

# 이동 무선 채널에서 마이크로스코픽과 매크로스코픽 다이버시티를 사용한 DS /SSMA BPSK 통신의 성능 분석

正會員 姜 炳 權\* 正會員 金 沂 濬\* 正會員 黃 金 燦\*

## The Performance of DS /SSMA BPSK Communication with Microscopic and Macroscopic Diversity in Mobile Radio Channel

Byeong Gwon Kang\*, Ki Jun Kim\*, Keum Chan Whang\* *Regular Members*

### 要 約

본 논문에서는 이동 무선 채널에서 마이크로스코픽 다이버시티로서 최대비 결합 다이버시티와 매크로스코픽 다이버시티로서 선택 다이버시티를 사용한 DS /SSMA BPSK 통신 시스템의 성능을 분석하였다. 레일리 페이딩과 로그노말 색도우잉이 존재하는 이동 무선 채널에서 이들의 효과가 시스템 성능에 미치는 영향을 분석하고, 이로 인한 성능 열화를 극복하기 위하여 사용하는 마이크로스코픽과 매크로스코픽 다이버시티의 효과를 평가하였다.

분석 결과 색도우잉 효과의 극복에 칩수의 증가가 효과가 있는 반면, 마이크로스코픽 다이버시티의 차수 증가는 효과가 없었으며, 매크로스코픽 다이버시티는 색도우잉 효과가 클수록 효과적이었다.

### ABSTRACT

In this paper, the performance of DS /SSMA BPSK communication system with maximal ratio combining microscopic diversity and selection macroscopic diversity is analyzed. The effects of Rayleigh fading and log normal shadowing on system performance are analyzed, and the validity of microscopic and macroscopic diversity to mitigate the two fading effects are estimated.

The increase of the number of chips is effective for mitigating log normal shadowing, while the increase of the order of microscopic diversity is not. And the higher the standard deviation of shadowing, the more effective the macroscopic diversity.

### I. 서 론

\*延世大學校 電氣工學科  
Dept. of Electrical Engineering, Yonsei University  
論文番號 : 93-11(接受1992. 8. 12)

최근 직접 시퀀스 스펙트럼 확산 (Direct Sequence Spread Spectrum) 통신 방식은 그 채널 수용 능력

에 대한 잠재성으로 인하여 개인 휴대 통신 및 이동 통신 등에서의 적용을 위한 많은 연구가 이루어지고 있다[1,2]. 이동 무선 통신 채널에서 성능 저하의 가장 큰 원인은 지형과 건물로부터의 신호 다중 반사로 인한 다중 경로 효과이다. 다중 신호는 여러가지 크기와 위상을 가지고 수신기 안테나에 도달하기 때문에 서로 간섭을 일으켜 페이딩(fading)이 발생하게 된다. 이러한 페이딩외에 차량이 이동함에 따라 신호의 평균 레벨이 비교적 느리게 변화하는 섀도우잉(shadowing) 효과가 발생한다. 일반적으로 수신 신호의 빠른 페이딩 성분은 레일리(Rayleigh) 분포로 모델링되며, 비교적 느린 섀도우잉 성분은 로그노말(Log-normal) 분포로 모델링된다[3,4,5].

페이딩과 섀도우잉을 극복하는 효과적인 방법으로서는 마이크로스코픽(microscopic)과 매크로스코픽(macroscopic) 다이버시티가 널리 사용된다. 마이크로스코픽 다이버시티는 순간적인 페이딩 효과를 감소시키는 방법이고, 매크로스코픽 다이버시티는 비교적 느린 섀도우잉 효과를 감소시키는 방법으로 일반적인 디지털 변조 방식에서 이 두가지 다이버시티를 동시에 적용한 시스템의 성능에 관한 논문이 발표된 바 있다[4,5]. 직접 시퀀스 스펙트럼 확산 다중 접속(DS/SSMA) 통신 시스템에 다이버시티를 적용한 것은 Kavehrad 등이 실내 무선 채널을 레일리 페이딩 채널로 모델링하여 선택(Selection) 다이버시티를 사용한 BPSK 시스템과[6] predetection 다이버시티를 사용한 DPSK 시스템에 대한 성능을 구한 바 있다[7]. 한편, Pursley 등은 다중 경로 채널에서 심볼간 간섭을 고려하여 다중 경로 결합 수신기를 해석하고, 코드 시퀀스 파라미터의 변화에 따른 시스템 성능을 평가하였다[8]. 그러나, 코드 분할 다중 접속(code division multiple access)의 대표적 방식인 직접 시퀀스 스펙트럼 확산 방식을 사용하는 이동 무선 통신에서 마이크로스코픽과 매크로스코픽 다이버시티를 사용한 시스템의 성능 분석은 아직 시도되지 않았다.

본 논문에서는 레일리 페이딩과 로그 노말 섀도우잉이 존재하는 이동 무선 채널에서 이들의 효과가 시스템 성능에 미치는 영향을 살펴보고, 이로 인한 성능 열화를 극복하기 위하여 최대비 결합(maximal ratio combining) 마이크로스코픽 다이버시티와 선택 매크로스코픽 다이버시티를 사용한 DS/SSMA BPSK 시스템의 성능을 평가하고자 한다. 채널 모델로서 다중 경로를 분해하고 이를 다이버시티의 형태

로 이용하는 효과를 해석하기에 적합한 이산 채널 모델을 사용하고, 다중 경로의 수를 이항 분포로 고려한다.

