

# 순방향 링크에서의 랜덤 확산과 직교 확산 DS-CDMA 송수신기의 성능 분석

정회원 최지웅\*, 이용환\*

## Performance analysis of random spreading and orthogonal spreading DS-CDMA systems in forward link

Ji Woong Choi\*, Yong Hwan Lee\* *Regular Members*

### 요 약

다중 경로 감쇄 채널 환경에서 순방향 DS-CDMA 송수신기의 성능은 사용자에게 할당된 확산 수열의 특성에 따라 영향을 받는다. DS-CDMA의 수신기 비트 오류 확률 (BER) 성능은 수신단에서의 신호 대 간섭전력비 (SIR)의 함수로서, 사용자 확산 수열로 왈시 부호와 같은 직교 수열을 사용한 직교 확산 방식과 임의의 랜덤 수열을 사용한 랜덤 확산 방식에서의 수신 신호 간섭 전력은 상이한 특성을 가진다. 이 논문에서는 채널 부호를 사용하지 않은 경우와 길쌈 부호를 사용한 경우에 대해 두 시스템에서의 수신 심벌 SIR을 유도한 뒤 몬테 카를로 분석을 통해 이론적인 BER 성능을 구하고, 전산 모의 실험을 통해 이러한 분석의 타당성을 확인한다. 위상 지연이 동일한 다른 사용자 신호들로 인한 간섭 전력의 상승으로 인해 랜덤 확산 방식은 직교 확산 방식에 비해 성능이 크게 떨어진다. 경로수가 증가함에 따라 이러한 성능 차이는 감소하나 경로수가 많은 경우에도 2배 이상의 사용자 용량 차이가 발생한다.

### ABSTRACT

The forward link performance of the DS-CDMA system is affected by the characteristics of spreading sequences. In this paper, the bit error rate (BER) performance is analyzed in terms of the signal to interference ratio (SIR) when orthogonal codes and random codes are used as the spreading sequence. When the convolutional codes and no channel code are employed, the BERs are calculated by Monte Carlo analysis and the verified by computer simulation. Unlike the use of random codes, the use of orthogonal codes can suppress the interference signals with the same path delay. The BER performance with the use of orthogonal spreading codes is better than that with the use of random spreading codes. As the number of multipaths increases, the performance difference between the use of the two spreading codes decreases. However, it is shown that the number of users can be at least doubled with the use of orthogonal spreading codes compared to the use of random spreading codes.

### I. 서론

직접 수열 부호 분할 다중 접속 (DS-SS) 방식은 다른 전송 방식에 비해 높은 전송 용량과 편리한 다중 전송을 특성으로 인해 이동 통신 환경에서 많은 주목을 받고 있다<sup>[1,2]</sup>. DS-SS 방식에서

는 전송될 협대역 신호가 확산 신호에 곱해져 광대역으로 확산된 뒤 안테나를 통해 전송된다. 수신된 신호는 전송단과 수신단 사이의 장애물 등에 의해서 서로 다른 경로를 거치게 되며, 각각의 경로 신호는 서로 독립적인 감쇄를 겪게 된다<sup>[1]</sup>. 수신단에서는 이러한 다중 경로 신호를 수신하게 되고, 길쭉 수신

\* 서울대학교 전기공학부

논문번호: 99450-1110, 접수일자: 1999년 11월 10일

\* 이 논문은 한국통신 정보통신기초 연구과제 연구결과의 일부입니다. \*

기는 이러한 각 경로의 신호를 분리한 뒤 각 경로에 적당한 가중값을 곱하여 수신 신호를 판별하게 된다<sup>[4]</sup>.

순방향 링크에서는 모든 사용자 신호의 동기가 일치하기 때문에 사용자마다 고유의 확산 수열을 할당하여 사용자간의 간섭을 없앨 수 있다. 주파수 비선택적인 감쇄 채널 조건에서는 사용자 확산 수열의 직교성으로 인해 다른 사용자간의 간섭은 상쇄되어 배경 잡음의 조건에 따라 성능이 좌우된다. 그러나, 경로수가 2개 이상인 주파수 선택적인 감쇄 채널 환경에서는 경로수가 많아질수록 이러한 사용자 확산 수열의 직교성이 상실되어 성능이 나빠진다.

직교성을 갖는 확산 수열을 이용한 송수신기의 성능은 사용자간에 임의의 의사 잡음 수열을 할당한 송수신기의 성능에 비해 우수함이 알려져 있다<sup>[5]</sup>. 이는 다중 경로 채널의 경우에도 위상 지연이 동일한 경로 신호간에는 직교성이 존재하기 때문이며, 두 시스템의 성능 차이는 채널 특성, 사용자수 등에 따라 변화하게 된다. 채널 부호를 사용하지 않은 조건에서 몬테 카를로 분석을 통하여 위의 두 가지 방식의 송수신기 성능이 분석된 바 있다<sup>[5]</sup>. 그러나, [5]에서는 동일 경로를 거치는 다른 사용자 신호들에 의한 간섭 전력의 영향이 실제에 비해 적게 평가되어 두 방식의 성능 차이가 크게 발생하지 않으며, 경로수가 증가함에 따라 이러한 성능 차이는 감소하여 경로수가 많은 채널 환경일 경우 두 방식의 BER 성능이 거의 같아진다. 그러나, 랜덤 확산 의사 잡음 수열을 사용할 경우 동일 경로를 거치는 다른 사용자 신호들에 의한 간섭 전력은 수신 심벌의 간섭 전력에 상당한 부분을 차지하게 되며, 직교 확산 방식 수열을 사용하는 경우 이러한 간섭 신호는 수신 신호의 직교성으로 인해 상쇄되기 때문에, 두 방식의 BER 성능 차이가 크게 발생한다. 일정한 BER을 만족하는 사용자 용량 측면에서 두 방식은 2~3배의 용량 차이가 생기며, 경로수가 증가해도 이러한 간섭 신호가 전체 간섭 전력에 미치는 영향이 여전히 크기 때문에 두 방식의 성능 차이는 그다지 줄어들지 않는다.

