

## 다중경로 레일리 페이딩과 임펄스 잡음이 함께 존재하는 환경에서 비동기 DS/CDMA 시스템의 성능 개선

강 희 곡\*, 강 희 조\*\*, 조 성 준\*

한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과\*, 동신대학교 전기전자공학과\*\*

### 요 약

본 논문에서는 임펄스 잡음과 다중경로 레일리 페이딩이 함께 존재하는 열악한 채널 환경에서 비동기 DS/CDMA BPSK 시스템의 오류율을 유도하고 RAKE 수신기와 터보 코드의 채용으로 인한 BER 성능의 개선 정도를 분석하였다. 분석 결과, 어떠한  $E_b/N_0$  이하의 영역에서는 임펄스 잡음의 영향이 지배적이어서 페이딩에 의한 영향이 나타나지 않지만, 그 경계(threshold)를 넘어선  $E_b/N_0$  영역에서는 페이딩에 의해서 성능이 좌우되었다. 임펄스 잡음의 영향이 크게 나타나는 비교적 낮은  $E_b/N_0$  영역에서는 터보 코드에 의한 성능 개선이 두드러졌고, 페이딩의 영향이 나타나는 높은  $E_b/N_0$  영역에서는 RAKE 수신기에 의해서 성능 개선이 두드러졌다. 따라서, 임펄스 잡음과 다중경로 레일리 페이딩이 함께 존재하는 환경에서 RAKE 수신기와 터보 코드를 함께 채용하면 큰 성능 개선을 얻을 수 있다.

## Performance Improvement of an Asynchronous DS/CDMA System in Multipath Rayleigh Fading and Impulsive Noise Environments

Hee-Gok Kang\*, Heau-Jo Kang\*\*, Sung-Joon Cho\*

### ABSTRACT

In this paper, we derive the BER performance of an asynchronous DS/CDMA system and analyze the improvement of BER performance through turbo coding and RAKE receiver in multipath Rayleigh fading and impulsive noise environments.

As a result, impulsive noise affects the performance of the system more than multipath fading in lower  $E_b/N_0$  than a certain threshold. However, in higher  $E_b/N_0$ , multipath fading are more dominant than impulsive noise. It is found that in lower  $E_b/N_0$ , turbo code improves the performance of the system against impulsive noise, and in higher  $E_b/N_0$ , RAKE receiver improves the performance of the system against multipath fading. Therefore, great improvement can be obtained by employing turbo code and RAKE receiver in multipath Rayleigh fading and impulsive noise environments.

## I. 서 론

최근 전세계적으로 관심의 대상이 되는 IMT-2000 시스템에서 광대역 비동기 DS/CDMA 방식이 폭넓은 지지를 받고 있다[1]. IMT-2000 시스템에서는 기존의 시스템보다 더욱 향상된 품질의 음성 서비스, 고속 데이터 서비스, 영상 서비스 등을 제공할 예정이다.

그러나, 최근에 각종 전자기기의 급속한 발전으로 인해서 인공 잡음(전력선, 마이크로웨이브 오븐, PC, 실내 기자기 및 기기 등등)[2],[3]의 발생이 크게 늘어나고 있으며 이러한 인공잡음은 실내 무선 채널 환경을 더욱 악화시키고 있다. 또한, 이러한 인공잡음의 통계학적 특성은 기존에 논의되었던 가우스 잡음과 상당한 차이를 보이는 임펄스 형태의 잡음 분포를 가지는 것으로 알려져 있다[4],[5].

비록, DS/CDMA 방식이 여러가지 기법을 사용하여 다중경로 페이딩과 다중 사용자 간섭의 영향을 쉽게 극복할 수 있는 매력적인 다중화 방식으로 알려져 있지만, DS/CDMA 시스템의 수신기 판단에서 존재하는 잡음을 가우스 잡음으로 가정하였을 경우에 해당한다. 따라서, 임펄스 잡음 환경에서는 기존의 가우스 잡음 환경에서와 다른 형태의 분석이 요구된다. 임펄스 잡음 환경에 대하여 기존의 여러 문헌에서 DS/CDMA 시스템의 성능을 보였지만[6]-[8], 정형화된 형태의 오울식이 유도되어 있지 않다. 또한 대부분이 임펄스 환경 자체에만 초점을 맞추어서 실제 무선 채널에서 발생하는 페이딩 현상을 고려하지 않았다.

다중경로 페이딩과 임펄스 잡음이 함께 존재하는 환경에서 각각을 효과적으로 극복한다면 우수한 성능을 발휘할 것으로 여겨진다. 따라서, 기존에 널리 쓰이는 채널 부호화 기법과 다이버시티

기법을 도입할 수 있다.

다중경로 페이딩을 극복하기 위해서 널리 사용되는 MRC (Maximal Ratio Combining) 다이버시티 기법이 RAKE 수신기이다. RAKE 수신기는 여러 경로로 수신되는 다중경로 성분을 효과적으로 결합하여 SNR을 높일 수 있다. 또한, 채널 부호화 기법으로 여러 응용 분야에서 쓰여질 예정인 터보 코드는 Berrow et al.에 의해서 처음으로 소개되었다[6]. 터보 코드는 두 개의 RSC (Recursive Systematic Convolutional) 코드를 병렬로 연결하고 그 사이에 인터리버를 넣음으로써 시간 다이버시티(time diversity) 효과뿐만 아니라 부호화의 오울 성능과 관련된 자유해밍 거리를 크게 할 수 있다. 이러한 터보 코드는 Berrow et al.이 발표한 논문에 의하면 AWGN 환경에서 인터리버 크기가 클 경우 사noise의 한계에 근접하는 우수한 성능을 보여주었다. 그러나, 임펄스성 잡음 환경에서는 AWGN과 통계적 특성이 상당히 다르기 때문에 터보 코드가 어느 정도의 성능을 나타낼 것인가에 대한 연구가 거의 없다.

따라서, 본 논문에서는 최악의 채널 환경인 다중경로 레일리 페이딩과 임펄스 잡음이 동시에 존재하는 채널에서 DS/CDMA BPSK 시스템에서의 오울식을 유도하고 BER 성능을 개선하기 위해서 RAKE 수신기와 터보 코드를 도입하여 성능 개선 정도를 알아본다.