## II. 이동 무선 채널 모델

이동 무선 통신 시스템의 성능을 저하시키는 가장 큰 원인은 신호 전송중에 건물이나 다른 방해물들에 의한 신호의 반사와 굴절, 그리고 산란 등으로 인한 다중 경로 효과이다. 다중 경로 효과는 하나의 송신 신호가 여러 개의 경로를 거쳐 수신기에 도달하는 현상으로, 각 경로에서의 신호는 서로 다른 크기와 위상을 가지고 수신기 안테나에 도달하여 서로 간섭을 일으킴으로써 수신되는 신호의 포락선이 빠르게 변화하는 페이딩 현상이 발생한다. 이 경우의 페이딩은 일반적으로 레일리 페이딩으로 모델링된다. 이러한 페이딩외에 차량이 이동함에 따라 건물이나 높이 솟은 언덕 등에 의하여 신호의 평균 레벨이 비교적 느리게 변화하는 섀도우잉 현상이 발생한다. 섀도우잉 현상은 6-12 [dB]의 표준 편차를 갖는 로그 노말 분포로 모델링된다. 다중 경로 페이딩 현상은 신호대 잡음비(signal-to-noise ratio)를 감소시킴으로써 디지털 신호 전송시 성능을 크게 열화시키고, 디지털 펄스 과형을 왜곡시켜 심볼간 간섭(Intersymbol Interference : ISI)을 증가시킨다[4].

본 논문에서는 K 명의 사용자가 존재하는 하나의 셀(cell)내에서의 통신을 고려하여 임의의 사용자 k와 기지국 수신기 사이의 채널을 링크(link) k라고 하고, 모든 링크는 서로 독립이며, 각 링크에  $L_k$  개의 가능한 경로가 존재한다고 가정한다. 또한, 링크 k를 다음과 같은 등가 지역통과 임펄스 응답(equivalent lowpass impulse response)을 갖는 선형 필터로 모델링한다.

$$h_k(t) = \sum_{i=1}^{L_k} \beta_{ik} \delta(t-t_{ik}) \exp(-j\phi_{ik}) \quad (2.1)$$

여기서,  $\delta(\cdot)$ 는 Kronecker 델타 함수이고, 랜덤 변수  $L_k$ 는 사용자 k에 대한 경로수이다.  $\beta_{ik}$ 는 레일리 분포하는 신호의 이득이고,  $t_{ik}$ 는  $[0, T_m]$ 에서 균일분포하는 시간 지연,  $\phi_{ik}$ 는  $[0, 2\pi]$ 에서 균일 분포하는 신호 위상이며, 첨자 ik는 k번째 사용자의 i번째 경로를 나타낸다.  $T_m$ 은 채널의 다중경로 확산(multipath spread)이다.

각 사용자의 링크에서 전송 신호  $s_k(t)$ 는 서로 다

큰 크기, 위상, 시간 지연의 영향을 받으며, 이들을 각각 랜덤 변수의 세트  $\{\beta_{ik}\}, \{t_{ik}\}, \{\phi_{ik}\}$ 로 표시한다. 각 세트는 서로 독립이며, 각 세트내에서 모든 변수들은 서로 독립이다.  $t_{ik}$ 는 최대  $L_M$  개의 가능한 값을 취하며, 각 경로의 지연 시간은  $T_c$ 초 이상 분리되어 있다고 가정한다. 즉,  $|t_{ik} - t_{i'k}| \geq T_c (k=1, 2, \dots, K; i, i'=1, 2, \dots, L_k, i \neq i')$ 이고,  $L_M$ 은  $L_M > (T_m/T_c)$ 와  $L_M \gg 1$ 을 만족하는 최소 정수이다. 지연 확산  $T_m$ 은 심볼의 폭  $T$ 보다 훨씬 작다고 가정하여, 심볼간 간섭은 무시한다.

### Ⅲ. 비동기 DS/SSMA 통신 시스템

DS/SSMA 셀룰러 네트워크에서 각 사용자는 비동기적으로(asynchronously) 고유의 확산 코드를 전송하고, 기지국에서는 이 코드를 이용하여 사용자를 확인한다. 그림 3.1은  $K$  명의 사용자가 존재하는 비동기 DS/SSMA BPSK 통신 시스템 모델이다. 여기서 각 사용자는 이동 무선 채널에서 이동체(mobile unit) 혹은 이동국(mobile station)을 의미한다.  $K$  명의 독립적인 사용자는 동일한 채널을 사용하지만 각 사용자의 신호에 미치는 채널의 효과를 신호마다 다르므로 서로 다른 이동 무선 채널을 통하여 그들의 정보 신호를 기지국으로 전송하는 것으로 모델링할 수 있다.  $K$  명중 한 명의 사용자만이 기지국 수신기에서 수신하고자 하는 신호를 전송하고, 다른  $K-1$  명의 사용자는 바람직하지 않은 다중 접속 방해(multiple-access interference) 신호를 발생시킨다.

$k$ 번째 사용자의 정보 신호  $b_k(t)$ 는 구형파 펄스의 시퀀스로서  $T$ 초의 구간 동안  $\{\pm 1\}$ 의 값을 취하며, 다음과 같이 표시한다.

$$b_k(t) = \sum_{j=1}^K b_j^k P_T(t-jT) \quad (3.1)$$

여기서,  $b_j^k$ 는  $k$ 번째 사용자의  $j$ 번째 구간이며,  $P_T(\cdot)$ 는  $T$ 초 동안의 구형파이다.  $a_k(t)$ 는  $k$ 번째 사용자에게 부여되는 코드 파형으로서  $T_c$ 초 동안  $\{\pm 1\}$ 의 값을 취하는 구형파 칩(chip)의 주기적인 시퀀스로 구성된다.

$$a_k(t) = \sum_{i=1}^L a_i^k P_{T_c}(t-iT_c) \quad (3.2)$$

각 사용자의 코드 시퀀스는 주기  $N=T/T_c$ 를 갖는다고 가정한다. 즉, 데이터 비트당 한 주기의 코드 시퀀스가 곱해진다.  $P_{T_c}(\cdot)$ 는  $T_c$ 초 동안의 구형파이며, 다음의 조건을 만족한다.

$$(1/T_c) \int_0^{T_c} P_{T_c}^2(t) dt = 1 \quad (3.3)$$

이 결과로 정보 신호의 대역폭은  $N$ 배 만큼 확산되고, 이를 다시 반송 주파수  $\omega_c$ 인 반송파에 변조시키면  $k$ 번째 사용자의 전송 신호  $s_k(t)$ 는 다음과 같다.

$$s_k(t) = \sqrt{2P_k} a_k(t-t_{0k}) b_k(t-t_{0k}) \cos(\omega_c t - \phi_{0k}) \quad k=1, 2, \dots, K \quad (3.4)$$

$P_k$ 는  $k$ 번째 사용자의 전송 신호의 전력이며,  $t_{0k}$ 는 사용자  $k$ 의 전송 시작 시간이고,  $\phi_{0k}$ 는  $[0, 2\pi]$ 에서 균일 분포한다고 가정하는 초기 반송파 위상이다. 반송 주파수  $\omega_c$ 는  $\omega_c \gg T^{-1}$  라고 가정한다. 본 논문에서 고려하는 셀룰러 네트워크에서는 전력 제어(power control)를 수행하여 원근 문제(near-far problem)를 해결했다고 가정한다.

