

이동통신 다중 경로 간섭 채널에서 CCI Canceller와 컨벌루션 부호화 기법에 의한 하이브리드 DS / SFH-CDMA MFSK 신호의 성능 해석

Performance Analysis of Hybrid DS/SFH-CDMA MFSK Signal with CCI Canceller and Convolution Code Techniques in Mobile Communication Multipath Interference Channels

임태길 · 강희조 · 이권현

Tae-Gil Rim · Heau-Jo Kang · Kwon-Hyun Lee

요 약

본 논문은 다중 m-분포 페이딩 환경에서 하이브리드 DS/SFH-CDMA MFSK의 성능을 분석하였다. MPI와 MUI를 고려하였고, 스펙트럼 효과는 단순 채널 부호화 시스템과 마찬가지로 부호화하지 않았을 때 평가하였다. 컨벌루션 부호화와 다중 CCI Canceller를 함께 사용하였을 때 BER을 개선시켰다. 비동기 하이브리드 시스템 BER은 가우시안 간섭의 근사치를 이용하여 얻었다.

결과적으로, 페이딩의 심도가 깊으면 깊을수록 오율 성능이 더욱 저하됨을 알 수 있었다. DS부분의 변조는 MPI에 방해하는 것이고, FH부분의 검파는 MUI를 크게 한다. 채널 코딩의 형태들을 고려함으로써 검파전 코딩은 충분한 비트 에러 수행을 하는데 필요함을 보여 준다.

본 결과는 DS/SFH-CDMA MFSK 통신 시스템은 AWGN과 MUI에 있는 PN코드 길이의 비율에 의하여 증가한다. m-분포의 페이딩 환경은 페이딩 지수에 의하여 용량성이 증가한다. CCI Canceller와, 컨벌루션 부호화 기법을 각각 채용할 때 용량성은 증가되고 오율 성능은 향상된다.

Canceller기법을 사용하지 않은 경우 PN코드의 길이 $N=31$ 일 때, 8×10^{-2} 의 오율을 얻을 수 있었으나, Canceller기법을 사용한 경우 4×10^{-2} 의 오율에 도달할 수 있었다. 또한 부호화 기법을 이용하지 않았을 때에는 오율이 10^{-2} 에도 미치지 못했지만 컨벌루션 부호화의 부호율 $\gamma=1/2$ 인 경우 약 10^{-5} 에 도달하는 것을 알 수 있다.

Abstract

This paper presents an analysis of a hybrid direct-sequence/slow frequency hopped code division multiple access(DS/SFH-CDMA) system employing noncoherent M-ary frequency shift keying (MFSK) modulation in a multiple m-distribution fading environment. Multipath interference(MPI) and multiuser interference(MUI) is taken into account and the spectral efficiency is calculated for uncoded as well as simple channel coding systems. The predetection multipath CCI Canceller in conjunction with convolution coding is employed for improving the bit error rate(BER) performance.

* 동신대학교 전기전자공학과(Dept. of Electrical & Electronic Eng., Dongshin Univ.)

· 논문 번호 : 960412-015

· 수정완료일자 : 1997년 5월 9일

The BER of noncoherent hybrid system is obtained using a Gaussian interference approximation.

From the results, we know that the error performance more deteriorates as the depth of fading becomes deeper. The DS part of the modulation combats the multipath interference, whereas the FH part is a predetection against large multiuser interference. It is shown that, for the considered types of a channel coding, the use of a predetection coding is still essential for obtained a satisfactory bit error performance.

The results show that the capacity of the DS/SFH-CDMA MFSK communication system increases in proportion to the length of PN code sequence in the presence of AWGN and MUI. In m-distribution fading environment the capacity increases in proportion to the fading index. The capacity is increased and error performance is improved when the CCI Canceller and Convolution code technique are adopted, respectively.

From the results, it is known that the error performance of 4×10^{-2} by adopting Canceller technique. Also convolutional coding technique is the improvement of error performance attains about 10^{-5} in code rate 1/2.

I. 서 론

하이브리드 스펙트럼 확산 방식이란 두 가지의 대역 확산 방식을 혼합하여 각 방식의 장점을 이용하는 방식인데 그렇게 함으로써 더 큰 전송 대역폭을 얻을 수 있다^{[1]~[6]}. DS-CDMA 방식은 전파 경로에 따른 서로 다른 전력 레벨로 인한 원근 문제를 위해서 평균 전력 제어가 필요하고, FH-CDMA 방식은 다중 채널 간섭에 약하다. 이러한 상호 장점을 살리고 단점을 보완하기 위하여 본 논문에서는 DS-CDMA 방식과 FH-CDMA 방식을 혼합한 DS/SFH CDMA 방식을 사용하여 다중 접속 간섭을 제거하기 위하여 Co-Channel Interference(CCI) Cancellation 기법과 컨벌루션 부호화 기법을 이용하여, 이용하지 않았을 때보다 어느 만큼 오율이 개선되는지 알아보려고 한다. DS/SFH CDMA 혼합 방식은 직접 스펙트럼 확산된 신호의 반송 주파수가 주기적으로 도약하는 방식이다. PN(Pseudo Noise)신호에 의해 전력 레벨이 아주 낮고 넓은 주파수 확산 DS(Direct Sequence)된 신호 대역이 전체 전송 주파수 대역의 일부분을 이루는데 이 스펙트럼 확산된 신호 대역이 PN부호 발생기의 도약 주파수 패턴에 따라 전체 전송 주파수 대역 내에서