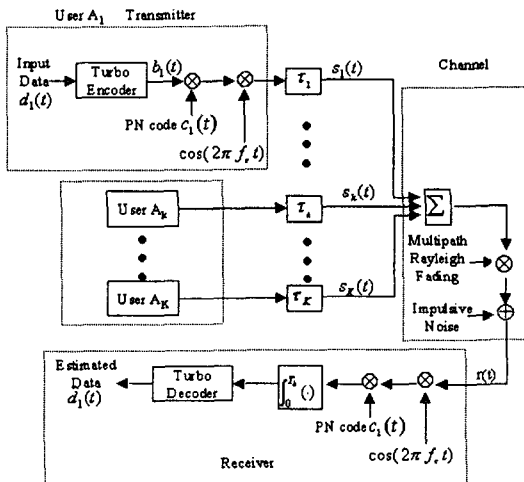
## II. 시스템 모델

### 2.1 비동기식 DS/CDMA BPSK 시스템

그림 1은 비동기식 DS/CDMA BPSK 시스템의 해석 모델을 나타낸다. 터보 부호기는 메모리

가  $v=3$ 이고, 생성다항식이  $G=(g_1, g_2)=(15, 17)$ 인 두 개의 RSC 부호기와 랜덤 인터리버로 구성된다. 또한, 입력 데이터를 프레임 단위로 전송할 때 터보 부호기의 모든 상태를 0으로 만들기 위해서 각 프레임의 정보 비트에  $v$ 개의 꼬리 비트가 덧붙여져 하나의 프레임을 형성하여 부호화된다. 또한, 대역 효율을 위해서 패리티 시퀀스 (parity sequence)를 펀처링(puncturing)함으로써 터보 부호기의 부호율  $R=1/2$ 이 된다.

$K$ 명의 다중접속 사용자가 동시에 통화 중이라고 가정하자.  $k$ 번째 사용자의 2진 데이터 시퀀스  $d_k(t)$ 는 터보 부호기를 거쳐서 코드 시퀀스  $b_k(t)$ 를 발생시킨다. 그 후, 코드 시퀀스  $b_k(t)$ 는 확산 코드  $c_k(t)$ 로 확산되고 BPSK로 변조된다. 복조 및 복호 과정은 변조 및 이에 대응하는 부호화 과정을 역으로 수행함으로써 이루어진다.



(그림 1) 시스템 해석 모델

$k$ 번째 사용자의 정보 데이터 및 확산 코드는 각

$$d_k(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} d_j^{(k)} b_{T_s}(t - jT_b) \text{ 와}$$

$$c_k(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} c_j^{(k)} \cdot p_{T_c}(t - jT_c) \text{ 로 주어진다. 여}$$

기서,  $T_c$  와  $T_b$ 는 각각 칩 구간(chip duration)과 데이터 구간 (data duration)이며  $0 < y < x$ 에서  $P_x(y)=1$ 이고, 그 외의 영역에서는  $P_x(y)=0$  이다. 터보 코드의 부호율이 1/2 이므로 부호화된 부호 비트  $b_k(t)$ 는 데이터 비트 구간(data bit duration)  $d_k(t)$ 의 반이 된다. 즉,  $T_b=2T_s$  이고 여기서,  $T_s$ 는 터보 부호화된 비트 구간이다.  $d_j^{(k)}$ 와  $c_j^{(k)}$ 는 각각 동일한 확률을 가지며 0 또는 1, -1 또는 +1의 값을 취하는 독립적인 랜덤 변수로써 모델링 된다. 또한 하나의 데이터 비트 구간에  $N$ 개의 확산 시퀀스 칩이 들어가므로  $T_s=NT_c$ 이며, 모든  $-\infty < j < \infty$ 에 대하여  $c_j^{(k)} = c_{j+N}^{(k)}$ 이다.

이때  $k$ 번째 사용자의 송신 신호는 다음과 같이 주어진다.

$$s_k(t) = \sqrt{2P_k} b_k(t - \tau_k) c_k(t - \tau_k) \cos(2\pi f_c t + \theta_k) \quad (1)$$

여기서,  $P_k$ 는  $k$ 번째 사용자의 송신 전력,  $f_c$ 는 모든 사용자에게 공통으로 사용되는 반송파 주파수를 나타낸다.  $\tau_k$ 는 희망 사용자를 기준으로  $k$ 번째 사용자의 상대적인 시간 지연,  $\theta_k$ 는 희망 사용자를 기준으로  $k$ 번째 사용자의 상대적인 위상 차를 나타낸다. 따라서,  $K$ 명의 사용자에 대한 송신 신호는 다음과 같다.

$$s(t) = \sum_{k=1}^K s_k(t) \quad (2)$$

### 2.2 페이딩 채널

다중경로 레일리 페이딩 채널에 대한  $k$ 번째 사용자의 저역 통과 임펄스 응답은 다음과 같다.

$$h_k(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l} \exp^{j\phi_{k,l}} \delta(t - T_{k,l}) \quad (3)$$

여기서,  $L$ 은  $k$ 번째 사용자에게 대한 다중경로 수이고,  $\alpha_{k,l}$ ,  $\phi_{k,l}$ ,  $T_{k,l}$ 는  $k$ 번째 사용자의  $l$ 번째 경로에서의 경로 이득, 위상 지연, 시간 지연을 각각 나타낸다. 이때, 서로 다른 사용자와 경로에 대하여 랜덤 변수  $\{\alpha_{k,l}\}$ ,  $\{\phi_{k,l}\}$ ,  $\{T_{k,l}\}$ 는 통계적으로 모두 독립이고, 랜덤 위상  $\{\phi_{k,l}\}$ 는  $[0, 2\pi)$  구간에서 일양하게 분포하며, 시간 지연  $\{T_{k,l}\}$ 는  $[0, T_s]$ 에서 일양하게 분포한다. 또한, 각 사용자는  $L$ 개의 경로를 가지며 각 경로는  $T_c$  구간 이상 떨어져 있다.

### 2.3 임펄스 잡음 채널

임펄스 잡음의 통계적 모델 중에서 Middleton의 A급 임펄스 잡음은 무선 통신 시스템의 성능 평가에 있어서 취급하기 쉽고, 거의 모든 종류의 실제 임펄스 잡음을 표현하는데 사용되는 정량화된 방법이다.