이 논문에서는 채널 부호를 사용하지 않은 경우와 길쌈 부호를 사용한 경우에 대해 직교 확산 방식과 랜덤 확산 방식에서의 수신 심벌 신호 대 간섭비 (SIR)를 계산하고, 몬테 카를로 분석을 통해 이론적인 BER 성능을 구한다. 또한, 송수신 블록들의 연결을 통한 전산 모의 실험 결과를 분석값과 비교함으로써 성능 분석의 타당성을 확보한다.

2장에서는 송수신기, 채널 모델에 따른 갈퀴 수신기의 출력을 전개하며, 3장에서는 채널 부호가 사용되지 않은 송수신기의 성능을, 4장에서는 길쌈 부호를 사용한 송수신기의 성능을 분석한다. 마지막으로 결론을 5장에서 기술한다.

## II. 시스템 모델

### 1. 기지국 송신기

이 논문에서는 기지국 하나에 여러 사용자들이 속해 있는 단일 셀 환경을 가정한다. DS-CDMA 기지국의 송신기는 그림 1과 같이 사용자 확산 신호간에 직교성이 유지되는 직교 확산 방식과 의사 잡음 수열을 확산 신호로 사용한 랜덤 확산 방식이 있으며, 구축장의 길이가  $K$ 이고 부호화율이  $r$ 인 길쌈 부호와 가로, 세로 크기가 각각  $W, D$ 인 인터리버의 사용을 가정한다. 여기서, 길쌈 부호기와 인터리버를 제외하면 채널 부호가 사용되지 않은 비채널 부호 경우와 같게 된다.

직교 확산 방식에서는 협대역 사용자 신호를 각 사용자에게 할당된 고유의 직교 확산 수열을 사용하여 확산시킨 뒤 셀 고유의 확산 의사 잡음 수열을 곱하게 된다<sup>[6]</sup>. 이 때, 직교 확산 수열로는 Walsh 수열을 사용한다.  $M$ 명의 사용자가 동시에 신호를 전송하는 경우 전송되는 신호  $x(t)$ 는 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$x(t) = \sum_{i=1}^M x_i(t) c_{w,i}(t) \quad (1)$$

여기서  $x_i(t)$ 는 각각  $i$ 번째 사용자의 메시지 신호,  $c_{w,i}(t)$ 는 직교 확산 방식의 복소 확산 신호를 나타내며 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} x_i(t) &= \sqrt{\frac{E_s}{T}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_{i,k} p_T(t - kT) \\ c_{w,i}(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_{w,i}[n] p_{T_c}(t - nT_c) \\ c_{w,i}[n] &= w_i[n] q[n] \end{aligned} \quad (2)$$

여기서  $T$ 는 심벌 전송 시간,  $E_s$ 는 심벌당 에너지,  $x_{i,k}$ 는  $k$ 번째 시간에서  $\pm 1$ 의 값을 갖는  $i$ 번째 사용자의 신호를 의미한다. 또한,  $p_T(t)$ 는

$$p_T(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < T \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$

로 주어지는 직각 파형을 갖는 성형 펄스이다.  $T_c$ 는 칩 지속 시간을 의미하며, 확산 신호에 따른 처리 이득을  $N$ 이라 하면  $T=NT_c$ 이다.  $w_i[n]$ 는  $\pm 1$ 의 값을 갖는 칩 시간  $n$ 에서의  $i$ 번째 사용자의 직교 수열이고,  $q[n]$ 은 셀마다 고유한 복소 의사 잡음 수열로

$$q[n] = \frac{1}{\sqrt{2}} (q_I[n] + jq_Q[n]) = e^{j\phi[n]} \quad (3)$$

이다. 여기서

$$\phi[n] = \tan^{-1} \{ q_Q[n]/q_I[n] \}, \quad q_I[n], q_Q[n] \in \{-1, 1\}$$

이다.

랜덤 확산 방식에서는 사용자 신호를 사용자에게 할당된 고유의 랜덤 의사 잡음 확산 수열을 이용하여 확산시킨 뒤 전송된다<sup>[7]</sup>.  $M$ 명의 사용자가 있는 경우 전송되는 신호  $x(t)$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$x(t) = \sum_{i=1}^M x_i(t) c_{p,i}(t) \quad (4)$$

여기서  $c_{p,i}(t)$ 는 랜덤 확산 방식의  $i$ 번째 사용자 복소 확산 신호로

$$c_{p,i}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g_i[n] p_{T_c}(t - nT_c) \quad (5)$$

로 표시되며,  $g_i[n]$ 는 랜덤 확산 방식의  $i$ 번째 사용자 복소 확산 수열로

$$g_i[n] = \frac{1}{\sqrt{2}} (g_{i,I}[n] + jg_{i,Q}[n]) = e^{j\psi_i[n]} \quad (6)$$

와 같이 주어진다. 여기서,

$$\psi_i[n] = \tan^{-1} \{ g_{i,Q}[n]/g_{i,I}[n] \}, \quad g_{i,I}[n], g_{i,Q}[n] \in \{-1, 1\}$$

이다.

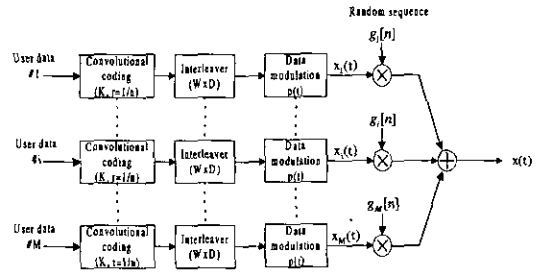
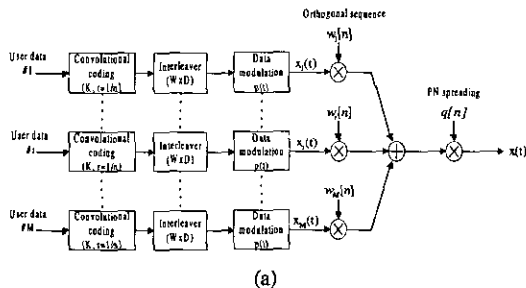


그림 1. DS-SS-CDMA 기저국 송신단의 기저 대역 모델(a: 직교확산, b: 랜덤확산)

### 2. 채널

기지국의 전송단과 단말국의 수신단 사이의 많은 장애물로 인해 전송 신호는 여러 경로를 거치게 되며 각각의 경로 신호는 서로 다른 감쇄와 지연 시간을 겪게 된다. 각 경로의 감쇄 특성이 서로 독립이고 지연 시간이 칩 시간의 정수배라 가정할 경우, 경로수가  $L$ 인 채널의 응답 특성  $h(t, \tau)$ 는

$$h(t, \tau) = \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i(t - d_i T_c) e^{j\phi_i(t - d_i T_c)} \delta(\tau - d_i T_c) \quad (7)$$

와 같이 표시할 수 있다. 여기서  $\alpha_i(t)$ ,  $\phi_i(t)$ 는 시간  $t$ 에서  $i$ 번째 경로의 채널 이득과 위상을 나타낸다.  $\delta(t)$ 는 디랙 충격 함수를 나타내며,  $d_i$ 는 0이상의 정수이다.

