

OFDM 전송기술의 응용:케이스 스터디 I

OFDM/CDMA 방식 연구 및 개발

신무용, 김영균

한국전자통신연구소 이동멀티미디어 연구실

I. 서론

미래의 통신서비스는 사용자가 이동의 자유를 누리면서 다양한 서비스에 접근할 수 있는 무선멀티미디어 서비스 형태가 될 것이다. 이러한 서비스를 제공할 통신시스템은 가변 및 고속의 데이터를 수용할 수 있어야 하고 주파수, 데이터베이스, 계산 및 저장에 필요한 장치 등의 자원을 효과적으로 공유할 수 있는 능력을 보유하여야 한다. 또한 단말의 크기와 전력소모를 줄이는 기술과 변화무쌍한 채널 환경에 대처하는 기술 등이 해결해야 할 과제가 될 것으로 보인다. 이동음성통신에서 가능성이 입증된 Direct-Sequence Spread Spectrum Code Division Multiple Access (DSSS-CDMA) 방식은 협대역 플랫폼을 환경을 광대역 주파수선택적 환경으로 변화시키고 RAKE 수신기를 씌워서 InterChip Interference (ICI)를 줄일 수 있었다. 그러나 이 과정에서 수신단의 복잡도와 전력소모가 증가하게 된다. 현재 방송시스템 등에서 성능의 우수성이 입증된 Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)은 직렬-병렬 변환기를 씌워서 심볼의 길이를 지연스프레드 (Delay Spread) 보다 길게 하여 InterSymbol Interference (ISI)를 줄일 수 있으나 각 심볼이 하나의 캐리어를 이용한 협대역 주파수를 이용하므로 주파수 다이버시티를 기대하기 어렵다. 따라서 OFDM 시스템은 강력

한 채널코딩 및 주파수 인터리빙 기법을 필요로 한다. (1) 반면에 OFDM/CDMA 방식은 ISI에 강한 OFDM의 장점과 DS-SS-CDMA의 주파수 다이버시티 효과를 동시에 취하는 다중시스템이라 볼 수 있다. 본 절에서는 이러한 장점을 가진 OFDM/CDMA 시스템의 성능을 Equal Gain Combining 기법을 도입하여 여러 채널 환경에서의 성능을 해석적으로 분석하였고 시뮬레이션 결과와 비교하였다.

II. OFDM/CDMA의 구조 및 기본원리

1. OFDM/CDMA의 송신기 구조

OFDM/CDMA는 하나의 심볼을 다수의 캐리어로 전송하는 변조방식으로 볼 수 있다. (그림1)은 OFDM-

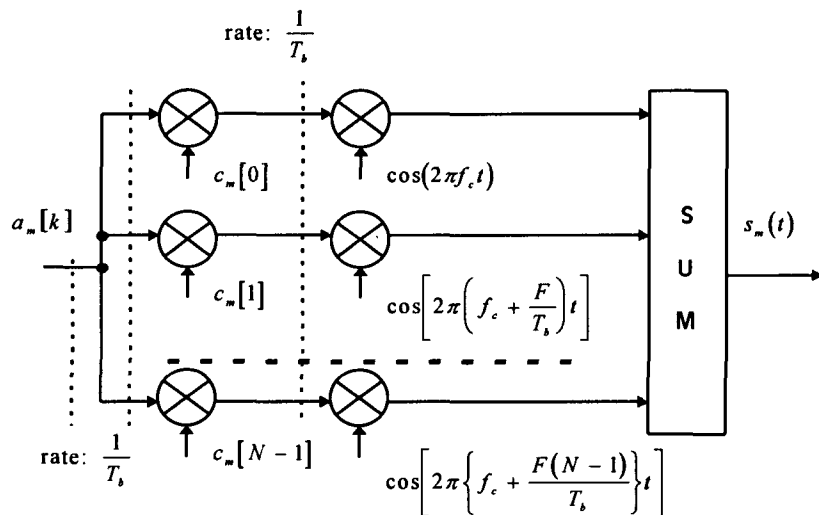


그림 1. OFDM-CDMA 송신기 구조

CDMA의 송신기 구조이다.

송신신호는 데이터와 코드로 변조된 주파수가 기본주파수 ( $1/T_b$ : 심볼길이의 역수)의 정수배인 서로 다른 서브캐리어들의 합이 된다. 서브캐리어 주파수들 간의 직교성은 그들의 간격이  $F/T_b$  ( $F$ : 정수)로 되어야 유지되며  $F$ 는 서브캐리어들 간의 간격을 나타내는 잣대가 된다. 각 서브캐리어의 각도는 심볼 및 코드의 값에 따라  $\pi$  또는 0가 됨을 알 수 있다. 코드의 길이가  $N$ 이면 서브캐리어의 갯수도  $N$ 이 된다. 그림 1의 구조로 모든 사용자들이 같은 서브캐리어 주파수들을 사용하여도 서로 직교인 코드를 사용함으로써 다중화를 지원할 수 있다. 즉 서브캐리어 및 코드에 의한 2중의 직교성을 확보하고 있음을 알 수 있다. 이 방식의 목적은 OFDM과 CDMA의 장점들을 취하기 위해 고안되었다. 먼저 정보비트가  $N$ 개의 가지로 분배되고 서브캐리어를 변조하기 전에 직교코드 (orthogonal code)에 의해 1:1로 확산된다. 이 방식을 사용할 경우 주파수사용 효율과 다중경로전파로 인한 주파수 선택적 페이딩에 강한 OFDM의 장점은 물론 주파수 다이버시티에 의한 이득을 기대할 수 있다.