일반적으로 협대역 잡음  $n(t)$ 를 동상 성분과 직교 성분으로 나타내면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$n(t) = x(t) \cos w_c t - y(t) \sin w_c t \quad (4)$$

여기서  $w_c$ 는 협대역 잡음의 중심 각 주파수이다. 잡음  $n(t)$ 를 A급 임펄스 잡음으로 가정할 때 이에 대한 결합확률밀도함수(p.d.f.)는 다음과 같다 [9].

$$p(x, y) = e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m! 2\pi W \sigma_m^2} \exp\left(-\frac{x^2 + y^2}{2W\sigma_m^2}\right) \quad (5)$$

이것을 각각 직교성분과 동상 성분으로 나타내면 다음과 같다.

$$p(x) = e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m! \sqrt{2\pi W \sigma_m^2}} \exp\left(-\frac{x^2}{2W\sigma_m^2}\right)$$

$$p(y) = e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m! \sqrt{2\pi W \sigma_m^2}} \exp\left(-\frac{y^2}{2W\sigma_m^2}\right) \quad (6)$$

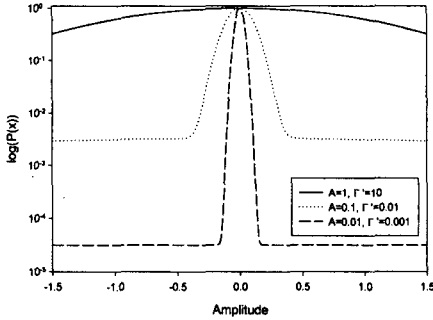
여기서,  $\sigma_m^2 = \frac{m/A + \Gamma'}{1 + \Gamma'}$ ,  $\Gamma' = \sigma_G^2 / \sigma_I^2$ 는 가우스 잡음 전력 대 임펄스 잡음 전력비,  $A$ 는 임펄스 지수(단위 시간당 임펄스 성분이 차지하는 비율),  $W = \sigma_G^2 + \sigma_I^2$ 는 전체 잡음 전력을 나타낸다.

식 (6)에서 정의한 임펄스성 잡음에 대하여 정규화된 ( $W=1$ ) 확률밀도함수와 시간축에서의 파형을 그림 2, 그림 3에서 각각 나타내었다. 임펄스성이 약한 환경은 진폭이 큰 성분에 대한 확률 값이 서서히 감소하지만, 임펄스 성이 강한 환경에서는 0에 근접한 진폭 성분이 주를 이루며 진폭이 큰 성분에 대한 확률 값은 일정하게 나타난다.

### III. 시스템 성능 분석

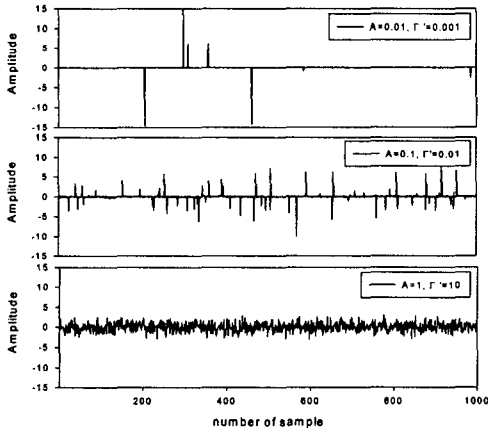
#### 3.1 임펄스 잡음과 다중경로 페이딩에 의한 오율 성능

수신기에서의 수신 신호는 송신 신호  $s_k(t)$ 와 채널의 임펄스 응답  $h_k(t)$ 의 컨볼루션에 임펄스 잡음이 부과되어진 신호의 합과 같다.



(그림 2) 정규화된 임펄스성 잡음의 확률밀도함수

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{k=1}^K s_k(t) * h_k(t) + n_f(t) \\ &= \sum_{k=1}^K \sqrt{2P_k} \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l} b_k(t - \Delta_{k,l}) c_k(t - \Delta_{k,l}) \\ &\quad \cdot \cos(2\pi f_c t + \phi_{k,l}) + n_f(t) \end{aligned} \quad (7)$$



(그림 3) 임펄스성 잡음의 시간 파형

그림 2와 그림 3에서  $A$ 가 0.01,  $\Gamma$ 가 0.001인 환경은 임펄스성이 강한 환경을 나타내고,  $A$ 가 1이고,  $\Gamma$ 가 10인 환경은 가우스 잡음 환경에 근접하는 환경이다[9].

여기서,  $\Delta_{k,l} = \tau_k + T_{k,l}$ 는  $k$ 번째 사용자의  $l$ 번째 경로를 통해 수신시 지연 시간이며,  $[0, T_s)$  구간에서 일양 분포하는 독립적인 랜덤 변수이다.  $\phi_{k,l} = \theta_k - \psi_{k,l} - 2\pi f_c T_{k,l}$ 은  $k$ 번째 사용자의  $l$ 번째 수신 경로의 위상이며,  $[0, 2\pi)$ 에서 일양 분포하는 독립적인 랜덤 변수이다. 일반성을 잃지 않기 위해서  $i$ 번째 사용자를 희망 사용자라 하고 동기 검파를 가정하면, 희망 사용자의 수신기는 희망 사용자 신호의 첫 번째 경로로 수신되는 신호에 해당하는 반송파 위상과 시간 지연을 복원한다. 따라서  $i$ 번째 사용자의 첫 번째 경로와 정합된 상관 수신기의 출력 값은 다음과 같다.

$$Z_{i,1} = \int_0^{T_s} r(t) c_i(t - \Delta_{i,1}) \cos(2\pi f_c t + \phi_{i,1}) dt \quad (8)$$

따라서, 상관기의 출력 값은 다음과 같이 나누

어 쓸 수 있다.

$$Z_{i,1} = D_{i,1} + MPI + MUI + \eta = D_{i,1} + \xi \quad (9)$$

여기서,

$$\begin{aligned} D_{i,1} &= \sqrt{2P_i} \alpha_{i,1} \int_0^{T_i} b_i(t - \Delta_{i,1}) c_i(t - \Delta_{i,1}) c_i(t - \Delta_{i,1}) \\ &\quad \cdot \cos(2\pi f_c t + \phi_{i,1}) \cos(2\pi f_c t + \phi_{i,1}) dt \\ &= \sqrt{\frac{P_i}{2}} \alpha_{i,1} T_s \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} MPI &= \sum_{i=2}^L I_{i,1} \\ &= \sqrt{2P_i} \sum_{i=2}^L \alpha_{i,1} \int_0^{T_i} b_i(t - \Delta_{i,1}) c_i(t - \Delta_{i,1}) \\ &\quad \cdot \cos(2\pi f_c t + \phi_{i,1}) c_i(t - \Delta_{i,1}) \cos(2\pi f_c t + \phi_{i,1}) dt \\ &= \sqrt{\frac{P_i}{2}} \sum_{i=2}^L \alpha_{i,1} \cos(\phi_{i,1} - \phi_{i,1}) X_{i,1} \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} MUI &= \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^L I_{k,i} \\ &= \sum_{k=1}^K \sqrt{2P_k} \sum_{i=1}^L \alpha_{k,i} \int_0^{T_i} b_k(t - \Delta_{k,i}) c_k(t - \Delta_{k,i}) \\ &\quad \cdot \cos(2\pi f_c t + \phi_{k,i}) c_i(t - \Delta_{i,1}) \cos(2\pi f_c t + \phi_{i,1}) dt \\ &= \sum_{k=1}^K \sqrt{\frac{P_k}{2}} \sum_{i=1}^L \alpha_{k,i} \cos(\phi_{k,i} - \phi_{i,1}) X_{k,i} \end{aligned} \quad (12)$$

$$\eta = \int_0^{T_i} n_i(t) c_i(t - \Delta_{i,1}) \cos(2\pi f_c t + \phi_{i,1}) dt \quad (13)$$

