

# 다경로 페이딩 채널에서 DS/SSMA시스템의 오율특성

## Error rate performance of DS / SSMA system in multipath fading channel

박성경\*·송왕철\*·강창언\*

(Sung-Kyung PARK\* · Wang-Cheol SONG\* · Chang-Eon KANG\*)

### 要 約

본 논문에서는 다경로 페이딩 채널에서 DS/SSMA 시스템의 오율특성을 컴퓨터시뮬레이션을 통하여 성능 분석을 하였다. 먼저 다경로 페이딩 채널을 모델링 하였으며, 채널의 특성을 알아보기 위하여 도플러 주파수와 신호의 대역폭, 시간지연 등을 변화시키면서 그때의 주파수 응답특성과 여러 형태에 대하여 살펴보았다. 그리고 모델링한 채널을 블록코드와 콤팩트코드드로 성능을 비교 하였으며 DS/SSMA 시스템에 적용하여 성능을 비교 분석하였다. 그 결과를 보면 상관기를 사용하지 않은 코딩 시스템의 수신기[5] 보다 2~3[dB] 향상됨을 나타내었다.

### Abstract

In this paper, the error rate performance of DS/SSMA system in multipath fading channel is calculated by computer simulation. At first, the multipath fading channel is modeled with TDL(Tap Delay Line) model. The characteristics of channels, including multipath fading effects and error pattern, are examined by doppler frequency and signal bandwidth, and time spread variation. Using the multipath fading channel model, the error rate performance of block code and convolutional code is compared, thus the coding system is applied to the DS/SSMA system.

The BER results of DS/SSMA system show that the proposed receiver gives about 2~3[dB] improvement compared with the conventional receiver.

---

\* 연세대학교 전자공학과(Dept. of Electronics, Yonsei University)

## I. 서 론

이동통신은 전파를 매체로 때와 장소에 관계없이 누구와도 통화할 수 있는 무선 통신 방식으로서 인간의 지속적인 생활 영역 확대 욕구와 시간과 공간의 제약을 극복할 수 있는 통신 영역이다. 이동통신 채널에서는 다경로 간섭에 의한 페이딩 현상이 발생하므로 가산 백색잡음(AWGN: Additive White Gaussian Noise)에 의한 산발 에러뿐 아니라 페이딩에 의한 연집에러(burst error)도 함께 발생한다. 이동통신 채널에서 발생하는 페이딩은 이동체(mobile)의 속도, 전송 주파수, 수신 안테나 및 주위 환경에 따라 변화되는데 이동체에서 수신되는 신호의 크기는 대체로 Rayleigh 분포를 가지며 주파수가 높아짐에 따라 증가하는 Rayleigh 페이딩 현상은 연집 에러의 주 원인이 되고 있다.

여기에서는 다경로 페이딩 채널을 모델링하여 블록코드와 콘볼루션코드로 성능을 비교하였으며 DS/SSMA시스템에 적용하여 성능을 비교 분석하였다. 그 결과 다경로 페이딩 채널에서의 코딩시스템이 DS/SSMA시스템에 미치는 영향을 살펴보고자 한다.

## II. 채널 모델링

### 2.1 개 요

이론적으로 선형 필터를 갖는 채널은 단순한 AWGN 성분만이 잡음으로 작용하나 실제의 무선 채널은 훨씬 복잡한 랜덤 시변 특성을 갖는다. 이러한 랜덤 시변 임펄스응답(randomly time-variant impulse response) 특성을 이용하여 무선 채널 모델링에 사용할 수 있다. 특히 HF와 대역 이상의 전파는 대류권 산란 및 전리층 반사, 굴절, 회절등 특이한 영향을 받아서 수신호를 어느 일정 시간 간격을 두고 전송하면 수신된 신호는 서로 다르고 random하게 나타난다.

송신측에서 임펄스를 전송하여 시변 다경로

채널을 통과시키면 시간 스프레드(time spread)와 시간 변화(time variation)현상이 나타나는데 이때 펄스의 크기와 펄스 간격 및 펄스 갯수등이 변하게 된다[3]. 송신 신호  $S(t)$ 를

$$S(t) = \text{Re}[u(t) \exp(j2\pi f_c t)] \quad (1)$$

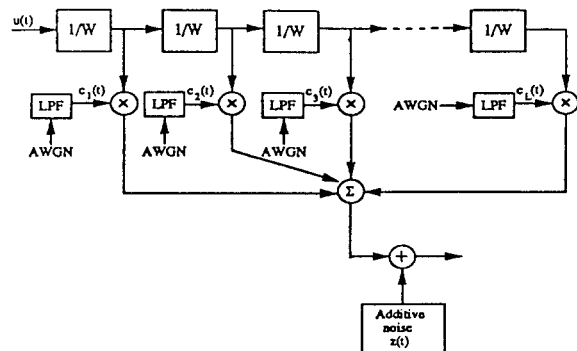
라 하고 이것을 시변 다경로 채널을 통과시키면 시간 스프레드와 감쇄 요소가 채널의 특성에 따라 변화하며 이때 수신된 신호는

$$X(t) = \sum_n a_n(t) S[t - \tau_n(t)] \quad (2)$$

로 나타난다. 이것은 저역입력신호  $u(t)$ 를 등가 저역채널에 통과시켰을때의 응답신호가 되므로 등가저역채널은 시변 임펄스 응답으로 표시할 수 있다.

$$C(\tau;t) = \sum_n a_n(t) \exp[-j2\pi f_c \tau_n(t)] \delta[\tau - \tau_n(t)] \quad (3)$$

주파수 비선택적 저속 페이딩인 경우에 다경로 페이딩 채널의 주기  $T_m$  도플러 스프레드를  $B_d$ 라 할 때 스프레드 요소(spread factor)  $T_m B_d < 1$ 를 만족한다[3]. 그리고 이동통신채널의 전파특성에 대한 다경로 페이딩 현상을 [그림 1]과 같이 TDL (Tap Delay Line)모델로 나타낼 수 있다.