### 3. 단말국 수신기

송신된 신호  $x(t)$ 가 채널을 거쳐 수신단에 도달한 신호  $r(t)$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$r(t) = \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i(t - d_i T_c) e^{j\phi_i(t - d_i T_c)} x(t - d_i T_c) + n(t) \quad (8)$$

여기서  $n(t)$ 는 배경 잡음으로 평균이 0이고 단방향 전력 밀도가  $N_0$ 인 가산성 백색 정규 잡음이다.

그림 2는 DS-SS-CDMA 수신단의 기저 대역 블럭도를 나타낸 것으로, 갈퀴 수신기에서는 수신 신호  $r(t)$ 를 다중 경로의 지연 시간에 맞는 확산 신호를 이용하여 역확산하고, 추정된 채널 이득과 위상을 고려한 뒤 모든 경로의 출력값을 더하는 최대비 결합을 수행한다. 이 때, 갈퀴 수신기의 핑거는 매 경로마다 하나씩 총 경로수만큼 할당한다고 가정한다. 길쌈 부호가 사용된 경우, 최대비 결합을 통해 얻은 수신 심벌은 디인터리버를 거쳐 비터비 복호기로 전달되어 복호된다. 채널 부호가 사용되지 않은 경

우, 수신 심벌은 판별기로 전달되어 결정된다.

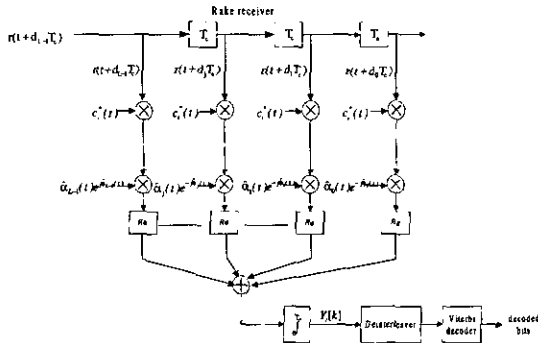


그림 2. DS-SS Rake 수신단의 기저 대역 모델

$i$ 번째 사용자의  $k$ 번째 송신 심벌에 대한 갈퀴 수신기의 출력  $Y_i[k]$ 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$Y_i[k] = \sum_{l=0}^{L-1} y_{i,l}[k] \quad (9)$$

여기서  $y_{i,l}[k]$ 는  $l$ 번째 경로의 수신 신호 성분으로

$$y_{i,l}[k] = \text{Re} \left\{ \int_{kT}^{(k+1)T} r(t+d_l T_c) c_i^*(t) \hat{\alpha}_i(t) e^{-j\hat{\phi}_i(t)} dt \right\} \quad (10)$$

와 같다. 여기서,  $c_i(t)$ 는 확산 신호로, 직교 확산 방식의 경우  $c_i(t) = c_{w,i}(t)$ 이고 랜덤 확산 방식의 경우  $c_i(t) = c_{p,i}(t)$ 이 된다. 또한,  $\hat{\alpha}_i(t)$ ,  $\hat{\phi}_i(t)$ 는 채널 추정기를 이용해 추정된 시간  $t$ 에서의  $l$ 번째 경로의 채널 이득과 위상값이다. 한 심벌내에 채널 특성이 변화하지 않는다고 가정하면

$$y_{i,l}[k] = \text{Re} \left\{ \int_{kT}^{(k+1)T} r(t+d_l T_c) c_i^*(t) \hat{\alpha}_i[k] e^{-j\hat{\phi}_i[k]} dt \right\} \quad (11)$$

으로 표시할 수 있다. 일반적인 순방향 링크 CDMA 시스템의 경우 큰 전력의 공통 파일럿 신호가 기저국으로부터 전송되므로 정확한 채널 추정이 가능하다. 따라서, 채널 추정이 완벽하다고 가정하면

$$y_{i,l}[k] = \text{Re} \left\{ \int_{kT}^{(k+1)T} r(t+d_l T_c) c_i^*(t) \alpha_i[k] e^{-j\phi_i[k]} dt \right\} \\ = s_{i,l}[k] + i_{i,l}[k] + m_{i,l}[k] + u_{i,l}[k] + n_{i,l}[k] \quad (12)$$

와 같이 쓸 수 있다. 여기서  $s_{i,l}[k]$ 는  $i$ 번째 사용자

의 원하는 신호 성분으로

$$s_{i,l}[k] = \text{Re} \left\{ \int_{kT}^{(k+1)T} x_i(t) c_i(t) \alpha_i^2[k] dt \right\} = x_{i,k} \alpha_i^2[k] \sqrt{E_c T} \quad (13)$$