여기서,  $X_{k,i} = \int_0^{T_i} b_k(t - \Delta_{k,i}) c_k(t - \Delta_{k,i}) c_i(t - \Delta_{i,1}) dt$ ,  $D_{i,1}$ 는 희망 사용자 신호,  $MPI$ 는 희망 사용자의 다중경로 간섭,  $MUI$ 는 다른 사용자로부터 받는 다중경로 간섭과 다중사용자 간섭,  $\eta$ 는 임펄스 잡음 항을 나타낸다. 모든 사용자의 확산 시퀀스가 독립적인 이진 랜덤 시퀀스이고, 확산 시퀀스의 각각의 칩이 구형 펄스일 때,  $X_{k,i}$ 의 평균과 분산은 다음과 같이 알려져 있다[10].

$$E[X_{k,i}] = 0, \quad E[X_{k,i}^2] = \frac{2NT_c^2}{3} \quad (14)$$

따라서, 다중경로 간섭  $MPI$ 는 평균이 0이고 분산은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \sigma_{MPI}^2 &= E[MPI^2] \\ &= \frac{P_i}{2} \sum_{i=2}^L E[\alpha_{i,1}^2] E[\cos(\phi_{i,1} - \phi_{i,1})^2] E[X_{i,1}^2] \\ &= \frac{NT_c^2 P_i}{6} \sum_{i=2}^L E[\alpha_{i,1}^2] \end{aligned} \quad (15)$$

또한, 각각의 사용자는 독립적인 페이딩을 받으므로 식(12)는 독립적인 랜덤 변수가 되며, 사용자  $K$ 가 커지게 되면 중심극한 정리에 의해서 점근적 가우스 분포로 근사화 된다. 따라서,  $MUI$  항의 평균은 0이며 분산은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \sigma_{MUI}^2 &= E[MUI^2] \\ &= \sum_{k=1}^K \frac{P_k}{2} \sum_{i=1}^L E[\alpha_{k,i}^2] E[\cos(\phi_{k,i} - \phi_{i,1})^2] E[X_{k,i}^2] \\ &= \frac{NT_c^2}{6} \sum_{k=1}^K P_k \sum_{i=1}^L E[\alpha_{k,i}^2] \end{aligned} \quad (16)$$

마지막으로, 식 (6)의 A급 임펄스 잡음의 확률 밀도함수에 관한 평균과 분산은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} E[x] &= 0, \\ E[x^2] &= e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m W \sigma_m^2}{m!} \\ &= e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m \sigma_G^2 \left( \frac{1 + \Gamma'}{\Gamma'} \right) \left( \frac{m/A + \Gamma'}{1 + \Gamma'} \right)}{m!} \end{aligned}$$

$$= \sigma_G^2 \left( \frac{1 + \Gamma'}{\Gamma'} \right) \quad (17)$$

여기서 양측파대 가우스 스펙트럼 밀도가  $N_0/2$  이면, 식 (17)의 임펄스 잡음의 분산은 다음과 같다.

$$E[n_i^2] = \frac{N_0}{2} \left( \frac{\Gamma' + 1}{\Gamma'} \right) \quad (18)$$

따라서, 식 (11)의 임펄스 잡음 항에 대한 잡음 전력은 다음과 같다.

$$\sigma_\eta^2 = E[(\eta - \mu_\eta)^2] = \frac{N_0}{4} T_s \left( \frac{\Gamma' + 1}{\Gamma'} \right) \quad (19)$$

여기서  $\mu_\eta$ 는  $\eta$ 의 평균으로써  $E[\eta] = 0$ 이다.

또한 수신되는 모든 사용자의 전력이 동일 ( $P_k = P$ , 즉, 완벽한 전력제어)하고, 각 사용자마다 받는 페이딩을 동일한 MIP(Multipath Intensity Profile) 모델(즉,  $E[\alpha_{k,l}^2] = E[\alpha_l^2]$ )로 가정하면, 전체 잡음 전력(희망 사용자의 다중경로 간섭 성분+다른 사용자의 다중경로 및 다중 사용자 간섭 성분+순수 가우스 잡음 성분+순수 임펄스 잡음 성분)은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \sigma_\xi^2 &= \sigma_{MPI}^2 + \sigma_{MUI}^2 + \sigma_\eta^2 \\ &= \frac{NT_c^2 P}{6} \sum_{l=2}^L E[\alpha_l^2] + \frac{NT_c^2 (K-1)P}{6} \sum_{l=1}^L E[\alpha_l^2] \\ &\quad + \frac{N_0 T_s}{4} \left( \frac{\Gamma' + 1}{\Gamma'} \right) \end{aligned} \quad (20)$$

이때, 에러는  $\xi > |D_{i,1}|$ 에서 발생하므로,  $\xi$ 에

대한 확률밀도함수를 이용하여 오율을 구할 수 있다(11). 특히,  $\xi$ 에 대한 확률밀도함수는 식 (6)의 전체 전력  $W$ 에서 MPI 성분과 MUI 성분을 고려해야 하므로 다음과 같이 변형되어야 한다.

$$p_\xi(x) = e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m! \sqrt{2\pi W' \sigma_m^2}} \exp\left(-\frac{x^2}{2W' \sigma_m^2}\right) \quad (21)$$

