

해상 환경에서의 업링크 데이터의 오류성능 개선을 위한 CZZ 부호화

Concatenated Zigzag(CZZ) Code for Improving Error Performance of Uplink Data in Marine Environment

윤 정 국*

Jung Kug Yun

Abstract

We can model marine uplink channel environment as time-correlated rician fading channel that has direct path and time varying reflected path. In this channel, error performance of uncoded system can be seriously degraded by multipath interference. In this paper, we propose Concatenated Zigzag(CZZ) coded binary FSK signaling with noncoherent detection to improve error performance of uplink data in marine environment. CZZ code is a kind of channel coding scheme that is fast decodable as well as fast encodable. We have confirmed error performance of uplink data in marine environment can be improved dramatically through applying CZZ code.

Keywords : 해상 업링크 채널환경, CZZ(Concatenated Zigzag Code) 부호, 상관 페이딩 채널, 오류성능, 비동기식 FSK 신호검출, Rician 페이딩 채널

1. 서론

함정에서 발사된 대공 유도탄의 대상 표적의 움직임은 빠르기 때문에 탐색기가 표적을 포착하기 전까지 중기유도를 해야 한다. 중기유도로 흔히 사용되는 방법으로 지령유도 방식이 있는데, 함정에 구비된 레이더 등 탐지 추적센서를 동원하여 탐지추적한 표적 정보를 무선링크로 유도탄에게 주기적으로 정보를 전달한다.

함정에서 다수의 표적을 탐지추적하여 다수의 유도탄을 운용해야 할 경우 주어진 통신 자원을 효율적으로 활용하여야 하므로 최소한의 필요한 정보만을 전달하여야 한다. 또한 만약 유도탄의 위치를 함정에서 알지 못한다면 공간상에 유도탄이 위치할 수 있는 전 영역에 대하여 업링크를 수행하여야 하는데 이 때 넓은 빔 폭을 갖는 안테나를 사용하게 되므로 유도탄에 수신되는 신호의 세기는 크게 저하되며 넓은 빔 사용으로 인한 해수면의 반사파와 산란파들이 간섭을 일으키므로 통신에 제약을 초래하게 된다.

해상 업링크 채널환경은 직접파(LOS : Line-Of Sight)와 해수면에 의한 반사파(NLOS : Non Line-Of Sight)로 구성된 Rician 페이딩 모델로 모사될 수 있는데 유

† 2011년 4월 27일 접수~2011년 7월 8일 게재승인

* 국방과학연구소(ADD)

책임저자 : 윤정국(logzzang79@hotmail.com)

도탄과 함정의 상대적인 위치와 해수면의 상태가 시간적으로 변하기 때문에 시변 채널을 형성한다^[1,2].

반사파의 시변 특성은 업링크 시점에서 유도탄, 함정, 그리고 해수면의 상대적인 위치 변화와 해수면의 상태 변화에 의존하게 되는데, 그 변화량이 크면 채널 환경이 급격히 변하는 시변 채널을 형성하고, 그 변화량이 작으면 채널 환경이 거의 변하지 않는 시변 채널을 형성한다. 본 논문에서는 반사파의 시변 특성을 고려하여 해상 업링크 채널 환경을 상관 Rician 페이딩 모델로 근사화 하였다. 상관 Rician 페이딩 채널 모델은 하나의 업링크 프레임 내에서 도플러 주파수와 심볼 주기의 곱인 정규화된 페이딩 비율에 따라 반사파의 채널이득이 변하는 모델이며 본 논문에서는 정규화된 페이딩 비율에 따른 오류성능을 알아보기 위해 $f_d T_s = 0, 0.001, 0.01$ 로 가정하여 Jakes 모델로 구현하여 모의실험하였다^[3].

