

論文93-30A-7-1

이동 무선 채널에서 다이버시티와 채널 부호를 사용한 DS/SSMA DPSK 통신 시스템의 성능 분석

(Performance Analysis of DS/SSMA DPSK Communication System with Diversity and Channel Coding in Mobile Radio Environment)

姜炳權*, 趙柄珍*, 黃金燦**

(Byeong Gwon Kang, Byong Jin Cho and Keum Chan Whang)

要約

레이플리 페이딩과 로그 노말 섀도우잉 채널에서 다이버시티와 채널 부호를 사용한 DS/SSMA DPSK 시스템의 비트 오류율을 평가하였다. 페이딩과 섀도우잉의 효과를 극복하기 위하여 마이크로스코픽 postdetection 다이버시티와 매크로스코픽 선택 다이버시티를 각각 사용하였다. 성능 분석 결과 다이버시티와 채널 부호의 결합 사용은 각각을 사용했을 때 보다 성능 향상면에서 매우 효과적이었다.

Abstract

The bit error rates of DS/SSMA DPSK system with diversity and FEC channel coding in Rayleigh fading and log-normal shadowing channel are evaluated. Microscopic postdetection diversity and macroscopic selection diversity are used to mitigate the effects of Rayleigh fading and log-normal shadowing, respectively. The numerical results show that the composite use of diversity and channel coding is very efficient for improving system performance compared to their respective uses.

1. 서론

최근 이동 통신 서비스에 대한 수요가 증가함에 따라 기존 아날로그 셀룰러(analog cellular) 방식의 이동 통신 서비스는 그 수용 능력이 한계에 도달하여

디지털 셀룰러(digital cellular) 방식에 대한 연구가 활발히 진행되고 있으며, 일부 지역에서는 이미 실용화 단계에 이르렀다. 디지털 방식 중에서도 가장 수용 능력이 큰 것으로 알려진 부호 분할 다중 접속(code division multiple access : CDMA) 방식이 큰 관심을 받고 있으며, 이동 무선 통신에서 대표적인 CDMA 방식은 직접 시퀀스 스펙트럼 확산 다중 접속(direct sequence / spread spectrum multiple access : DS/SSMA) 방식이다.^[1,2]

이동 무선 채널은 송수신 시스템 간에 몇 개의 경로가 존재하는 다중 경로 채널로 모델링할 수 있다.

*正會員, 韓國電子通信研究所 無線技術研究室
(Radio Tech. Section, ETRI)

**正會員, 延世大學校 電氣工學科
(Dept. of Electrical Eng., Yonsei Univ.)
接受日字: 1992年 11月 23日

각 경로에서의 신호 성분들은 전파 시간(propagation time)의 차와 전파 매체에 의해 발생하는 위상 천이(phase shifts)에 따라 서로 가감되어 신호의 세기(strength)를 결정함으로써 신호의 포락선이 빠르게 변화하는 페이딩(fading) 현상이 발생한다. 이러한 페이딩외에 차량이 이동함에 따라 신호의 평균 레벨이 비교적 느리게 변화하는 새도우잉(shadowing) 현상이 발생한다.^[3,4,5]

페이딩과 새도우잉 현상은 시스템의 성능을 크게 열화시키므로 이를 극복하기 위하여 마이크로스코픽(microscopic)과 매크로스코픽(macrosopic) 다이버시티가 각각 사용된다. 마이크로스코픽 다이버시티는 순간적인 페이딩 효과를 감소시키고, 매크로스코픽 다이버시티는 비교적 느린 새도우잉 효과를 감소시키며, 일반적인 디지털 변조 방식에서 이 두가지 다이버시티를 적용한 시스템의 성능에 관한 논문이 발표된 바 있다.^[4,5] DS/SSMA 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 스펙큘러 다중 경로 채널에서 다중 경로 결합 수신기를 해석하고, 코드 시퀀스 파라미터의 변화에 따른 시스템 성능을 평가하였다.^[8] 그러나, 대표적 CDMA 방식인 직접 시퀀스 스펙트럼 확산 방식을 사용하는 이동 무선 통신에서 마이크로스코픽과 매크로스코픽 다이버시티를 사용한 시스템의 성능은 아직 평가되지 않고 있어 최근 CDMA 방식이 국내 차기 이동 통신 및 개인 통신 방식으로 유력시 되고 있는 경향에 비추어 이러한 시스템의 성능 분석이 절실히 필요하다.