으로 주어지며,  $i_{i,l}[k]$ 는  $i$ 번째 사용자 신호에 의한 간섭신호 성분으로

$$i_{i,l}[k] = \text{Re} \left\{ \int_{kT}^{(k+1)T} \sum_{p=0, p \neq i}^{L-1} x_p(t-d_p T_c) c_i^*(t-d_p T_c) \alpha_p[k] \alpha_i[k] e^{-j\phi_i[k]} dt \right\} \\ = \text{Re} \left\{ \sum_{p=0, p \neq i}^{L-1} \alpha_p[k] \alpha_i[k] e^{-j\phi_i[k]} \sum_{l=0}^{N-1} \int_{kT}^{(k+1)T} x_p(t-d_p T_c) c_i^*(t-d_p T_c) dt \right\} \quad (14)$$

$$\left\{ = \text{Re} \left\{ \sum_{p=0, p \neq i}^{L-1} \alpha_p[k] \alpha_i[k] e^{-j\phi_i[k]} \sum_{l=0}^{N-1} \sqrt{E_c T_c} x_{p,l} [n_{p,l}] w_l [n_{p,l}] e^{j(\theta_{p,l} - \phi_i[k])} \right\} \right\}; \text{ 직교 확산} \\ \left\{ = \text{Re} \left\{ \sum_{p=0, p \neq i}^{L-1} \alpha_p[k] \alpha_i[k] e^{-j\phi_i[k]} \sum_{l=0}^{N-1} \sqrt{E_c T_c} x_{p,l} e^{j(\theta_{p,l} - \phi_i[k])} \right\} \right\}; \text{ 랜덤 확산}$$

과 같이 표현된다. 여기서,  $E_c$ 는 칩당 신호 전력으로  $E_c = E_s / N$ 이다. (14)에서 심벌 구간 동안  $x_{i,k}$ 이 아닌  $x_{i,k-1}$  또는  $x_{i,k+1}$ 에 해당하는 영역이 존재하지만, 역확산 과정에서 수신 신호의 확률적 특성이 변화하지 않기 때문에  $x_{i,k}$ 로 가정하고 전개하였다.  $m_{i,l}[k]$ 는  $l$ 번째 경로의 다른 사용자에 의한 간섭신호 성분으로

$$m_{i,l}[k] = \text{Re} \left\{ \int_{kT}^{(k+1)T} \sum_{q=1, q \neq i}^M x_q(t) c_q(t) c_i^*(t) \alpha_i^2[k] dt \right\} \\ = \alpha_i^2[k] \text{Re} \left\{ \sum_{q=1, q \neq i}^M \int_{kT}^{(k+1)T} x_q(t) c_q(t) c_i^*(t) dt \right\} \quad (15)$$

$$= \alpha_i^2[k] \sum_{q=1, q \neq i}^M \sqrt{\frac{E_c}{T_c}} \text{Re} \left\{ x_{q,k} \int_{kT}^{(k+1)T} c_q(t) c_i^*(t) dt \right\} \\ \left\{ = 0; \text{ 직교 확산} \right. \\ \left. = \alpha_i^2[k] \sqrt{E_c T_c} \sum_{q=1, q \neq i}^M x_{q,k} \sum_{l=0}^{N-1} \text{Re} \left\{ e^{j(\theta_{q,l} - \phi_i[k])} \right\} \right\}; \text{ 랜덤 확산}$$

가 됨을 알 수 있다. 랜덤 확산 경우의  $m_{i,l}[k]$ 에서,  $\alpha_i^2[k]$  이외의 항들은  $l$ 에 무관하므로 경로에 관계없이 동일한 값을 갖게 된다. 즉, 경로에 관계없이 다른 사용자 신호에 해당하는 갈퀴 수신기 출력 성분은 한 심벌 기간 동안 같은 부호의 값을 갖게 되어 간섭신호의 전력이 증폭된다.  $u_{i,l}[k]$ 는 다른 사용자들의  $l$ 번째 경로가 아닌 다른 경로 신호들의 간섭신호 성분으로

$$u_{i,j}[k] = \text{Re} \left\{ \sum_{q=1}^M \sum_{p=0, p \neq q}^{L-1} x_p(t - (d_p - d_i)T_c) c_i^*(t) \alpha_p[k] e^{j\theta_p[k]} \alpha_i[k] e^{-j\theta_i[k]} dt \right\}$$

$$= \text{Re} \left\{ \sum_{q=1}^M \sum_{p=0, p \neq q}^{L-1} \alpha_p[k] \alpha_i[k] e^{j(\theta_p[k] - \theta_i[k])} \sum_{z=0}^{N-1} \int_{zT_c}^{(z+1)T_c} x_p(t + (d_p - d_i)T_c) c_i^*(t + (d_p - d_i)T_c) dt \right\}$$

(16)

$$\left\{ = \text{Re} \left\{ \sum_{q=1}^M \sum_{p=0, p \neq q}^{L-1} \alpha_p[k] \alpha_i[k] e^{j(\theta_p[k] - \theta_i[k])} \sum_{z=0}^{N-1} \sqrt{E_c T_c} x_{p,z} v_i[n_{p,z}] v_i^*[n_{i,z}] e^{j(d_p - d_i - \tau_i[n_{i,z}])} \right\} \right.$$

직교확산

$$\left. \left\{ = \text{Re} \left\{ \sum_{q=1}^M \sum_{p=0, p \neq q}^{L-1} \alpha_p[k] \alpha_i[k] e^{j(\theta_p[k] - \theta_i[k])} \sum_{z=0}^{N-1} \sqrt{E_c T_c} x_{p,z} e^{j(\theta_p[n_{p,z}] - \theta_i[n_{i,z}])} \right\} \right. \right.$$

랜덤확산

이 된다.  $n_{i,t}[k]$ 는 배경 잡음으로 인한 간섭 신호로

$$n_{i,t}[k] = \text{Re} \left\{ \int_0^T n(t + d_i T_c) c_i^*(t) \alpha_i[k] e^{-j\theta_i[k]} dt \right\}$$

$$= \text{Re} \left\{ \sum_{z=0}^{N-1} \int_{zT_c}^{(z+1)T_c} n(t + d_i T_c) c_i^*(t) \alpha_i[k] e^{-j\theta_i[k]} dt \right\}$$

(17)

로 표시된다.

따라서, 갈퀴 수신기의 출력  $Y_i[k]$ 는

$$Y_i[k] = \sum_{l=0}^{L-1} (s_{i,l}[k] + i_{i,l}[k] + m_{i,l}[k] + u_{i,l}[k] + n_{i,l}[k])$$

$$= S_i[k] + I_i[k] + M_i[k] + U_i[k] + N_i[k]$$

(18)

과 같이 표시될 수 있다. 여기서,  $S_i[k]$ 는 원하는 사용자 신호로

$$S_i[k] = x_{i,k} N \sqrt{E_c T_c} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l^2[k]$$

(19)

과 같이 주어진다. 사용자의 수가 충분히 많다고 가정하면 원하는 사용자 신호  $S_i[k]$ 를 제외한 나머지 간섭 신호 항들은 중심 극한 정리에 의해 각각 정규 확률 변수로 근사화할 수 있으므로, 각 간섭 신호들의 평균과 분산값을 구해 통계적 특성을 계산한다.