여기서,  $W' = \sigma_\xi^2$

$$\sigma_m^2 = \frac{m/A + \Gamma' \left( I_{MPI} \frac{2E_s}{N_0} + I_{MUI} \frac{2E_s}{N_0} + 1 \right)}{1 + \Gamma' \left( I_{MPI} \frac{2E_s}{N_0} + I_{MUI} \frac{2E_s}{N_0} + 1 \right)}$$

$$I_{MPI} = \frac{1}{3N} \sum_{l=2}^L E[\alpha_l^2]$$

$$I_{MUI} = \frac{(K-1)}{3N} \sum_{l=1}^L E[\alpha_l^2] \text{ 이다.}$$

따라서, 임펄스 잡음을 고려한 DS/CDMA BPSK 시스템의 오율은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P_{imp} &= \int_{|D_{i,1}|}^{\infty} p_\xi(x) dx \\ &= \int_{|D_{i,1}|}^{\infty} e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m! \sqrt{2\pi W' \sigma_m^2}} \exp\left(-\frac{x^2}{2W' \sigma_m^2}\right) dx \\ &= e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m! \sqrt{\pi}} \int_{\frac{|D_{i,1}|}{\sqrt{2W' \sigma_m^2}}}^{\infty} \exp(-t^2) dt \\ &= e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} Q\left(\frac{|D_{i,1}|}{\sqrt{W' \sigma_m^2}}\right) \\ &= e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} Q\left(\sqrt{\frac{\frac{1}{\sigma_m^2}}{I_{MPI} + I_{MUI} + \frac{N_0}{2E_s} \left( \frac{\Gamma' + 1}{\Gamma'} \right)}}\right) \end{aligned} \quad (22)$$

여기서,  $A$ 는 임펄스 지수,  $N$ 은 처리이득,  $K$ 는 다중 사용자 수,  $L$ 은 다중경로 수,  $\alpha_1$ 은 첫 번

제 경로에서 받는 감쇠 변수로써 레일리 분포를 따른다.

따라서,  $\alpha_1$ 이 랜덤 변수일 때 에러 확률을 구하기 위해서 식 (19)와  $\alpha_1$ 의 확률밀도함수의 평균을 취해야 한다. 그러므로, 다중경로 레일리 페이딩과 임펄스 잡음이 함께 존재하는 채널에서 DS/CDMA 시스템의 오류는 다음과 같다.

$$P_e = \int_0^{\infty} P_{imp}(\alpha_1) p(\alpha_1) d\alpha_1 \quad (23)$$

여기서,  $p(\alpha_1) = \frac{\alpha_1}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{\alpha_1^2}{2\sigma^2}\right]$ 는 레일리 확률밀도함수이다.

### 3.2 성능 개선 기법

#### 3.2.1 RAKE 수신기법

다중경로 페이딩에 의한 수신 신호의 열화를 극복하기 위하여 일반적으로 다이버시티 기법을 사용한다. 특히 그 중에서 MRC(Maximal Ratio Combinig) 방식을 사용한 다이버시티 기법을 RAKE 수신기라 한다. RAKE 수신기를 통해서 수신할 때, 일반성을 잃지 않기 위해서  $i$ 번째 사용자를 희망 사용자라고 가정하면, 희망 사용자의 신호는 동기 검파를 하므로 희망 사용자 신호의 각 경로에서 추정된 진폭과 위상을 이용하여 검파를 하게 된다. 그러므로, 채널에 대한 완벽한 추정을 가정하면  $i$ 번째 사용자에 대한 RAKE 수신기의 상관 수신기의 출력 값은 다음과 같다.

$$Z_i = \sum_{l=1}^B \int_0^{T_i} r(t) a_{i,l} c_l(t - \Delta_{i,l}) \cos(2\pi f_c t + \phi_{i,l}) dt \quad (24)$$

여기서,  $B$ 는 다이버시티 가지수이고 다중경로 수와 같다고 가정한다. 이때 상관기 출력값은 다음과 같다.

$$Z_i = D_i + MUI + \eta = D_i + \xi \quad (25)$$

여기서,

$$\begin{aligned} D_i &= \int_0^{T_i} \sqrt{2P_i} \sum_{l=1}^B a_{i,l}^2 b_l(t - \Delta_{i,l}) c_l(t - \Delta_{i,l})^2 \\ &\quad \cdot \cos(2\pi f_c t + \phi_{i,l})^2 dt \\ &= \sqrt{\frac{P_i}{2}} \sum_{l=1}^B a_{i,l}^2 b_l T_s \end{aligned} \quad (26)$$

$$\begin{aligned} MUI &= \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L I_{k,l} \\ &= \sum_{k=1}^K \sqrt{2P_k} \sum_{l=1}^L a_{k,l} \int_0^{T_k} b_k(t - \Delta_{k,l}) c_k(t - \Delta_{k,l}) \\ &\quad \cdot a_{i,l} c_l(t - \Delta_{i,l}) \cos(2\pi f_c t + \phi_{i,l}) dt \\ &= \sum_{k=1}^K \sqrt{\frac{P_k}{2}} \sum_{l=2}^L a_{k,l} a_{i,l} \cos(\phi_{k,l} - \phi_{i,l}) X_{k,l} \end{aligned} \quad (27)$$

$$\eta = \int_0^{T_i} n(t) c_l(t - \Delta_{i,l}) \cos(2\pi f_c t + \phi_{i,l}) dt \quad (28)$$

여기서,  $D_i$ 는 희망 사용자 신호,  $MUI$ 는 다른 사용자로부터 받는 다중 경로 간섭과 다중 사용자 간섭,  $\eta$ 는 임펄스 잡음 항을 나타낸다. 식 (16)과 같은 과정을 거치면  $MUI$  항의 평균전력은 다음과 같다.

$$\sigma_{MUI}^2 = \frac{NT_c^2}{6} \sum_{k=1}^K P_k \sum_{l=1}^L E[a_{k,l}^2] E[a_{i,l}^2] \quad (29)$$

3.1 절에서와 마찬가지로 완벽한 전력제어와 각



사용자마다 동일한 MIP 모델 ( $E[\alpha_{k,i}^2] = E[\alpha_i^2]$ ) 을 가정하면, 전체 잡음 전력(희망사용자의 다중 경로 간섭 성분+다른 사용자의 다중경로 및 다중 사용자 간섭성분+순수 가우스 잡음 성분+순수 임펄스 잡음 성분)은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \sigma_{\xi}^2 &= \sigma_{MUI}^2 + \sigma_{\eta}^2 \\ &= \frac{NT_c^2(K-1)P}{6} \sum_{i=1}^L E[\alpha_i^2]^2 + \frac{N_o T_s}{4} \left( \frac{\Gamma+1}{\Gamma'} \right) \end{aligned} \quad (30)$$

따라서,  $\xi$ 에 대한 확률밀도함수는 식 (6)에서 다음과 같이 변형되어야 한다.