랜덤하게 도약(FH)하는 방식이다. 수신기에서는 수신 신호를 PN부호 발생기의 FH 패턴에 따라 수신한 후 PN신호로 역확산시켜 기존의 복조 방식에 따라 정보 신호를 복원한다. 이 방식을 이용하면 주파수 대역이 크게 확장되어 다원 접속의 효과를 더욱 높일 수 있으나 송수신기가 복잡해지는 단점이 있다^{[4],[6]}. 레일리 페이딩과 Rician 페이딩 등을 모두 포함할 수 있고 페이딩 지수 값의 변화에 따라 쉽게 레일리 페이딩과 Rician 페이딩 등을 나타낼 수 있으며, 실내외를 모두 나타낼 수 있을 뿐만 아니라 이동 통신과 위성 통신에도 적용할 수 있는 페이딩 모델로서 m-분포 페이딩을 도입하여 하이브리드 DS/SFH-CDMA(Direct Sequence/Slow Frequency Hopped Code Division Multiple Access) 시스템에 있어서 비동기 M-ary로 확장한 FSK 신호 오율식을 유도하고, 수신단에서 다중 접속 간섭을 제거하기 위하여 Co-Channel Interference(CCI) Cancellation 기법을 도입하였다. 또한 컨벌루션 부호화 기법을 채용할 때 오율식을 유도하여 이 식들을 수치 계산하여 그 결과를 그래프로 나타내어 그 성능을 검토하여 분석하고, 컨벌루션 부호화 기법을 이용하여 이용하지 않았을 때보다 어느 만큼 오율이 개선되는가를 알아본다.

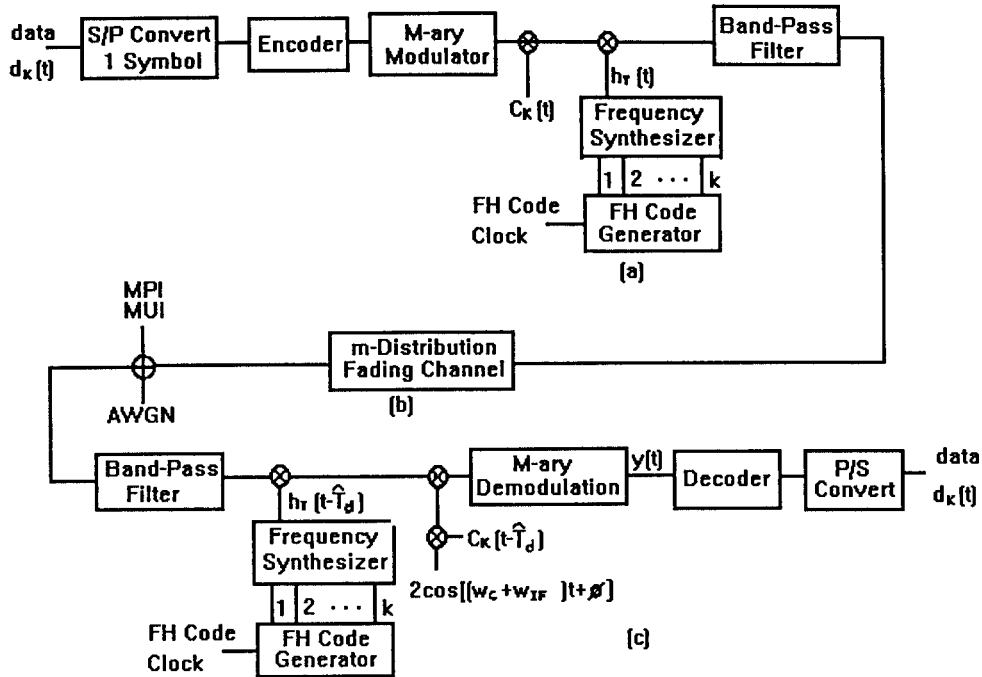


그림 1. 하이브리드 DS / SFH-CDMA MFSK 송수신기의 블럭도 및 채널 모델

Fig. 1. Hybrid DS / SFH-CDMA MFSK Transmitter receiver block diagrams and channel modeling.

II. 해석 모델

2-1 송수신기 및 채널 모델

그림 1은 하이브리드 DS / FH-CDMA MFSK 신호의 송수신기 블럭도 및 채널 모델이다.

DS / FH-CDMA MFSK 신호의 그림 1(a)에 나타난 것과 같이 MFSK 변조기, 직접 확산기 및 주파수 도약기로 구성된다. MFSK 변조기 출력 $x_{sk}(t)$ 는 확산 신호 $C_k(t)$ 에 의해 직접 확산되고, 확산된 신호 $s_{sk}(t)$ 는 다시 주파수 도약 신호 $h_r(t)$ 에 의해 주파수 확산된다. 이와 같은 변조 과정을 거친 신호는 대역 통과 필터를 거쳐 $s_k(t)$ 가 되어 채널로 송신된다.