그림1 에서  $m$ 번째 사용자의  $k$ 번째 데이터는 다음 식 (1)과 같이 주어진다.

$$s_m(t) = \sum_{i=0}^{N-1} c_m[i] a_m[k] \cos\left(2\pi f_c t + 2\pi i \frac{F}{T_b} t\right) p(t - kT_b) \quad (1)$$

식 (1)에서  $c_m[0], c_m[1], \dots, c_m[N-1]$ 은  $m$ 번째 사용자의 확산코드이고  $p(t)$ 는  $[0, T_b]$ 의 구간에서 1의 값을 갖는 펄스파이다.  $m$ 번째 사용자의 확산코드는 다른 식 (2)가 성립되도록 하여야 한다.

$$\sum_{i=0}^{N-1} c_i[i] c_m[i] = N\delta_{i,m} \quad (2)$$

## 2. OFDM/CDMA의 수신기 구조

그림2는 OFDM/CDMA의 수신기 구조이다.

사용자수가  $M$ 인 환경에서 수신되는  $m$ 번째 데이터에 대한 신호  $r(t)$ 는 식 (3)과 같다.

$$\sum_{m=0}^{M-1} \sum_{i=0}^{N-1} \rho_{m,i} c_m[i] a_m[k] \cos\left(2\pi f_c t + 2\pi i \frac{F}{T_b} t + \theta_{m,i}\right) + \eta \quad (3)$$

식 (3)에서  $\rho_{m,i}$ 는 다중경로에 의한 레일리 랜덤변수이며  $\theta_{m,i}$ 는  $[0, 2\pi]$ 의 범위에서 일양분포된

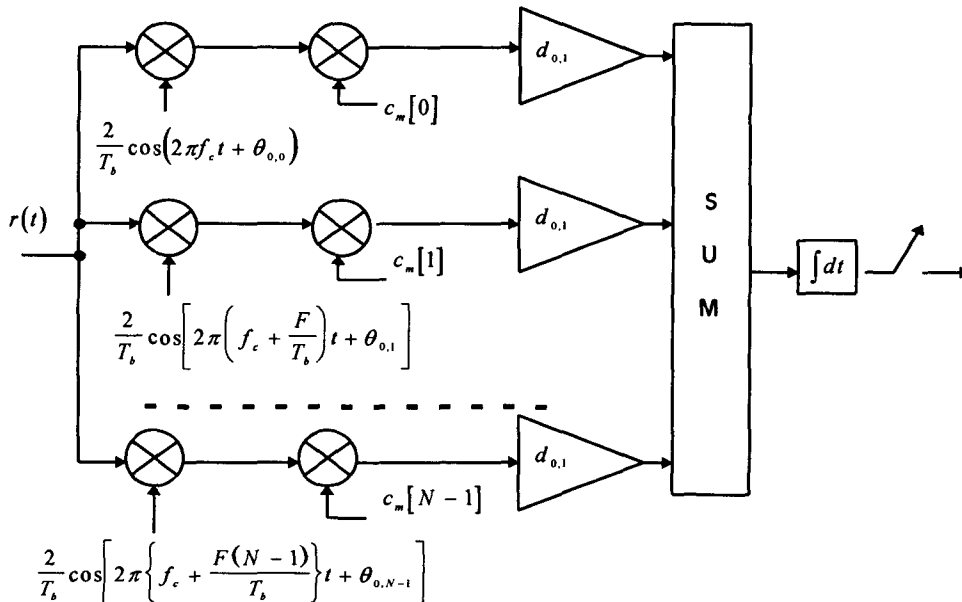


그림 2. OFDM/CDMA 수신기 구조

(uniform distributed) 랜덤변수이고  $\eta$ 는 AWGN에 의한 효과이다.  $r(t)$ 가 그림 2와 같은 구조를 통과하면 식 (4)와 같이 주어진다.

$$v_0 = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{i=0}^{N-1} \rho_{m,i} c_m[i] a_m[k] d_{0,i} \int_{kT}^{(k+1)T} \cos \left( 2\pi f_c t + 2\pi \frac{F}{T_b} t + \theta_{m,i} \right) \cos \left( 2\pi f_c t + 2\pi \frac{F}{T_b} t + \tilde{\theta}_{0,i} \right) dt + \eta \quad (4)$$

