

간섭과 페이딩환경에서 스펙트럼 확산(SS) 통신 신호의 다이버시티 수신 특성에 관한 연구

正會員 姜 熙 照* 正會員 李 權 鉉* 正會員 趙 成 俊**

A Study on the Diversity Reception Performance of Spread Spectrum Signals in Interference and Fading Environments

Heau Jo Kang*, Kwon Hyun Lee*, Sung Joon Cho** *Regular Members*

要 約

직접 스펙트럼 확산(DS)방식과 주파수 도약 확산(FH)방식을 혼합시킨 하이브리드 DS/SFH-SSMA 시스템에 대해서 m -분포 페이딩 채널에서의 비동기 MDPSK 신호의 오율특성을 구하고, 다이버시티 기법과 부호화 기법을 함께 도입하였을때의 오율특성도 구했다. 얻은 결과로부터 페이딩의 심도 m 에 따른 오율성능의 열화 정도를 알 수 있었는데 레일리 페이딩 환경($m=1$)에서는 도약 주파수를 증가시키면 hit 될 확률이 감소하므로 다중접속에 의한 간섭의 영향이 감소하고, 호핑수(q)가 사용자수(K)보다 무척 크고, 비트 에너지 대 잡음 전력비(E_b/N_0)가 높을때는 다중접속에 의한 간섭은 무시되어 다중경로에 의한 영향이 지배적이 된다는 것과, 비트 에너지 대 잡음 전력비가 낮을때는 가우스 잡음의 영향이 지배적이 되어 호핑수(q)에 관계없이 오율성능이 일정해진다는 것을 알았다.

ABSTRACT

The error performance of M-ary differential phase shift keying (MDPSK) through m -distribution fading channel in hybrid direct sequence/slow frequency hopped spread spectrum multiple access (DS/SFH-SSMA) systems has been evaluated, and also the error probability has been evaluated when adopting diversity technique and coding technique.

From the results, we know that the error performance more deteriorates as depth of fading becomes deeper. In Rayleigh fading environment ($m=1$), increasing of the number of frequency hopping (q) reduces the effect of multiple access interference, because it decreases the probability

*東新大學校 電子工學科

Dept. of Electronic Eng., Dongshin Univ.

**韓國航空大學校 航空通信情報工學科

Dept. of Telecomm. & Inform. Eng., Hankuk Aviation Univ.

論文番號 : 93254

接受日字 : 1993年 12月 27日

a hit. When q is much larger than the number of user (K), the probability of error in high E_b/N_o region is dominated by the multipath interference while the multiple access interference is negligible. In lower E_b/N_o region, the probability of error is independent of q because the effect of gaussian noise becomes dominant.

I. 서 론

하이브리드 스펙트럼 확산방식이란 두가지의 대역 확산방식을 혼합하여 각각의 방식의 장점을 이용하는 방식인데 그렇게 하므로서 더 큰 전송대역폭을 얻을 수 있다^{(1)~(5)}. 본논문에서는 직접 스펙트럼 확산 방식과 주파수 도약 확산방식의 혼합방식을 다룬다. DS/SFH 혼합방식은 직접 스펙트럼 확산된 신호의 반송 주파수가 주기적으로 도약하는 방식이다. PN (Pseudo Noise)신호에 의해 전력 레벨이 아주 낮고 넓게 주파수 확산 DS(Direct Sequence)된 신호의 대역이 전체 전송 주파수 대역의 일부분을 이루는데 이 스펙트럼 확산된 신호의 대역이 PN부호 발생기의 도약 주파수 패턴에 따라 전체 전송 주파수 대역내에서 랜덤하게 도약(FH)하는 방식이다. 수신기에서는 수신 신호를 PN부호 발생기의 FH 패턴에 따라 수신한 후 PN신호로 역확산시켜 기존의 복조 방식에 따라 정보 신호를 복원한다. 이방식을 이용하면 주파수 대역이 크게 확장되어 다원 접속의 효과를 더욱 높일 수 있으나 송수신기가 복잡해지는 단점이 있다⁽⁴⁾.

Wang 등^{(6),(7)}은 하이브리드 DS/SFH-SSMA 시스템에 대해 잡음환경에서 비동기 DPSK 신호가 레일리 페이딩과 Rician 페이딩의 영향을 받을 때 다이버시티 기법(선택 합성법과 등이득 합성법)과 부호화 기법(해밍 부호와 BCH 부호)을 이용할 경우와 이용하지 않을 경우에 대해 각각 오율특성을 구하여 비교하였다. Geraniotis 등^{(8),(9)}은 하이브리드 DS/SFH-SSMA 시스템을 대상으로 하여 잡음환경에서 PSK, MFSK, DPSK 신호의 오율 특성을 구하여 비교해 놓았다. 그러나 Geraniotis 등은 페이딩의 영향을 전혀 고려하지 않았고 Wang 등은 실내 환경에 대해서 레일리 페이딩, Rician 페이딩과 무상관의 S개의 branch에 의한 다이버시티 수신을 다루었는데 그 결과를 실내 환경과 다른 실외의 페이딩 환경에 그대로 적용하기에는 문제가 있다.

따라서 본논문에서는 Geraniotis의 연구와 Wang의 연구를 확장하는 입장에서, 레일리 페이딩과 Rician

페이딩 등을 모두 포함할 수 있고, 이동통신과 위성 통신에도 적용할 수 있는 페이딩 모델로서 m-분포 페이딩을 도입하여 하이브리드 DS/SFH-SSMA 시스템에 있어서의 비동기 MDPSK 신호의 오율특성을 구한다. 또 다이버시티 기법과 부호화 기법을 함께 채용할 때의 오율특성을 유도하여 이 식들을 수치계산하여 그 결과를 그래프로 나타내고 성능을 분석한다.

II. 해석 모델

1. 송수신기 및 채널 모델

그림 1에 하이브리드 DS/SFH-SSMA DPSK 신호의 송수신기의 모델 및 채널 모델을 나타낸다.