원하는 사용자 신호의 다중 경로에 의한 간섭 성분  $I_i[k]$ 의 평균과 분산은

$$E\{I_i[k]\} = 0$$

(20)

$$V\{I_i[k]\} = \text{var} \left\{ \sum_{l=0}^{L-1} \sqrt{E_c T_c} \sum_{s=0, s \neq l}^{L-1} \alpha_s[k] \alpha_l[k] \eta_{k,l,s} \cos(\phi_l[k] - \phi_s[k] + \theta[n_{i,z}]) \right\}$$

$$= \frac{1}{2} E_c T_c N \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{s=0, s \neq l}^{L-1} \alpha_l^2[k] \alpha_s^2[k]$$

; 직교확산

$$V\{I_i[k]\} = \text{var} \left\{ \sum_{l=0}^{L-1} \sqrt{E_c T_c} \sum_{p=0, p \neq l}^{L-1} \alpha_p[k] \alpha_l[k] \eta_{k,p,l} \cos(\phi_l[k] - \phi_p[k] + \psi_l[n_{i,z}] - \psi_l[n_{p,z}]) \right\}$$

$$= \frac{1}{2} E_c T_c N \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{s=0, s \neq l}^{L-1} \alpha_l^2[k] \alpha_s^2[k]$$

; 랜덤확산

으로 주어진다. 여기서  $\eta_{k,p,l}$ 는 칩 시간  $z$ 에서의 두 경로의 왕시 수열의 곱으로 -1 또는 1의 값을 갖는 확률변수이다. 같은 방식으로

$$E\{M_i[k]\} = 0$$

$$V\{M_i[k]\} = \begin{cases} 0; & \text{직교 확산} \\ \frac{1}{2} E_c T_c N (M-1) \left\{ \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l^2[k] \right\}^2; & \text{랜덤 확산} \end{cases}$$

(21)

이고, 다른 사용자의 경로간 간섭 성분  $U_i[k]$ 는

$$E\{U_i[k]\} = 0$$

(22)

$$V\{U_i[k]\} = \frac{1}{2} E_c T_c N (M-1) \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{s=0, s \neq l}^{L-1} \alpha_l^2[k] \alpha_s^2[k]; \text{ 직교 확산, 랜덤 확산}$$

가 되고, 배경 잡음의 간섭 성분  $N_i[k]$ 는 아래와 같다.

$$E\{N_i[k]\} = 0$$

$$V\{N_i[k]\} = \frac{N_c}{2} T_c N \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l^2[k]$$

(23)

### III. 채널 부호가 사용되지 않은 경우의 성능 분석

채널 부호를 사용하지 않은 경우, 매 심볼마다 수신 신호를 결정하기 때문에 수식 기술의 편의를 위해 (18)에서  $k$ 를 없앨 수 있다. 사용자의 수가 충분히 많을 경우 일반적으로 다른 사용자의 간섭 신호의 전력이 충분히 커서 배경 잡음의 간섭을 무시할 수 있으므로 채널의 경로 이득  $\{\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_{L-1}\}$ 의 집합을  $\alpha$ 라 할 때,  $\alpha$ 에 대한 조건부 SIR  $\lambda(\alpha)$ 를 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$\lambda(\alpha) = \frac{S_i^2}{V\{Y_i\}}$$

$$\approx \frac{S_i^2}{V\{I_i + M_i + U_i\}}$$

(24)

$$\begin{aligned}
 &= \frac{E_b T \left( \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i^2 \right)^2}{\frac{E_c T_c N}{2} \left\{ \chi(M-1) \left( \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i^2 \right)^2 + M \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{p=0, p \neq i}^{L-1} \alpha_i^2 \alpha_p^2 \right\}} \\
 &= \frac{2N \left( \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i^2 \right)^2}{\chi(M-1) \left( \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i^2 \right)^2 + M \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{p=0, p \neq i}^{L-1} \alpha_i^2 \alpha_p^2}
 \end{aligned}$$

여기서 직교 확산 방식에서는  $x=0$ , 랜덤 확산 방식에서는  $x=1$ 이다. 따라서, BPSK 변조 동기 방식의 비트 오류 확률식으로부터  $\alpha$ 에 대한 조건부 비트 오류 확률은

$$p_b(\alpha) = Q(\sqrt{\lambda(\alpha)}) \quad (25)$$

과 같이 표시된다. 여기서  $Q(\lambda) = \int_{\lambda}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp(-\frac{x^2}{2}) dx$ 이다. 따라서, 채널 경로 이득  $\alpha$ 가 발생할 확률을  $f(\alpha)$ 라 할 경우  $f(\alpha)$ 는 채널의 감쇄 특성에 따라 결정되며, 평균 비트 오류 확률은

$$P_b = \int_0^{\infty} p_b(\alpha) f(\alpha) d\alpha \quad (26)$$

가 된다. 위 식은 전개된 수식 형태로 표시할 수 없으므로 채널 경로 이득  $\alpha$ 를 발생시켜서 몬테 카를로 분석을 수행하여 비트 오류 확률을 구할 수 있다.