부호화되지 않은 시스템의 경우 상관 페이딩 모델의 특성상 직접파와 위상과 다른 반사파의 심볼이 존재할 가능성이 높아지게 되면 비트 오류에 의한 프레임 오류 발생 확률이 높아지고 이것은 아주 큰 Eb/No를 요구하게 된다. 또한 간단한 방법으로 반복전송을 통하여 상당한 정도의 프레임 오류성능을 개선시킬 수 있지만 이 방법 또한 시스템이 만족할 만한 오류성능을 보일 수 있는지 면밀히 검토되어야 한다. 본 논문에서는 최근 표준화로 많이 채택되고 있는 반복부호 부호인 LDPC 부호의 한 종류인 CZZ 부호를 적용하여 오류성능을 개선시켰다. CZZ 부호는 정보 노드, 패리티 노드, 체크 노드가 각각 동일한 차수(Degree)를 갖는 불규칙 LDPC 부호의 한 종류로서 일반적인 LDPC 부호보다 빠른 부호화가 가능하고, 다양한 스케줄을 이용한 복호가 가능한 부호이다^[4~7].

본 논문에서는 변조 방식으로 직교 FSK 방식을 고려하였고, 수신 방식으로는 비동기식 Quadrature 수신 방식을 고려하였으며, 이때 도플러 오프셋에 의한 주파수편이 영향은 제거되었다고 가정하였다.

모의실험에서는 한 프레임의 정보어를 256비트로 하였고, 부호율 0.5를 갖는 (4,6) CZZ 부호를 적용하여 부호화되지 않은 시스템과 반복전송 시스템과의 오류성능을 비교하였다. 모의실험에 의하면 해상 업링크 채널 환경에서 비동기식 FSK 방식을 갖는 시스템에 CZZ 부호를 적용한 결과 부호화되지 않은 시스템과 반복전송 시스템에 비하여 월등한 오류성능 개선이 이루어짐을 확인하였다.

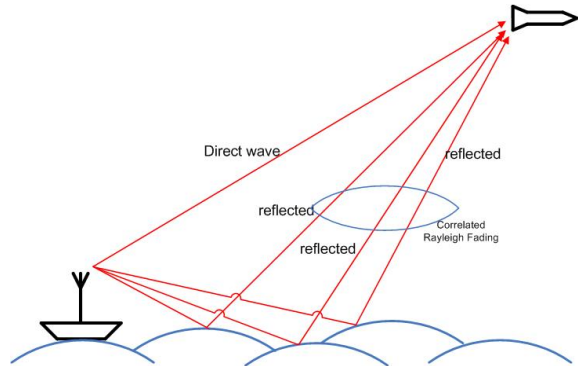


Fig. 1. 해상 업링크 채널 환경

2. 채널 모델

일반적인 다중경로 페이딩 채널은 직접파와 반사파의 신호세기와 지연성분이 포함된 시간적으로 변하는 선형시스템으로 표현될 수 있다.

$$h(t) = \sum_n \alpha_n(t) \delta(t - \tau_n(t))$$

이상적인 다중경로 페이딩 채널 모델의 경우 $n = \infty$ 이며, 신호세기와 지연성분은 적절한 랜덤 프로세스로 모델링 되어야 한다.

본 논문에서는 해상 업링크 채널 환경을 직접파와 해수면에 의한 반사파로 구성된 Rician 페이딩 모델로 근사화 하였다. Rician 페이딩 모델의 채널 임펄스 응답은 다음과 같다.

$$h(t) = \sum_{n=1}^2 \alpha_n(t) \delta(t - \tau_n(t))$$

$\alpha_1(t), \tau_1(t)$ 는 각각 직접파의 신호세기와 지연시간을 나타내는데 각각 상수와 가정하며 특히 지연시간은 0으로 한다. $\alpha_2(t)$ 는 반사파의 신호세기이고 한 프레임 내에서 상관을 갖는 레일리 랜덤 프로세스이며 Jakes 모델로 구현한다. 상관 레일리 랜덤 프로세스로 구현된 반사파의 신호세기는 한 프레임 내에서 상관을 갖고 신호세기가 변하며 프레임 단위로 독립적인 레일리 분포를 갖는다. 도플러 주파수 f_d 와 심볼 주기 T_s 의 곱 $f_d T_s$ 는 정규화된 페이딩 비율이라 하는데 상관을 나타내는 척도가 된다. $f_d T_s$ 이

커질수록 시간에 따른 신호세기의 상관도가 작아지고 이것은 곧 빠른 채널변화를 의미한다. 그리고 $\tau_2(t)$ 는 반사파의 지연시간으로 한 프레임 내에서 변하는 않는 상수라 가정하고, 특히 해수면에 의한 지연시간은 직접파와 거의 같기 때문에 0으로 가정한다.