DS/SFH-SSMA MDPSK 신호는 그림 1(a)에 나타낸 것과 같이 MDPSK 변조기, 직접확산기 및 주파수 도약기로 구성된다. MDPSK 변조기 출력 $x_{dk}(t)$ 는 확산 신호 $c_k(t)$ 에 의해 직접 확산되고, 확산된 신호 $s_{dk}(t)$ 는 다시 주파수 도약 신호 $h_T(t)$ 에 의해 주파수 확산된다. 이와 같은 변조과정을 거친 신호는 대역통과 필터를 거쳐 $s_k(t)$ 가 되어 채널로 송신된다.

그림 1(b)는 채널 모델을 나타낸다. 본논문에서는 무선 채널을 가우스 잡음(AWGN)과 다중 접속 간섭(MPI: Multi-Path Interference, MUI: Multi-User Interference)과 m-분포 페이딩으로 모델링한다. 채널상에서는 K명의 사용자가 동시에 존재하며, 각 사용자 신호는 L개의 경로를 갖는다고 가정한다. 따라서 전체 다중 접속 간섭은 $L(K-1) + (L-1)$ 이 되는데, 이 다중접속 간섭은 Wang 등⁽⁶⁾에 의하면 가우스 랜덤변수로 처리된다.

그림 1(c)는 DS/SFH-SSMA MDPSK 신호의 수신기를 나타낸 것인데 주파수 도약 역확산기, 직접 확산 역확산기 및 MDPSK 복조기로 구성된다. 대역통과 필터를 거친 수신신호 $r_k(t)$ 는 주파수 역확산 신호 $h_T(t-T_d)$ 및 대역 역확산 신호 $c_k(t-T_d)$ 에 의해 확산전의 신호로 복원된다. MDPSK 복조기는 임의의 N번째 심볼 구간인 NT때 수신한 신호를 1심볼 구간 동안 지연시켰다가 그 다음의 심볼 구간인 (N

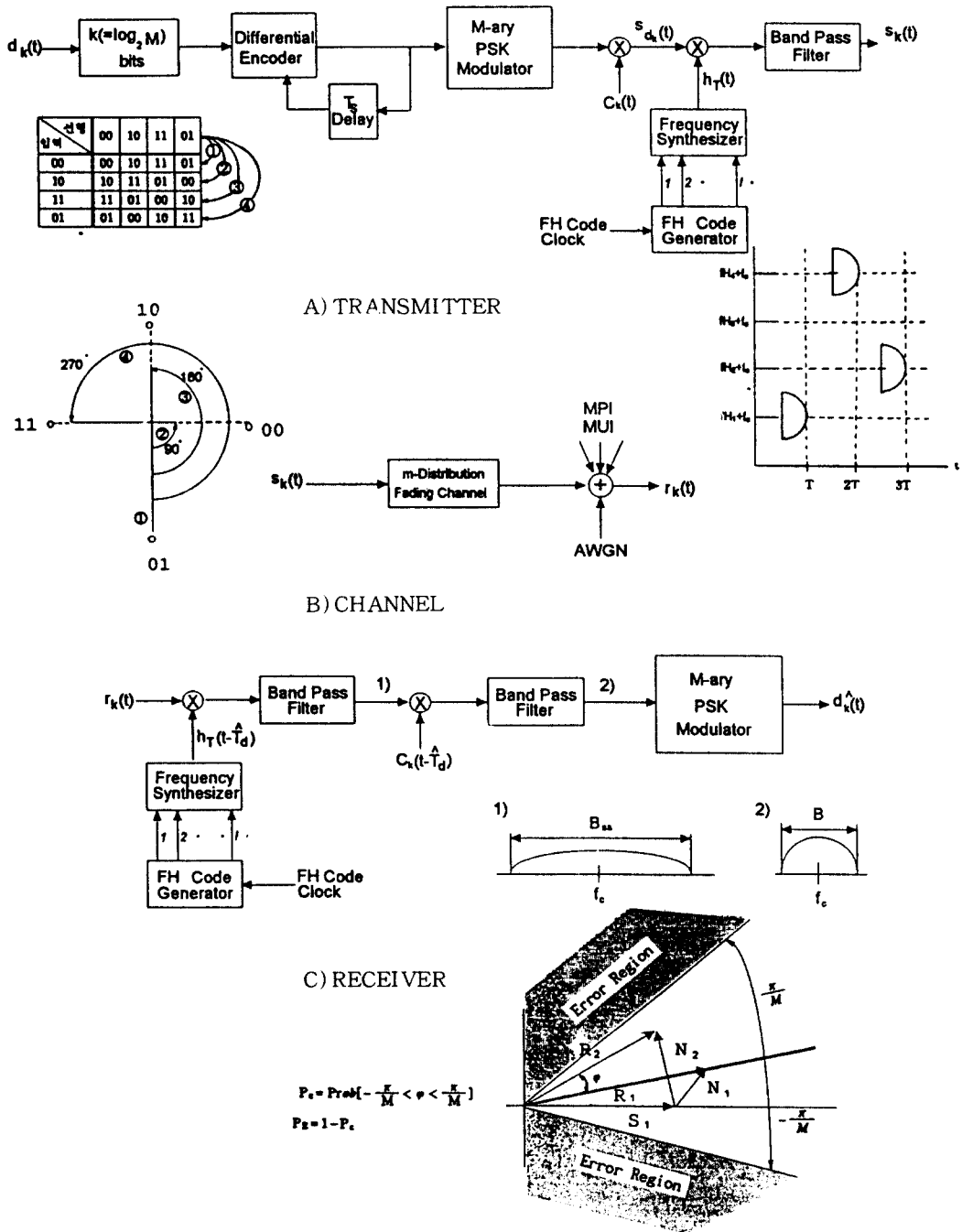


그림 1. 하이브리드 DS/SFH-SSMA DPSK 송수신기의 블럭도 및 채널 모델

Fig. 1. Hybrid DS/SFH-SSMA DPSK transmitter and receiver block diagrams and channel model.