식 (4)에서  $\tilde{\theta}_{0,i}$ 는 수신기에서 예측한  $i$ 번째 서브캐리어의 각도이다. 각도예측이 정확하다고 가정하면, ( $\theta_{0,i} = \tilde{\theta}_{0,i}$ ) 식 (4)는 식 (5)와 같이 주어진다.

$$a_0[k] \sum_{i=0}^{N-1} \rho_{0,i} d_{0,i} + \sum_{m=1}^{M-1} \sum_{i=0}^{N-1} a_m[k] c_m[i] \rho_{m,i} d_{0,i} \cos \tilde{\theta}_{m,i} + \sum_{i=0}^{N-1} \int_{kT}^{(k+1)T} r(t) \frac{2}{T_b} d_{0,i} \cos \left( 2\pi f_c t + 2\pi \frac{F}{T_b} t + \tilde{\theta}_{0,i} \right) dt \quad (5)$$

식 (5)에서  $\tilde{\theta}_{m,i} = \theta_{0,i} - \theta_{m,i}$ 이다. 여기서 채널에 의한 왜곡을 무시하면 ( $\rho_{m,i} = 1, \eta = 0$ ) 수신신호는 식 (6)과 같이 주어지고 확산코드의 직교성 정도에 따라 성능에 차이가 있음을 알 수 있다.

$$v_0 = N a_0[k] + \sum_{m=1}^{M-1} a_m[k] \sum_{i=0}^{N-1} c_m[i] c_0[i] \quad (6)$$

### III. 레일리 및 AWGN 채널환경에서의 성능분석

초기의 무선멀티미디어 서비스는 주로 실내 (indoor)를 사업 영역으로 할 것으로 예측된다. 실내에서 측정된 도플러스프레드 (Doppler spread) 값은 0.3에서 6.1 Hz의 범위내에 있다 [3]. 이 정도의 값을 갖는 도플러스프레드는 큰 값의 코히어런스타임 (Coherence time)을 의미하며 채널의 시간에 대한 변화가 완만함을 나타낸다. 따라서 심볼속도가 1 Msps (Symbols per second) 이상일 경우에는 심볼주기 동안 채널의 시간에 따른 변화가 없다고 보아도 무방하다. 또한  $F$ 값을 충분히 크게 설정하여  $F/T_b$ 의 값을 코히어런스 대역폭보다 크게 하면 각각의 서브캐리어에 미치는 페이딩 현상을 독립적이라고 볼 수 있다. 따라서 실내는 지연 및 도플러스프레드에 크게 영향받지 않는 채널로 간주할 수 있

다.

성능평가를 위한 비트오차확률식을 다음과 같은 절차를 통해 구할 수 있다. 다중경로에 의한 진폭변화 성분은 식 (7)과 같이 레일리가 랜덤변수로 표현될 수 있다.

$$f_{\rho_{m,i}}(\rho_{m,i}) = \frac{\rho_{m,i}}{\sigma_{m,i}^2} \exp \left( -\frac{\rho_{m,i}^2}{2\sigma_{m,i}^2} \right) \quad (7)$$

식 (7)에서  $m$  및  $i$ 는 각각  $m$ 번째 사용자와  $i$ 번째 서브캐리어를 의미하고 랜덤변수들은 서로 IID (Independently and Identically Distributed)로 보아도 무방하다. 또한 다중경로에 의한 각변화 성분  $\theta_{m,i}$ 들은  $[-\pi, \pi]$ 의 범위에서 일양분포 (Uniformly Distributed)된 IID 랜덤변수로 간주할 수 있다. Equal Gain Combining (EGC), Maximal Ratio Combining (MRC) 등 다양한 등화기술을 적용할 수 있으나 여기서는 가장 단순한 EGC 기법을 사용하기로 한다. ( $d_{0,i} = 1$ )

그림 2에서 EGC의 출력 값은 다음과 같다.

$$r = \sum_{i=1}^N d_{0,i} \rho_{0,i} \quad (8)$$

여기서  $\rho_{0,i}$ 는 각 서브캐리어의 레일리가 랜덤 변수,  $d_{0,i}$ 는 각 서브캐리어의 이득,  $N$ 은 서브캐리어의 갯수를 나타낸다.