전송신호가 직접파와 심볼 단위로 변하는 반사파로 이루어진 상관 Rician 페이딩 채널을 통과한다고 할 때, FSK 수신기의 출력은 직접파와 반사파 성분의 합으로 나타나는데 다음과 같다.

$$y_{h,i} = (a_1 + a_{2,i})x_{h,i} + n_{h,i}$$

$$y_{l,i} = (a_1 + a_{2,i})x_{l,i} + n_{l,i}$$

i 번째 변조기의 입력이 1일 경우 전송심볼 $x_{h,i} = 1$, $x_{l,i} = 0$ 이며, 입력이 0일 경우 전송 심볼 $x_{h,i} = 0$, $x_{l,i} = 1$ 이다. $y_{h,i}$ 와 $y_{l,i}$ 는 각각 FSK 복조기의 high 주파수와 low 주파수에 해당하는 i 번째 심볼의 출력을 나타내며 a_1 는 직접파의 채널이득 값으로 상수이며 $a_{2,i}$ 는 반사파의 i 번째 채널이득 값으로 $\rho(T_s) = J_0(2\pi f_d T_s)$ 의 상관도를 갖고 심볼 단위로 변한다. 판정기에서는 FSK 수신기의 출력 $y_{h,i}$ 와 $y_{l,i}$ 의 대소판정을 통해 전송된 비트 값이 결정된다.

3. CZZ 부호

가. CZZ 부호기

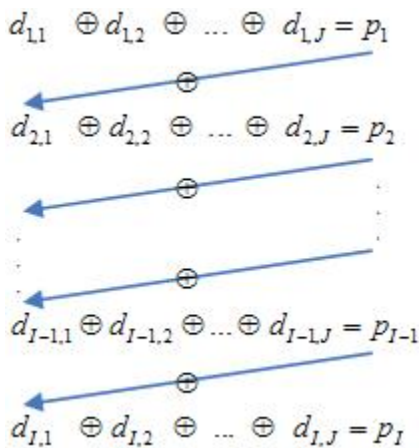


Fig. 2. Zigzag 부호기

Fig. 2는 Zigzag 부호기의 구조를 나타내고 있다. Zigzag 부호는 빠른 부호화와 복호화가 가능하며 높은 부호율을 갖는 시스템에 적용될 수 있다. Zigzag 부호에서 각 행을 세그먼트라 하며, 그 세그먼트에 해당하는 패리티 비트 p_i 는 i 번째 세그먼트에 속하는 정보 비트들과 p_{i-1} 의 modulo 2 합에 의해서 결정된다.

$$p_1 = \sum_{j=1}^J d_{1,j} \text{ mod } 2$$

$$p_i = \sum_{j=1}^J d_{i,j} + p_{i-1} \text{ mod } 2 \quad i=2,3,\dots,I$$

Zigzag 부호의 정보비트들은 J 개의 비트들로 구성된 I 개의 블록들로 나누어 질 수 있다. 따라서 Zigzag 부호는 두 파라미터 I 와 J 에 의해 완벽히 정의될 수 있는데 Zigzag 부호의 부호율은 다음과 같다.

$$R_c = J/(J+1)$$

Zigzag 부호의 최소 해밍거리는 $d_{\min} = 2$ 인 선형 블록 부호이므로 성능이 좋지 않다. 따라서 좋은 성능을 갖는 부호를 적용하기 위해 연결 방식을 적용한 CZZ 부호는 다음과 같다.

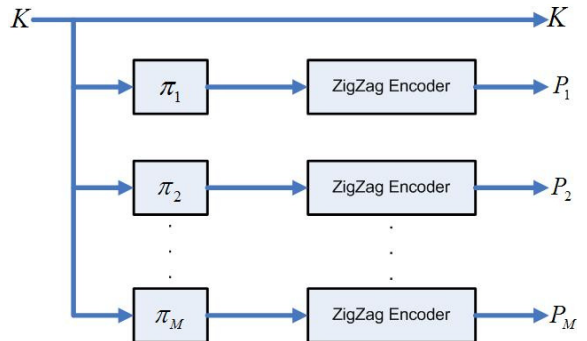


Fig. 3. CZZ 부호기

Fig. 3은 M 개의 컴포넌트 부호를 갖는 연결된 Zigzag(CZZ) 부호기의 구조를 보여주고 있다. 여기서 $\pi_1, \pi_2, \dots, \pi_M$ 는 각 CZZ 부호기에 대한 인터리버를 나타내며 CZZ 부호의 부호어는 다음과 같은 구조를 갖는다.