+1)T때 수신한 신호와 서로 곱하여 저역 필터를 통과시킨 다음 두 신호 사이의 위상차를 구해내어 이 값을 $(2\pi j)/M$ ($j=0, 1, \dots, M-1$)에 가장 근사한 위상 값으로 양자화하여 j 에 해당되는 정보신호가 송신되었다고 판정한다(예를 들면 $M=2$ 일 경우 $j=0$ 은 (0)을 $j=1$ 은 (1)을 의미하고 $M=4$ 일 경우 $j=0$ 은 (00)을, $j=1$ 은 (01)을, $j=2$ 는 (11)을, $j=3$ 은 (10)을 나타냄).

m-분포 페이딩 모델에 의하면 페이딩을 받은 신호 진폭 γ_b 의 확률밀도 함수 $p(\gamma_b)$ 는 다음과 같이 나타내진다⁽¹⁰⁾.

$$p(\gamma_b) = \frac{m^m \gamma_b^{m-1}}{\Gamma(m) \gamma_0^m} \exp\left(-\frac{m\gamma_b}{\gamma_0}\right), \quad 0 \leq \gamma_b \leq \infty \quad (1)$$

단, $1/2 \leq m < \infty$, $\Gamma(\cdot)$: 감마함수,
 $\Omega/2N$: γ_0 의 평균전력,
 γ_b : 순서 SNR, γ_0 : 평균 SNR.

III. 하이브리드 DS/SFH 시스템의 비트 오류

스펙트럼 확산 신호에서 처리 이득은 스펙트럼 신호의 대역폭과 정보 신호의 대역폭의 비로 주어진다. 직접 확산 방식에서의 처리 이득은 $G_p = W_s/W = T/T_c = N$ 이다.

단, W : 정보 신호의 대역폭,
 W_s : 확산 신호의 대역폭,
 T : 정보 신호의 지속 시간 길이,
 T_c : 확산 신호의 지속 시간 길이,
 N : PN 코드의 길이.

주파수 도약 확산 방식에서의 처리 이득

$$G_p = W_s/W = qW/W = q,$$

단, q : 도약 가능한 주파수 슬롯의 갯수.

사용중인 경로에 다른 사용자에 의해 hit될 확률 P_h 는 다음과 같이 나타내진다⁽⁶⁾.

$$P_h = \begin{cases} (1-2/N_b)/q & : \text{하한} \\ (1-2/N_b)/q + (2/N_b)(2/q) = (1+2/N_b)/q & : \text{상한} \end{cases} \quad (2)$$

단, $N_b \gg 1$ (slow 주파수 호핑),
 N_b : hop당 송신된 비트수 (Th/T),
 q : 주파수 호핑수.

$$P(kh) = \binom{K-1}{kh} P_h^{kh} (1-P_h)^{K-1-kh}, \quad (3)$$

단, kh 는 랜덤 변수(사용하지 않는 간섭의 수).

부호화 기법을 도입하였을 경우에 hit될 확률 P_h 는 다음과 같이 나타내진다⁽⁶⁾.

$$\hat{P}_h = \begin{cases} \lfloor (1-(2b+1)/N_b) \rfloor / q & \text{하한,} \\ \lfloor (1+(2b+1)/N_b) \rfloor / q & \text{상한,} \end{cases} \quad (4)$$

단, b : 부호어(code word)의 비트수,

$$\hat{P}(kh) = \binom{K-1}{kh} \hat{P}_h^{kh} (1-\hat{P}_h)^{K-1-kh}. \quad (5)$$

IV. m-분포 페이딩에서 하이브리드 DS/SFH-SSMA 부호화된 MDPSK 신호의 오류해석

1. 잡음만의 영향을 받는 경우

잡음의 영향에 의한 DS/SFH-SSMA DPSK 신호의 오류식 P_{eG} 는 참고문헌 (8)에 구해져 있으며 참고문헌 (11)에 의하면 다음과 같이 M-ary로 확장된다.

$$P_{eG} = \begin{cases} \frac{1}{2} \exp(-\gamma_b) & : M=2(\text{Binary}), \\ \text{erfc}\left(\sqrt{\gamma_b} \sin \frac{\pi}{2M}\right) & : M\text{-ary } (M \geq 4), \end{cases} \quad (6)$$

$$\text{단, } \gamma_b = \left(\left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-1} + \frac{2\{L \cdot kh + (L-1)\}}{3N} \right)^{-1},$$

K : 사용자수, N : PN코드길이,
 N_b : 칩당 데이터 비트수, L : 다중경로수,
 E_b/N_0 : 비트 신호 전력 대 잡음 전력비.

2. 잡음과 m-분포 페이딩의 영향을 받는 경우

페이딩 환경에서의 DPSK 신호방식의 오류식은 다음과 같이 하면 구할 수 있는데⁽¹²⁾

$$P_{er} = \int_0^\infty P_{eG} p(\gamma_b) d\gamma_b. \quad (7)$$

그 결과는 다음과 같다.

$$P_{ef} = 1 - \sqrt{\frac{4\sin^2(\pi/2M)\gamma_0}{\pi m}} \frac{\Gamma(m+1/2)}{\Gamma(m+1)} \cdot \left(\frac{m}{\gamma_0} + \sin^2(\pi/2M)\right)^{\left(-\frac{1}{2}\right)} \quad (12)$$

$$\cdot \left[1 + \frac{\sin^2(\pi/2M)\gamma_0}{m}\right]^{-(m+1/2)}$$

$$\cdot {}_2F_1\left[1, m + \frac{1}{2}; \frac{3}{2}; \frac{\sin^2(\pi/2M)\gamma_0}{m + \sin^2(\pi/2M)\gamma_0}\right]$$

단, $\gamma_0 = \left(\frac{E_b}{N_0}\right)^{-1} + \frac{2\{L \cdot kh + (L-1)\}}{3N}$

M; 상수,
m; 페이딩 지수,
 ${}_2F_1(\cdot)$; 가우스 초기하 함수⁽¹³⁾.