각 서브캐리어의 평균 노이즈 파워를  $N_0$ 로 가정하면, 총 노이즈 파워  $N_i$ 는 다음과 같다.

$$N_i = N_0 \sum_{i=1}^N d_{0,i}^2 \quad (9)$$

그러므로 결론적으로 SNR,  $\gamma$ 은 다음과 같다.

$$\gamma = \frac{r^2}{N_i} = \frac{\left( \sum_{i=1}^N \rho_{0,i} \right)^2}{2NN_0} \quad (10)$$

또한 SNR의 평균은 다음과 같이 구한다.

$$\langle \gamma \rangle = \frac{1}{2NN_0} \left\langle \left( \sum_{i=1}^N \rho_{0,i} \right)^2 \right\rangle = \frac{1}{2NN_0} \sum_{i,j} \langle r_i r_j \rangle \quad (11)$$

식 (11)을 보면,  $i \neq j$  일때  $N$ 개의  $\langle r_i \rangle$ 항과  $N(N-1)$ 개의  $\langle r_i, r_j \rangle$ 항이 있음을 알 수 있으며, 레일리가 분

포의 통계적 특성으로 부터 레일리 분포를 갖는  $\rho_{0,i}$ 의 제곱 평균 즉,  $\langle \rho_{0,i} \rangle = E(\rho_{0,i})$ 은  $2\sigma^2$ 임을 알 수 있다. 각 서브캐리어의 신호 성분들은 독립이라고 가정하면 다음 식이 성립한다.

$$\langle \rho_{0,i} \rho_{0,j} \rangle = \langle \rho_{0,i} \rangle \langle \rho_{0,j} \rangle = E(\rho_{0,i})E(\rho_{0,j}), i \neq j \quad (12)$$

또한 레일리 분포의 통계적 특성으로 부터 다음 식이 성립한다.

$$E(\rho_{0,i}) = E(\rho_{0,j}) = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma \quad (13)$$

그러므로 이들 결과식들을 이용하여 식 (11)에 적용하면 다음과 같이 평균 SNR을 구할 수 있다.

$$\langle \gamma \rangle = \frac{1}{2NN_0} \left( 2N\sigma_{\rho_{0,i}}^2 + N(N-1)\pi \frac{\sigma_{\rho_{0,i}}^2}{2} \right) \quad (14)$$

식 (14)와 같은 평균 SNR 식을 이용하여 비트오차확률식을 구하면 다음과 같다.

BPSK 경우의 비트오차확률식을 이용하면,

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\langle \gamma \rangle}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{1}{2NN_0} \left( 2N\sigma_{\rho_{0,i}}^2 + N(N-1)\pi \frac{\sigma_{\rho_{0,i}}^2}{2} \right)} \right) \quad (15)$$

상기식에 Multiple Interference 성분 (MUI)를 고려하면 다음과 같다.

· Multiple Interference 성분 (MUI):

$$\beta_{m,i} = \sum_{m=1}^{M-1} \sum_{l=0}^{N-1} a_m[k] c_m[i] c_0[i] \rho_{m,j} d_{0,i} \cos \tilde{\theta}_{m,i}$$

· Multiple Interference 성분 (MUI):

$$E[\beta_{m,i}] = 0, \sigma_{\beta_{m,i}}^2 = (M-1)\sigma_{\rho_{0,i}}^2$$

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\langle \gamma \rangle}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{1}{2NN_T} \left( 2N\sigma_{\rho_{0,i}}^2 + N(N-1)\pi \frac{\sigma_{\rho_{0,i}}^2}{2} \right)} \right) \quad (16)$$

여기서  $N_T = N_0 + \sigma_{\rho_{0,i}}^2$ 이다.

다음절에서는 본 절에서 구한 이론식에 의한 결과와 모의실험을 통한 결과를 비교하여 이론식 전개 타당성을 검증하고, OFDM/CDMA 방식의 성능을 예측해 보겠다.

#### IV. 시뮬레이터 개발 및 성능평가

##### 1. 개발 목적 및 기능

OFDM/CDMA 방식을 위한 시뮬레이터 개발의 목적은 이론적 전개식의 검증과 테스트베드 개발시 필요한 여러 파라미터들을 결정하기 위함이다. 또한 본 시뮬레이터를 이용하여 OFDM/CDMA 방식의 성능을 여러 채널 환경에서 실험함으로써 상기 방식의 스펙을 결정할 때 필요한 여러 결정 변수들을 정할 수 있다.

개발된 시뮬레이터의 기능은 다음과 같다.

1. OFDM, OFDM-CDMA full simulation 지원
2. 기지국 대 이동국(64개) 간의 동시 통신 시뮬레이션 가능
3. Convolutional encoder and Viterbi decoder : constraint length 변경가능
4. Hard decision and Soft decision Viterbi decoder 지원
5. Interleaver/Deinterleaver 지원 (size 변경가능)
6. 1-Tap Equalizer 지원
7. BPSK, DQPSK 16-QAM 지원

##### 2. 성능평가를 위한 모의실험

성능평가를 위한 모의실험은 AWGN 환경, 레일리에 페이딩 채널 환경 하에서 이루어졌으며 서브캐리어의 갯수와 프로세싱이득은 64로 설정하였다.

