 여기서 문제가 되는 것은 d_k^2 를 최대화하는 일반적인 규칙은 아직까지 알려지지 않았다는 것이다. 따라서 일반적으로 최적의 신호 매핑을 설계하기 위해서는 전역 검색(exhaustive search)을 통해 d_k^2 를 최대화하는 신호 매핑을 선택해야만 한다.

이상의 내용을 이용하여 본 논문에서는 비동기식 2-심볼 4진 CPFSK 방식을 위한 BICM 방식을 설계하고 그 성능을 살펴보았다. 표 1은 본 논문에서 제안하는 비동기식 2-심볼 4진 CPFSK 방식을 위한 신호 매핑 방식이다. 비동기식 2-심볼 4진 CPFSK 방식을 위한 신호 매핑 방식은 16!가지가 존재하므로 전역 검색을 사용하기는 매우 어렵다. 따라서 본 논문에서는 무작위 검색 방식으로 d_k^2 를 계산하여 그 중에 d_k^2 가 가장 큰 신호 매핑 방식을 얻었다. 참고문

표 1. 비동기식 2-심볼 4진 CPFSK의 신호매핑
Table 1. Signal mapping of noncoherent 2-symbol 4-ary CPFSK.

| c | a | c | a |
|------|--------|------|--------|
| 0000 | -3, -1 | 1000 | -3, -1 |
| 0001 | -1, -3 | 1001 | -3, 3 |
| 0010 | 1, -3 | 1010 | -1, -1 |
| 0011 | -3, -3 | 1011 | -1, 1 |
| 0100 | 3, 1 | 1100 | 3, 3 |
| 0101 | 1, 3 | 1101 | -1, 3 |
| 0110 | 3, -3 | 1110 | 1, -1 |
| 0111 | 3, -1 | 1111 | 1, 1 |

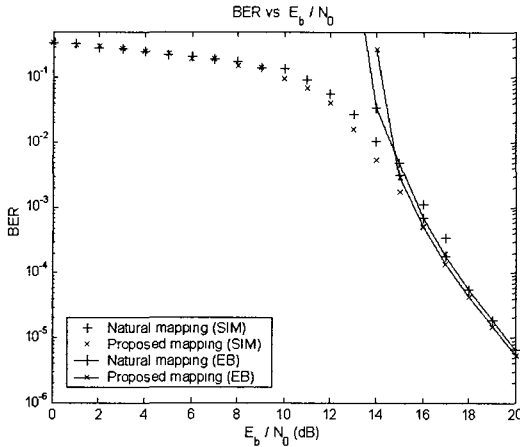


그림 3. 서로 다른 매핑 방식에 따른 비동기식 BICM/2-심볼 4진 CPFSK 시스템의 BER 성능(부호율=3/4, 구속장=4)

Fig. 3. BER performance of noncoherent BICM/2-symbol 4-ary CPFSK system with different signal mapping schemes(code rate=3/4, constraint length=4).

현 [4]에 의하면 TCM을 위한 비동기식 2-심볼 4진 CPFSK 신호를 위한 매핑 규칙은 자연적 매핑(natural mapping)이며, 이때의 d_k^2 는 0.493906이다.

반면에 표 1의 매핑 규칙 μ 를 사용했을 때, d_k^2 는 0.533368이다. 식 (12)를 사용하여 높은 E_b/N_0 에서 두 매핑 방식을 사용한 시스템의 BER 성능을 계산하면, 제안된 매핑을 사용한 시스템의 성능이 최소한 0.33 dB 우수할 것으로 예측할 수 있다.

그림 3은 부호율이 3/4이고 구속장의 길이가 4인 최적의 이진 길쌈 부호에 자연적 매핑을 사용하여 비동기식 2-심볼 4진 CPFSK를 연결한 BICM 시스템과 표 1의 매핑을 사용한 시스템의 성능을 비교한 것이다. 여기서 채널은 완전히 인터리브 된 레일리 페이딩 환경이라고 가정하였다.

그림 3에서 EB는 참고문헌 [2]의 절상 상한(Ex-purgated Bound, EB)을 통해 얻어진 이론적인 BER을 의미하며, SIM은 모의실험 결과를 의미한다. 여기서 EB는 근본적으로 합집합 상한(union bound)이기 때문에 낮은 E_b/N_0 에서는 실험치와 큰 차이를 보이지만 높은 E_b/N_0 에서는 실험치와 거의 일치하게 되는 경향이 있다. 그림 3을 보면, BER이 10^{-2} 미만인 지점부터 지속적으로 자연적 매핑 방식에 비해