[그림 1] 다경로 페이딩 채널의 TDL 모델

[Fig 1] TDL model of multipath fading channel

여기서 탭수는  $L = [T_m W]$ 이 1되며 수신 신호  $r(t)$ 는

$$r(t) = \sum_{n=1}^L C_n(t) u(t - \frac{n}{W}) \quad (4)$$

그림에서  $z(t)$ 는 AWGN을 나타내며 시변  $C_n(t)$ 는 평균이 0이고 편차(variance)가 1이며, 진폭  $|C_n(t)| = a_n(t)$ 는 Rayleigh 분포를 갖고 위상  $\phi_n(t)$ 는 균일분포를 갖는다.

## 2.2 채널 모델 분석

다경로 페이딩채널은 복소수의 기저대역 임펄스 응답을 갖는 선형 필터로 모델링할 수 있으며, 이와 같은 모델링법은 도심 이동체 통신 채널등의 연구에서 적합하다는 것이 증명된 바 있다[4]. 여기에서는 다경로 채널의 해석을 간단히 하고, 특히 도심지역의 페이딩 현상을 효율적으로 분석하기 위하여 TDL 모델을 페이딩 모델로 하였으며 2파 모델(2-ary model)을 설계하였다. [그림 2]와 같이 원하는 신호인 D파(desired wave) $x(t)$ 와 원하지 않은 반사파인 U파(undesired wave) $\rho x(t-\tau)$ 로 모델링되며 수신 신호  $r(t)$ 는 식(5)과 같이 된다.

$$r(t) = x(t) + \rho x(t-\tau) \quad (5)$$

$$x(t) = a_1 \cos w_c t - a_Q \sin w_c t$$

$$\cos(w_c t + \phi_n), \quad \phi_n = \tan^{-1}(a_Q / a_1) \quad (6)$$

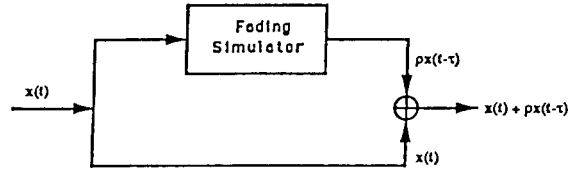
여기서  $x(t)$ 는 전송된 신호이며  $a_1(t)$ ,  $a_Q(t)$ 는 전송신호  $x(t)$ 의 in phase, quadrature phase 성분이며,  $\tau$ 는 지연시간,  $\rho$ 는 U파의 정규화된 진폭을 의미한다. 또한 전송신호  $x(t)$ 가 식(6)와 같을때 U파의 수신신호는 다음과 같다.

$$\rho x(t-\tau) = N_I(t) \cos(w_c t + \phi_n) - N_Q(t) \sin(w_c t + \phi_n) \quad (7)$$

$$= [a_1 N_I(t) - a_Q N_Q(t)] \cos w_c t - [a_1 N_I(t) + a_Q N_Q(t)] \sin w_c t$$

여기서  $N_I(t)$ ,  $N_Q(t)$ 는 평균이 0이고 편차(vari-

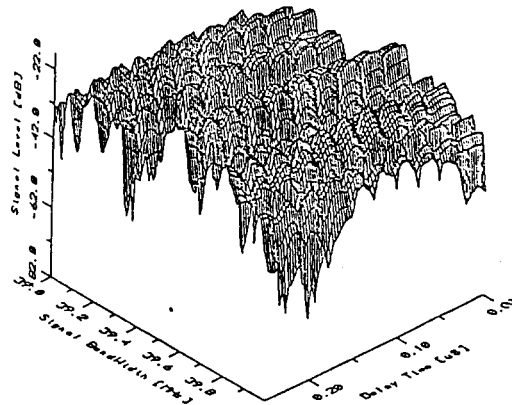
ance)가 1인 백색 가우시안 잡음을 페이딩 채널 스펙트럼을 갖는 저역통과 필터를 통과한 잡음신호이다.



[그림 2] 시뮬레이션 채널 모델

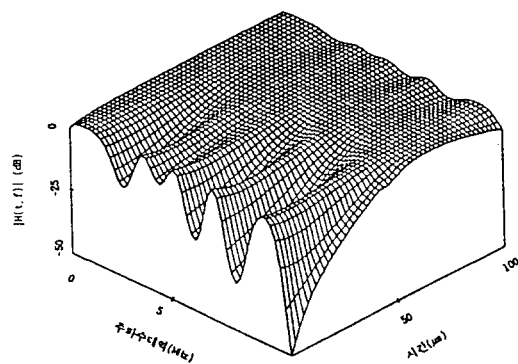
[Fig. 2] Channel model of simulation

설계한 페이딩채널의 임펄스 응답을 알아보기 위하여 신호의 대역폭을 40[MHz], 시간지연을 최고 100[msec], 그리고 가입자의 이동성에 따른 도플러 주파수를 최고 80[Hz]까지 변화시키면서 그때의 출력을 알아보았다. 이때 데이터 전송율은 48.6 [Kb/s], 반송 주파수는 1.7[GHz]로 하였으며 채널은 주파수 비선택적인 경우이다. 그림에서 fd: 도플러 주파수, W: 신호의 대역폭, Tm: 시간지연을 나타낸다.