가) AWGN 환경

AWGN 환경하에서의 OFDM/CDMA 방식의 비트 오류확률식은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (17)$$

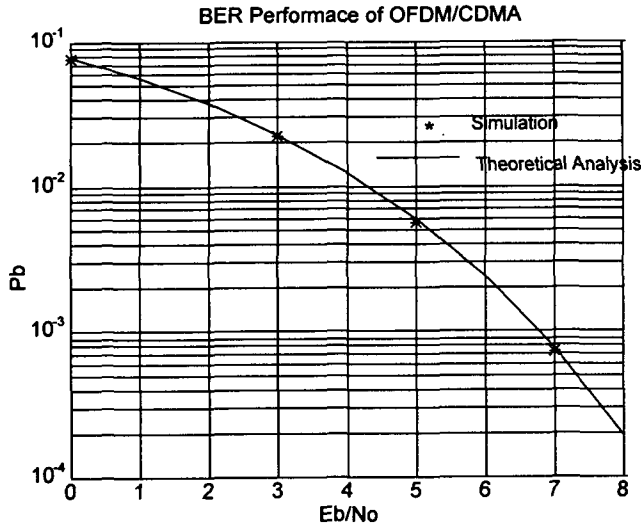


그림 3. AWGN 환경하에서의 OFDM/CDMA 방식의 성능.

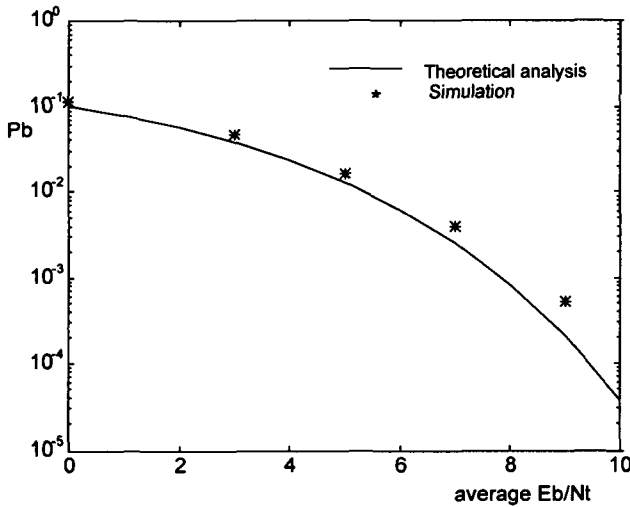


그림 4. 레일리 페이딩 환경에서의 OFDM/CDMA 방식의 성능

시뮬레이션 환경은 서브캐리어의 갯수가 64이고 EGC 기법을 사용하였다. 그림3에 이론치와 실험에 의한 결과를 보였고 이론치와 실험치가 일치함을 알 수 있다.

나) 레일리 페이딩 채널 환경.

레일리 페이딩 채널 환경에서 각각의 서브캐리어는 각각 독립적인 플랫 페이딩의 영향을 받는다. 그러므로

서브캐리어 각각은 주파수 비선택성 페이딩의 영향을 받는다고 볼 수 있고 OFDM/CDMA 방식 자체는 대역 전체를 염두에 둘 경우, 주파수 선택성 페이딩의 영향을 받는다. 그러므로 OFDM/CDMA 방식은 하나의 사용자 데이터 비트를 서브캐리어 갯수 만큼 나누어 보내므로 주파수 다이버시티 효과를 기대할 수 있으며 복잡한 구조의 RAKE 수신방식을 사용하지 않아도 되는 큰 장점이 있다.

레일리 페이딩 채널 환경하에서의 비트 오류확률식은 식 (15)와 같고 그림4에 이론치와 실험치(서브캐리어의 갯수가 64인 경우)를 비교해 놓았다. 이 그림에서 이론치와 실험치 사이에 약간의 오차가 있는데 이는 이론치를 구할 때 서브캐리어의 갯수가 상당히 크다는 가정하에 근사화 시켜 구한 값이기 때문에 약간의 오차가 발생하였다.

그림5는 OFDM/CDMA 방식이 아닌 순수 OFDM 방식의 성능과 RAKE 수신기가 없을 경우의 DS-SS 방식의 성능을 나타낸다. OFDM 방식은 각각의 서브캐리어에 사용자 데이터를 독립적으로 실어 보내기 때문에 주파수 다이버시티 효과는 기대할 수 없고 이 방식은 강력한 오류정정기술을 필요로 한다. 그림5에서 볼 수 있듯이 AWGN 환경에 비해 성능이 현격히 떨어짐을 알 수 있다. DS-SS 방식 역시 복잡한 RAKE 수신기가 없을 경우는 성능이 상당히 저하됨을 알 수 있다. OFDM 방식과 DS-SS 방식의 레일리 페이딩 환경에서의 비트오류확률식은 다음과 같다 (RAKE 수신기 구조를 사용하지 않을 경우).

$$P_b = \frac{1}{2} \left[ 1 - \sqrt{\frac{\frac{E_b}{N_0}}{1 + \frac{E_b}{N_0}}} \right] \quad (18)$$