랜덤 확산 방식의 사용자수를  $M_p$ , 직교 확산 방식의 사용자수를  $M_w$ 라 하면, 두 방식의 수신기가 동일한 BER을 갖기 위해서는 다음과 같이 식 (24)에서의 간섭 전력이 같아야 한다.

$$(M_p - 1) \left( \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i^2 \right)^2 + M_p \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{p=0, p \neq i}^{L-1} \alpha_i^2 \alpha_p^2 = M_w \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{p=0, p \neq i}^{L-1} \alpha_i^2 \alpha_p^2 \quad (27)$$

여기서  $\eta = \frac{\sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i^4}{\sum_{i=0}^{L-1} \sum_{p=0, p \neq i}^{L-1} \alpha_i^2 \alpha_p^2}$ 라 하면, 위 식은 다음과 같이 표현된다.

$$M_w = (M_p - 1)(1 + \eta) + M_p = (2 + \eta)M_p - (1 + \eta) \quad (28)$$

여기서  $\eta$ 의 범위는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i^4 - \frac{1}{L-1} \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{p=0, p \neq i}^{L-1} \alpha_i^2 \alpha_p^2 &= \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i^4 - \frac{2}{L-1} \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{p=i+1}^{L-1} \alpha_i^2 \alpha_p^2 \\
 &= \frac{1}{L-1} \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{p=i+1}^{L-1} (\alpha_i^2 - \alpha_p^2)^2 \\
 &\geq 0
 \end{aligned} \quad (29)$$

따라서,  $\eta = \frac{M_w - 2M_p + 1}{M_p - 1} \geq \frac{1}{L-1}$  이고, 이를

전개하면

$$M_w \geq \left(2 + \frac{1}{L-1}\right)M_p - \frac{L}{L-1} \quad (30)$$

이 된다. 위 식은 채널의 경로수  $L$ 이 증가할수록 식 (30)의 결과값의 상대적 분산이 작아지므로 등식에 가까워진다. 경로수가 적은 경우  $M_w > 2M_p$ 이고, 경로수가 많은 경우에도  $M_w \approx 2M_p$ 이 되어, 일정한 BER을 만족하는 두 확산 방식의 사용자수는 채널의 감쇄 특성과 채널의 다중 경로수에 관계없이 2배 이상 차이 나게 된다.

그림 3은 각 경로의 평균 전력이 동일한 레일리 감쇄 채널에서 직교 확산 방식과 랜덤 확산 방식의 DS-SSM 송수신기의 BER성능을 사용자수와 채널 경로수의 변화에 따라 나타낸 것이다. 실험 환경 변수들은 IS-95시스템과 동일하게 설정하였으며,  $N = 64$ ,  $T = 52\mu$  ( $=1/19200$ ) 초이다. 수신단에서는 위상 지연과 채널 특성을 완벽히 알고 있으며, 타이밍 오류는 없다고 가정하였다. 그림에서는 비교의 편리를 위해 몬테 카를로 분석값을 analysis라 하였고, 시스템 전산 모의 실험 결과를 simulation이라 표기하였다. 순방향 링크의 경우, 원하는 사용자 신호와 다른 사용자의 간섭 신호가 동일한 감쇄를 겪기 때문에 배경 잡음을 무시할 경우 감쇄에도 불구하고 SIR은 일정하다. 따라서, 경로수 증가에 따른 다이버시티 효과는 일어나지 않는다. 한편, 경로수가 많아질수록 경로간 간섭이 증가하기 때문에 직교 확산 방식, 랜덤 확산 방식 모두 채널 경로수가 증가함에 따라 성능이 떨어진다. 또한, 그림 3을 통해 비트 오류 확률 (BER)  $10^{-3}$ 에 해당하는 직교 확산 방식의 다중 사용자의 수는 랜덤 확산 방식의 다중 사용자 수에 비해 2.0배(경로수 10개인 채널) ~ 3.1배(경로수 2개인 채널) 많음을 알 수 있으며 이는 식 (30)과도 잘 부합된다.

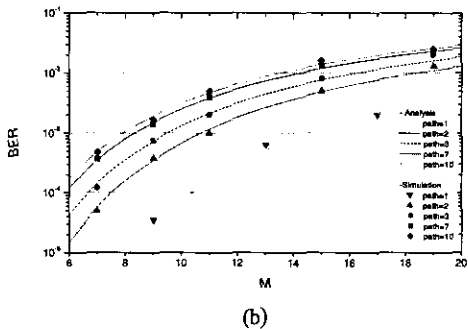
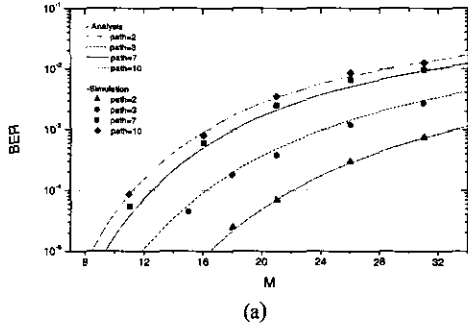


그림 3. 채널 부호가 사용되지 않은 경우의 DS-SS-CDMA의 BER 성능

#### IV. 길쌈 부호가 사용된 경우의 성능 분석

길쌈 부호를 사용할 경우, 모든 부호들이 0인 경로와 이 경로와 같은 노드에서 출발하여 다시 같은 노드에서 합쳐지는 경로를 형성하는 부호들이 오류를 유발한다. 따라서, 이 들 부호들이 유발하는 오류 확률을 각각의 해밍 거리별로 합산함으로써 전체 오류 확률을 구할 수 있다<sup>[6]</sup>. 부호가 모두 0인 경로 0에 대한, 해밍 거리가  $d$ 인 부호를 가진 임의의 경로 1의 오류 확률을  $P_d$ 라 하고, 경로 0과 경로 1의 메트릭을  $CM^{(0)}$ ,  $CM^{(1)}$ 이라 하면 길이가  $B$ 인 부호의  $P_d$ 는 아래와 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned}
 P_d &= \text{Prob}\{CM^{(1)} > CM^{(0)}\} \\
 &= \text{Prob}\left\{\sum_{k=1}^B Y_i[k](\hat{x}_{i,k} - x_{i,k}) > 0\right\} \\
 &= \text{Prob}\left\{\sum_{k=1}^d Y_i[k](\hat{x}_{i,k} - x_{i,k}) > 0\right\} \\
 &= \text{Prob}\left\{\sum_{k=1}^d Y_i[k'] > 0\right\} \tag{31}
 \end{aligned}$$

여기서  $Y_i[k]$ 는 (18)에서 얻어진 갈퀴 수신기의 출력값이다. 또한,  $x_{i,k}(-1)$ ,  $\hat{x}_{i,k}$ 는 경로 0의 부호, 경로 1의 부호를 나타내며,  $x_{i,k'}(-1)$ ,  $\hat{x}_{i,k}$ 는  $x_{i,k}$ ,  $\hat{x}_{i,k}$ 중에서 두 경로간에 부호가 다른 경우에 해당하는 각각의 부호이다. 따라서,  $x_{i,k'} = -1$ ,  $\hat{x}_{i,k} = 1$ 이 된다. 표기를 간단히 하기 위해 다음부터는  $k'$ 대신  $k$ 를 사용한다.