최종 오율식 $P_e(kh)$ 은 식(3)과 식(8)을 이용하여 다음과 같이 구한다.

$$P_e(kh) = \sum_{kh=0}^{k-1} P(kh) P_{ef} \quad (9)$$

3. 다이버시티 기법을 채용할때의 하이브리드 DS/SFH-SSMA MDPSK 신호의 오율

최대비 합성 다이버시티 출력단의 SNR, γ 는 다음과 같다.

$$\gamma = \sum_{k=1}^s \gamma_k \quad (10)$$

m_k/γ_{ok} 비가 모든 branch에서 같고 서로 상관없다고 가정하면 최대비 합성 다이버시티로 수신된 신호의 SNR에 대한 확률밀도함수는 다음과 같다⁽¹⁴⁾.

$$p_s(\gamma) = \frac{m_s^{m_s} \gamma^{m_s-1}}{\Gamma(m_s) \gamma_{os}^{m_s}} \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma_{os}}\right) \quad (11)$$

단, $m_s = \sum_{k=1}^s m_k, \quad \gamma_{os} = \sum_{k=1}^s \gamma_{ok}$.

$$P_{ed} = \int_0^\infty P_{ec} \cdot p_s(\gamma) d\gamma$$

$$= 1 - \frac{2\sin(\pi/2M)}{\sqrt{\pi}} \frac{\Gamma(m_s + \frac{1}{2})}{\Gamma(m_s)}$$

4. 채널 부호화 기법을 채용할때의 하이브리드 DS/SFH-SSMA MDPSK 신호의 오율

일반적으로 부호화 기법을 도입하면 오율의 성능은 개선되나 대역폭이 넓어지므로 주어진 대역폭내에서 전송 가능한 전송 속도는 떨어지게 되는데 본 논문에서는 부호화를 행하더라도 정보전송을 하기에 충분한 전송 대역폭이 확보될 수 있다는 가정하에서 해석한다.

에러 검출 및 정정을 위한 부호화 기법에는 크게 선형 블록 부호화와 컨벌루션 부호화가 있다. 블록 부호와 컨벌루션 부호에 대한 근본적인 차이는 기억 장치의 유무에 있으며 블록부호의 부호기는 k비트의 정보를 n비트의 부호어로 만들어 내는 무기억 장치인 반면에 컨벌루션 부호의 부호기는 출력 계열이 현재의 입력뿐만 아니라 과거의 입력 계열에 의해서도 결정되므로 기억이 있는 장치로 간주된다. 오율의 검출과 오율의 정정은 전송된 정보의 형태에 따라서 음성이나 영상과 같은 신호는 신호를 전송하는데 발생하는 평균 오율과 발생하는 오류를 정정하는 능력이 주관심이 되지만 디지털 신호와 컴퓨터에서 사용하는 정보 등은 전송 과정에서 발생한 오율의 검출과 검출되지 않은 오율에 대한 확률로서 평가한다. 이와 같이 채널을 통해 정보를 전송하기 위해 채널 부호기를 갖는 전송기의 기본 블록도는 그림 2와 같다.

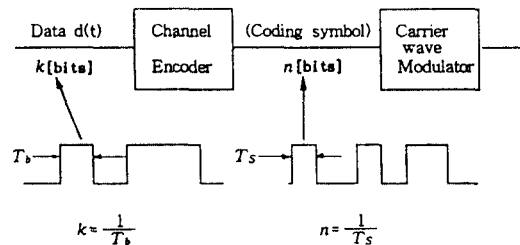


그림 2. 채널 부호기의 블록도
Fig. 2. Block diagram of channel encoder.

그림 2에서 심볼을 n은 비트율 k보다 항상 커야하며, 부호화된 심볼당 정보 비트수로 정의되는 부호화율은 다음과 같다.

$$\text{부호율 (code rate)} r = k/n$$

본논문에서는 오류 정정 부호로서 해밍(Hamming) 부호, BCH(Bose-Chaudhuri Hocquenghem) 부호를 사용하여 오류개선 정도를 알아낸다.⁽¹⁵⁾

4.1. 해밍 부호의 사용

해밍 부호는 구성과 처리속도면에서 우수하며 단일 비트 에러 정정에 쓰인다. (n, k) 해밍 부호 중 정보비트 k가 4비트이고 전송비트 n이 7비트인 (7,4) 해밍 부호기는 그림 3과 같고⁽⁴⁾ 복호시의 심볼 오류식 P_{hs}는 다음과 같이 구해진다⁽¹⁵⁾.

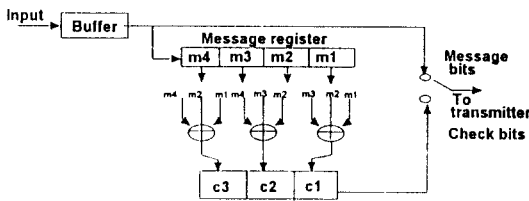


그림 3. (7,4) 해밍 부호기
Fig. 3. Encoder for (7,4) Hamming code.

$$P_{hs} = \sum_{i=2}^n \binom{n}{i} (P_{ef})^i \{1 - (P_{ef})\}^{n-i}$$

$$\text{단, } \binom{n}{i} = {}_n C_i = \frac{n!}{(n-i)! i!} \quad (13)$$

4.2. 블럭 부호의 사용

블럭 부호의 부호기는 그림 4와 같이 나타내 진다. M-ary (M=2^k) 블럭 부호의 상한값(upper bound)에서의 워드(word) 부호 오류식 P_{ec}는 다음과 같이 구해진다⁽¹⁵⁾.

$$P_{ec} \leq \sum_{i=1}^n \binom{n}{i} (P_{ef})^i \{1 - (P_{ef})\}^{n-i} \quad (14)$$

식 (14)로 부터 심볼(symbol) 오류식 P_{es}는 다음과 같이 구해진다.