$$[K, P_1, P_2, \dots, P_M]$$

여기서 K 는 정보어를 나타내며 P_m 은 m 번째 Zigzag 부호기에 의해서 생성된 패리티 비트들을 나타낸다. CZZ 부호는 세 개의 파라미터 I, J, M 에 의해 완벽하게 정의될 수 있는데 CZZ 부호의 정보어 길이는 $K = IJ$ 이며, 부호어 길이는 $N = IJ + IM$ 이다. 따라서 이때, CZZ 부호의 부호율은 다음과 같다.

$$R_c = J / (J + M)$$

CZZ 부호는 정보어 길이 K 와 부호어 길이 N 을 갖는 선형 블록 부호이며 Zigzag 부호기 M 개로 구성되어 정보노드 차수 M 을 갖고 체크노드 차수 $J + 2$ 를 갖는 CZZ 부호를 $(M, J + 2)$ CZZ 부호라 명시한다. 따라서 부호율 1/2를 갖는 CZZ 부호는 (3, 5) CZZ 부호, (4, 6) CZZ 부호, (5, 7) CZZ 부호등이 있으며, 본 논문에서는 (4, 6) CZZ 부호를 모의실험으로 사용하였다. CZZ 부호는 체크노드 차수 $(J + 2)$ 를 가지며, 두 개의 변수노드인 정보노드와 패리티노드가 각각 변수노드차수 K 와 2를 갖는 LDPC로 볼 수 있다.

나. 복호 알고리즘

Fig. 4는 CZZ 부호의 Tanner 그래프를 나타낸다. 흰색 원형 노드는 정보노드를 나타내며, 흑색 원형 노드는 패리티 노드를 나타내며 흰색 사각노드는 체크노드를 나타낸다. 또한 $\pi_1, \pi_2, \dots, \pi_M$ 는 각 CZZ 부호기에 대한 인터리버를 나타낸다.

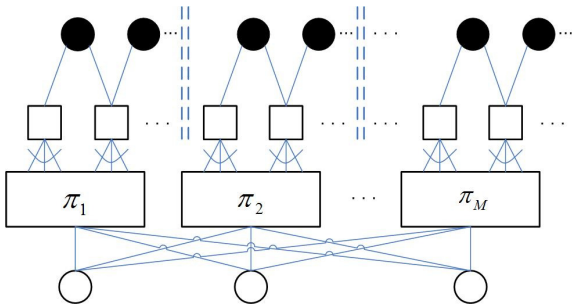


Fig. 4. CZZ 부호의 Tanner 그래프

CZZ 부호의 복호 알고리즘은 터보 부호가 사용하는 반복 복호 알고리즘이지만, BCJR 알고리즘을 사용하는 터보 부호에 비해 복잡도가 월등히 낮은 LDPC의 합곱 알고리즘(Sum-Product Algorithm)을 적용할 수

있다. 합곱 알고리즘은 변수노드와 체크노드간의 LLR (Log Likelihood Ratio) 값을 서로 전달하므로 메시지 전달 알고리즘이라고도 한다.