본 논문에서는 레일리 페이딩과 로그 노말 새도우잉이 존재하는 이동 무선 채널에서 이들의 효과가 시스템 성능에 미치는 영향을 살펴보고, 이로 인한 성능 열화를 극복하기 위하여 postdetection 마이크로스코픽 및 선택 매크로스코픽 다이버시티와 채널 부호를 사용한 DS/SSMA DPSK 시스템의 성능을 평가하고자 한다. noncoherent 방식인 DPSK는 coherent 방식에 비하여 성능이 떨어지는 반면, 페이딩 현상 등이 심하여 신호의 위상을 복구하기 어려운 경우 선호된다. 성능 개선을 위하여 사용한 채널 오류 정정 부호는 한 비트의 오류를 정정할 수 있는 (7,4) Hamming 부호와 두 비트의 오류를 정정할 수 있는 (15,7) BCH 부호이며, 채널 모델로서 이산 시간(discrete time) 채널 모델을 적용하고, 다중 경

로의 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 새도우잉 현상이 발생한다. 새도우잉 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 파형을 왜곡시켜 심볼간 간섭(Intersymbol Interference : ISI)을 증가시킨다.^[4] 다중 경로 페이딩 채널에서 스펙트럼 확산 신호를 전송할 때, 전송된 신호의 확산된 대역폭이 채널의 코히어런스 대역폭(coherence bandwidth)보다 크면 다중 경로 성분은 이산된 갯수의 레일리 페이딩된 경로로 분해할 수 있다. 이러한 채널을 주파수 선택적(frequency-selective) 페이딩 채널이라 하며, 이때 코히어런스 대역폭은 채널의 최대 다중 경로 지연 확산(maximum multipath delay spread)에 역비례한다. 분해된 경로의 수는 채널의 다중 경로 확산과 신호의 확산된 대역폭에 좌우된다.^[12]

본 논문에서는 자신의 신호를 전송하고자 하는 K개의 이동체와 수개의 기지국이 존재하는 셀 내에서의 통신망을 고려한다. K개중 하나의 이동체 만이 기지국 수신기에서 수신하고자 하는 신호를 전송하고, 다른 K-1개의 이동체는 바람직하지 않은 다중 접속 방해 신호(multiple-access interference : MAI)를 발생시킨다. 임의의 사용자 k와 기지국 수신기 사이의 채널을 링크 k라 정의하고, 모든 링크는 서로 독립이며, 각 링크에 L_k 개의 가능한 경로가 존재한다고 가정한다. 또한, 링크 k를 다음과 같은 등가 저역통과 임펄스 응답(equivalent low-pass impulse response)을 갖는 선형 필터로 모델링한다.

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

여기서, $\delta(\cdot)$ 는 Dirac 델타 함수이고, 랜덤 변수 L_k 는 사용자 k 에 대한 경로수이다. β_{ik} 는 레일리 분포하는 신호의 이득이고, t_{ik} 는 $[0, T_m]$ 에서 균일 분포하는 시간 지연, ϕ_{ik} 는 $[0, 2\pi]$ 에서 균일 분포하는 신호 위상이며, 첨자 ik 는 k 번째 사용자의 i 번째 경로를 나타낸다. 각 사용자의 링크에서 전송 신호 $s_k(t)$ 는 서로 다른 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 $L_M \gg (T_m/T_c)$ 와 $L_M \gg 1$ 을 만족하는 최소 정수이다. 지연 확산 T_m 은 심볼의 폭 T 보다 훨씬 작다고 가정하여, 심볼간 간섭은 무시한다. 실제로 CDMA 시스템에서의 심볼간 간섭은 전후 데이터 비트간에 서로 다른 PN(pseudo noise) 부호를 사용함으로써 상관(correlation) 관계를 억제하여 심볼간 간섭을 줄이며^[9], Pursley^[8] 등은 매우 긴 주기의 PN 부호를 사용하여 다중 접속 간섭과 심볼간 간섭을 거의 무시할 수 있을 만큼 줄일 수 있음을 보였다.