제안된 매핑 방식이 약 0.5 dB 가량 더 뛰어난 성능을 보이는데, 이는 예측했던 바와 같다. 한편, EB는 SIM의 상한치이어야 하는데^[2], 그림 3의 결과를 보면 EB가 SIM 보다 더 작아지는 현상이 발견된다. 이것은 ENSD의 근사화 오차 때문에 생기는 현상이다. II장에서 살펴본 바와 같이 ENSD는 복소 가우시안 확률 변수의 평균의 제곱에 대한 분산의 비 $E\{\xi(\Delta)\}^2/N_0N$ 가 충분히 클 때, 평균과 직교하는 잡음 성분을 무시하는 근사식을 통해서 얻어졌다. 따라서 이 근사식을 사용하면 잡음의 분산이 실제보다 작게 계산이 되며, 이러한 현상은 $E\{\xi(\Delta)\}^2/N_0N$ 가 작아질수록 심해진다. 이는 ENSD의 근사 오차가 E/N_0 뿐만 아니라 $|\xi(\Delta)|^2/N$ 에도 의존한다는 것을 의미한다. 이러한 이유로 그림 3에서 EB가 SIM보다 더욱 좋게 나온 것이며, E/N_0 가 커져도 SIM와 EB의 차이가 좁혀지지 않은 것이다. 이러한 문제에도 불구하고 ENSD는 N -심볼 M -진 CPFSK 변복조 방식을 사용하는 시스템들의 설계 및 성능 분석을 위한 도구로 유용하게 사용될 수 있는데, 그 이유는 대부분의 경우 ENSD의 근사 오차가 설계나 성능 분석에 미치는 영향이 미미하기 때문이다. ENSD의 근사 오차는 E/N_0 가 충분히 큰 경우, $|\xi(\Delta)|^2/N$ 가 커질수록 작아진다. 다시 말해서 시스템의 성능에 지배적인 영향을 미치는 최소 ENSD는 상대적으로 근사 오차가 작다는 것이다. 따라서 부호화 되지 않은 시스템들에서는 ENSD를 사용한 성능 분석이 모의실험 결과와 거의 일치하지만, 부호화 된 시스템에서는 ENSD의 근사 오차로 인한 차이가 생기게 되는 것이다.

IV. 결 론

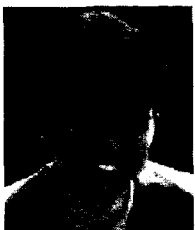
ENSD를 이용하여 비동기식 N -심볼 CPFSK를 위한 BICM 시스템을 설계하고 그 성능을 분석하였다. CPFSK는 본래 다차원 기억 변조 방식이기 때문에 이를 이용하여 시스템을 설계하거나 성능을 분석하기가 매우 어렵다. 그러나 비동기식 N -심볼 수신기를 사용하면, CPFSK를 일종의 무기억 변조 방식으로 취급할 수 있게 되어 시스템의 설계 및 성능 분석이 용이해진다. 그 이유는 비동기식 N -심볼 CPFSK 방식의 ENSD가 변조기의 기억 소자 상태와 전혀 무

관하기 때문이다. 이러한 특징으로 인해 비동기식 N -심볼 CPFSK 방식은 일반적인 무기억 변조 방식을 대상으로 설계된 BICM 시스템에도 쉽게 적용될 수 있으며, 비동기식 N -심볼 CPFSK의 ENSD는 BICM 시스템의 설계 및 성능 분석에 무기억 변조 방식의 신호 간 기하 거리처럼 사용될 수 있다. 본 논문에서는 특히 2-심볼 4진 CPFSK를 위한 BICM 시스템을 설계하고 그 성능을 살펴보았다. 또한 그 결과 자연적 매핑 방식에 비해 약 0.5 dB 정도 성능이 뛰어난 매핑 방식을 얻었으며, 해당 매핑 방식은 표 1로 정리해 두었다. 여기서 이 신호 매핑 방식은 무작위 검색 방식을 통해 얻어진 것으로써 최적의 신호 매핑 방식이라고 단정 지을 수는 없다. 그러나 2-심볼 4진 CPFSK의 매핑 방식은 총 16!개나 되어 실질적으로 전역 검색을 통해 신호 매핑을 얻는 것은 불가능하다. 따라서 보다 체계적인 신호 매핑 설계 방식을 연구할 필요가 있다.

참 고 문 헌

- [1] G. Ungerboeck, "Channel coding with multilevel/phase signals", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-28, pp. 56-67, Jan. 1982.
- [2] G. Caire, G. Taricco, and E. Biglieri, "Bit-interleaved coded modulation", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, no. 3, pp. 927-946, May 1998.
- [3] J. B. Anderson, T. Aulin, and C. -E. Sundberg, *Digital Phase Modulation*, New York: Plenum 1986.
- [4] Ho-Kyoung Lee, Charles Weber, "Multiple-symbol trellis-coded modulation applied to noncoherent continuous-phase frequency shift keying", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 43, no. 2, pp. 454-468, Mar. 1997.
- [5] C. -J. Kim, H. -K. Lee, "Encoder design for the multiple symbol trellis coded modulation applied to noncoherent CPFSK on the Interleaved Rician fading channel", *Proc. ITC-CSCC 2002*, Jul. 2002.
- [6] C. -J. Kim, H. -K. Lee, "Performance analysis of MTCM/CPFSK for the noncoherent receiver without CSI", *Proc. ITC-CSCC 2003*, Jul. 2003.
- [7] M. K. Simon, D. Divsalar, "Maximum-likelihood block detection of noncoherent continuous phase modulation", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 41, no. 1, pp. 90-98, Jan. 1993.

김 창 중



2000년 2월: 홍익대학교 전자전기공학부 (공학사)
 2002년 2월: 홍익대학교 전파공학과 (공학석사)
 2002년 3월~현재: 홍익대학교 전파통신공학과 박사과정
 [주 관심분야] 전자공학, 통신공학, 부호화 변조 기법

이 호 경



1981년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학사)
 1987년 2월: Northrop Univ. 전자공학과 (공학석사)
 1994년 8월~현재: 홍익대학교 전자전기공학부 부교수
 [주 관심분야] 채널 코딩, TCM, Turbo TCM, 이동통신, 위성통신