채널 경로의 이득  $\alpha$ 가 주어졌을 때 해밍 거리  $d$ 에 따른 조건부 비트 오류 확률은

$$\begin{aligned}
 p_d(\alpha) &= \text{Prob}\left\{\sum_{k=1}^d Y_{i,k} > 0 \mid x_k = -1, \forall k\right\} \\
 &= Q\left(\frac{\left(\sum_{k=1}^d S_{i,k}\right)^2}{V\left\{\sum_{k=1}^d Y_{i,k}\right\}}\right) \tag{32}
 \end{aligned}$$

가 된다. 만약, 채널의 도플러 주파수가 충분히 낮고 인터리버의 크기가 커서 심벌을 충분히 분산시킴으로써 각 심벌의 채널 이득이 서로 독립인 특성을 가진다고 가정하면,

$$\begin{aligned}
 p_d(\alpha) &= Q\left(\frac{\left(\sum_{k=1}^d S_i[k]\right)^2}{\sum_{k=1}^d V\{Y_i[k]\}}\right) \tag{33} \\
 &= Q\left(\frac{2N\left(\sum_{k=1}^{d-1} \alpha_i^2[k]\right)^2}{\sum_{k=1}^d \left\{\chi(M-1)\left(\sum_{l=0}^{k-1} \alpha_i^2[l]\right)^2 + M\left(\sum_{l=0}^{k-1} \sum_{p=0, p \neq l}^{k-1} \alpha_i^2[l]\alpha_p^2[k]\right)\right\}}\right) \\
 &= Q(\sqrt{\lambda_d})
 \end{aligned}$$

와 같이 나타낼 수 있다.

따라서, 해밍 거리  $d$ 에 해당하는 두 경로간의 평균 오류 확률은 다음과 같다.

$$P_d = \int_0^\infty p_d(\alpha) f_d(\alpha) d\alpha \tag{34}$$

여기서  $f_d(\alpha)$ 은  $\alpha$ 가 발생할 확률을 의미하며, 채널의 감쇄 특성에 따라 서로 다른 특성을 가진다. 윗 식은 비채널 부호의 경우와 마찬가지로 전개된 수식 형태로 나타낼 수 없으므로, 몬테 카를로 분석을 통해  $P_d$ 를 구할 수 있다. 이렇게 구한  $P_d$ 를 이용하여,  $K=9$ 이고  $r=1/2$ 인 길쌈 부호의 비트 오류 확률  $P_b$ 를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_b \leq \sum_{d=1}^{\infty} c_d P_d = 33P_{12} + 281P_{14} + 2179P_{16} + \dots \quad (35)$$

여기서  $d_{free}$ 는 최소의  $d$ 를 의미하며,  $K=9$ ,  $r=1/2$  일 때  $d_{free} = 12$  이다. 위 식은 SNR이 높을 경우  $P_b \leq 33P_{12}$ 로 근사화할 수 있다. 여기서  $c_d$ 는 경로 1에 해당하는 오류 비트수를 오류가 발생할 수 있는 모든 경로에 대해 더한 값을 의미한다. 일정한 BER을 만족하는 두 방식의 사용자수의 차이는 식 (27), (28)과 동일한 방법으로 구할 수 있으며, 그 결과는 식 (30)과 동일하다.

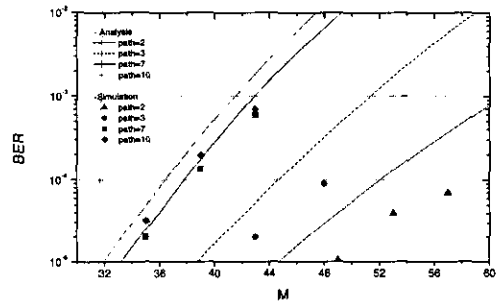
모든 사용자의 전력이 동일할 경우, 허용 비트 오류 확률( $10^{-2} \sim 10^{-3}$ )을 만족하는 직교 확산 방식의 최대 사용자수는 할당 가능한 최대 Walsh 수열의 개수( $=64$ )를 초과한다. 따라서, 사용자 용량 비교의 편의를 위해 직교 확산 방식, 랜덤 확산 방식 모두 다른 사용자의 전력을 원하는 사용자 전력의 2배로 하여 간섭 전력의 크기를 증가시켰다. 이 때의 BER 이론값은 (33) 대신

$$P_b(\alpha) = Q \left( \frac{2N \left( \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^K \alpha_l^2 [k] \right)^2}{\sum_{k=1}^K 2\alpha(M-1) \left( \sum_{l=1}^K \alpha_l^2 [k] \right) + (2(M-1)+1) \left( \sum_{k=1}^K \sum_{p=0, p \neq k}^K \alpha_p^2 [k] \alpha_k^2 [k] \right)} \right) \quad (36)$$

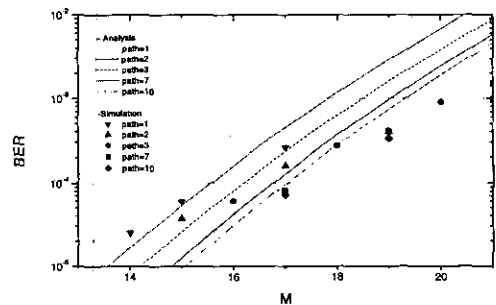
로 하여 구할 수 있다. 그림 4는 각 경로의 평균 전력이 동일한 레일리 감쇄 채널에서 길쌈 부호를 사용한 직교 확산 방식과 랜덤 확산 방식의 DS-CDMA 송수신기의 BER 성능을 나타낸 것이다. 실험 환경 변수들은 IS-95시스템과 동일하게 설정하였으며,  $N = 64$ ,  $T = 52\mu$  ( $=1/19200$ ) 초이다. 또한, 이상적인 인터리빙의 효과를 얻기 위해 도플러 주파수는 300Hz,  $W = 500$ ,  $D = 300$ 으로 설정하였으며, 비터비 복호기의 복호 길이도 구속장(K)의 10배가 넘는 100으로 설정하여 짧은 복호 길이로 인해 성능이 떨어지지 않도록 하였다. 비채널 부호의 경우와 마찬가지로, 몬테 카를로 분석값을 analysis라 하였고, 시스템 전산 모의 실험 결과를 simulation이라 표기하였다.