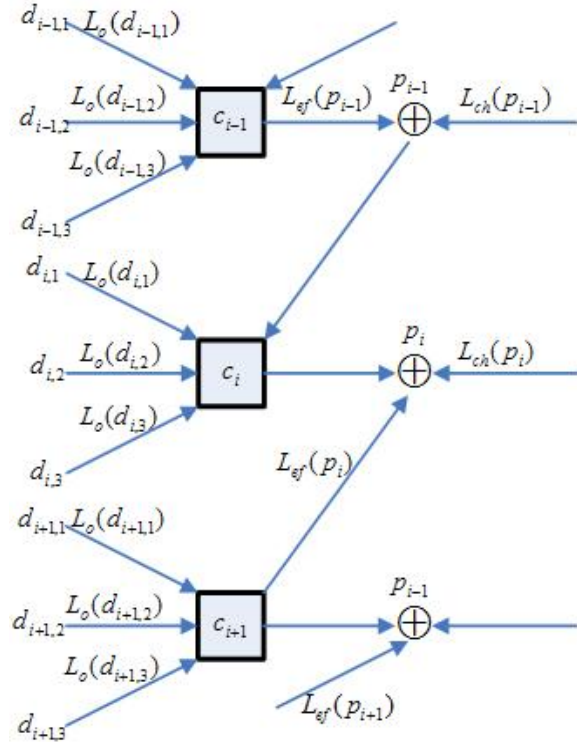


Fig. 5. CZZ 복호 알고리즘

Fig. 5는 CZZ 복호기의 메시지 전달과정을 보여준다. 메시지 전달 알고리즘은 변수노드에서는 외부에서 오는 LLR 값을 더하여 체크노드에 전달해주며 체크노드에서는 외부에서 오는 LLR 값을 체크연산을 통해 LLR 값을 갱신해 나간다. 변수노드는 정보노드와 패리티 노드로 구분되고 특히 패리티 노드의 차수 값은 2이므로 외부에서 오는 LLR 값이 그대로 다음 패리티로 전달된다. 메시지 전달 알고리즘을 요약하면 다음과 같다.

(i) 초기화(iteration = 0)

초기화과정은 변수노드의 채널 LLR 값을 구하는 과정이다. 변수노드인 정보노드와 패리티노드의 채널 LLR 값을 구하는 과정은 같으며 노이즈가 포함된 FSK 수신기의 출력 r_i 에 의해서 구해진다. i 번째 변수노드의 채널 LLR 값의 식은 다음과 같다.

$$L_{ch}(d_{i,j}) = L_{ch}(d_i) = \log(\Pr(r_i|d_i = 0)/\Pr(r_i|d_i = 1))$$

$$L_{ch}(p_i) = \log(\Pr(r_i|p_i = 0)/\Pr(r_i|p_i = 1))$$

$$L_{ch}(d_i) = \ln\left(I_0\left(\frac{2E_s|a||r_i|}{N_0}\right)\right) - \ln\left(I_0\left(\frac{2E_s|a||r_i|}{N_0}\right)\right)$$

여기서 E_s 는 심볼 에너지를 나타내며, $|a|$ 는 채널 이득 값을 나타낸다. 여기서 구해진 $L_{ch}(d_i)$ 이 CZZ 복호기의 초기 값으로 입력되어 CZZ 복호화가 수행된다.

(ii) LLR 값 갱신(iteration = 1,2,...,T-1)

- 체크노드 연산 -

t 번째 반복과정에서 k 번째 Zigzag복호기의 i 번째 체크노드에서 j 번째 변수노드로 전달되는 LLR값은 체크노드 연산에 의해서 구해지며 다음과 같다.

$$L_e^{(t,k)}(d_{i,j}) = (L_{ef}^{(t,k)}(p_{i-1}) + L_{ch}(p_{i-1})) \oplus (L_{eb}^{(t,k)}(p_i) + L_{ch}(p_i)) \oplus \left(\sum_{l=1, \neq j}^J \oplus L_o^{(t-1,k)}(d_{i,l}) \right)$$

$L_e^{(t,k)}(d_{i,j})$ 는 자기자신을 제외한 인접한 정보비트의 사전 LLR값들($L_o(d_{i,l}), l = 1,2,\dots,J, l \neq j$)과 forward 방향의 $i - 1$ 번째 체크노드의 외부 LLR 값과 채널 LLR값, backward 방향의 i 번째 체크노드의 외부 LLR 값과 채널 LLR값들의 체크연산에 의해서 결정된다. 여기서 체크연산(\oplus)은 다음과 같다.

$$c = a \oplus b = 2 \tanh^{-1}(\tanh(a/2) \cdot \tanh(b/2))$$

- 정보노드 연산 -

t 번째 반복과정에서 j 번째 변수노드에서 k 번째 Zigzag복호기의 i 번째 체크노드로 전달되는 LLR값은 정보노드 연산에 의해서 구해지며 다음과 같다.

$$L_o^{(t,k)}(d_{i,j}) = L_{ch}(d_{i,j}) + \sum_{s=1, \neq k}^K L_e^{(t-1,s)}(d_{i,j})$$

$L_o^{(t,k)}(d_{i,j})$ 는 k 번째 Zigzag 복호기의 i 번째 체크노드로 전달되는 메시지이므로 k 번째 복호기를 제외한

$K - 1$ 개의 Zigzag복호기의 외부 LLR값과 채널 LLR 값에 의해 결정된다.