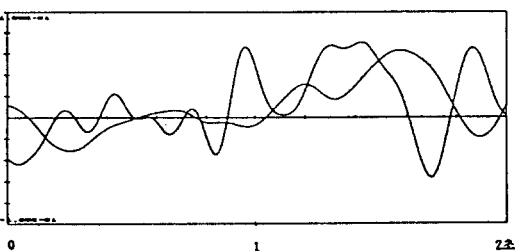
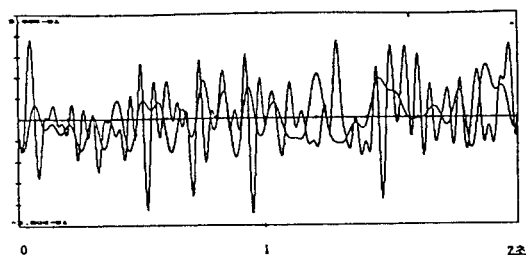


[그림 3] f:2[Hz], W:39-40[MHz], Tm:0-0.25[μs] W간격:12[KHz], Tm간격:3.12[ns]

[그림 3]은 39-40[MHz]대역에서의 채널특성이며 널(null)이 많이 나타남을 알 수 있다. [그림 4]는 주파수 대역폭을 4[MHz], 이동속도는 50 [km/h]로 한 시변 페이딩 채널의 주파수 특성을 나타내며 -50[dB]에서 널이 4개와 -10[dB] 널이 3개 발생한다. [그림 5]는 채널 모델링에 적용한 TDL모델에서의 시변 가우시안 잡음이 지역 필터를 통과한 후의 2초 동안 본 그림이며 이동속도에 따라 신호의 주파수가 변함을 알 수 있다. 또한 [그림 6]



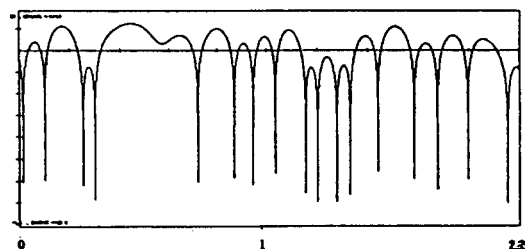
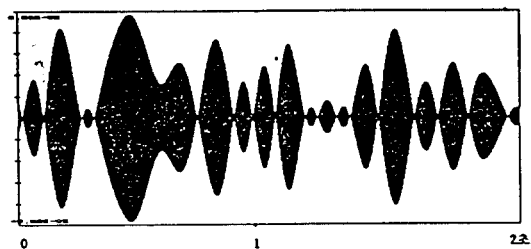
[그림 4] 페이딩 채널의 주파수 특성  
[Fig. 4] Spectrum of fading channel



[그림 5] TDL 모델에서 저역 필터를 통과한 신호  
[Fig. 5] LPF signal of TDL model

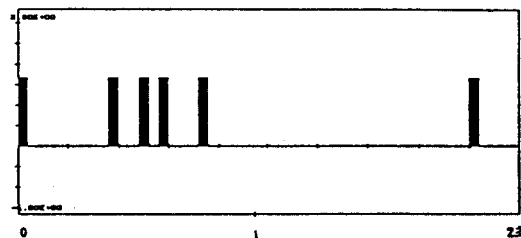
는 랜덤입력신호를 채널에 통과시켜 2초 동안의 출력력을 나타낸다.

[그림 7]은 이동속도 50[Km/h]인 경우의 연집에러 형태를 나타내며 연집에러는 페이딩율이 낮을수록 연집에러의 길이가 길어지는데 이때의 전체 에러율은 비슷한 것으로 나타났다. 전체결과를 보면 대역폭이 넓을수록, 시간지연이 길수록 널이 많고 복잡함을 나타내었다. 또한 도플러 주파수가 높을수록 널이 깊고 많음을 나타내었다.



[그림 6]  $f_d:80[\text{Hz}]$ ,  $W:4[\text{KHz}]$ ,  $T_m:0.01[\text{ms}]$ 일 때의 신호와 포락선

[Fig. 6] signal and envelop at  $f_d:80[\text{Hz}]$ ,  $W:4[\text{KHz}]$ ,  $T_m:0.01[\text{ms}]$



[그림 7]  $f_d:80[\text{Hz}]$ 일때의 연집에러형태  
[Fig. 7] Burst error pattern at  $f_d:80[\text{Hz}]$

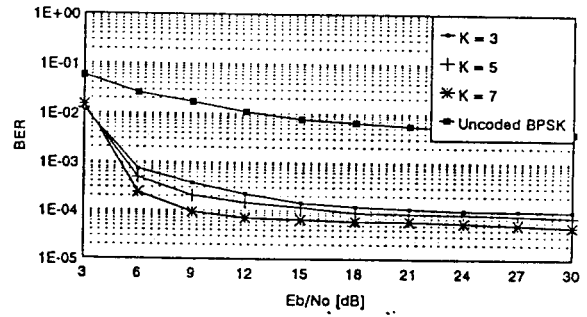
### Ⅲ. 다경로 페이딩 채널에서 에러 정정 기법

#### 3.1 콘볼루션 복호 알고리즘

Viterbi 복호 방식은 매 단계마다 모든 경로들의 가지 metric을 계산하여 최종적으로 가장 좋은 metric 값을 갖는 경로를 찾아내는 과정이다. 이 방식은 다른 복호 방식보다 복호와 지연이 길다는 단점을 갖지만, 확률적으로 어느 정도의 복호 깊이(decoding depth)에 이르면 제일 먼저 처리된 가지들이 합병(merge) 현상을 일트켜 정보를 추출할 수 있다는 것이 실험적으로 입증되었다[7] [9].