순방향 링크의 경우, 원하는 사용자 신호와 다른 사용자의 간섭 신호가 동일한 감쇄를 겪기 때문에 배경 잡음을 무시할 경우 감쇄에도 불구하고 각 심벌의 SIR은 일정하다. 그러나, 비터비 복호기의 심벌 결정은 긴 부호열 주기 동안에 이루어지며, 각 심벌간의 채널 이득이 다르기 때문에 식 (33)에서

알 수 있듯이 직교 확산 방식과 랜덤 확산 방식의 경로수에 따른 전체 SIR  $\lambda_d$ 는 서로 다른 경향을 띠게 된다. 즉, 직교 확산 방식에서는  $x=0$ 이므로, 경로수가 증가함에 따라 Walsh 수열간의 직교성이 많은 부분 상실되어 간섭 신호의 전력이 증가하며 그에 따라 성능이 나빠진다. 반면, 랜덤 확산 방식에서는  $x=1$ 이므로, Walsh 수열간의 직교성 상실로 인한  $\lambda_d$ 의 감소와 경로 다이버시티 효과로 인한  $\lambda_d$ 의 증가가 동시에 발생하게 된다. 이 때, 경로 다이버시티로 인한  $\lambda_d$ 의 영향이 더 크게 되며, 그로 인해 경로수가 증가함에 따라 성능이 향상된다. 또한, 그림 4를 통해 비트 오류 확률  $10^{-4}$ 에 해당하는 직교 확산 방식의 다중 사용자의 수는 랜덤 확산 방식의 다중 사용자 수에 비해 2.1배(경로수 10개인 채널) ~ 3.3배(경로수 2개인 채널) 많음을 알 수 있으며, 이는 식 (30)과 잘 부합된다.



(a)



(b)

그림 4. 길쌈 부호가 사용된 경우의 DS-CDMA의 BER 성능(a:직교확산, b:랜덤확산)

### V. 결론

다중 경로 감쇄 채널 환경에서 순방향 DS-CDMA 송수신기의 성능은 각 사용자간에 할당된 확산 수열의 특성에 따라 달라진다. DS-CDMA의 BER성



능은 수신단에서의 신호대 간섭전력비 (SIR)의 함수로서, 각 사용자에게 알시 부호와 같은 직교 수열을 할당한 직교 확산 송수신기와 임의의 랜덤 수열을 할당한 랜덤 확산 송수신기의 간섭 전력은 상이한 특성을 가진다. 직교 확산의 경우 위상 지연이 동일한 다른 사용자의 간섭 신호는 직교 성질에 의해 제거되며, 위상 지연이 다른 경로간 간섭만이 간섭 전력에 영향을 미치게 된다. 반면, 랜덤 확산의 경우, 위상 지연이 동일한 다른 사용자 신호들이 신호 경로에 관계없이 동일한 부호값을 갖게 되어 간섭 전력이 증폭되며, 그러한 간섭 전력은 오히려 위상 지연이 다른 경로간 간섭 전력보다 크다. 따라서, 직교 확산 방식이 랜덤 확산 방식에 비해 우수한 BER성능을 가지며, 2배 이상의 사용자 용량 차이가 발생한다. 이러한 성능 차이는 경로수가 증가해도 크게 감소하지 않는다.

참 고 문 헌

[1] K. S. Gilhousen, I. M. Jacobs, A. J. Viterbi, L. A. Weaver and C. E. Wheatley, "On the Capacity of a Cellular CDMA System," *IEEE Trans. Veh. Tech.*, vol. 40, pp. 303-312, May 1991.

[2] T. Dohi, Y. Okumura, A. Higashi, K. Ohno and F. Adachi, "Experiments on Coherent Multi-code DS-CDMA," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E79-B, pp. 1326-1332, Sept. 1996.

[3] T. S. Rappaport, *Wireless Communications*, Prentice Hall, 1996.

[4] A. J. Viterbi, *CDMA : Principles of Spread Spectrum Communications*, Addison-Wesley, 1995.

[5] F. Adachi, "Effects of Orthogonal Spreading and Rake Combining on DS-CDMA Forward Link in Mobile Radio," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E80-B, pp. 1703-1712, Nov. 1997.

[6] TIA/EIA Interim Standard-95, *Mobile Stations - Base Station Compatibility Standard for Dual-Mode Wideband Spread-Spectrum Cellular Systems*, July 1993.

[7] A. Baier, U. Fiebig, W. Granzow, W. Koch, P. Teder and J. Thielecke, "Design Study for a CDMA-Based Third Generation Mobile Radio

System," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 12, pp. 733-743, May 1994.

[8] A. J. Viterbi and I. Omura, *Principles of Digital Communication and Coding*, McGraw-Hill, 1979.

최 지 웅(Ji Woong Choi)



1998년 2월 : 서울대학교  
전기공학부 학사  
2000년 2월 : 서울대학교  
전기공학부 석사  
2000년 3월~현재 : 서울대학교  
전기공학부 박사과정  
재학

<주관심 분야> CDMA시스템, 검출 및 추정

이 용 환(Yong Hwan Lee)



1977년 2월 : 서울대학교  
전기공학과 학사  
1980년 2월 : 한국과학기술원  
전기공학과 석사  
1989년 5월 : Univ. of Massachusetts, Amherst 박사

1980년 3월~1985년 2월 : 국방과학연구소 선임연구원  
1989년 4월~1994년 2월 : Motorola, Inc. 책임연구원  
1994년 3월~현재 : 서울대학교 전기공학부 교수  
<주관심 분야> 유/무선 전송기법, 비선형 신호처리,  
검출 및 추정