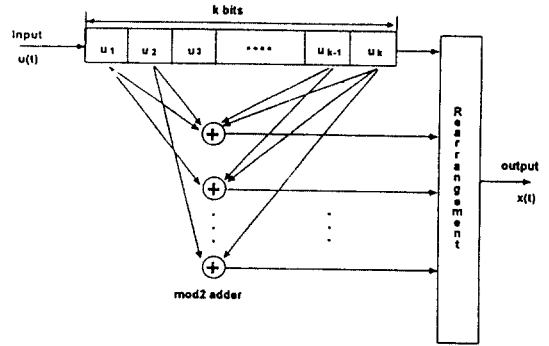


그림 4. 블럭 부호기
Fig. 4. Encoder for block code.

$$P_{es} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n i \binom{n}{i} (P_{ef})^i \{1 - (P_{ef})\}^{n-i} \quad (15)$$

단, t = [(d-1)/2]; 채널의 비트 에러수,
d; 부호의 최소거리,
n; 블럭 최소 길이.

부호화 기법을 이용할때의 최종 오류식 P_b(k_h)는 식(5)와 식(15)를 이용하여 다음과 같이 하여 구한다.

$$P_b(k_h) = \sum_{k_h=0}^{k-1} P(k_h) P_{es} \quad (16)$$

5. 다이버시티 기법과 부호화 기법을 함께 채용할때의 하이브리드 DS/SFH-SSMA MDPSK 신호의 오류

부호화 기법만이 아니라 다이버시티 기법을 함께 채용할때의 오류식은 부호화 기법만을 채용할때의 오류식 (15)와 마찬가지로 표현되는데 다음과 같다. 식 (15)에서는 P_{ef}가 쓰이는 대신 식 (17)에서는 P_{efd}가 쓰이는데 각각 식 (8)과 식(12)에서 구한 바 있다.

$$P_{esd} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n i \binom{n}{i} (P_{efd})^i \{1 - (P_{efd})\}^{n-i} \quad (17)$$

다이버시티 기법과 부호화 기법을 함께 채용할때의 최종 오류식 P_{bcd}(k_h)는 식 (5)과 식 (17)를 이용하여 다음과 같이 하여 구한다.

$$P_{bcd}(k_h) = \sum_{k_h=0}^{k-1} P(k_h) P_{esd}$$

V. 수치계산 결과 및 고찰

앞절에서 유도한 오율식을 비트 에너지 대 잡음 전력비 (E_b/N_0), 페이딩 지수 (m), 사용자수 (K), PN 코드의 길이 (N), hop당 송신 비트수 (N_b), 주파수 호핑수 (q), 다중경로수 (L), 심볼비트수 (b), 다이버시티 branch수 (S) 등을 함수로 하여 수치계산한 결과를 그림 5-그림 12로 나타내었다.

그림 5는 $K=10, L=8, N=127, N_b=100, S=2, M=4$ 일때 레일리 페이딩 환경에서 주파수 호핑수 (q)의 변화에 따른 오율특성을 나타낸 것인데 주파수 호핑수 (q)가 많아짐에 따라 hit 확률이 감소하기 때문에 다중접속에 의한 간섭 영향이 감소한다는 것을 알 수 있다. 호핑수 (q)가 사용자수 (K)보다 대단히 크고 비트 에너지 대 잡음 전력비 (E_b/N_0)가 큰 영역에서는 다중접속에 의한 간섭을 무시할 수 있어 다중경로에 의한 영향이 지배적이다. 또한 E_b/N_0 가 작은 영역에서는 가우스 잡음의 영향이 지배적이므로 호핑수 (q)에 관계없이 오율특성이 일정해지는 것을 알 수 있다.

그림 6은 $K=15, L=8, N=255, M=4, N_b=400, S=2, q=50$ 일때 페이딩 지수 (m)의 변화에 따른 오율특성인데 페이딩의 심도가 깊으면 깊을수록 즉 m 값이 작으면 작을수록 오율특성이 열화됨을 알 수 있다. 예를들어 시스템에서 요구하는 오율이 10^{-3} 이라고 할때 E_b/N_0 가 26 dB에서 $m=3$ 이상에서는 시스템에 사용이 가능함을 알 수 있다.

그림 7은 $K=15, L=8, M=8, q=50, N_b=400, m=1$, 심볼 당 코드길이 N 에 따른 다이버시티 수신기의 근사적인 평균 비트 오율을 나타내며, 예상할 수 있는 바와 같이 N 의 증가에 따른 오율의 감소를 볼 수 있다.

그림 8은 $K=15, L=8, M=4, q=100, N_b=400, N=511, m=1$, 다이버시티 branch수를 파라미터로 하여 오율특성을 나타낸 것인데 E_b/N_0 가 20 dB일때 시스템에서 요구하는 오율이 10^{-3} 에 도달하기 위해서는 다이버시티 branch수 S 가 3이상이어야 함을 알 수 있다.

그림 9에서 $K=15, L=8, N=127, N_b=400, m=1, M=4$ 일때 해밍 (7,4)로 부호화하였을 경우와 BCH (15,7)로 부호화하였을 경우를 나타내었으며 해밍 (7,4)부호에 다이버시티 기법을 함께 채용하였을 경우와 BCH (15,7)부호에 다이버시티 기법을 함께 채

용하였을 때를 나타내었는데 같은 대역폭에서 시스템이 요구하는 오율이 10^{-3} 에 도달하기 위해서는 부호화 기법에 다이버시티 기법을 함께 채용하였을 때임을 알 수 있다.