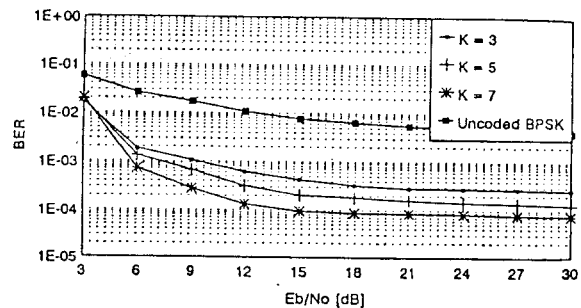
콘볼루션 코드의 복호방식으로 Viterbi 알고리즘이 최적의 성능을 나타내는 것으로 인정되고 있지만 실제로 구현할 경우에는 몇가지 고려해야 할 점이 있다. 첫째, Viterbi 복호기는 구속장 길이가 길어짐에 따라 계산량과 메모리 용량이 급격히 증가한다. 구속장 길이를  $K$ 로 표현할 경우 부호기의 트렐리스 구조에는 매 단계마다  $2k(K-1)$ 개의 상태가 존재하므로 복호기는 최소한  $2k(K-1)$ 개의 survivor 경로에 대한 경로 번호, 현재의 survivor 경로를 도출한 바로 전 단계의 상태 및 경로 metric 값에 대한 정보를 저장하고 있어야 한다. 둘째,  $(n,k,K)$  콘볼루션 코드에서 복호기가 선정하게 되는  $2k(K-1)$ 개의 경로들은 사실상 공통된 노드에서 분기된 것들이며 서로 독립된 것들이 아니기 때문에 복호기가 트렐리스 구조를 통해 전진해 감에 따라 과거에 갱신되어 선정된 가지(branch)들은 서로 합병(merge) 현상을 일으킨다. 강제 복호 방법으로 사용되는 것에는 임의의 survivor 경로를 선정하여 복호하는 방법이 있는데 후자가 일반적으로 사용되고 있다. 본 연구에서도 후자의 방법을 이용하였으며 이때 구속장 길이는 3~8로 제한하였고 truncation 길이는 최고 80까지 하였다. 시뮬레이션에서 비트 에너지 대 잡음 비( $E_b/N_o$ )를 기준으로 복호 후 에러 확률(post decoding error probability)을 구했으며 이때 구속장 길이를 7로 제한하였다. [그림 8]

과 [그림 9]는 인터리빙 차수를  $[100 \times 30]$ 와  $[32 \times 32]$ 로 하고 구속장 길이  $K=3,5,7$ 인 경우를 나타내고 있으며 구속장 길이가 증가 함에 따라 BER이  $10^{-5}$ 에서 2~3[dB]정도 향상 됨을 알 수 있다.



[그림 8] 구속장길이가 3,5,7이고 인터리빙차수  $[100 \times 30]$ 인 viterbi복호기 성능

[Fig. 8] Viterbi decoder performance at constraint length 3,5,7 and interleaving constant  $[100 \times 30]$



[그림 9] 구속장길이가 3,5,7이고 인터리빙차수  $[32 \times 32]$ 인 viterbi복호기 성능

[Fig. 9] Viterbi decoder performance at constraint length 3,5,7 and interleaving constant  $[32 \times 32]$

### 3.2 Golay(23,12,7) 블록코드의 성능분석

Golay Code는 다중오류를 정정할 수 있는 유일한 이진 perfect 코드로 잘 알려져 있다[9]. Golay 코드는 일반적인 순환코드를 이용하여 부호기를 구현할 수 있으며  $(n-k) < k$ 이므로  $(n-k)$  단 쉬프트 레지스터로 구성된 나누기 회로를 이용한다. 한편, Golay Code 코드는 23비트의 블록내에 3개 이하의 오류가 발생할 경우 모두 정정할 수 있는데 Golay 코드의 오류복호방식으로는 error-trapping 복호 방식의 일종인 Kasami 복호 알고리즘을 사용하는 것이 가장 효율적인 것으로 알려져 있다[9]. Golay(23,12,7) 코드는  $(n,k)$  선형 순환 코드의 부류에 속하므로 다항식 형태로 쉽게 정의할 수 있으며 생성 다항식은 다음과 같이 표현된다.