그림 1(b)는 페이딩 채널 모델을 나타낸다. 본

장에서는 무선 채널에서 전체 간섭은 가우스 잡음(AWGN)과 다중 접속 간섭(MPI : Multi-Path Interference, MUI : Multi-User Interference)과 m-분포 페이딩으로 모델링 한다. 채널상에는 K명의 사용자가 동시에 존재하며, 각 사용자 신호는 L개의 경로를 갖는다고 가정한다.

따라서 전체 다중 접속 간섭은 $\sigma^2 = N_0 T / 16 + PT^2[k_b L \rho_1 + (L-1)\rho_0] / (12N)$ 이 되는데, 이 다중 접속 간섭은 [7],[8]에 의해 나타내었고 k_b 는 가우스 랜덤변수이다. 그림 1(c)는 하이브리드 DS / SFH-CDMA MFSK 신호의 수신기를 나타낸 것인데 주파수 도약 역확산기, 직접 확산 역확산기 및 MFSK 복조기로 구성된다. 대역 통과 필터를 거친 수신 신호 $r_k(t)$ 는 주파수 역확산 신호 $h_r(t-\hat{T}_d)$ 및 직접 확산 역확산 신호 $C_k(t-\hat{T}_d)$ 에 의해 확산 전의 신호로 복원된다.

Ⅲ. 하이브리드 DS/ SFH 시스템의 비트 오류

m-분포 채널에서의 직교 MFSK는 시간(0, T)까지의 수신 신호는 다음과 같다^[9].

$$r(t) = \sqrt{2P} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \beta_{kl} b_k(t-\tau_{kl}) a_k(t-\tau_{kl}) \cos \{2\pi[f_c+f_k(t-\tau_{kl})]t + \psi_{kl}(t)\} + n(t) \quad (1)$$

단, $\psi_{kl} = \theta_k + \alpha_k(t-\tau_{kl}) - 2\pi[f_c+f_k(t-\tau_{kl})]\tau_{kl} - r_{kl}$.
 τ_{kl} : 경로에서의 지연,
 r_{kl} : 랜덤변수 (0, 2π)에 의한 균일한 경로 위상 지연,
 β_{kl} : 이득,
 $n(t)$: two sided AWGN 전력 스펙트럼 밀도 ($N_0/2$).

m-분포 페이딩 모델에 의하면 페이딩을 받은 신호 진폭 γ_b 의 확률 밀도 함수 $p(\gamma_b)$ 는 다음과 같이 나타내 진다^[10].

$$p(\gamma_b) = \frac{m^m \gamma_b^{m-1}}{\Gamma(m)\gamma_0^m} \exp\left(-\frac{m\gamma_b}{\gamma_0}\right), 0 \leq \gamma_b \leq \infty \quad (2)$$

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

$m=1$ 일 때 레일리 페이딩 채널이라 하며, m 이 무한대에 가까우면 nonfading상태라 한다. 그리고 m 이 0.5일 때 반가우시안 페이딩 분포를 갖는다. 스펙트럼 확산 신호에서 처리 이득은 스펙트럼 신호의 대역폭과 정보 신호의 대역폭 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 나타내 진다^[8].

$$P_h = 1/q \quad (3)$$

단, q : 주파수 호핑수.

$$P(kh) = \binom{K-1}{kh} P_h^{kh} (1-P_h)^{K-1-kh} \quad (4)$$

단, kh 는 랜덤변수 (0, 1, 2, 3, ..., K-1)

에러 검출 및 정정을 위한 부호화 기법에는 크게 선형 블록 부호화와 컨벌루션 부호화가 있다. 블록 부호화와 컨벌루션 부호에 대한 근본적인 차이는 기억 장치의 유무에 있으며 블록부호의 부호기는 k 비트의 정보를 n 비트 부호의 부호어로 만들어 내는 주기억장치인 반면에 컨벌루션 부호의 부호기는 출력 계열이 현재의 입력뿐만 아니라 과거 입력 계열에 의해서도 결정되므로 기억이 있는 장치로 정보 형태에 따르며 음성이나 영상과 같은 신호는 신호를 전송하는데 발생하는 평균 오류율과 발생하는 오류를 정정하는 능력이 주관심이 되지만 디지털 신호와 컴퓨터에서 사용하는 정보 등은 전송과정에서 발생한 오류 검출과 검출되지 않는 오류에 대한 확률로서 평가한다. 심볼을 n 은 비트를 k 보다 항상 커야 하며, 부호화된 심볼당 정보 비트수로 정의되는 부호화율은 다음과 같다.

$$\text{부호율(Code rate)} \gamma = k/n$$

하드디시전 에러 확률 P_e 는 다음과 같다^[9].

$$P_e = \sum_{kh=0}^{K-1} P(kh) \cdot P_{bf} \quad (5)$$

IV. m-분포 페이딩에서 하이브리드 DS/SFH CDMA 부호화된 MFSK 신호의 오율 해석

4-1 잡음과 m-분포 페이딩의 영향을 받는 경우

일반적으로 손실이 없을 때 페이딩 채널에서의 수신 에너지가 $\Omega=1$ 인 경우를 선택했으며 $\gamma_b^2 E_s$ 는 평균값은 $\gamma_b^2 E_s = \Omega E_s = E_s$ 가 되며, $\Omega=1$ 일 때 확률 밀도 함수 $p(\gamma_b)$ 은 식 (2)에 의해 나타내며 변수 m 값에 의해 좌우된다. MFSK의 심볼 에러 확률은 다음과 같다.