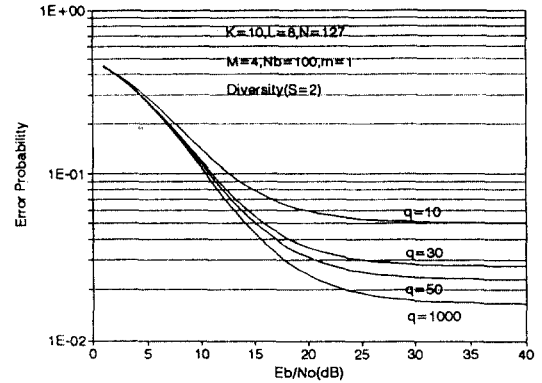


그림 5. 레일리 페이딩하에서 주파수 호핑수에 따른 하이브리드 DS/SFH 4DPSK 신호의 오율 특성 ($K=10, L=8, N=127, N_b=100$)

Fig. 5. Error performance of hybrid DS/SFH 4DPSK signal with the variation of a number of frequency hopping in Rayleigh fading ($K=10, L=8, N=127, N_b=100$).

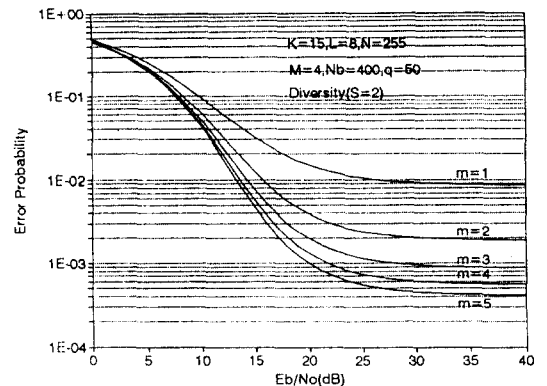


그림 6. m-값에 따른 하이브리드 DS/SFH 4DPSK 신호의 오율 특성 ($K=15, L=8, N=255, N_b=100, q=50$)

Fig. 6. Error performance of hybrid DS/SFH 4DPSK signal with the variation of m ($K=15, L=8, N=255, N_b=100, q=50$).

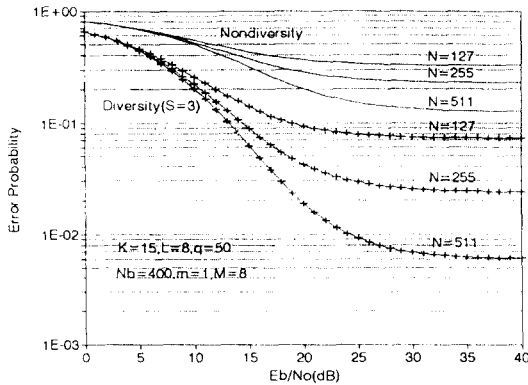


그림 7. N값에 따른 하이브리드 DS/SFH 8DPSK 신호의 오류 특성 ($K=15, L=8, N_b=400, q=50, m=1$)
 Fig. 7. Error performance of hybrid DS/SFH 8DPSK signal with the variation of N ($K=15, L=8, N_b=400, q=50, m=1$).

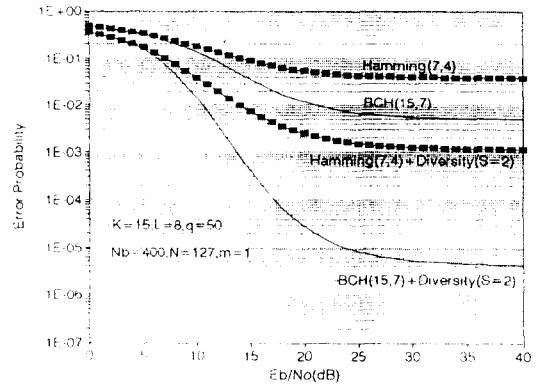


그림 9. 해밍 부호와 BCH 부호를 다이버시티 기법과 함께 채용하는 하이브리드 DS/SFH 4DPSK 신호의 오류 특성 ($K=15, L=8, N=127, m=1, N_b=400, q=50$)
 Fig. 9. Error performance of hybrid DS/SFH 4DPSK signal adopting Hamming or BCH code plus diversity ($K=15, L=8, N=127, m=1, N_b=400, q=50$).

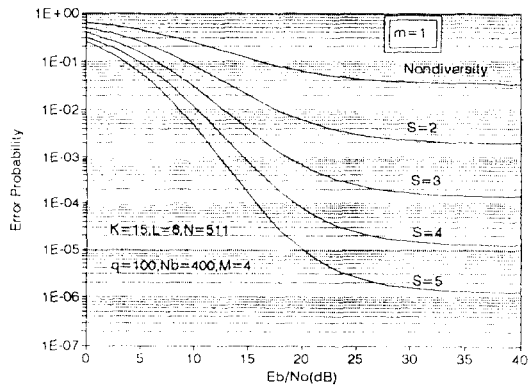


그림 8. 다이버시티를 채용하는 하이브리드 DS/SFH 4DPSK 신호의 오류 특성 ($K=15, L=8, N=511, N_b=400, q=100$)
 Fig. 8. Error performance of hybrid DS/SFH 4DPSK signal adopting diversity ($K=15, L=8, N=511, N_b=400, q=100$).

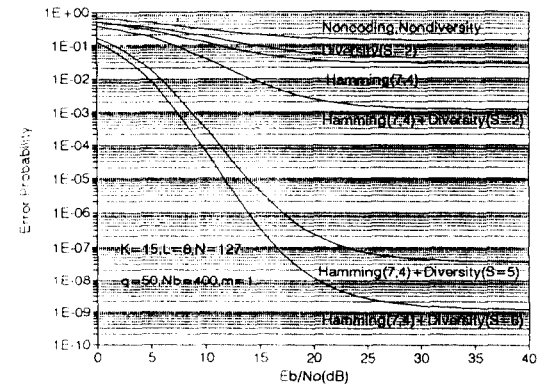


그림 10. 레일리 페이딩하에서 해밍 부호와 다이버시티기법을 함께 채용하는 하이브리드 DS/SFH 4DPSK 신호의 오류 특성 ($K=15, L=8, N=127, N_b=400, q=50$)
 Fig. 10. Error performance of hybrid DS/SFH 4DPSK signal adopting Hamming code plus diversity in Rayleigh fading environments ($K=15, L=8, N=127, N_b=400, q=50$).