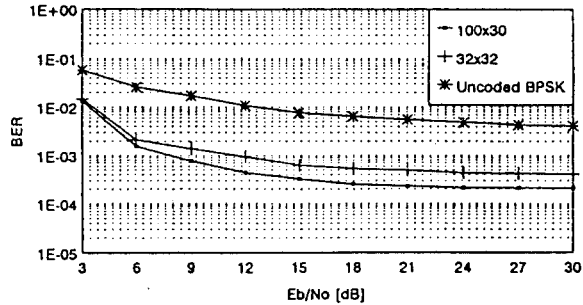
$$g_1(x) = 1 + x^2 + x^4 + x^5 + x^6 + x^{19} + x^{11}$$

$$g_2(x) = 1 + x + x^5 + x^6 + x^7 + x^9 + x^{11} \quad (8)$$

$g_1(x)$ ,  $g_2(x)$  모두  $(x^{23} + 1)$ 의 인수이다. 체계적인(systematic) 형태의 코드워드를 생성하는 부호기에는  $k$ 단 부호기와  $(n-k)$ 단 부호기의 두 종류가 있으나  $n-k < k$ 이므로  $(n-k)$ 단 부호기를 이용하는 것이 간단하고 효율적으로 할 수 있다.

따라서,  $(n,k)$  순환 코드의 부호화 과정은  $x^{n-k}u(x)$ 를 생성 다항식  $g(x)$ 로 나누는 일련의 과정으로 정의되며 쉬프트 레지스터로 구성되는 나누기 회로를 이용하여 부호기를 구현하게 된다.

Error-trapping 알고리즘을 이용한 Kasami 복호기는 Golay 코드의 생성다항식, 코드워드의 메시지 부분에 발생한 오류의 위치를 알려주는 covering 다항식 및 covering 다항식을 생성다항식으로 나누어 얻은 나머지  $\rho(x)$ 를 이용해 구성한다. [그림 10]은 콘볼루션 코딩방식에서의 페이딩 채널환경을 적용하여 Golay 코드를 사용한 시뮬레이션 결과이다. 성능분석 결과 Viterbi 콘볼루션 코딩 방식보다 동일 전력에서 BER이  $10^{-1}$  정도 에러가 증가하며, 인터리빙 차수는  $[100 \times 30]$ 로 하는 것이  $[32 \times 32]$ 보다 약 2~3[dB] 정도 좋음을 알 수 있다.



[그림 10] Kasami 복호기의 성능  
[Fig. 10] Performance of Kasami decoder

## IV. DS/ SSMA 시스템의 성능분석

### 4.1 개요

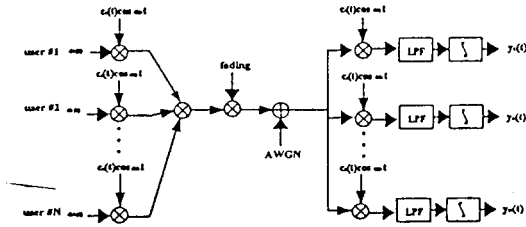
CDMA는 다른 다원 접속 방식들과는 달리 대역 제한 환경이 아닌 간섭 제한 환경이다. 그래서 대역 내의 간섭을 어떻게 제한 하는냐 하는 것이 수용량을 결정짓는 중요한 요소로 작용한다. CDMA 환경에서는 여러명의 사용자가 동시에 같은 대역을 사용하므로 여러 신호들이 중첩 현상을 일으킨다. 특히 송신자들의 거리 차이에 의해 다른 사용자들의 신호보다 전력 강도를 일정하게 유지시키는 전력 제어는 CDMA의 수용량을 결정짓는 매우 중요한 문제가 된다[2] [5].

[그림 11]에서 채널의 임펄스 응답은 고려되지 않았으며 M명의 사용자는 각각 대역 확산된 신호,  $S_m(t)$ ,  $m=1,2,\dots$ ,을 동시에 같은 주파수 대역으로 전송한다. 이때 확산되어 전송되는 신호  $S_m(t)$ 는 다음과 같다.

$$S_m(t) = \text{Re} \{ d_m(t) C_m(t) \exp [ j\omega_c t + \theta_m ] \} \quad (9)$$

수신된 신호  $r(t)$ 는 식(10)와 같으며  $t_m$ 은 전송단

과 수신단 사이의 시간 지연 또는 위상 편차이다.



[그림 11] CDMA 시스템 모델  
[Fig. 11] System model of CDMA

$$r(t) = \sum_{m=1}^M S_m(t-t_m) + n(t) \quad (10)$$

n번째 사용자의 수신단에서 송신자와 같은 PN코드에 의해 역확산 후 상관기를 거친 출력  $y_n(t)$ 는 식 (11)과 같고 원하는 정보이외에 간섭신호들이 출력됨을 알 수 있다.

$$y_n(t) = d_m(t-t_m) + I_{n,n}(t) + I_{n,m}(t) + n_n(t) \quad (11)$$

이때  $I_{n,n}(t)$ 는 원하는 사용자의 신호에 의해 생기는 심볼간 간섭이고  $I_{n,m}(t)$ 는 원하지 않는 사용자의 신호에 의해 생기는 동일 채널 간섭이며  $n_n(t)$ 는 채널 잡음이다.

직접대역확산 통신방식은 동일한 대역폭과 중심 주파수를 가지고 여러 사람이 동시에 통신할 수 있는 방법으로, 한 쌍의 송신측과 수신측에 어떠한 확산부호(spreading code)를 부여하여 다른 이용자 쌍에게는 다른 확산부호를 부여하며 M개의 이용자 쌍에게 각각 다른 확산부호를 할당하여 통신한다. 이와같은 방법을 부호분할 다중접근(Code Division Multiple Access)이라 부르며 동일 주파수대역으로 동시에 여러 사람이 통신할 수 있는 방법이다.