그림 3.2는 최대비 결합(maximal ratio combining; MRC) 다이버시티를 사용한 수신기의 구조이다. 각 경로에 대하여 하나씩의 작은 수신기  $B_j$ 를 가지며, 여기에서 각 경로를 통해 입력되는 신호의 전압 대 잡음 전력비에 비례하는 값이 곱해지고, 결합되기 전 각 신호의 위상이 일치된다. 채널의 각 경로에서의 지연 시간은 서로 독립적이므로 수신기에서 레일리 페이딩된 다른 사용자의 시퀀스는 의도된 사용자의 시퀀스에 대하여 비동기적으로 수신된다. 채널에 동시에 존재하는 사용자 수가  $K$  명이므로 결과적으로 수신되는 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

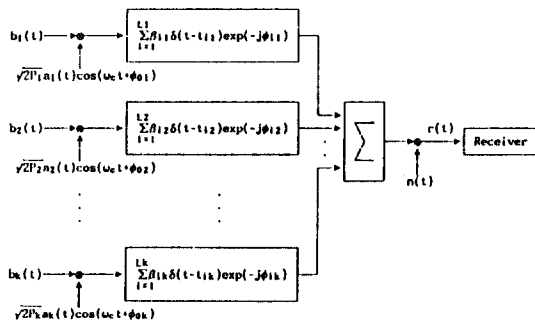


그림 3.1 다중 경로 채널 및 DS/SSMA 시스템 모델

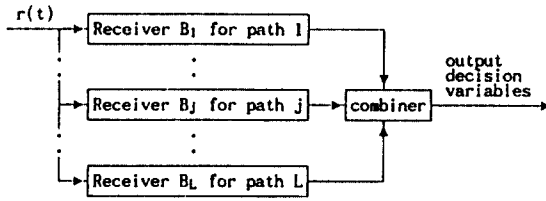


그림 3.2 최대비 결합 다이버시티를 사용한 수신기

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^{L_k} \beta_{ik} \sqrt{2P} a_k(t - \tau_{ik}) b_k(t - \tau_{ik}) \cos(\omega_c t - \theta_{ik}) + n(t)$$

$$\begin{aligned} \text{단, } \tau_{ik} &= t_{ik} + t_{0k} \\ \theta_{ik} &= \phi_{ik} + \phi_{0k} + \omega_c t_{ik} \end{aligned} \quad (3.5)$$

여기서  $n(t)$ 는 양측 스펙트럼 밀도가  $N_0/2$  [W/Hz]인 백색 가우시안 잡음이다. 위상  $\theta_{ik}$ 는  $[0, 2\pi]$ 에서 균일 분포하고, 경로 이득  $\beta_{ik}$ 는 다음과 같은 레일리 확률 밀도 함수를 갖는다.

$$p(\beta) = (\beta/\rho) \exp(-\beta^2/2\rho) \quad (3.6)$$

따라서, 경로당 수신되는 평균 신호 대 백색 가우시안 잡음비는 다음과 같다.

$$\gamma_{CA} = E\{\beta_{j1}^2\} E_b/N_0 = 2\rho E_b/N_0 \quad (3.7)$$

여기서,  $\beta_{j1}$ 은 사용자 1의  $j$ 번째 경로에 대한 랜덤 이득이다. 비트당 신호 에너지는  $E_b = PT$ 이고,  $E\{\beta_{j1}^2\} = 2\rho = \rho_0$ 는 경로당 평균 전력이다.

여러 경로를 통한 신호 성분의 도달은 가변 도달율(variable arrival rate)이  $P_d(x)$ 인 비균질 포어슨 프로세스(nonhomogeneous Poisson process)로 모델링할 수 있다[8]. 본 논문에서는 계산을 보다 간단히 하기 위하여, 포어슨 분포의 극한 경우로서 링크  $k$ 에 대한 경로의 수  $L_k$ 가 다음과 같이 이항 분포를 한다고 가정한다.

$$\text{Prob.}[L_k] = \binom{L_M}{L_k} p^{L_k} (1-p)^{L_M-L_k} \quad (3.8)$$

여기서,  $L_M$ 은 가능한 최대 경로수이고,  $p$ 는 임의의 시간폭  $T_c$ 에 경로가 존재할 확률이다. 랜덤 변수  $L_k$ 는  $\{\beta_{ik}\}, \{t_{ik}\}, \{\phi_{ik}\}$ 에 독립적이다.

수신된 신호  $r(t)$ 는 지지국에서 통신하고자 하는 사용자 1의 신호와 다른 사용자의 신호로 나누어 쓸

수 있다.

$$\begin{aligned} r(t) &= \sqrt{2P} \sum_{i=1}^{L_1} \beta_{i1} a_1(t - \tau_{i1}) b_1(t - \tau_{i1}) \cos(\omega_c t - \theta_{i1}) \\ &+ \sqrt{2P} \sum_{k=2}^K \sum_{i=1}^{L_k} \beta_{ik} a_k(t - \tau_{ik}) b_k(t - \tau_{ik}) \cos(\omega_c t - \theta_{ik}) \\ &+ n(t) \end{aligned} \quad (3.9)$$

수신단에서 각각의 경로에 정합된 수신기  $B_j$ 는 신호의 반송파 위상을 복구하고, 확산 코드와 반송파를 복조한다. 사용자 1의  $j$ 번째 경로에 정합된 수신기의 출력은 다음과 같다.