$$\begin{aligned} W' &= \sigma_{\xi}^2 \\ \sigma_m'^2 &= \frac{m/A + \Gamma' \left( \frac{2(K-1)}{3N} \frac{E_s}{N_o} \sum_{i=1}^L E[\alpha_i^2]^2 + 1 \right)}{1 + \Gamma' \left( \frac{2(K-1)}{3N} \frac{E_s}{N_o} \sum_{i=1}^L E[\alpha_i^2]^2 + 1 \right)} \end{aligned} \quad (31)$$

이때, 임펄스 잡음을 고려한 DS/CDMA BPSK 시스템의 오율은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P_{imp} &= \int_{|D_A|}^{\infty} p_{\xi}(x) dx \\ &= e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \\ &\cdot Q \left( \sqrt{\frac{1}{\sigma_m'^2} \frac{\sum_{i=1}^R \alpha_i^2}{\frac{(K-1)}{3N} \sum_{i=1}^L E[\alpha_i^2]^2 + \frac{N_o}{2E_s} \left( \frac{\Gamma+1}{\Gamma'} \right)}} \right) \end{aligned} \quad (32)$$

따라서, RAKE 수신기를 통해 수신된 신호의 평

균 오율은 랜덤 변수  $z = \sum_{i=1}^R \alpha_i^2$ 의 p.d.f.  $p(z)$  을 이용하여 평균을 취하여 구한다.

$$P_e = \int_0^{\infty} P_{imp}(z) p(z) dz \quad (33)$$

여기서,  $p(z)$ 는 참고문헌 [12]에서처럼 쉽게 구할 수 있다.

### 3.2.2 터보 코드

상관기 출력후 판별기를 거친 심볼은 터보 복호기를 통해서 원래의 정보를 추정하게 된다. 또한 이때, 심볼 당 에너지는 다음과 같다.

$$E_s = E_b R \frac{n-v}{n} \quad (34)$$

여기서,  $E_s$ 는 심볼 당 에너지,  $E_b$ 는 비트 당 에너지,  $R$ 는 부호율이고,  $(n-v)/n$ 는 부호기를 종료시키기 위하여  $v$ 개의 꼬리 비트를 고려한 상수이며,  $n$ 은 프레임의 크기 또는 인터리버의 크기이다.

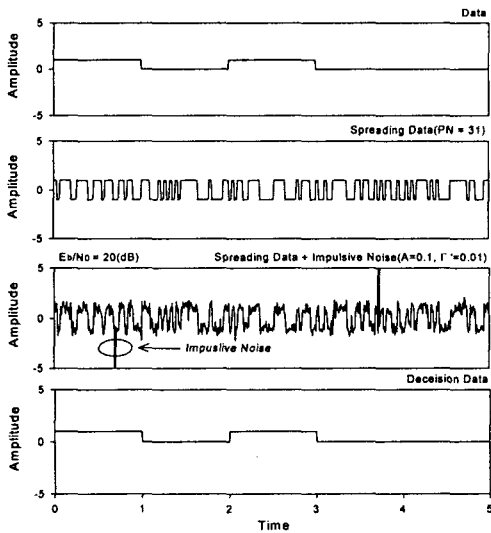
모두 0인 시퀀스가 보내어져서 그 중 잘못된 부호어(codeword)를 복호할 때 적어도 2 비트의 정보에 에러가 발생하게 된다. 그러므로 터보 코드의 에러 확률에 관한 하한(lower bound)은 다음과 같이 주어진다[12].

$$P_b \geq \frac{2}{n-v} P_e \quad (35)$$

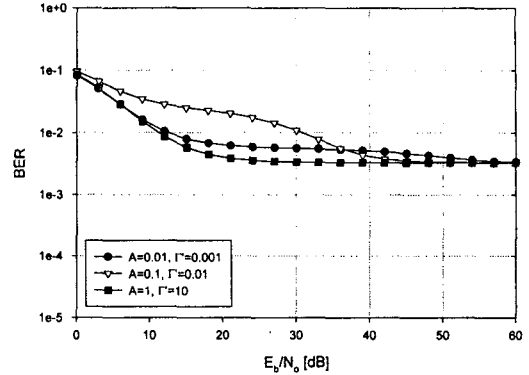
### N. 수치계산 및 결과

본 논문에서는 임펄스 잡음과 다중경로 레일리 페이딩 환경에서 비동기 DS/CDMA BPSK 시스템의 BER 성능을 분석하였다. 그리고, 열악한 채널 환경을 극복하고 성능을 개선하기 위해서 RAKE 수신기법과 터보 코드 기법을 사용하였다. 다중경로의 수  $L=3$ 으로 가정하였고, RAKE 수신기의 가지 수  $B$ 는  $L$ 과 같은 수를 가진다고 가정하였다. 또한, 확산에 의한 처리이득  $N=128$ 을 고려하였다.

그림 4는 임펄스 잡음 환경에서 확산 시스템에서의 수신 파형을 나타낸다. 임펄스 잡음이 발생하면 신호 성분에 임펄스 형태의 잡음이 크게 부과됨을 볼 수 있다.



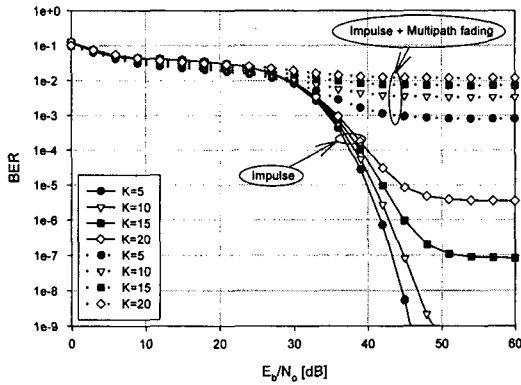
(그림 4) 임펄스 잡음 환경의 확산 시스템에서 수신 파형



(그림 5) 임펄스 잡음과 다중경로 페이딩 환경에서  $A$ 와  $\Gamma$ '의 변화에 따른 DS/CDMA 시스템의 성능 ( $K=10$ )

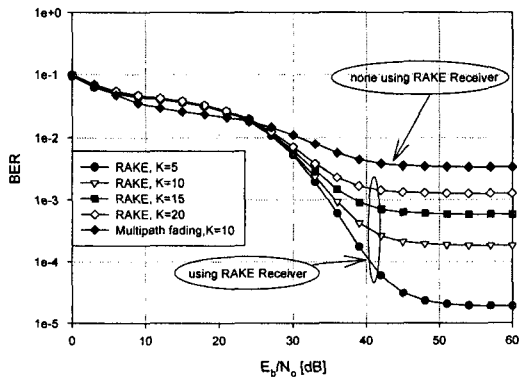
그림 5에서는 동시 사용자가 10 명일 때  $A$ 와  $\Gamma$ '에 따른 BER 성능을 나타낸다.  $E_b/N_0=36$  dB 이상에서는 임펄스성이 강한 환경에서 BER 성능이 나쁘지만, 그 이하에서는 임펄스성이 강한  $A=0.01, \Gamma=0.001$ 인 환경보다 임펄스 성이 비교적 약한  $A=0.1, \Gamma=0.01$ 인 환경에서 BER 성능이 더욱 나뉘었다. 이것은 그림 3에서 보는 바와 같이  $A=0.01, \Gamma=0.001$ 인 환경은 임펄스성 전력은 크지만 빈번하게 발생하지 않으나,  $A=0.1, \Gamma=0.01$ 인 환경은 비록 임펄스성 전력은 상대적으로 작지만 훨씬 빈번하게 발생하므로 낮은 신호 전력에서 BER 성능에 더 큰 영향을 미치게 된다.