- 패리티노드 연산 -

t 번째 반복과정에서 k 번째 Zigzag복호기의 i 번째 체크노드로 전달되는 LLR값은 패리티노드 연산에 의해서 구해지며 다음과 같다.

$$L_{cb}^{(t,k)}(p_i) = (L_{cb}^{(t-1,k)}(p_{i+1}) + L_{ch}(p_{i+1})) \oplus \left(\sum_{j=1}^J \oplus L_o^{(t-1,k)}(d_{i+1,j}) \right), 2 \leq i \leq I-1$$

$$L_{ef}^{(t,k)}(p_i) = (L_{ef}^{(t-1,k)}(p_{i-1}) + L_{ch}(p_{i-1})) \oplus \left(\sum_{j=1}^J \oplus L_o^{(t-1,k)}(d_{i,j}) \right), 2 \leq i \leq I$$

$L_{ef}^{(t,k)}(p_i)$ 는 k 번째 Zigzag복호기의 $i - 1$ 번째 체크노드에서 i 번째 체크노드로 전달되는 forward LLR 값이며 $L_{cb}^{(t,k)}(p_i)$ 는 k 번째 Zigzag복호기의 $i + 1$ 번째 체크노드에서 i 번째 체크노드로 전달되는 backward LLR 값이다.

(iii) 결정(iteration = T)

iteration = T에서 i 번째 정보비트의 LLR 값은 채널 LLR값과 K 개의 Zigzag 복호기에서 전달된 외부 LLR 값의 합과 0과의 대소판정에 의해서 구해진다.

$$L^{(T)}(d_i) = L_{ch}(d_i) + \sum_{s=1}^K L_e^{(T-1,s)}(d_{i,j})$$

$$\text{if } L^{(T)}(d_i) \geq 0 \text{ then } d_i = 0 \\ \text{otherwise, } d_i = 1$$

4. 모의 실험

모의 실험에서는 정보어의 길이를 256으로 하였고, CZZ 부호는 부호율이 0.5인 (4, 6) CZZ 부호를 사용하였다. 따라서 부호어의 길이는 512이다. 신호 검출 방식은 비동기 Quadrature 검출 방식을 사용하였는데, FSK 신호의 직교성을 이용하여야 하므로 도플러 옵셋에 의한 영향을 제거하기 위하여 캐리어 주파수 추정정이 완벽하게 되었다고 가정하였다.

Fig. 6, 7은 각각 Uncode 시스템의 BER과 FER 성능을 보여주고 있다. 주요 파라미터인 K는 Rician Factor 이고 dB 단위로 표현하였다. 또한 fdT는 정규화된 페이딩 비율이다. Fig. 6에서 보여주듯이 K = 0, K = 6, K = 10으로 커짐에 따라 직접파 대비 반사파의 신호 세기가 감소하므로 BER 성능이 좋아짐을 보여준다. K가 같을 경우 fdT = 0, fdT = 0.001, fdT=0.01가 변하더라도 BER 성능은 거의 같다. 이것은 도플러 윅셋에 의한 영향을 제거하였기 때문에 fdT 값이 다르더라도 모의 실험하는 전체적인 시간에서 반사파의 채널 이득은 심볼단위로 보면 Rayleigh 분포를 갖기 때문이다. 하지만, Fig. 7에서 보여주듯이 같은 K 값에서 fdT 값이 커질 경우 BER 성능은 거의 같지만, FER 성능은

떨어짐을 확인 할 수 있다. 이것은 한 프레임 내에서 하나의 비트라도 오류가 생기면 프레임 오류로 판정되기 때문이다. 빠른 페이딩의 경우 한 프레임 내에서 직접파와 위상이 다른 반사파가 존재할 가능성은 커진다.