$$P_{bf} = \int_0^{\infty} \sum_{j=1}^{M-1} \binom{M-1}{j} \frac{(-1)^{j+1}}{j+1} \text{Exp}\left(\frac{-j}{j+1} \frac{E_s \gamma_b^2}{N_o}\right) p(\gamma_b) d\gamma_b \quad (6)$$

여기서 $p(\gamma_b)$ 은 $\Omega = 1$ 일 때이며, 비트 에러 확률은 다음과 같다.

$$P_{bf} = \frac{M}{2(M-1)} P_{ef} \quad \text{and} \quad E_b = \frac{E_s}{\log_2 M} \quad (7)$$

m-분포 채널에서 DS/FH-CDMA MFSK의 비트 에러 확률은 다음과 같이 주어진다.

$$P_{bf} = \frac{M}{2(M-1)} \sum_{i=1}^{M-1} \binom{M-1}{i} \frac{(-1)^{i+1}}{i+1} \left[\frac{m}{m + \frac{i}{i+1} (\log_2 M) \gamma_b} \right]^m \quad (8)$$

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

kh : 기준사용자 이외의 사용자에 의한 간섭 수 (0,1,2,...K-1),

γ : 기준사용자와 기준사용자 이외의 사용자에 의한 경로의 평균전력,

L : 다중 경로수,

E_b/N_o : 비트 신호 전력 대 잡음 전력비,

N : PN 코드 길이.

4-2 CCI Canceller 기법을 이용한 하이브리드 DS/SFH-CDMA MFSK 신호의 오율

수신단에서는 다중 접속 간섭을 제거하기 위하여 Co-Channel Interference(CCI) Cancellation 기법을 도입한다^{[11],[12]}. 그림 2는 DS-CDMA에서 CCI Canceller를 채용하는 수신기 모델을 나타내었다.

m-분포 분포 채널에서 CCI Cancellation 기법을 채용할때 DS/FH-CDMA MFSK의 비트 에러 확률은 다음과 같이 주어진다^[9].

$$P_{bf} = \frac{M}{2(M-1)} \sum_{i=1}^{M-1} \binom{M-1}{i} \frac{(-1)^{i+1}}{i+1} \left[\frac{m}{m + \frac{i}{i+1} (\log_2 M) \gamma_{bc}} \right]^m \quad (9)$$

$$\text{단, } \gamma_{bc} = \left(\left(\frac{E_b}{N_o} \right)^{-1} + \frac{8K_c \{L \cdot \gamma \cdot kh + (L-1)\}}{3N} \right)^{-1},$$

kh : 기준사용자 이외의 사용자에 의한 간섭 수 (0,1,2,...K-1),

γ : 기준사용자와 기준사용자 이외의 사용자에 의한 경로의 평균전력,

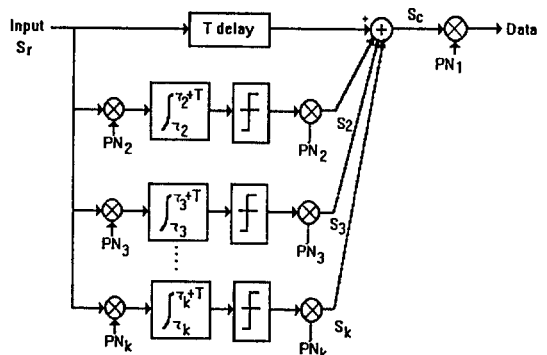


그림 2. CCI Canceller

Fig. 2. CCI Canceller.

- L : 다중경로수,
- E_b/N_0 : 비트 신호 전력 대 잡음 전력비,
- N : PN코드길이,
- K_c : 동일 셀내에서 기준사용자에게 간섭을 주는 실제의 다른 사용자 수.

4-3 컨벌루션 부호화

(n, k) 컨벌루션 부호기(convolutional encoder)와 연성 판정 Viterbi 복호기(Soft decision Viterbi decoder)는 우수한 에러 정정 능력을 가지고 있기 때문에 위성 통신과 디지털 셀룰라 시스템(Digital cellular system)등에서 널리 사용되고 있다.

그림 3은 2진(binary) 컨벌루션 부호의 예로서 부호율(code rate) $\gamma = \frac{1}{2}$ 이고 구속장(constraint length) $K=3$ 이다. 여기서 u_1 은 위쪽 출력단을 표시하고, u_2 는 아래쪽 출력단을 나타낸다. 즉 1비트의 입력이 들어갈 때마다 2비트의 출력이 나온다^[13].