PN부호는 발생시키기가 쉬우나 같은 주기의 다른 PN부호간의 상호상관함수 값이 항상 낮은 것은

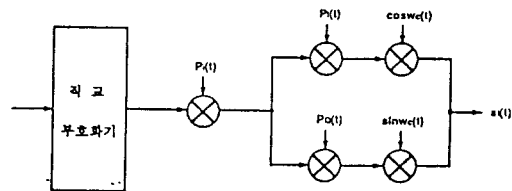
아니므로 같은 주기를 갖고 상호상관함수 값이 낮은 2개의 PN부호를 구할 필요가 있다. Gold와 Kasami에 의해 PN부호의 상호상관함수의 값으로  $\left[ \frac{-1}{n}, \frac{t(m)}{n}, \frac{t(m)-2}{n} \right]$  3개의 값을 가지는 PN부호쌍의 존재를 증명하였다.

직교 부호화(Orthogonal Signaling)는 보내고자 하는 정보들을 M-ary의 서로 직교하는 코드로 변환하여 전송하는 방식으로 파형 코딩의 한 형태로 볼 수 있다. 일반적으로 직교 부호화는 간섭에 매우 강한 부호화 방식이지만 넓은 대역폭을 필요로 하는 문제를 가지고 있다. Hadamard 행렬은 통신 시스템에서 직교 코드를 발생시키는 일반적인 방법이다. 이 때 k차 Hadamard 행렬에 의해 만들어지는 2k비트의 직교 코드를 Walsh 코드라 부른다.

Walsh 코드는 모든 코드들이 직교하므로 코드 단위의 검파를 통해 간섭에 강한 성질을 가지며 PSK 변조 방식을 사용하는 CDMA 시스템에서 비동기 통신을 가능하게 한다.

#### 4.2 직교부호 변조를 이요한 비동기 CDMA 시스템

M-ary로 매핑된 신호는 사용자 별로 할당된 PN 코드로 확산되고 I채널과 Q채널에서 각각 다른 PN 코드인  $P_I(t)$ 와  $P_Q(t)$ 로 다시 확산되어 전송된다. [그림 12]은 직교부호 변조기를 나타내고 [그림 13]은 상관기를 이용한 직교부호 검파기를 나타낸다.



[그림 12] 직교 부호 변조기  
[Fig. 12] Orthogonal code modulator

다경로 페이딩 채널에서 DS/SSMA시스템의 오율특성

$$y_i^k(t) = x_1(t) \cdot P_{I_i^k}(t - \tau_k) + P_{Q_i^k}(t - \tau_k) \quad (15)$$

$$a_i \sqrt{P} W(t - \tau_i) \left( \frac{\cos \theta_i}{2} + \frac{\cos \theta_i}{2} \right) + I_i^k + I_i^i + N_i^k$$

마찬가지 방법으로  $y_Q^k(t)$ 도 구할 수 있다. 두개의 상관기 बैं크의  $m$ 번째 출력값  $Z_m^k$ 은 식(16)과 같으며 같은 방법으로  $Z_{Q_m}^k$ 을 구할 수 있다. 이때 식(15)의 각 항들의 상관기 출력이다.

$$Z_{I_m}^k = a_k \sqrt{\frac{P}{T}} \int_0^{T_w} W(t - \tau_k) W^m(t - \tau_k) \cos \theta_i dt$$

$$I_i^k + I_i^i + N_i^k \quad (16)$$

식(16)의 마지막 세항들은 각각 자기 신호에 의한 간섭, 다른 사용자에 의한 간섭, 열잡음에 의한 간섭을 나타낸다. 자기 신호에 의한 간섭은 다른 사용자에 의한 간섭과 열잡음에 의한 간섭에 비해 매우 작으므로 결국 I채널과 Q채널의  $m$ 번째 상관기 출력은 식(17)과 같이 나타낼 수 있다.

$$Z_{I_m}^k = a_k \sqrt{E_w} \cos \theta_k + I_i^k + N_i^k \quad m = j$$

$$I_i^k + N_i^k \quad m \neq j$$

$$Z_{Q_m}^k = a_k \sqrt{E_w} \cos \theta_k + I_Q^k + N_Q^k \quad m = j$$

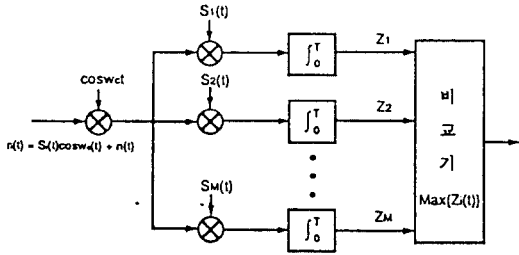
$$I_Q^k + N_Q^k \quad m \neq j \quad (17)$$

결국 비교기의  $m$ 번째 입력  $S_m(t)$ 는 식(18)과 같이 각 상관기 출력을 제공하고 합하여 얻을 수 있다.

$$S_m^k = (Z_{I_m}^k)^2 + (Z_{Q_m}^k)^2 \quad (18)$$

### 4.3 시스템 구성

페이딩 채널에서 동기(Coherence) 수신기의 블록 다이어그램은 [그림 14]에 나타냈으며 송신단의 source에서 랜덤정보비트를 발생시키고 정보비트는



[그림 13] 상관기를 이용한 직교 부호의 검파기  
[Fig. 13] Orthogonal code detector using correlator

한 심볼 주기  $T_w$ 동안  $i$ 번째 사용자로부터 전송되는 신호  $s_i(t)$ 는 식(19)과 같이 나타낼 수 있다.