Fig. 8, 9는 CZZ 부호가 적용된 시스템의 BER과 FER 성능을 보여준다. CZZ 부호의 복호과정을 통해 BER과 FER의 오류성능이 크게 개선되었음을 알 수 있다. AWGN 채널에서 부호율이 0.5인 (4, 6) CZZ 부호는 BER = 10^{-4} 만족하는 데 약 8.5dB 만을 필요로 하는데 Uncode 대비 약 4dB의 성능차이를 보인다. Rician 페이딩 채널에서는 BER = 10^{-4} 에서 K = 0일 때 Uncode 대비 약 25dB 개선된 성능을 보이는데 fdT의

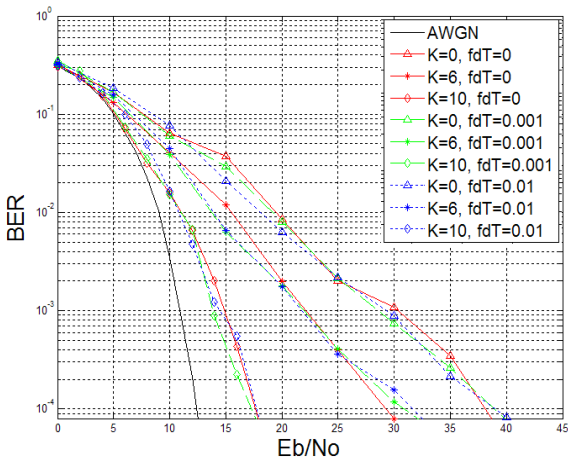


Fig. 6. Uncode 시스템의 BER

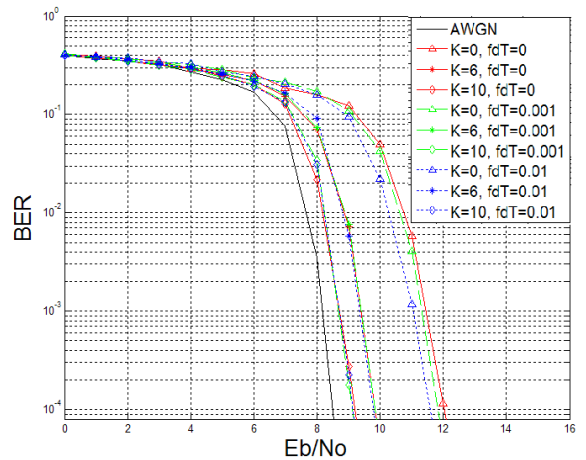


Fig. 8. CZZ 시스템의 BER

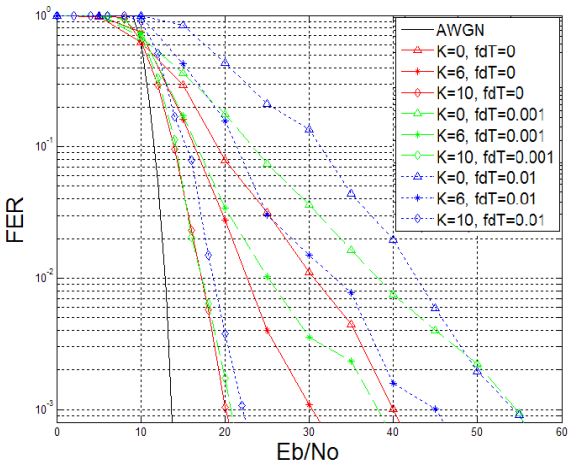


Fig. 7. Uncode 시스템의 FER

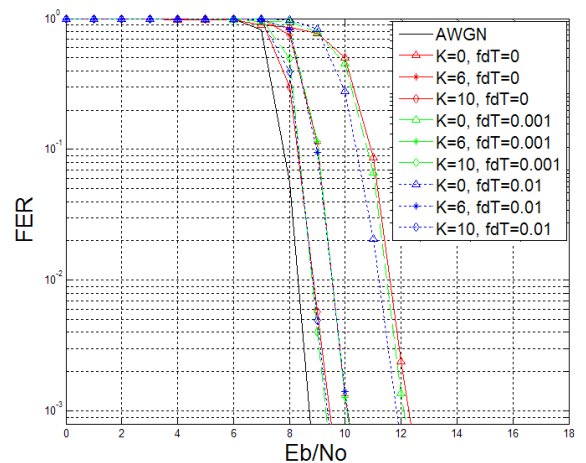


Fig. 9. CZZ 시스템의 FER

변화에 따른 성능차이는 크지 않다. 이것은 Rayleigh 페이딩 채널에서 일반적으로 오류 정정 부호가 적용될 경우 빠른 페이딩일수록 채널 다이버시티에 의한 성능이 좋아지는 경향과는 다른 결과다^[8].