부호율 $\gamma = \frac{1}{2}$ 이고 구속장 $K=7$ 인 M 진 컨벌루션 부호의 비트 오류식은 다음과 같이 나타낸다^[14].^[15]

$$M = 2;$$

$$P_{bc} \leq \frac{1}{2} (36D^{10} + 211D^{12} + 1404D^{14} + \dots) \quad (10)$$

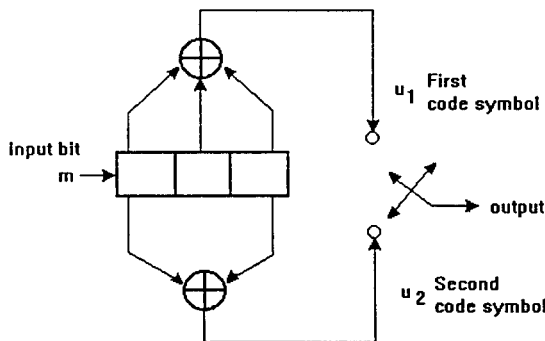


그림 3. 컨벌루션 부호기
Fig. 3. Convolutional Encoder.

$$M = 4;$$

$$P_{bc} \leq \frac{1}{2} (7D^{10} + 39D^8 + 104D^9 + 352D^{10} + 1348D^{11} + \dots) \quad (11)$$

$$M = 8;$$

$$P_{bc} \leq \frac{1}{2} (D^7 + 4D^9 + 49D^{10} + 92D^{11} + \dots) \quad (12)$$

또한, 부호율 $\gamma = \frac{1}{3}$ 이고 구속장 $K=7$ 인 M 진 컨벌루션 부호는 다음과 같이 나타낼 수 있다^{[14],[15]}.

$$M=2;$$

$$P_{bc} \leq \frac{1}{2} (7D^{15} + 8D^{16} + 22D^{17} + 44D^{18} + \dots) \quad (13)$$

$$M=8;$$

$$P_{bc} \leq \frac{1}{2} (D^7 + 4D^8 + 8D^9 + 49D^{10} + 92D^{11} + \dots) \quad (14)$$

여기서 D 는 Bhattachayya의 상한식(Upper bound)으로서 채널과 복호 방식에 의해 결정되며 다음과 같이 나타낸다^{[16],[17]}.

$$D = 2 \sqrt{\frac{P_c(1-P_c)}{M-1}} + \left[\frac{M-2}{M-1} \right] \cdot P_c \quad (15)$$

V. 수치 계산 결과 및 고찰

앞 절에서 유도한 오류식을 비트 에너지 대 잡음 전력 (E_b/N_0), 페이딩 지수(m), 다중 접속 사용자 수(K), PN코드의 길이(N), 주파수 호핑수(q), 다중경로수(L)등을 함수로 하여 계산한 결과를 그림 4~그림 10으로 나타내었다.

그림 4는 $K=15, L=8, N=63, q=30, M=4, 8$ 일 때 페이딩 환경에서 페이딩 심도의 변화에 따른 오류 특성을 나타낸 것인데 페이딩 지수가 커짐에 따라 오류가 감소함을 보이며 SNR이 15 dB이상에서는 오류 특성이 일정하게 됨을 알 수 있다.

그림 5는 $K=15, L=8, N=63, M=4$ 일 때 페이

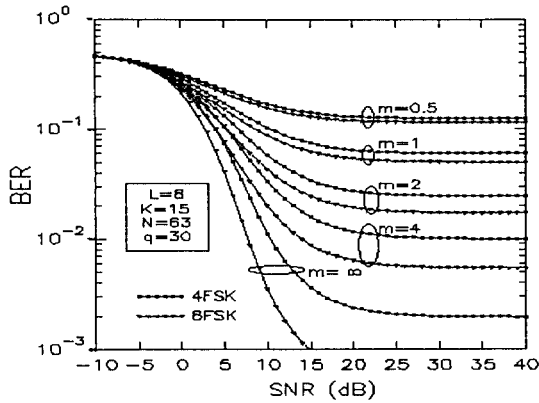


그림 4. m -값에 따른 하이브리드 DS/SFH 4, 8FSK 신호의 오율 특성($K=15, L=8, N=63, q=30$)

Fig. 4. Error performance of Hybrid DS/SFH 4, 8FSK signal with m ($K=15, L=8, N=63, q=30$).

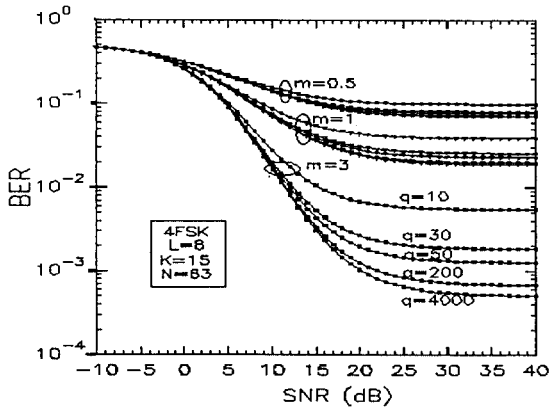


그림 5. m -값과 주파수 호핑수에 따른 하이브리드 DS/SFH 4FSK 신호의 오율 특성 ($K=15, L=8, N=63$)

Fig. 5. Error performance of Hybrid DS/SFH 4FSK signal with a number of frequency hopping and m ($K=15, L=8, N=63$).