그림 6에서는 임펄스 잡음만 존재하는 환경과 임펄스 잡음과 페이딩이 동시에 존재하는 환경에서 사용자 수에 따른 영향을 나타내었다.  $E_b/N_0=24$  dB 이하에서는 두가지 경우 모두에서 임펄스 잡음의 영향이 지배적이며 다중사용자 간섭의 영향은 거의 없다.



(그림 6)  $A=0.1$ ,  $\Gamma'=0.01$ 인 임펄스 잡음과 다중경로 페이딩 환경에서 사용자의 수의 변화에 따른 DS/CDMA 시스템의 성능

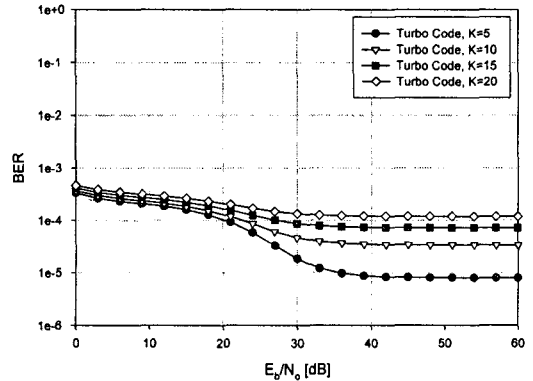
그러나, 그 이상의  $E_b/N_0$ 에서는 다중 사용자 간섭과 다중경로 페이딩에 의해서 BER 성능이 크게 나빠졌다.



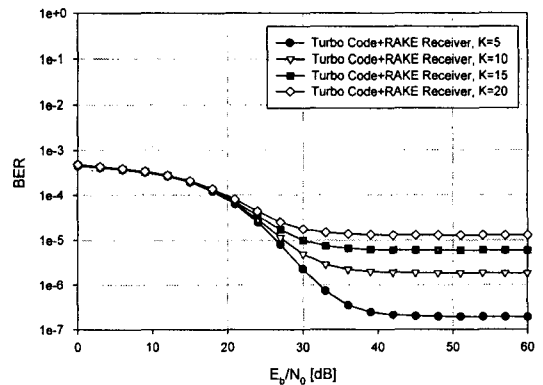
(그림 7)  $A=0.1$ ,  $\Gamma'=0.01$ 인 임펄스 잡음과 다중경로 페이딩 환경에서 RAKE 수신기에 의한 성능 개선

그림 7에서는 다중경로 페이딩의 영향을 줄이기 위해서 RAKE 수신 기법을 사용하였다. 그림 6

에서 언급했듯이 경계 SNR 이하에서는 RAKE 수신기를 사용할 때 오히려 성능이 조금 나빠졌지만, 그 경계  $E_b/N_0$  이상의 영역에서는 RAKE 수신 기법을 사용하면 약 10 배 정도 성능을 향상시킬 수 있다.



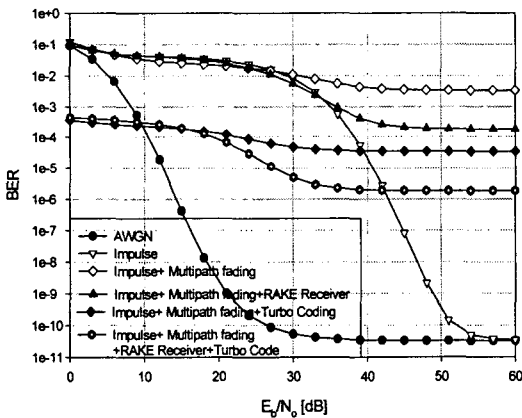
(그림 8)  $A=0.1$ ,  $\Gamma'=0.01$ 인 임펄스 잡음과 다중경로 페이딩 이 함께 존재하는 환경에서 터보 코드 채용시 DS/CDMA 시스템의 BER 성능



(그림 9)  $A=0.1$ ,  $\Gamma'=0.01$ 인 임펄스 잡음과 다중경로 페이딩이 함께 존재하는 환경에서 터보 코드와 RAKE 수신기 채용시 DS/CDMA 시스템의 BER 성능

그림 8에서는  $A=0.1$ ,  $\Gamma'=0.01$ 인 임펄스 잡음과 다중경로 페이딩이 함께 존재하는 환경에서 터보 코드 채용시 DS/CDMA 시스템에서의 사용자 수에 따른 BER 성능을 나타낸다. 임펄스 잡음의 영향이 지배적인  $E_b/N_o=30$  dB 이하의 영역에서는 터보 코드에 의한 성능 개선이 BER 측면에서 약 100 배정도 향상되었음을 볼 수 있다.

그림 9에서는 RAKE 수신기와 터보 코드를 함께 사용할 때의 BER 성능을 나타낸다. 경계 SNR 이하의 영역에서는 터보 코드에 의해서 성능 개선이 주로 이루어지고, 그 이상의 영역에서는 두가지 기법에 의해서 성능 개선이 이루어짐을 알 수 있다.