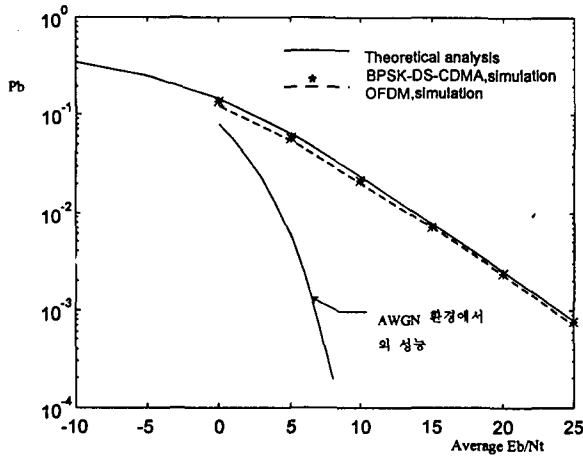


그림 5. 레일리 페이딩 환경에서의 OFDM과 DS-SS-CDMA 방식의 성능

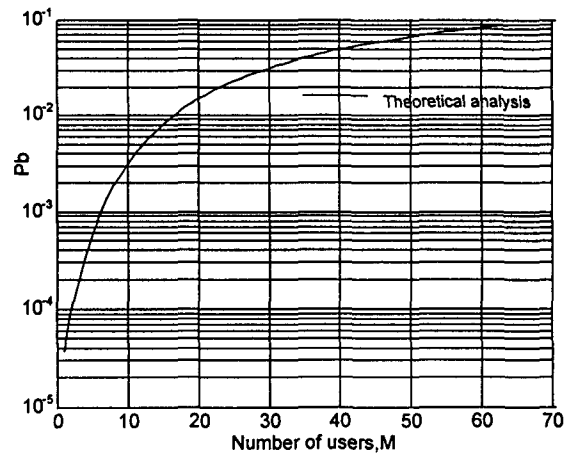


그림 7. 사용자 수에 따른 OFDM/CDMA 방식의 성능

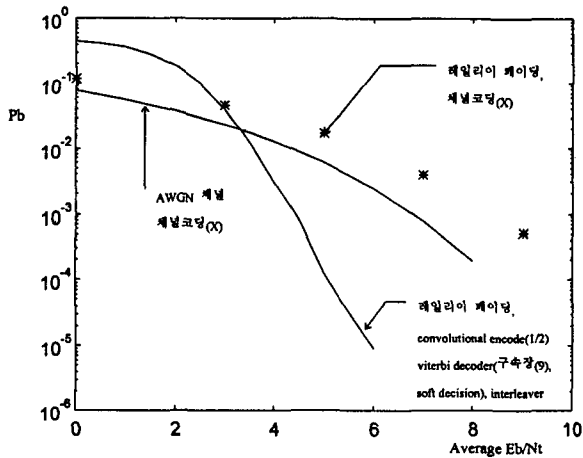


그림 6. OFDM/CDMA 방식의 성능(레일리 페이딩, convolutional encode(1/2), viterbi decoder(구속장:9, soft decision), interleaver)

그림 6은 OFDM/CDMA 방식에 채널코딩기법과 인터리버를 사용하였을 경우의 성능그림이다. 채널코딩기법은 구속장이 9인 (2,1) 길쌈부호기를 사용하였고 디코딩 방법은 Traceback 메모리가 64 인 3비트 연판정 Viterbi decoder 를 사용하였다.

그림7에는 식 (16)을 근거로 사용자 수에 따른 OFDM/CDMA 방식의 성능을 보였다.

### V. 보호밴드폭(Guard bandwidth) 에 대한 고려

이동 무선 채널은 항상 전송신호를 시간적으로 퍼지

게 만들고 이로인해 심볼간 간섭(ISI)을 초래하게 된다. 이것은 다경로 채널로 인해 영향을 받은 심볼이 연속해서 전송되는 다음 심볼에 겹치게되고 그럼으로써 서로 간섭을 일으키게 된다. 이러한 현상 때문에 현 심볼을 정확히 판별하기 어렵게 된다. 이러한 심볼간 간섭을 줄이기위해 보호밴드폭을 설정하는 방식이 사용된다.

앞선 프레임이 현 프레임에 미치는 심볼간 간섭을 흡수하기 위해서는 그림 8과 같이 보호공간이 지연확산(delay spread) 보다 길어야 한다. 그러므로 보호공간을 어느정도 두어야 하는가는 이 시스템이 사용되는 환경에서 측정된 지연확산보다 길게 두어야 한다. 너무 길게 두어도 대역폭의 낭비를 초래하게 되므로 주의해야 한다

### VI. 하드웨어 개발을 위한 오버샘플링률과 비트 정밀도 결정

디지털 통신 시스템을 구현할 때 중요한 포인트는 오버샘플링률 및 각 블럭의 비트 정밀도를 신중히 결정하는 데 있다. 이는 하드웨어 복잡도와 시스템 성능간에 트레이드오프가 있기 때문에 최적의 비트수 및 오버샘플링률을 이론적 예측 및 모의실험을 통해 정하여야 한다.