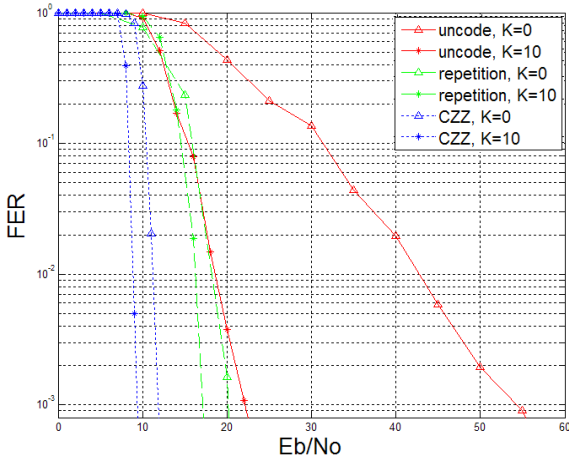


Fig. 10. Uncode, Repetition, CZZ 시스템의 FER

Fig. 10은 $f_dT = 0.01$ 일 때 Uncode, Repetition, CZZ 시스템의 FER 비교결과를 보여준다. $K = 0$ 일 때, $FER = 10^{-3}$ 만족하는 데 Uncode의 경우 약 54dB, Repetition의 경우 약 20dB, CZZ의 경우 약 12dB 만을 필요로 한다. $K = 10$ 일 경우, CZZ 부호는 $FER = 10^{-3}$ 만족하는 데 Repetition과 Uncode 대비 각각 약 8dB, 13dB의 성능 개선을 보였다.

5. 결론

본 논문에서는 채널환경을 직접파와 해수면에 의한 반사파로 구성된 Rician 페이딩 모델링 하였다. 모의 실험에서 부호화 되지 않은 시스템의 경우 원하는 오류성능을 얻기 위해서 아주 큰 E_b/N_0 을 요구하는 것을 확인하였다. 오류성능 개선을 위하여 간단한 방법으로 반복전송을 적용하면 상당한 양의 신호이득을 얻을 수 있었다. 하지만, CZZ 부호를 적용하여 모의 실험한 결과 강력한 오류정정능력을 보이며 부호화되

지 않은 시스템과 반복전송 시스템에 비하여 월등한 오류성능 개선이 이루어짐을 확인하였다. 따라서 CZZ 부호의 비교적 낮은 부호화 및 복잡도를 고려하면 중요한 성능 결과라 할 수 있겠다.

References

- [1] Michalel Rice, "Wideband Chanel Model for Aeronautical Telemetry", IEEE Transacions on Aerospace and Electronic Systems Vol. 40, No. 1 January 2004.
- [2] Michalel Rice, "Multipath Channel Model for Over-Water Aeronautical Telemetry", IEEE Transacions on Aerospace and Electronic Systems Vol. 45, No. 2 April 2009.
- [3] W. C. Jakes, "Microwave Mobile Communication, New York", IEEE Press, 1974.
- [4] T. J.Richardson and R. L. Urbanke, "Efficient Encoding of Low-Density Parity-Check Codes", IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. 47, No. 2, pp. 638~656, Feb. 2001.
- [5] H. Jin, A. Khandekar, and R. McEliece, "Irregular Repeat-Accumulate Codes", pp. 1~8 in Proc. 2nd International Symposium on Turbo Codes and Related Topics, Brest, France, Sep. 2000.
- [6] L. Ping and K. Y. Wu, "Concatenated Tree Codes : A Low-Complexity, High-Performance Approach", IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. 47, No. 2, pp. 791~799, Feb. 2001.
- [7] L. Ping, X. L. Huang, and N. Phamdo, "Zigzag Codes and Concatenated Zigzag Codes", IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. 47, No. 2, pp. 800~807, Feb. 2001.
- [8] Cecilio Pimentel, and Ian F. Blake, "Concatenated Coding Performance for FSK Modulation on Time-Correlated Rician Fading Channels", IEEE Trans. on Communication, Vol. 46, No. 12, pp. 1610~1608, Dec. 2001.