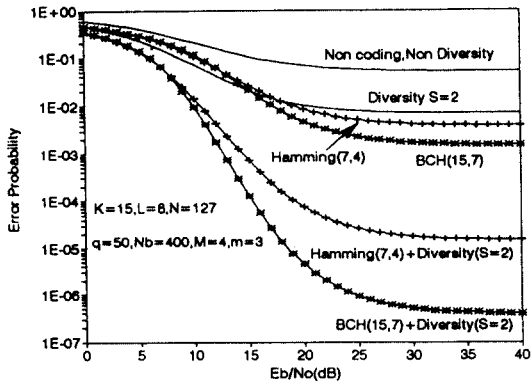


그림 11. 해밍 부호와 BCH 부호를 다이버시티 기법과 함께 채용하는 하이브리드 DS/SFH 4DPSK 신호의 오율 특성 ($K = 15, L = 8, N = 127, m = 3, Nb = 400, q = 50$)

Fig. 11. Error performance of hybrid DS/SFH 4DPSK signal adopting Hamming or BCH code plus diversity ($K = 15, L = 8, N = 127, m = 3, Nb = 400, q = 50$).

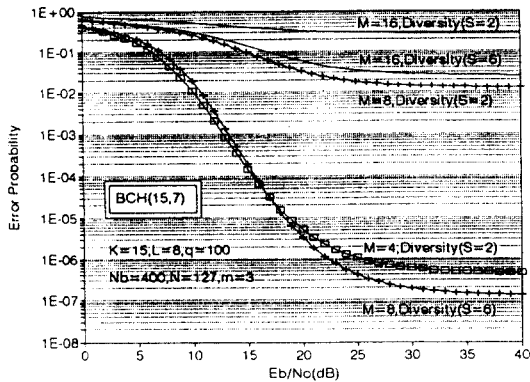


그림 12. BCH 부호와 다이버시티 기법을 함께 채용하는 하이브리드 DS/SFH MDPSK 신호의 오율 특성 ($K = 15, L = 8, N = 127, Nb = 400, q = 100, m = 3$)

Fig. 12. Error performance of hybrid DS/SFH MDPSK signal adopting BCH code plus diversity ($K = 15, L = 8, N = 127, Nb = 400, q = 100, m = 3$).

그림 10은 $K = 15, L = 8, N = 127, Nb = 400, q = 50$ 일때 레일리 페이딩 환경에 대한 오율을 나타낸 것인데 다이버시티 branch가 둘 ($S = 2$)인 경우, 해밍 (7,4)부호로 부호화하였을 경우, 해밍 (7,4)부호와 다이버시티 branch가 다섯과 여섯 ($S = 5, 6$)를 함께 채용하였을 경우를 나타내었는데 해밍 (7,4)와 다이버시티 branch ($S = 2$)인 경우에는 오율이 비슷함을 알 수 있었고, 해밍 (7,4)부호를 고정하고 다이버시티 branch 수를 증가함에 따라 오율이 큰 폭으로 개선되는 것을 알 수 있고, 비트 에너지 대 잡음 전력비 (E_b/N_0)가 15 dB에서는 오율이 10^{-5} 에 도달하게 된다는 것을 알 수 있다.

그림 11은 $K = 15, L = 8, N = 127, Nb = 400, q = 50, m = 3, M = 4$ 일때 다이버시티 branch ($S = 2$)인 경우, 해밍 (7,4)부호로 부호화하였을 경우, BCH (15,7)부호로 부호화하였을 경우, 해밍 (7,4)부호와 다이버시티 branch ($S = 2$)를 함께 채용하였을 경우, BCH (15,7)부호와 다이버시티 branch ($S = 2$)를 함께 채용하였을 경우를 나타내었는데 오율이 개선되는 순서는 다이버시티 branch ($S = 2$), 해밍 (7,4), BCH (15,7). 해밍 (7,4)부호와 다이버시티 branch ($S = 2$)를 함께 채용하였을 경우, BCH (15,7)부호와 다이버시티 branch ($S = 2$)를 함께 채용하였을 경우였다. 다이버시티 branch ($S = 2$), 해밍 (7,4), BCH (15,7)만을 채용한 경우에는 오율이 10^{-5} 에 도달하는데에는 문제가 있으므로 그 해결 방법으로 해밍 (7,4)부호와 다이버시티 branch ($S = 2$)를 함께 채용하였으며 BCH (15,7)부호와 다이버시티 branch ($S = 2$)를 함께 채용하였다. 해밍 (7,4)부호와 다이버시티 branch ($S = 2$)를 함께 채용하였을 경우보다 BCH (15,7)부호와 다이버시티 branch ($S = 2$)를 함께 채용하였을 경우가 비트 에너지 대 잡음 전력비 (E_b/N_0)가 16 dB 개선됨을 알 수 있었다.

그림 12는 $K = 15, L = 8, N = 127, Nb = 400, q = 100, m = 3$, BCH (15,7)부호 일때 다이버시티 branch가 둘과 여섯 ($S = 2, 6$)인 경우에 M-ary수에 따른 결과인데 $M = 8$ 이고 $S = 2$ 인 경우와 $M = 16$ 이고 $S = 6$ 인 경우가 오율이 비슷해짐을 알 수 있으며, $M = 4$ 이고 $S = 2$ 인 경우와 $M = 8$ 이고 $S = 6$ 인 경우가 오율이 비슷해짐을 알 수 있으며, 비트에너지 대 잡음 전력비 (E_b/N_0)가 18 dB에서 오율이 비슷해짐을 알았다.

VI. 결 론

본 논문에서는 무상관 다중경로 다이버시티 기법과 부호화 기법을 함께 채용할때 m-분포 페이딩을 도입하여 하이브리드 DS/SFH-SSMA 시스템에 있어서의 비동기 MDPSK 신호의 오율을 평가하였다. 이를 위해 다이버시티 기법과 부호화 기법을 함께 채용할때의 오율식을 구하였으며 그 결과식을 이용해 수치 계산한 후 분석하였다. 그에 따라 다음과 같은 결과를 얻었다.