$$s_i(t) = \sqrt{P} W(t) P_{I_i}(t) \cos w_c t + \sqrt{P} W(t) P_{Q_i}(t) \sin w_c t$$

$$(0 \leq t \leq T_w) \quad (12)$$

I채널과 Q채널 지역 통과 필터를 통과한 후의 신호  $x_1(t)$ 와  $x_Q(t)$ 는 각각 식(13), 식(14)와 같다.

$$x_1(t) = \text{LPT}\{r(t) \cdot \cos w_c t\} \quad (13)$$

$$= \sum_{i=1}^N a_i \sqrt{P} W(t - \tau_i) \times$$

$$\left[ P_{I_i}(t - \tau_i) \frac{\cos \theta_i}{2} + P_{Q_i}(t - \tau_i) \frac{\cos \theta_i}{2} \right] + n_c(t)$$

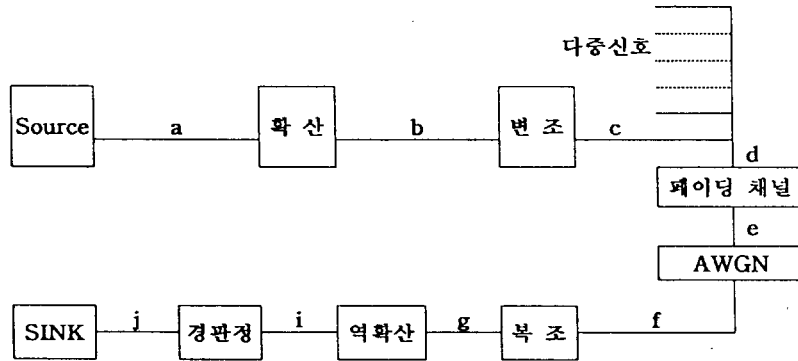
$$x_Q(t) = \text{LPT}\{r(t) \cdot \sin w_c t\} \quad (14)$$

$$= \sum_{i=1}^N a_i \sqrt{P} W(t - \tau_i) \times$$

$$\left[ P_{I_i}(t - \tau_i) \frac{\cos \theta_i}{2} + P_{Q_i}(t - \tau_i) \frac{\cos \theta_i}{2} \right] + n_s(t)$$

이때  $\theta_i = w_c \tau_i$ 이며  $n_c(t)$ 와  $n_s(t)$ 는  $n(t)$ 의 지역 통과 필터 출력이다. 코드 동기가 완벽하다고 가정하면 I채널과 Q채널에서 채널 PN코드  $P_{I_i}(t - \tau_k)$ 로 역확산된 후 I상관기 बैं크 입력으로 가해지는 신호  $y_I(t)$ 는 식(15)와 같다.

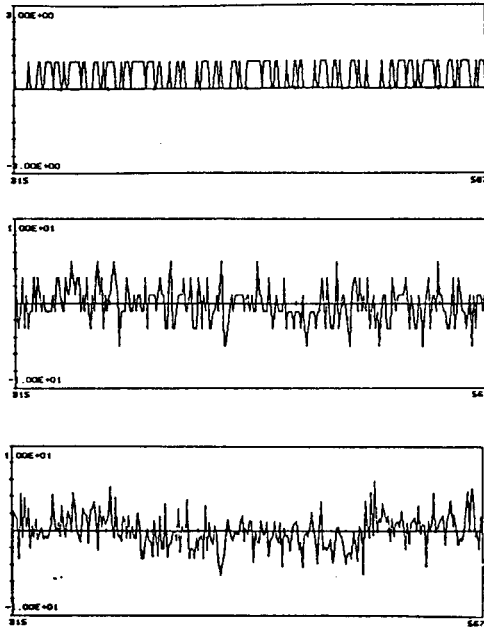




[그림 14] 시스템 블럭 다이어그램

[Fig. 14] Block diagram of system

63칩 PN 코드에 의해 확산된 후, 이러한 확산된 칩들은 BPSK로 변조되어 채널로 보내어진다. 그리고



[그림 15] [그림 14]의 (b), (d), (h)의 신호비교

- (a) 확산신호 (b) 다중신호
- (c) 역확산신호

[Fig. 15] Signal of [Fig. 14] (b), (d), (h)

- (a) spread signal (b) multiplex signal
- (c) despread signal

채널에서는 여러 신호가 다중화되어 섞여지며, 페이딩 채널과 AWGN채널을 통과하게 된다. 수신단에서는 수신 신호를 복조한 후 원하는 이용자의 PN 코드로 역확산 시킨후 상관을 취해 판단 변수를 만든다.

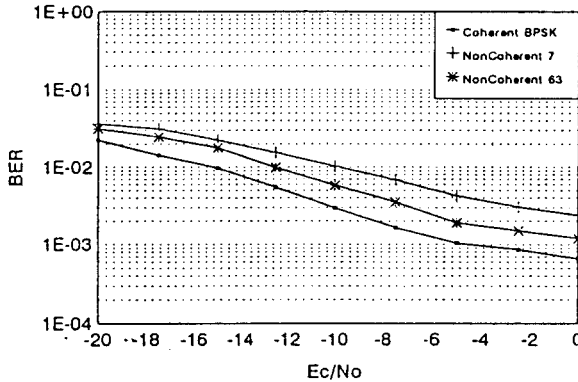
[그림 15](a)는 정보비트에서 4비트를 63개의 칩을 가진 PN 코드를 이용하여 확산시킨 신호이며 사용자에게 대한 구별을 위해 63개의 칩을 갖는 Gold 코드를 이용하였다. 이 확산된 신호는 여러 사용자의 신호와 혼합된다. 그 다중신호는 [그림 15](b)에 나타내었으며 역확산 된 신호는 (c)에 나타내었다.