III. 비동기 DS/SSMA DPSK 통신 시스템

DS/SSMA 셀룰러 망에서 각 사용자는 비동기적으로(asynchronously) 고유의 확산 코드를 전송하고, 기지국에서는 이 코드를 이용하여 사용자를 확인한다. 그림 1에서 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 효과는 신호마다 다르므로 서로 다른 이동 무선 채널을 통하여 그들의 정보 신호를 기지국으로 전송하는 것으로 모델링할 수 있다.

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

$$b_k(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} b_j^k P_T(t-jT) \quad (2)$$

여기서, b_j^k 는 k 번째 사용자의 j 번째 데이터이며, $P_T(t)$ 는 T 초 동안의 구형파이다. $a_k(t)$ 는 k 번째 사용자에게 부여되는 코드 파형으로서 폭 T_c 초인 구형

파 칩(chip)의 주기적인 시퀀스로 구성되며, deterministic 시퀀스로 가정한다.

$$a_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i^k P_{T_c}(t-iT_c) \quad (3)$$

각 사용자의 코드 시퀀스는 주기 $N=T/T_c$ 를 갖는다고 가정한다. a_i^k 는 k 번째 사용자의 i 번째 칩 값으로서 동일한 확률로 $\{\pm 1\}$ 의 값을 취하며, $P_{T_c}(t)$ 는 T_c 초 동안의 구형파이고, 다음의 조건을 만족한다.

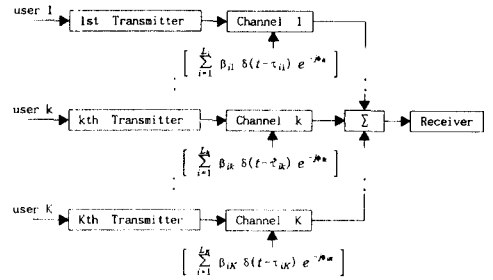


그림 1. 비동기 DS/SSMA 시스템 모델
Fig. 1. Asynchronous DS/SSMA system model.

$$\left(\frac{1}{T_c}\right) \int_0^T P_{T_c}^2(t) dt = 1 \quad (4)$$

정보 신호를 반송 주파수 ω_c 인 반송파에 변조시키면 k 번째 사용자의 전송 신호 $s_k(t)$ 는 다음과 같다.

$$s_k(t) = \sqrt{2} P_k a_k(t - t_{0k}) b_k(t - t_{0k}) \cos(\omega_c t - \phi_{0k}) \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (5)$$

P_k 는 k 번째 사용자의 전송 신호의 전력이며, t_{0k} 는 사용자 k 의 전송 시작 시간이고, ϕ_{0k} 는 $[0, 2\pi]$ 에서 균일 분포한다고 가정하는 초기 반송파 위상이다. 반송 주파수 ω_c 는 $\omega_c \gg T^{-1}$ 라고 가정한다. 본 논문에서 고려하는 셀룰러 통신망에서는 전력 제어(power control)를 수행하여 원근 문제(near-far problem)를 해결했다고 가정한다. 지금까지 원근 문제는 이동 통신에 CDMA 방식을 적용함에 있어서 가장 큰 관건이 되어 왔으며, 최근 이를 해결함에 따라 실용화가 가능해졌고^[14], 본 논문에서는 이 가정에 의하여 다음의 수신 신호 $r(t)$ 에 대한 식에서 수신된 신호의 크기를 모두 $\sqrt{2}P$ 로 단순화시킬 수 있다.