첫째로 페이딩의 심도가 깊으면 깊을수록 오율 특성이 크게 열화된다.

둘째로 레일리 페이딩 환경에서 도약 주파수를 증가시키면 hit될 확률이 감소하므로 다중접속에 의한 간섭 영향이 감소한다.

셋째로 호핑수 (q)가 사용자수 (K)보다 무척 크고 비트 에너지 대 잡음 전력비 (Eb/No)가 높으면 다중접속에 의한 간섭은 무시되어 다중경로에 의한 영향만이 지배적이고, Eb/No가 낮으면 가우스 잡음의 영향이 지배적이어서 호핑수 (q)에 관계없이 오율 특성이 일정해진다.

넷째로 실내 환경을 위한 하이브리드 SSMA 시스템에서 다이버시티 기법이나 부호화 기법만을 채용하는 것보다는 다이버시티 기법과 부호화기법을 함께 채용하는 것이 오율의 성능의 개선폭이 큼을 알 수 있었다.

마지막으로 직접 확산 기법의 PN코드 길이와 주파수 호핑의 주파수 수를 적절히 조합할 수 있기 때문에 하이브리드 DS/SFH-SSMA 시스템이 DS-SSMA 시스템만 채용하였을때보다 오율성능이 좋음을 알 수 있었다.

그러므로 공간 다이버시티 무상관 다중경로 최대비 합성기법과 부호화 기법을 함께 채용하는 방식이 이동통신 및 위성통신에 유용하게 이용되리라 사료된다.

이 논문은 1993년도 한국학술진흥재단의 공모과제연구비에 의하여 연구된 것입니다.

참 고 문 헌

1. R. C. Dixon, *Spread Spectrum Systems*. Wiley-Interscience, 1976.
2. M. K. Simon, et al., *Spread Spectrum Communication*. vol. II, 1985.
3. J. G. Proakis, *Digital Communications*. McGraw-Hill, 1989.
4. R. E. Ziemer and R.S. Peterson, *Digital Communications and Spread Spectrum Systems*. New York : Macmillan, 1985.
5. G. R. Cooper, C. D. McGillem, *Modern Communication and Spread Spectrum*. New York : McGraw-Hill, 1986.
6. J. Wang and M. Moeneclaey, "Hybrid DS/SFH spread spectrum multiple access with predetection diversity and coding for indoor radio," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 10, no. 4, pp. 705-713, May 1992.
7. J. Wang and M. Moeneclaey, "Hybrid DS/SFH spread spectrum multiple access with predetection diversity and coding for indoor radio," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 40, no. 10, pp. 1654-1662, Oct. 1992.
8. E. A. Geraniotis, "Noncoherent hybrid DS-SFH spread spectrum multiple-access communications," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-34, pp. 862-872, Sep. 1986.
9. E. A. Geraniotis, "Coherent hybrid DS-SFH spread spectrum multiple access communications," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. SAC-3, no. 5, pp. 695-705, Sep. 1985.
10. M. Nakagami, "The m-distribution-A general formular of intensity distribution of rapia fading," In statistical methods of radio wave propagation, W. C. Hoffman Ed., New York : Pergamon Press, pp. 3-36, 1960.
11. 오창현, 조성준, "가우스/임펄스 잡음과 페이딩이 DPSK 신호에 미치는 영향," 한국통신학회 춘계학술발표회논문집, pp. 157-162. 1988년 6월.
12. 강희조, 김상범, 조성준, "m-분포 페이딩 채널에서 DS/DPSK 신호에 대한 다이버시티 수신 특성," 한국통신학회 하계학술발표회 논문집 10권

2호 pp. 252-257, 1991년 8월.

13. W. Magnus, F. Oberhettinger, R. P. Soni, *Formulas and Theorems for the Special Functions of Mathematical Physics*. New York:Spring-Verlag, 1966.
14. E. Al-Hussaini and A. Al-Bassiouni, "Performance of MRC diversity systems for the detec-

tion of signals with Nakagami fading," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. COM-33, no. 12, pp. 1315-1319, Dec. 1985.

15. P. J. Crepeau, "Uncoded and coded performance of MFSK and DPSK in Nakagami fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 40, no. 3, pp. 487-493, Mar. 1992.



姜 熙 熙(Heau Jo Kang) 正會員
 1961年 1月 26日生
 1979年~1986年: 圓光大學校(工學士)
 1986年~1988年: 崇實大學校(工學碩士)
 1989年~1994年: 韓國航空大學校(工學博士)

1990年~1994年 現在: 東新大學校 電氣電子工學科 助教授
 1990年~1994年 現在: 韓國通信學會 職場幹事
 1990年~1994年 現在: 東新大學校 電子工學科 學科長
 1990年~1994年 現在: 東新大學校 電氣電子工學科 學科長
 1990年~1994年 現在: 東新大學校 電子工學科 大學院 主任
 ※주관심분야: 디지털통신시스템, 부호화, 대역확산통신, 이동통신, 위성통신



李 權 鉉(Kwon Hyun Lee) 正會員
 1950年 4月 24日生
 1980年~1985年: 西獨 Duisburg 大學校(工學博士)
 1987年~1994年: 現在 東新大學校 電氣電子工學科 副教授
 1990年~1991年: 西獨 Aachen 大學校 通信機器 研究所 客員教授(韓國科學財團支援)

※주관심분야: 신경회로망 및 측정공학



趙 成 俊(Sung Joon Cho) 終身會員
 1946年 1月 9日生
 1965年 4月~1969年 2月: 韓國航空大學 航空通信工學科 卒業(工學士)
 1973年 4月~1975年 2月: 漢陽大學校 大學院 卒業(工學碩士)

1977年 4月~1981年 3月: 大阪大學大學院 通信工學科 卒業(工學博士)
 1969年 4月~1972年 7月: 海軍技術將校
 1972年 8月~現在: 韓國航空大學校 航空通信情報工學科 教授 韓國通信學會 企劃理事