$$z_j = \int_{\tau_{j1}}^{T+\tau_{j1}} r(t) a_1(t - \tau_{j1}) \cos(\omega_c t - \theta_{j1}) dt \quad (3.10)$$

식(3.9)를 (3.10)에 대입하여 다시 쓰면 결과적인  $z_j$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} z_j &= \beta_{j1} \sqrt{P/2} T b_{0j}^{(1)} + \sum_{i=1, i \neq j}^{L_1} \beta_{i1} \sqrt{P/2} \cos(\theta_{i1} - \theta_{j1}) \\ &\cdot \int_0^T a_1(t + \tau_{j1} - \tau_{i1}) b_k(t + \tau_{j1} - \tau_{i1}) a_1(t) dt \\ &+ \sum_{k=2}^K \sum_{i=1}^{L_k} \beta_{ik} \sqrt{P/2} \cos(\theta_{ik} - \theta_{j1}) \\ &\cdot \int_0^T a_k(t + \tau_{j1} - \tau_{ik}) b_k(t + \tau_{j1} - \tau_{ik}) a_1(t) dt + \eta \end{aligned} \quad (3.11)$$

식 (3.11)에서  $b_{0j}^{(1)}$ 은 현재 검출될 데이터 비트이고,  $\eta$ 는 분산이  $N_0T/4$  인 가우시안 잡음이다. 수식을 보다 간단히 표현하기 위하여 다음 식을 정의한다.

$$C(k, i; x) = \frac{1}{T} \int_0^T a_k(t-x) b_k(t-x) a_1(t) dt \quad (3.12)$$

$C(k, i; x)$  함수는  $k$ 번째 사용자와  $i$ 번째 사용자 신호의 상호 상관(crosscorrelation) 관계를 나타내는 함수이다. 식(3.12)를 이용하여 (3.11)을 다시 쓰고 공통항  $\sqrt{P/2} T$  로 묶으면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} z_j &= \sqrt{P/2} T \left[ \beta_{j1} b_{0j}^{(1)} \right. \\ &+ \sum_{i=1, i \neq j}^{L_1} \beta_{i1} \cos(\theta_{i1} - \theta_{j1}) C(1, 1; \tau_{i1} - \tau_{j1}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & + \sum_{k=2}^K \sum_{l=1}^{L_k} \beta_{lk} \cos(\theta_{lk} - \theta_{l1}) C(k, 1; \tau_{lk} - \tau_{l1}) \Big] + \eta \\ & = \sqrt{P/2} T [ \beta_{j1} b_0^{(1)} + I_j + M_j ] + T_j \quad (3.13) \end{aligned}$$

식 (3.13)의 첫항은 구하고자 하는 신호항으로서 고정된  $\beta_{j1}$ 에 대하여 평균 전력  $(P/2)\beta_{j1}^2 T^2$ 을 갖는다. 식 (3.13)에서 모든 위상은  $[0, 2\pi]$ 에서 균일하게 분포하며, 모든 데이터 심볼  $b_i^{(k)}$ 가 발생할 확률은 동일하다. 두번째 항  $I_j$ 는 나머지 경로로부터 들어오는 자기 신호에 의한 방해 신호이며, 세번째 항  $M_j$ 는 다른 사용자들로부터의 상호 다중 접속 간섭 신호이다. 네번째항  $T_j$ 는 열잡음으로 인한 가우시안 잡음으로서 평균이 0이고,  $N_0 T/4$ 의 분산을 갖는다. 자기 신호의 다중 경로 신호와 다중 접속 신호를 모두 가우시안 잡음으로 고려하여 신호대 잡음비를 구한다.

간섭 신호의 전력을 구하기 위하여 먼저  $C(\cdot)$ 함수의 분산(variance)을 구해야하며,  $C(\cdot)$ 함수의 분산은  $2/3N$ 로 알려져 있다[10]. 이 결과를 이용하여 식 (3.13)의  $I_j$ 와  $M_j$ 의 분산을 구할 수 있다. 각각의 분산을  $\text{var}\{I_j\}$ 와  $\text{var}\{M_j\}$ 로 나타내면, 방해 신호와 잡음 성분의 분산은 다음의 세 수식으로 표현된다.

$$\begin{aligned} \text{var}\{I_j\} &= \sum_{i=1, i \neq j}^{L_j} E\{\beta_{i1}^2\} T^2 (P/2) (1/2) (2/3N) \\ \text{var}\{M_j\} &= \sum_{k=2}^K \sum_{l=1}^{L_k} E\{\beta_{lk}^2\} T^2 (P/2) (1/2) (2/3N) \\ \text{var}\{T_j\} &= N_0 T/4 \quad (3.14) \end{aligned}$$

식 (3.14)에서  $N$ 은 확산 코드 시퀀스의 길이이다.

#### IV. 비동기 DS/SSMA 시스템의 성능 분석

본 장에서는 마이크로스코픽 다이버시티로서 최대비 결합 다이버시티를 사용하고, 매크로스코픽 다이버시티로서 선택 다이버시티를 사용한 DS/SSMA 시스템의 성능을 평가한다. 각 경로에서의 SNR을 결합한 최대비 결합 다이버시티 수신기 출력의 SNR은 카이 스퀘어(Chi-square) 분포를 하고, 신호의 평균 레벨은 로그노말 분포를 한다. 또한 일정한 시간안에 경로가 존재할 확률은 이항 분포를 한다고 가정한다. 이들에 대한 조건 오율식을 유도하고, 각각에 대하여 평균을 취해주면 최종적인 오율식을 구할 수 있다. 평가 방법으로서 모든 다중 접속 방해 신호를 가우시안 잡음으로 고려하는 가우시안 근사법(Gaussian Ap-

proximation)을 사용한다.