딩 환경에서 페이딩 심도의 변화와 q 값의 변화에 따른 오율 특성을 나타낸 것인데 페이딩 지수가 커

짐에 확률이 감소하고, 페이딩의 영향이 강한 반가우시안 페이딩이나 레일리 페이딩에서는 q 값이 거의 영향을 주지 못하지만 페이딩의 영향이 작아짐에 따라 q 값이 커짐에 따라 오율이 조금 감소함을

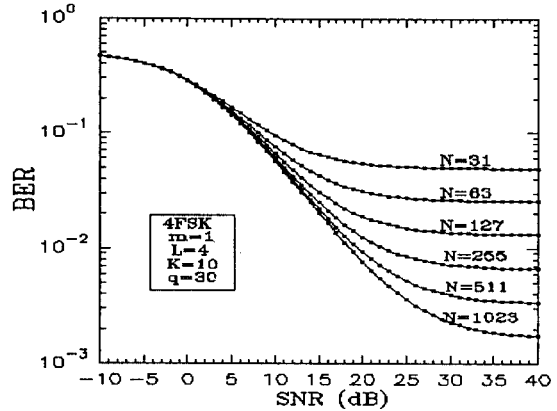


그림 6. N 값에 따른 하이브리드 DS/SFH 4FSK 신호의 오율 특성 ($K=10, L=4, m=1, q=30$)

Fig. 6. Error performance of Hybrid DS/SFH 4FSK signal with N ($K=10, L=4, m=1, q=30$).

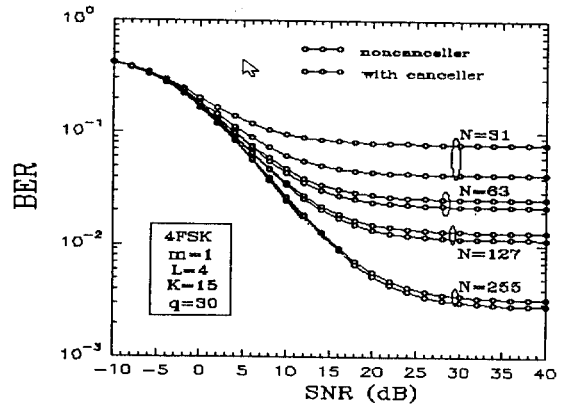


그림 7. CCI Canceller를 채용하는 DS/SFH-CDMA 4FSK 시스템의 오율 특성 ($m=1, L=4, K=15, q=30$)

Fig. 7. Error performance of DS/SFH-CDMA 4FSK system adopting CCI Canceller ($m=1, L=4, K=15, q=30$).

알 수 있다.

그림 6은 $K=10, L=4, m=1, q=30, M=4$ 일 때 N 의 변화에 의한 오율 특성을 나타냈으며 처리 이득이 증가함에 따라 오율이 감소함을 알 수 있다. 그림 4~그림 6에서는 페이딩의 영향이나 FH 시스템의 주파수 호핑수나 DS시스템의 확산에 의한 처리이득값에 의한 영향만으로는 오율을 크게 개선시킬 수 없음을 알았다.

그림 7은 $K=15, L=4, m=1, q=30, M=4$ 일 때 CCI Canceller를 채용하는 DS/SFH-CDMA MFSK 시스템의 오율 특성 그래프이다. Canceller 기법을 사용하지 않은 경우 PN코드의 길이 $N=31$ 일 때, 8×10^{-2} 의 오율을 얻을 수 있었으나, Canceller 기법을 사용한 경우 4×10^{-2} 의 오율에 도달할 수 있었다.

그림 8은 다중접속하에서 PN 코드 길이 N 에 따른 DS/SFH-CDMA MFSK 시스템의 오율 특성 그래프이다. 여기에서 $SNR = 20$ dB로 하였을 경우 canceller를 사용할 때가 사용하지 않을 때보다 현저하게 오율이 개선됨을 알 수 있다.

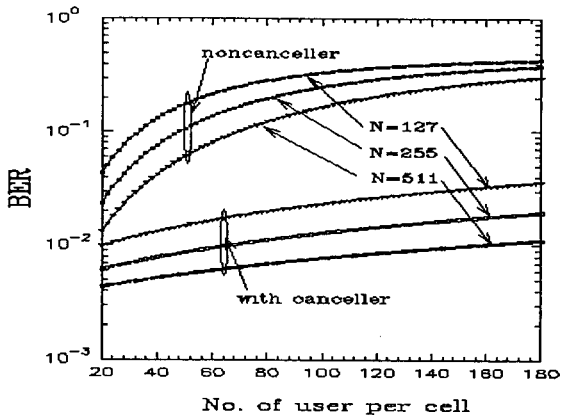


그림 8. 다중 접속 간섭하에서 PN 코드의 길이 N 에 따른 DS/SFH-CDMA MFSK 시스템의 오율 특성 ($SNR=20$ dB)

Fig. 8. Error performance of DS/SFH-CDMA MFSK systems with N of PN code length in multipath interference ($SNR=20$ dB).

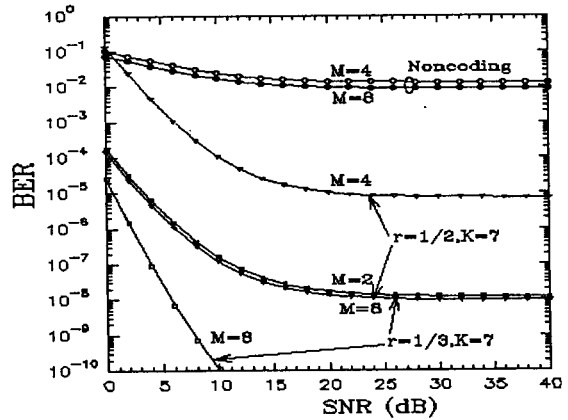


그림 9. 컨벌루션 부호화 기법을 채용했을때의 DS/SFH-CDMA MFSK 신호의 오율 특성 ($m=1, L=4, N=31, K=15$)

Fig. 9. Error performance of DS/SFH-CDMA signal adopting convolution code techniques ($m=1, L=4, N=31, K=15$).