#### 4.4 결과 및 고찰

시뮬레이션은 [그림 14]와 같은 시스템을 구성하여 페이딩 채널에서의 실험 결과를 고찰하고 사용자 PN 코드를 부여하여 다중화 환경에서 실험하였다. [그림 19]는 페이딩 채널에서 동기식과 비동기식 BPSK를 사용한 경우의 성능 비교이다. 비동기에서는 BPSK를 사용할 경우 포락선 복조가 불가능하므로 직교코드를 사용하였다.  $E_c/N_0$ 가 증가함에 따라 에러율은 감소하지만 페이딩의 영향으로 에러율이 어느 한도 이하로 떨어지지 않음을 알 수 있다. 동기식이 비동기식보다 약 3[dB] 정도 향상되며, 비동

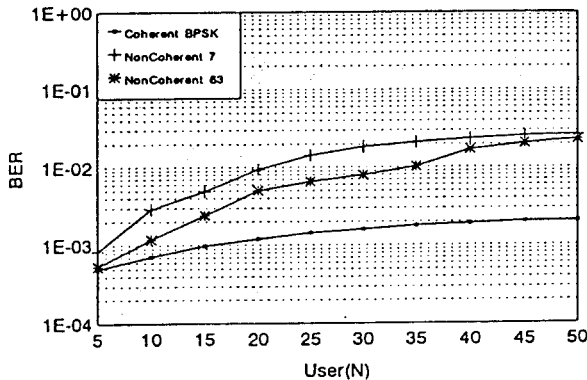
## V. 결 론

기식 중에서는 simplex-63 코드를 사용한 것이 simplex-7 코드를 사용한 것보다 2~39[dB] 정도 향상됨을 알 수 있다.



[그림 16] 변조 방식에 대한 성능 비교  
[Fig. 16] Performance of modulation techniques

다중 사용자 환경에서는 [그림 17]과 같으며 동기식 BPSK를 사용한 경우와 비동기식 BPSK를 사용한 경우를 비교하면 동기식보다 비동기식에서 사용자에 따른 간섭이 높음을 알 수 있고, 비동기식에서는 Simplex-7 보다는 Simplex-63인 경우가 BER이  $10^{-1}$  정도 향상되므로 다중 사용자에 대한 간섭의 영향이 적은 것을 알 수 있다.



[그림 17] 다중 사용자에 대한 성능 비교  
[Fig. 16] Performance of multiple users

본 연구에서는 페이딩 채널에 효율적인 디지털 신호처리 기술인 CDMA방식의 성능분석을 하기 위하여 먼저 다경로 페이딩 채널을 모델링하였다. 채널의 특성을 보면 신호의 대역폭이 넓을수록, 시간지연이 길어질수록 출력신호의 널(null)이 많이 생기고 복잡해짐을 볼 수 있었다. 채널코딩 성능분석결과 블록코드의 BER은  $10^{-1}$ 만큼 에러가 감소되고 큰 볼루션코드는  $10^{-2}$ 만큼 감소되었으며, 구속장 길이  $K = 3, 5, 7$ 로 됨에 따라 2~3[dB] 정도 향상됨을 알 수 있었다. 또한 인터리빙 차수는  $[32 \times 32]$ 보다  $[100 \times 30]$ 일 때가 3[dB] 정도 향상됨을 보였다. 그리고 DS/SSMA 시스템에서는 simplex-7과 simplex-63을 사용자수 50명까지 분석하였다. 그 결과 사용자 수가 증가함에 따라 심볼간섭에 의해 에러가 증가하며 동기식 BPSK 방식이 비동기식 방식보다 BER  $10^{-1}$  정도 향상되어 다른 사용자에 대한 간섭이 심화됨을 알 수 있었다. 또한 비동기식-63 방식이 비동기식-7보다 BER이  $0.5 \times 10^{-1}$  정도 향상됨을 보였다.

## 참 고 문 헌

- [1] D. M. Devasirvatham, "Multipath time delay spread in the digital portable radio environment," IEEE Commun. Mag., vol.25, pp.13~21, June. 1987.
- [2] W. C. Y. Les, Mobile communications engineering, New York: McGraw-Hill, 1982.
- [3] J. G. Proakis, Digital Communications, New York: McGraw-Hill, 1989.
- [4] Yoshida, "Cause of Burst Errors in Multipath Fading Channel," IEEE Tr., on Com., pp.107~113, Jan. 1988.
- [5] Paymond L. Pickholtz, "Spread Spectrum for Mobile Communications," IEEE Trans.

- on Vehicular Technology, pp.313~322, May. 1991.
- [6] N. Ahmed, "Orthogonal Transforms for Digital Signal Processing," Springer Verlag, 1975.
- [7] G. David Forney, "The Viterbi Algorithm," Proc of the IEEE, pp.268~278, March. 1973.
- [8] Kyoung-Il Kim, "On the Error Probability of a DS/SSMA with a Noncoherent M-ary Orthogonal Modulation," IEEE VTC'92 Proceedings, pp.482~485, May. 1992.
- [9] Shu Lin, "Error control coding," Prentice Hall, 1983.