3장의 결과로부터 고정된  $\beta_{j1}$ 에 대하여  $\text{var}\{I_j\}$ 와  $\text{var}\{M_j\}$ 를 묶어 방해 신호 전력으로 표시하면, 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \text{신호 전력} &= (P/2)\beta_{j1}^2 T^2 \\ \text{방해 신호 전력} &= (E\{L_k\}K-1)(P/2)(E\{\beta^2\}/2)T^2(2/3N) \\ \text{잡음 전력} &= N_0 T/4 \quad (4.1) \end{aligned}$$

여기서,  $\beta$ 는 레일리 랜덤 변수로서  $\beta_{j1}$ 을 제외한 독립적으로 동일하게 분포하는 랜덤 변수  $\beta_{lk}$  중의 하나이다.  $E\{\beta^2\}/2$  항은  $\theta$ 가  $[0, 2\pi]$ 에서 일정하게 분포함에 따라  $\beta \cos\theta$ 의 평균이 0이고, 분산이  $E\{\beta^2\}/2$  이므로 발생하는 항이다. 이상으로부터  $L_1$ 차(degree)의 최대비 결합기 출력은 다음과 같이 하나의 결정 변수(decision variables)로 표현할 수 있다.

$$Z = \sum_{j=1}^{L_1} \beta_{j1} z_j \quad (4.2)$$

$z_j$ 는 식 (3.13)에 의해 주어지므로 식 (4.2)도 네개 항의 합으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} Z &= \sum_{j=1}^{L_1} \sqrt{P/2} T \beta_{j1}^2 b_0^{(1)} \\ &+ \sum_{j=1}^{L_1} \sum_{l=1, l \neq j}^{L_l} \sqrt{P/2} T \beta_{j1} \beta_{l1} \cos(\theta_{l1} - \theta_{j1}) C(1, 1; \tau_{l1} - \tau_{j1}) \\ &+ \sum_{j=1}^{L_1} \sum_{k=2}^K \sum_{l=1}^{L_k} \sqrt{P/2} T \beta_{j1} \beta_{lk} \cos(\theta_{lk} - \theta_{j1}) C(k, 1; \tau_{lk} - \tau_{j1}) \\ &+ \sum_{j=1}^{L_1} \beta_{j1} \eta \quad (4.3) \end{aligned}$$

여기서 각각의 항은 서로 독립이다. 최대비 결합기의 출력  $Z$ 는 다시 검출기(detector)로 입력되는데, 검출기에서는 수신된 샘플과 미리 결정된 문턱값(threshold value)을 비교하여 검출된 데이터 비트  $b_0^{(1)}$ 의 극성을 판정한다.

결과적으로 최대비 결합 다이버시티를 사용하였을 경우 BPSK 시스템의 오율식은 다음과 같이 경로수  $L_1$ , 경로당 평균 전력  $\rho_0$ 와 카이 스퀘어 분포의 랜덤 변수  $\alpha$ 에 조건지워진 식으로 표현된다[9].

$$P_e(\gamma_b | L_1, \rho_0, \alpha) = 0.5 \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma_b}) \quad (4.4)$$

여기서  $\gamma_b$ 는 비트당 SNR이며, 다음과 같이 주어진다.

$$\gamma_b = \sum_{j=1}^{L_1} \gamma_c \quad (4.5)$$

$\gamma_c$ 는 한 경로당 SNR이며, 식 (4.1)로부터 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\gamma_c = \frac{(1/2)(P/2)\beta_{j1}^2 T^2}{(E\{L_k\}K-1)(P/2)(E\{\beta^2\}/2)T^2(2/3N) + N_0 T/4} \quad (4.6)$$

사용자 1에 대하여 총  $L_1$ 개의 가능한 경로를 통해 입력된 신호로 인하여 최대비 결합기 출력에서의 SNR은  $2L_1$ 차의 자유도를 갖는 카이 스퀘어 분포 랜덤 변수가 된다. 각 경로에서의 SNR의 합을  $\alpha$ 의 확률 밀도 함수는 다음과 같다.

$$p(\alpha) = \frac{\alpha^{L_1-1} \exp(-\alpha/\gamma_{cA})}{(L_1-1)! \gamma_{cA}^{L_1}} \quad (4.7)$$

식 (4.4)에서  $\alpha$ 의 분포에 대하여 평균을 취하면,  $\alpha$ 에 대한 조건을 제거할 수 있으며, 다음의 결과를 얻는다.

$$\begin{aligned} P_e(\gamma_b | L_1, \rho_0) &= \int_0^\infty P_e(\gamma_b | L_1, \rho_0, \alpha) p(\alpha) d\alpha \\ &= [f(\gamma_{cA})]^{L_1} \sum_{i=0}^{L_1-1} \left[ \binom{L_1-1+i}{i} \right] [1-f(\gamma_{cA})]^i \end{aligned} \quad (4.8)$$

단,  $f(\gamma_{cA}) = 0.5 \{ 1 - \sqrt{\gamma_{cA}/(\gamma_{cA}+1)} \}$

또한,  $\gamma_c$ 에 평균을 취한 결과를  $\gamma_{cA}$ 로 표시하면 다음과 같다.

$$\gamma_{cA} = \frac{\rho_0 E_b}{((L_M * p)K - 1) E_b E\{\beta^2\} (2/3N) + N_0} \quad (4.9)$$

여기서  $\rho_0 = E\{\beta_{j1}^2\}$ 이고,  $E_b = PT$ 이다.  $L_M$ 은 존재할 수 있는 최대의 경로수이며,  $p$ 는 일정한 시간안에 경로가 존재할 확률이다. 한편  $\rho_0$ 는 로그 노말 분포를 하며, 이의 확률 밀도 함수는 다음과 같다.

$$p(\rho_0) = \frac{10}{\sigma \rho_0 \ln(10) \sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(10 \log \rho_0 - m_s)^2}{2 \sigma^2}\right] \quad (4.10)$$

또한,  $M$ 개의 가지를 갖는 선택 다이버시티를 적용한 경우 로그 노말 성분의 확률 밀도 함수는 다음과 같이 변형된다.

$$\begin{aligned} p(\rho_0) &= \frac{10M}{\sigma \rho_0 \ln(10) \sqrt{2\pi}} \\ &\exp\left[-\frac{(10 \log \rho_0 - m_s)^2}{2 \sigma^2}\right] \times G\left[\frac{10 \log \rho_0 - m_s}{\sigma}\right]^{M-1} \end{aligned} \quad (4.11)$$