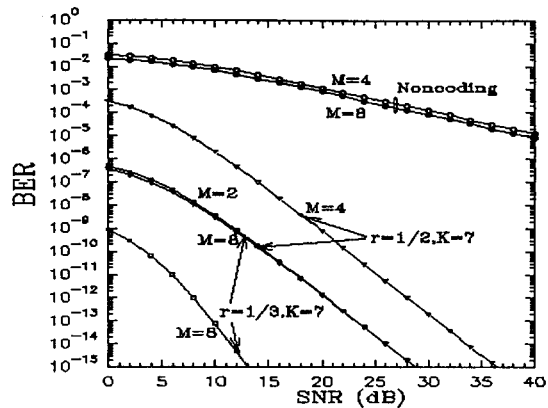


그림 10. CCI Canceller 기법과 컨벌루션 부호화 기법을 함께 채용했을때의 DS/SFH-CDMA MFSK 신호의 오율특성 ($m=1, L=4, N=31, K=15$)

Fig. 10. Error performance of DS/SFH-CDMA MFSK signal adopting CCI Canceller techniques and convolution code techniques ($m=1, L=4, N=31, K=15$).

그림 9는 컨벌루션 부호화 기법을 이용했을 때의 DS/SFH-CDMA MFSK 신호의 오율 특성 그래프이다. 여기서 부호화 기법을 이용하지 않았을 때에는 오율이 10^{-2} 에도 미치지 못했지만 컨벌루션 부호화의 부호율 $\gamma=1/2$ 이고 구속장 $K=7$ 인 경우에는 10^{-5} , 부호율 $\gamma=1/3$ 이고 구속장 $K=7$ 인 경우에는 10^{-8} 에 도달하는 것을 알 수 있다.

그림 10은 CCI Canceller 기법과 컨벌루션 부호화를 함께 채용했을 때의 DS/SFH-CDMA MFSK 신호의 오율 특성 그래프이다.

그림 9와 비교해 보면 CCI Canceller 기법을 채용했을 때가 채용하지 않았을 때보다 오율이 현저하게 좋아짐을 알 수 있다.

앞에서 나타낸 오율 특성 그래프를 통하여 다음과 같은 사실을 알 수 있다.

전송 대역폭이 일정할 때 N 과 q 값을 조합하여 전력 효율을 최적으로 나타낼 수 있다. $\gamma \ll 1$ 일 때 reference 사용자로부터의 다중 경로 간섭이 주원인이 된다. N 이 증가하고 q 값이 작아지면 hit될 확률이 커져 오율의 성능은 개선된다. $\gamma \gg 1$ 일 때 전송 대역폭이 일정하므로 q 가 증가하면 N 이 감소하기 때문이며 q 값이 증가하면 hit될 확률이 작아지므로 다중 접속 간섭보다는 다중 경로 간섭의 영향을 지배적으로 받으므로 오율의 성능 개선이 거의 없다. 그리고 CCI Canceller 기법을 사용하므로써 오율이 좋아짐을 알 수 있었으며 컨벌루션 부호화 기법을 사용하므로써 만족할 만한 오율 특성이 나타남을 알 수 있었다.

그래서, m-분포 페이딩 채널에서 하이브리드 DS/SFH-CDMA MFSK 시스템에서 적절한 호핑수와 처리 이득값을 적절히 조합하여 하이브리드 DS/SFH-CDMA 시스템이 DS-CDMA 시스템과 FH-CDMA 시스템만 채용하였을 때의 DS-CDMA 시스템에서 다중 채널 경로 간섭에 의한 원근 문제와 FH-CDMA 시스템에서 다중 사용자 간섭에 대한 영향을 감소시킬 수 있음을 알았다.

본 논문에서는 AWGN, 다중 접속 간섭(MUI, MAI) 및 m-분포 페이딩 환경으로 모델링 되는 이동통신이나 위성통신 채널에서 하이브리드 DS/SFH-CDMA 시스템에 있어서의 비동기 MFSK 신호의 성능을 분석하였고 이에 대한 성능 개선책으로 CCI canceller 기법과 컨벌루션 기법을 채용할 때의 오율식을 유도하고 이를 이용한 수치 계산한 결과를 그래프로 나타내고 비트 에러 오율 성능을 평가하였다.

그 결과로부터 다음과 같은 결론을 얻었다.

첫째로는 페이딩의 심도가 깊으면 깊을수록 오율 특성이 크게 열화된다.

둘째로는 호핑수(q)가 다중 접속 사용자수(K)보다 무척 크고 비트 에너지 대 잡음 전력비(E_b/N_0)가 높으면 사용자에게 의한 다중 접속의 간섭은 무시되어 다중 경로에 의한 영향만이 지배적이고, E_b/N_0 가 낮으면 가우스 잡음의 영향이 지배적이어서 호핑수(q)에 관계없이 오율 특성이 일정해진다.