(그림 10) AWGN, 임펄스 잡음, 페이딩 환경에서 DS/CDMA 시스템의 성능 비교 ( $K=10$ )

그림 10에서는 DS/CDMA BPSK 시스템에서 AWGN, 임펄스 잡음, 임펄스 잡음+다중경로 레일리 페이딩 환경의 BER 성능을 각각 비교하였고, 이 중에서 최악의 상황인 임펄스 잡음+다중경로 레일리 페이딩 환경에서 RAKE 수신기와 터보 코드를 채용했을 때의 성능의 개선 정도를 알

아보았다. 임펄스 잡음 환경만을 고려할 때 신호 대 잡음 전력비를 충분히 크게 주면 ( $E_b/N_o=55$  dB 이상) AWGN 환경과 같은 BER 성능을 나타낸다. 임펄스 잡음과 페이딩 채널을 함께 고려할 때,  $E_b/N_o=30$  dB 이내에서는 임펄스 잡음에 의한 영향이 지배적이며 페이딩에 의한 영향은 거의 없지만,  $E_b/N_o=30$  dB 이상에서는 페이딩에 의해서 BER 성능이 크게 좌우된다. 터보 코드는  $E_b/N_o=30$  dB 이내의 임펄스 환경에서 충분한 성능을 발휘할 수 있으며, 이보다 높은 신호 대 잡음 전력비 영역에서는 약간의 성능 향상만을 보여주었다. 또한, 높은 신호대 잡음 전력비 영역에서는 페이딩을 효과적으로 제거할 수 있는 RAKE 수신기와 터보 코드를 같이 사용할 때 보다 우수한 성능을 얻을 수 있었다.

## V. 결 론

본 논문에서는 임펄스 잡음과 다중경로 페이딩이 함께 존재하는 환경에서 RAKE 수신기와 터보 코드를 채용시 비동기 DS/CDMA BPSK 시스템의 BER 성능을 분석하였다.

분석 결과,  $E_b/N_o=30$  dB 이하에서 임펄스 잡음과 페이딩이 함께 존재하는 환경에서는 임펄스 잡음의 영향이 지배적이었고 페이딩의 영향은 거의 없었다. 그러나, 그 이상의  $E_b/N_o$  영역에서는 페이딩에 의해서 BER 성능이 결정되었다. 마찬가지로, 다중사용자의 간섭도  $E_b/N_o=30$  dB 이하에서는 영향이 없지만 그 이상이 되면 큰 영향을 미쳤다.  $E_b/N_o=30$  dB 이하에서 터보 코드는 임펄스 잡음의 영향을 효과적으로 줄일 수 있었고, 그 이상의 신호 대 잡음 영역에서 더 큰

성능 향상은 이루어지지 않았다. RAKE 수신기는  $E_b/N_o=26$  dB 이하의 영역에서는 성능이 다소 열화되었지만, 그 이상의 영역에서는 BER 성능이 크게 향상되었다. 따라서, RAKE 수신기와 터보 코드를 같이 채용한다면 임펄스 잡음과 다중경로 레일리 페이딩에 의한 성능 열화를 크게 줄일 수 있다.

### 참고문헌

- [1] 3GPP, "Technical specification group radio access network: multiplexing and channel coding(FDD)," *3G TS 25.212 V3.2.0*, Mar. 2000.
- [2] K. Yamauch, N. Takahasi, and M. Meada, "Parameter measurement of class A interference on power line," *IEICE Trans.*, vol. E72 no. 1, pp. 7-9, Jan. 1989.
- [3] S. Miyamoto, Y. Yamanaka, T. Shinozuka, and N. Morinaga, "A study on the effect of microwave oven interference to the performance of digital radio communication systems," *IEICE Trans.*, vol. J79-B-II, no. 11, pp. 835-844, Nov. 1996.
- [4] D. Middleton, "Statistical-physical models of electromagnetic interference," *IEEE Trans. on Electromag. Compat.*, vol. EMC-19, No. 3, pp. 106-127, Aug. 1977.
- [5] D. Middleton, "Statistical-physical models for urban radio noise environment - Part I : foundations," *IEEE Trans. Electormag. Compat.*, vol. EMC-14, pp. 38-56, May 1972.
- [6] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitim-ajashima, "Near Shannon limit error-correction coding and decoding : turbo coding," in *International Conference on Communications*, pp. 1064-1070, 1993.
- [7] S. Hanaoka, S. Miyamoto, and N. Morinaga, "Performance of CDMA system under class-A impulsive noise environment," *APCC*, vol. 1, pp. 3D.2.1-3D.2.5, June, 1995.
- [8] S. Unawong, S. Miyamoto, and N. Morinaga, "Receiver design of CDMA system for impulsive radio noise environment," *Electromagnetic Compatibility Proceedings*, pp. 316-319, May 1997.
- [9] S. Unawang, S Miyamoto, and N. Morinaga, "A novel receiver design for DS-CDMA systems under impulsive radio noise environments," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E82-B, no. 6, pp. 936-943, June 1999.
- [10] M. B. Pursley, "Performance evaluation for phase-coded spread spectrum multiple-access communication -Part I: System analysis," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-25, pp. 795-799, Aug. 1977.
- [11] T. S. Rappaport, *Wireless Communications*, Prentice Hall, Inc., pp.

569-592, 1996.

[12] J. G. Proakis, *Digital Communication*, 3th Edition, McGraw-Hill, Inc., 1995.

[13] W. J. Blackert, E. K. Hall, and S. G. Wilson, "An upper bound on turbo code free distance," *IEEE ICC*, vol. 2, June 1996.



**강 희 곡**

1998년 2월 : 충북대학교 전자공학과 졸업  
 1999년 8월 : 한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과 석사

1999년 9월 - 현재 : 한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과 박사과정  
 <관심분야> 이동통신, IMT-2000, 채널 부호화 기법, EMI/EMC



**강 희 조**

1994년 2월: 한국항공대학교 항공전자공학과(공학박사)  
 1994년 7월~1995년 12월: 전자통신연구원 위성망연구소 초빙연구원

1996년 8월~1997년 8월: 오사카대학교 공학부 통신공학과 객원교수  
 1998년 3월~1998년 8월: 전자통신연구원 무선 이동위성 통신시스템 연구소 초빙연구원  
 1990년 3월~현재: 동신대학교 전기전자공학부 교수  
 2000년 6월~현재 : 한국전자과학회 호남지부 지부장

2000년 7월~현재 : 지역산업정보화센터 센터장  
 2000년 9월~현재 : 디지털영상매체기술혁신센터(TIC) 부소장

[관심분야] 무선통신, 이동통신 및 위성통신, 멀티미디어 통신, 환경전자공학, 무선광통신, 밀리미터파, 전자발광 (Electro Luminescence) 디스플레이



**조 성 준**

1969년 2월 : 한국항공대학교 항공통신정보공학과 졸업  
 1975년 2월 : 한양대학교 대학원 졸업 석사  
 1981년 3월 : 일본 오사카

대학교 대학원 통신공학과 박사  
 1972년 8월 - 현재 : 한국항공대학교 항공통신정보공학과 교수  
 <관심분야> 무선통신, 이동통신, 위성통신, 환경전자공학