여기서,  $m_s$ 와  $\sigma$ 는 각각 로그 노말 성분의 평균과 표준 편차이고,  $G(\cdot)$ 는 가우시안 분포 함수이다.

$$G(x) = (1/\sqrt{2\pi}) \int_{-x}^x \exp(-y^2/2) dy \quad (4.12)$$

$\rho_0$ 에 대한 조건을 제거하기 위하여,  $\rho_0$ 의 분포에 대하여 평균을 취한다.

$$\begin{aligned} P_e(\gamma_b | L_1) &= \int_0^\infty P_e(\gamma_b | L_1, \rho_0) p(\rho_0) d\rho_0 \\ &= \int_0^\infty [f(\gamma_{cA})]^{L_1} \sum_{i=0}^{L_1-1} \left[ \binom{L_1-1+i}{i} \right] [1-f(\gamma_{cA})]^i \\ &\cdot \frac{10M}{\sigma \rho_0 \ln(10) \sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(10 \log \rho_0 - m_s)^2}{2 \sigma^2}\right] \\ &\cdot G\left[\frac{10 \log \rho_0 - m_s}{\sigma}\right]^{M-1} d\rho_0 \end{aligned} \quad (4.13)$$

또한,  $P_e(\gamma_b | L_1)$ 은  $L_1$ 이 고정되었다고 가정한 조건 오율식이므로 이항 분포한다고 가정한 경로의 수  $L_1$ 에 대하여 평균을 취한다. 식 (4.13)에 이항 분포를 취한 결과식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P_e(\gamma_b) &= \sum_{L_1=0}^{L_M} \left[ \binom{L_M}{L_1} \right] p^{L_1} (1-p)^{L_M-L_1} P_e(\gamma_b | L_1) \\ &= 0.5(1-p)^{L_M} + \sum_{L_1=1}^{L_M} P_e(\gamma_b | L_1) \left[ \binom{L_M}{L_1} \right] p^{L_1} (1-p)^{L_M-L_1} \end{aligned} \quad (4.14)$$

식 (4.14)에서 첫항은 경로가 존재하지 않을 경우를 고려한 것이고, 두번째 항은 한개의 경로부터 최대  $L_M$ 개까지의 경로를 취할 경우의 오율이다. 주어진 시간내에서 하나의 경로가 존재하지 않을 확률은  $(1-p)$ 이며, 이러한 경우가  $L_M$ 번 존재 가능하고, 이때의 가능한 최대 오율은 0.5이다.

## V. 결과 및 고찰

본 장에서는 페이딩과 새도우잉, 마이크로스코픽

과 매크로스코픽 다이버시티가 BPSK DS/SSMA 시스템의 성능에 미치는 영향을 분석하기 위하여, 이들 파라미터를 변화시키면서 성능을 평가하였다. 그림 5.1은 레일리 페이딩만 존재하는 채널에서 경로수가 변화할 때의 성능을 본 것이다. 이때 사용자 수는 10명이며, 데이터 한 비트당 칩 수는 127칩이다. 경로수  $L$ 은 존재 가능한 최대 경로수이며, 경로가 존재할 확률  $p$ 은 0.3으로 놓았다. 경로수가 증가함에 따라 최대비 결합 마이크로스코픽 다이버시티의 차수가 증가하므로 시스템의 성능이 개선되나, 신호대 잡음비 20 dB 이상에서는 각 경우마다 성능이 크게 향상되지 않는다. 즉, 다이버시티 차수의 증가없이 신호대 잡음비만을 증가시키는 것은 다중 접속 간섭을 동시에 증가시키므로 더 이상 성능을 개선할 수 없다.

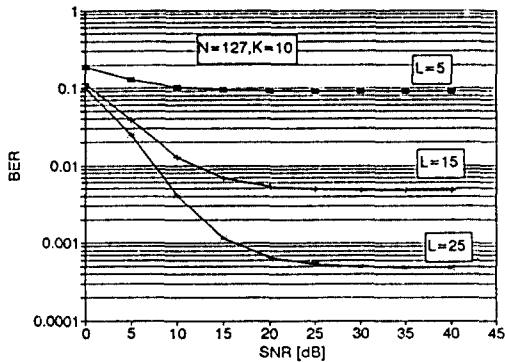


그림 5.1 경로수의 증가에 따른 시스템 성능 변화

그림 5.2는 그림 5.1의 조건에 새도우잉 효과를 부가하고,  $L=15$ 인 경우만을 고려한 것이다. 새도우잉 효과는 표준 편차를  $D=6, 9, 12$  dB로 분류하여 적용하였다.  $D=12$  dB인 경우 가장 열악한 성능을 나타내어 새도우잉 효과가 존재하지 않을 때보다 신호대 잡음비 20 dB에서 약 10배 정도 성능이 열화되었다.

그림 5.3은 그림 5.2의 조건에서 비트당 칩수만을 증가시킨 결과이다.  $N=127$  칩에서  $N=511$  칩으로 증가함에 따라 성능이 전체적으로 향상되었으며, 신호대 잡음비 30 dB 이상에서는 더 이상 성능이 향상되지 않으며, 새도우잉 표준 편차가 가장 작은  $D=6$  dB에서 성능 향상의 폭이 가장 컸다.