그림 10에서 알 수 있듯이 8배 오버샘플링 하였을 경우에 최적치에 근접함을 알 수 있다. 오버샘플링률은 하드웨어 복잡도와 시스템 성능간에 트레이드오프가 있으므로 신중히 결정하여야 한다. 본 과제에서 구현하는 데

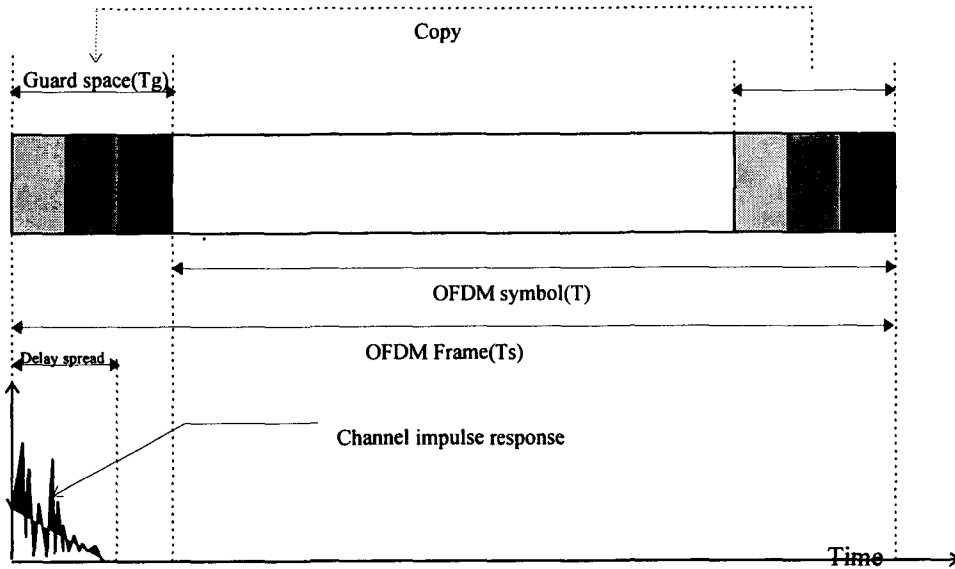


그림 8. 보호공간 설정 예

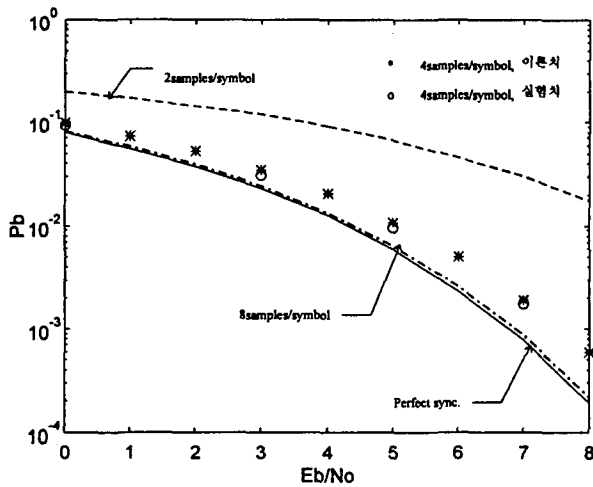


그림 10. 오버샘플링률에 따른 OFDM/CDMA 방식의 성능

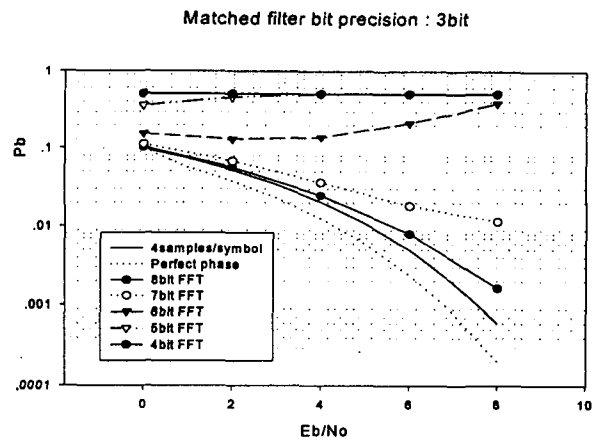


그림 11. 정합필터의 비트정밀도를 3비트로 고정하고 FFT 블럭의 입력 비트수를 변화시켰을 때의 시스템 성능.

스트레드의 전송률은 64kbps 이고 프로세싱 이득이 32로 비교적 작은 rate로 동작하기 때문에 최적 성능에 근접하는 8배 오버샘플링을 선택하였다.