셋째로는 다중 채널 경로 간섭과 기준 사용자 이외 다른 사용자에게 의한 다중 간섭을 가우시안 랜덤 변수로 근사화시켜 간단하게 해석적인 방법으로 비트 에러 성능을 얻었고, 다중 간섭을 제거하기 위해 CCI Canceller 기법을 사용하여 만족할 수 있는 오율 특성을 얻었다.

넷째로는 비동기 MFSK 수신기에서 컨벌루션 부호화 기법을 채용하므로써 만족할 만한 비트 에러 성능을 얻었다.

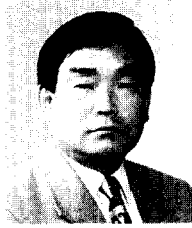
마지막으로 직접 확산 기법의 PN코드 길이와 주파수 호핑수를 적절히 조합하여 하이브리드 DS/SFH-CDMA 시스템이 DS-CDMA 시스템과 FH-CDMA 시스템만 채용하였을 때의 DS-CDMA 시스템에서 다중 채널 경로 간섭에 의한 원근 문제와 FH-CDMA 시스템에서 다중 사용자 간섭에 대한 영향을 감소시킬 수 있었으며 하이브리드 DS/SFH-CDMA 시스템에 컨벌루션 부호화 기법을 채용하므로써 전력 효율을 개선시킬 수 있었으며

이러한 이유로 인하여 오율 성능이 좋아짐을 알 수가 있었다. 컨벌루션 부호화 기법을 채용하였을 경우 이동통신 및 위성통신 채널 환경에 유용하게 이용되리라고 사료된다.

參 考 文 獻

- [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 and C. D. McGillem, *Modern communication and spread spectrum*, New York : McGraw-Hill, 1986.
- [6] 조성준, “스펙트럼 확산(spread spectrum) 통신 방식이란?,” 한국무선중사자협회보, <무선> 제 4호, pp. 18-23, 1982년 6월.
- [7] Jiangzhou Wang and Marc 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.
- [8] Jiangzhou Wang and Marc 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.
- [9] 강희조, 임태길, 최용석, 조성준, “이동통신 채널에서 부호화와 MRC 다이버시티기법에 의한 하이브리드 DS/SFH CDMA MFSK 신호의 성능 평가,” 한국통신학회 하계학술대회 논문집, vol. 14, no. 1, 1995.
- [10] 滑川敏彦, 奥井重彦, 通信方式, (日本)森北出版株式會社, 1990.
- [11] Tachkawa, S., “Characteristics of M-ary / spread spectrum multiple access communication systems using co-channel Interference cancellation techniques,” *IEICE Trans. Commun.*, vol. E76-B, no. 8, pp. 941-946, Aug. 1993.
- [12] Yoon, Y. C., Kohno, R. and Imai, H., “Cascaded co-channel interference cancelling and diversity combining for spread spectrum multi-access over multipath fading channels,” *IEICE Trans. Commun.*, vol. E76-B, No. 2, Feb. 1993.
- [13] Carlson, A. B., *Communication System*, McGraw-Hill, 1986.
- [14] Trumpos, B. D., “Convolutional Coding for M-ary Channels,” Ph. D. Dissertation, Univ. California, Los Angeles, 1975.
- [15] Berlekamp, E. R., *Algebraic Coding Theory*, New York : McGraw-Hill, 1968.
- [16] Viterbi, A. J., “Error bounds for convolution codes and asymptotically optimum decoding algorithm,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-13, no. 4, pp. 260-269, Apr. 1967.
- [17] Viterbi, A. J., “Convolutional codes and their performance in communication system,” *IEEE Trans. Commun. Technol.*, vol. COM-19, pp. 751-772, Oct. 1971.

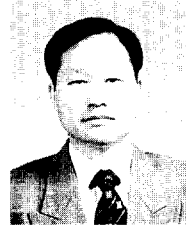
임 태 길



1949년 4월 5일생
 1980년 2월 : 조선대학교 공과대학
 전자공학과(공학사)
 1996년 8월 : 동신대학교 대학원 전
 자공학과(공학석사)
 1997년 현재 : 동신대학교 대학원 전

기전자공학과 박사과정.

강 희 조



1961년 1월 26일생
 1986년 2월 : 원광대학교 전자공학
 과(공학사)
 1988년 2월 : 숭실대학교 대학원
 전기전자공학과(공학석사)
 1994년 2월 : 한국항공대학교 대학

원 항공전자공학과(공학박사)

1994년 7월~1995년 12월 : 한국전자통신연구소 위성망연
 구소 초빙연구원

1996년 8월~현재 : 오사카대학교 공학부 통신공학과,
 POST-DOC 중

1990년 3월~현재 : 동신대학교 공과대학 전기전자공학과
 부교수

이 권 현



1950년 4월 24일생
 1985년 5월 : 서독 Dusiburg대학교
 대학원(공학박사)
 1985년 9월~1986년 5월 : 현대 중전
 기(주) 기술연구소 책임연구원
 1986년 6월~1987년 2월 : 삼성전기

(주) 종합기술연구소 연구부장

1990년 6월~1991년 9월 : 서독 Aachen대학교 통신기기연구
 소 객원교수

1994년 7월~1994년 8월 : 일본 Musashi공업대 전기기기연
 구소 객원교수

1995년 7월~1995년 8월 : 서독 Imech연구소 객원교수

1987년 3월~현재 : 동신대학교 전기전자공학과 교수