그림 5.4는 그림 5.2의 경우에서 경로의 수 즉, 마

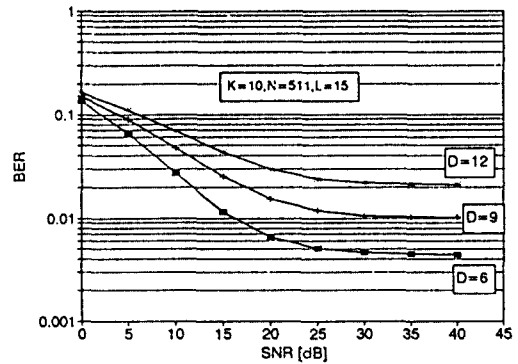


그림 5.3 칩수 증가로 인한 시스템 성능 변화

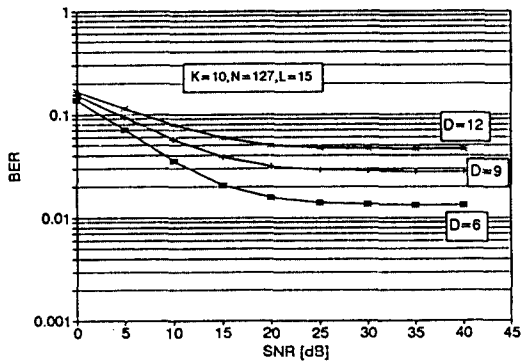


그림 5.2 새도우잉 효과로 인한 시스템 성능 열화

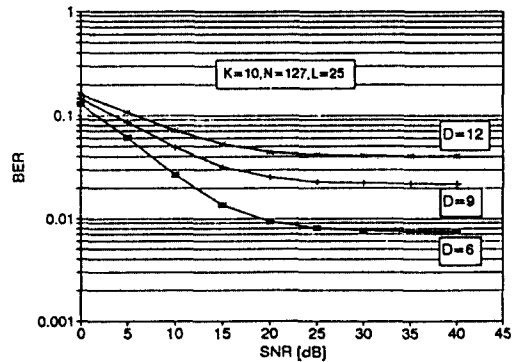


그림 5.4 경로수의 증가로 인한 시스템 성능 변화

이크로스코픽 다이버시티 차수만을 증가시킨 것이다.  $L=15$ 에서  $L=25$ 로 증가시키기에 따라  $D=6$  dB 인 경우만 수 dB 성능이 향상되었을뿐  $D=9, 12$  dB 인 경우에는 성능의 변화가 거의 없었다.

그림 5.2, 5.3, 5.4로 부터  $K=10, N=127, L=15$ 의 조건에서  $N$ 을  $N=511$ 로 증가시키는 것이  $L$ 을  $L=25$ 로 증가시키는 것보다 훨씬 효과적이라는 것을 알 수 있으며, 새도우잉의 효과를 극복하기 위하여 마이크로스코픽 다이버시티를 사용하는 것은 거의 효과가 없다는 결론을 내릴 수 있다.

그림 5.5는 그림 5.2로부터 칩수와 경로수를 동시에 증가시킨 것이다. 각각을 증가시킨 경우보다 동시에 증가시켰을 때 보다 큰 성능 향상의 폭을 얻을 수 있으며, 특히  $D=9$  dB의 경우에는 그림 5.2의 경우

에 비하여  $3 \times 10^{-1}$ 의 오율에서 5 dB의 이득을 얻을 수 있었다. 또한 새도우잉의 표준 편차가 작을수록 성능 향상의 폭이 크게 증가하였다.

그림 5.6은 그림 5.5의 조건에서 선택 매크로스코픽 다이버시티를 사용한 것이다. 다이버시티 차수  $S=3$ 을 사용했을 때  $D=6, 9, 12$  dB의 세 경우 모두 성능이 크게 향상되었으며,  $D=6$  dB인 경우 10배 정도,  $D=12$  dB의 경우 100배 정도의 성능이 향상되었다. 이와 같이 매크로스코픽 다이버시티는 새도우잉 효과  $D$ 가 클수록 효과적이다.

그림 5.7은  $K=10, N=511, D=9, S=3$ 인 경우 경로수에 따른 성능을 비교한 것이다. 그림 5.1의 새도우잉 성분이 없을 때와 유사한 경향을 보이나,  $L$ 이 커질수록 성능이 향상됨을 알 수 있다. 이로부터 레

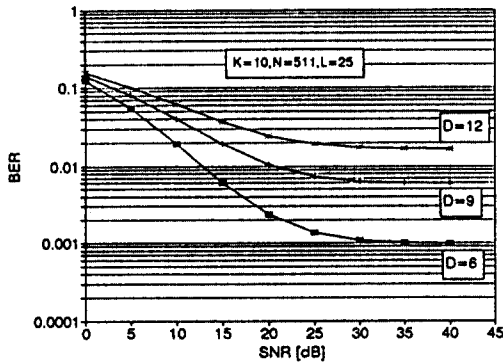


그림 5.5 칩수와 경로수의 동시 증가로 인한 시스템 성능 변화

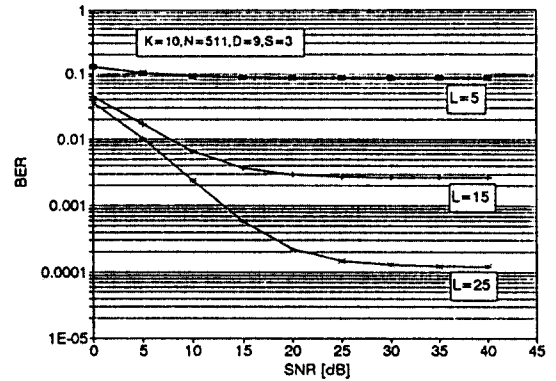


그림 5.7 선택 다이버시티 사용시 경로수에 따른 시스템 성능 특성

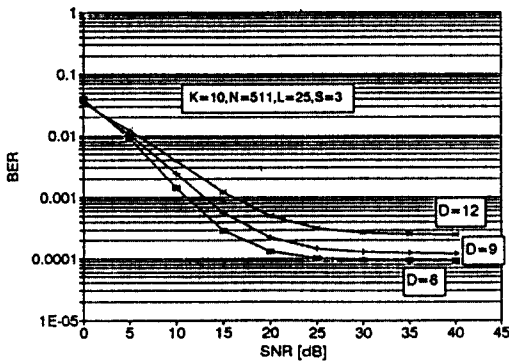


그림 5.6 선택 다이버시티의 사용으로 인한 시스템 성능 향상

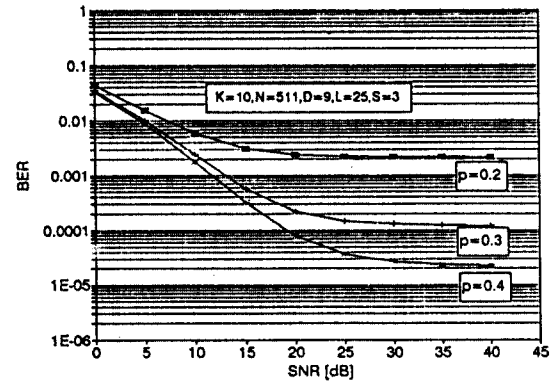


그림 5.8 경로가 존재할 확률에 따른 시스템 성능 특성



일리 로그 노말 페이딩 채널에서 원하는 성능을 얻기 위해서는 매크로스코픽 다이버시티 뿐만 아니라 마이크로스코픽 다이버시티도 적절히 사용해야 함을 알 수 있다. 그림 5.8은  $K=10$ ,  $N=511$ ,  $D=9$ ,  $S=3$ ,  $L=25$ 인 경우 경로수가 존재할 확률에 따른 분포이다. 확률  $p$ 가  $p=0.2, 0.3, 0.4$ 로 증가함에 따라 성능이 크게 향상된다.