다음은 수신기에 사용되는 A/D 변환기와 FFT 다음의 정합필터 블럭의 비트 정밀도를 정하는 과정을 설명한다. A/D 변환기와 정합필터 블럭의 비트정밀도는 서로 상관관계가 있으므로 각각의 비트 정밀도에 따른

시스템 성능을 평가함으로써 각 블럭의 비트 정밀도를 구하였다. 그림 11, 12, 13은 정합필터의 비트수를 각각 3, 4, 5비트로 고정하고 FFT 블럭의 입력, 즉 A/D 변환기의 비트 정밀도를 변화시켜 가면서 모의실험 하였다. 모의실험 환경은 한 심볼당 4번 샘플링을 가정하였고 AWGN 환경에서 실험하였다. 이들 그림으로부터 정합필터의 비트수가 5이고 FFT 블럭의 입력 비트 정밀도

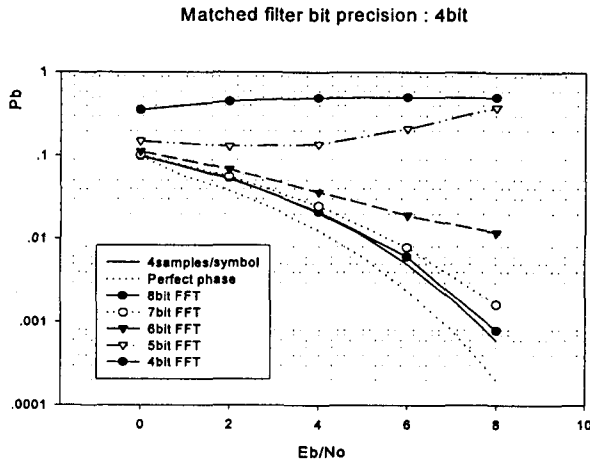


그림 12. 정합필터의 비트정밀도를 4비트로 고정할경우의 시스템 성능

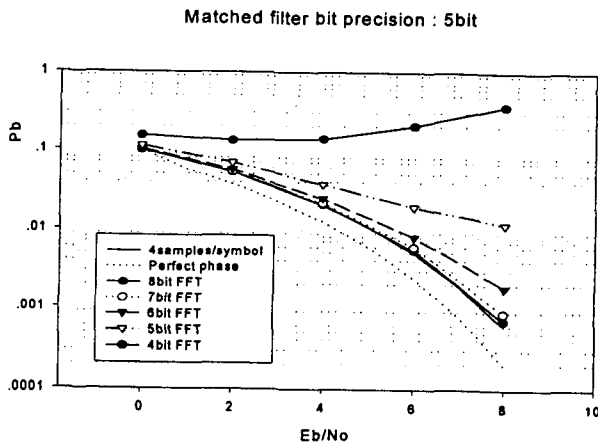


그림 13. 정합필터의 비트정밀도를 5비트로 고정하고 FFT 블록의 입력 비트수를 변화시켰을 때의 시스템 성능

가 8비트 인 경우가 거의 최적성능에 근접함을 알 수 있다. 그러나 정합필터의 비트수가 5인경우나 4인경우에 하드웨어 복잡도 대비 성능차가 크지 않아 정합필터의 비트수를 4로 선택하는 것이 타당하다.

## Ⅶ. 결 론

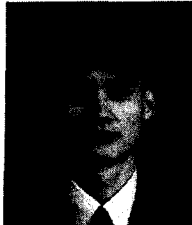
본 연구는 고속 비트전송에 유리한 방식으로 거론되고 있는 OFDM/CDMA 방식의 개념정립, 이론적 전개, 시뮬레이션 그리고 하드웨어 구현 방법 까지 다루었다. 세부적으로는 OFDM/CDMA 방식의 성능을 여러 채널 환경에서 비트에러확률식을 이론적으로 유도하였고 이를 본 연구의 일환으로 개발된 시뮬레이터를 통해 검증하였다. 또한 하드웨어 개발시 필요한 오버샘플링률 및 각 블록의 비트 정밀도를 시뮬레이터를 통해 최적의 비트 정밀도를 구하였으며 이를 현재 개발중인 테스트베드에 적용하였다.

## 참 고 문 헌

- [1] S. B. Weinstein and P. M. Ebert, "Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform," *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. COM-19, no. 5, pp 628-634, Oct. 1971.
- [2] M. Alard and R. Lassalle, "Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers," *EBU Review*, pp. 47-69, August 1987.
- [3] S. Howard and K. Pahlavan, "Doppler Spread Measurements of the Indoor Radio Channel," *Electronic Letters*, vol. 26, no. 2, 1990, pp. 107-109.
- [4] L. J. Cimini, J. R., "Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing," *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. COM-33, No. 7, pp 665-675, Jul. 1985.
- [5] N. Yee, J. P. Linnartz, and G. Fettweis, "Multi-Carrier CDMA in Indoor Wireless Radio Networks," *Proceedings PIMRC '93, Yokohama, Japan, 1993*, pp. 109-113.



**필자소개**



**신 무 용**

- 1994. 2~현재 : 한국전자통신연구소 이동멀티미디어 연구실
- 관심분야 : 무선전송기술, 음성신호처리
- E-Mail : myshin@etri.re.kr



**김 영 균**

- 1994. 2~현재 : 한국전자통신연구소 이동멀티미디어 연구소
- 관심분야 : 무선전송기술
- E-Mail : ykkim@etri.re.kr