## VI. 결 론

레일리 페이딩과 로그 노말 새도우잉이 존재하는 이동 무선 채널에서 마이크로스코픽과 매크로스코픽 다이버시티를 사용한 DS/SSMA BPSK 통신 시스템의 성능을 분석한 결과 다음과 같은 결론을 얻었다.

1. 레일리 페이딩만 존재하는 경우, 최대비 결합 마이크로스코픽 다이버시티의 차수가 증가함에 따라 성능이 개선되며, 차수의 증가없이 신호대 잡음비만을 증가시키는 것은 성능 개선에 한계가 있다.(그림 5.1)

2. 레일리 페이딩과 로그 노말 새도우잉이 모두 존재하고, 마이크로스코픽 다이버시티만 사용한 경우, 그림 5.1의 결과에 비하여 새도우잉의 표준 편차에 따라  $SNR=25$  dB에서 비트 오류  $5 \times 10^{-3}$  으로부터  $1 \times 10^{-2} \sim 5 \times 10^{-2}$ 으로 성능이 열화되며, 새도우잉 표준 편차  $D=12$  dB와  $SNR=20$  dB에서  $5 \times 10^{-2}$  정도의 성능을 보였다.(그림 5.2)

3. 그림 5.2의 조건에서 성능 향상을 위하여 사용한 칩수의 증가는 비교적 큰 효과가 있었으나, 마이크로스코픽 다이버시티의 차수 증가는 미소한 효과만 있었다. 두가지를 동시에 사용한 경우에는 각각을 사용한 경우보다 성능 향상의 정도가 더 컸으며, 특히  $D=9$  dB인 경우 효과적이었다. 매크로스코픽 다이버시티는 새도우잉 효과가 클수록 효과적이었다.(그림 5.3, 5.4, 5.5, 5.6)

4. 레일리 로그 노말 페이딩 채널에서 매크로스코픽 다이버시티뿐만 아니라 마이크로스코픽 다이버시티도 적절히 사용되어야 보다 효과적인 성능 향상을 얻을 수 있으며, 경로가 존재할 확률이  $p=0.2, 0.3, 0.4$ 로 커짐에 따라 성능이 크게 향상되었다.(그림 5.7, 5.8)

## 참 고 문 헌

1. D. L. Schilling, et al., "Spread Spectrum for Commercial Communications," IEEE Commun. Mag., Vol.29, No.4, April 1991.
2. R. L. Pickholtz, et al., "Spread Spectru for Mobile Communications," IEEE Trans. Vehic. Tech., Vol.40, No.2, May 1991.
3. F. Hansen, F. I. Meno, "Mobile Fading-Rayleigh and Lognormal Superimposed," IEEE Trans. Vehic. Tech., Vol. VT-26, No.4, Nov.1977.
4. A. M. D. Turkmani, "Performance Evaluation of a Composite Microscopic Plus Macroscopic Diversity System," IEE Proc. -I, Vol.138, No.1, Feb. 1991.
5. W. P. Yung, "Probability of Bit Error for MPSK Modulation with Diversity Reception in Rayleigh Fading and Log-Normal Shadowing Channel," IEEE Trans. Comm., Vol.38, No.7, Jul. 1990.
6. M. Kavehrad, P. J. McLane, "Performance of Low-Complexity Channel Coding and Diversity for Spread Spectrum in Indoor, Wireless Communicationation," AT&T Tech. Journal, Vol.64, No.8, pp.1927-1965, Oct. 1987.
7. M. Kavehrad, B. Ramamurthi, "Direct-Sequence Spread Spectrum with DPSK Modulation and Diversity for Indoor Wireless Communications," IEEE Trnas. Comm., Vol.35, No.2, Feb. 1987.
8. J. S. Lehnert, M. B. Pursley, "Multipath Diversity Reception of Spread-Spectrum Multiple-Access Communications," IEEE Trans. Comm., Vol.35, No.11, Nov. 1987.
9. J. G. Proakis, Digital Communications, New York : McGraw-Hill, 1989.
10. H. F. A. Roefs, Binary Sequences for Spread-Spectrum Multiple-Access Communication, Ph. D. dissertation, Dept. Elec. Eng., Univ. of Illinois at Urbana-Champaign, 1977.



**姜炳權 (Byeong Gwon Kang)** 정회원  
1963년 11월 18일생  
1986년 2월 : 연세대학교 전기공학과 졸업(공학사)  
1988년 2월 : 연세대학교 전기공학과 대학원 졸업(공학석사)  
1988년 3월 ~ 현재 : 연세대학교 전기공학과 대학원 박사과정



**金沂漣 (Ki Jun Kim)** 정회원  
1968년 7월 4일생  
1991년 2월 : 연세대학교 전기공학과 졸업(공학사)  
1993년 2월 : 연세대학교 전기공학과 대학원 졸업예정(공학석사)



**黃金燦 (Keum Chan Hwang)** 정회원  
1967년 2월 : 연세대학교 전기공학과 졸업(공학사)  
1975년 6월 : 美國 Polytechnique Institute of New York 대학원(공학석사)  
1979년 6월 : 美國 Polytechnique Institute of New York 대학원 Ph.D

1979년 6월 ~ 1980년 9월 : 대전기계장 선임연구원  
1980년 9월 ~ 현재 : 연세대학교 전기공학과 교수