그림 2는 postdetection 다이버시티를 사용한 수신기의 모델이다. 각 경로에 대하여 하나씩의 DPSK

수신기 B 를 가지며, 각 경로를 통해 입력된 신호들이 복조된 후 결합된다. 채널의 각 경로에서의 지연 시간은 서로 독립적이므로 수신기에서 레일리 페이딩된 다른 사용자의 시퀀스는 의도된 사용자의 시퀀스에 대하여 비동기적으로 수신된다. 그림 3은 DS/SS DPSK 수신기이다. 여기서 수신되는 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

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

단,
$$\begin{aligned} \tau_{ik} &= t_{ik} + t_{ak} \\ \theta_{ik} &= \phi_{ik} + \phi_{ak} + \omega_c t_{ik} \end{aligned} \quad (6)$$

여기서, $n(t)$ 는 양측 스펙트럼 밀도가 $N_0/2$ [W/Hz] 인 백색 가우시안 잡음이고, t_{ik} 와 ϕ_{ik} 는 각각 k 번째 사용자의 i 번째 경로에서의 시간 지연과 위상 천이이다. 위상 θ_{ik} 는 $[0, 2\pi]$ 에서 균일 분포하고, 경로 이득 β_{ik} 는 다음과 같은 레일리 확률 밀도 함수를 갖는다.

$$p(\beta) = (\beta/\rho) \exp(-\beta^2/2\rho) \quad (7)$$

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

$$\gamma_{ca} = E\{\beta_{j1}^2\} E_b / N_0 = 2\rho E_b N_0 \quad (8)$$

여기서, β_{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 $P_d(X)dx$ 인 비균질 포어슨 프로세스(nonhomogeneous Poisson process)로 모델링할 수 있다.^[8,10] 한 신호 성분이 무한소의 간격 $[x, x+dx]$ 동안 도달할 확률은 $P_d(X)dx$ 이며, 한 수신기에서 수신기에 도달하는 다중경로 신호 성분의 수에 대한 평균치는 다음과 같다.

$$\bar{L} = \int_0^{\infty} P_d(x) dx \quad (9)$$

따라서, k 번째 링크에서의 경로의 수 L_k 의 확률 밀도 함수(probability density function : pdf)는 다음과 같이 주어진다.

$$f_{L_k}(L) = \bar{L}^L \exp(-\bar{L}) / L! \quad (10)$$

본 논문에서는 계산을 보다 간단히 하기 위하여 포

어슨 분포의 이산 형태로서 링크 k 에 대한 경로의 수 L_k 가 다음과 같이 이항 분포를 한다고 가정한다.^[13]

$$\text{Prob.}[L_k] = \binom{L_M}{L_k} p^{L_k} (1-p)^{L_M-L_k} \quad (11)$$

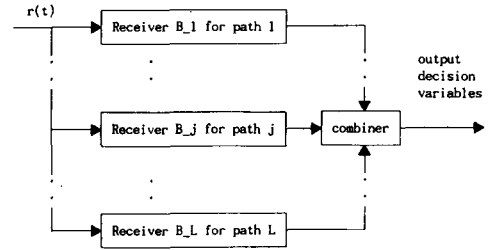


그림 2. 마이크로스코픽 다이버시티를 사용한 수신기 모델

Fig. 2. Receiver model with microscopic diversity.

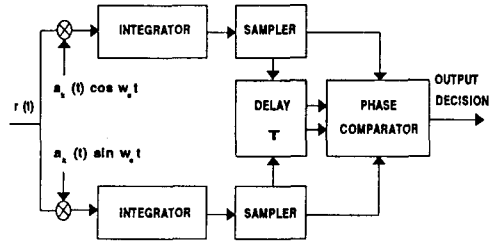


그림 3. DPSK DS/SS 수신기

Fig. 3. DPSK DS/SS Receiver.

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. 수신 신호를 보다 간단히 표현하기 위하여 저역 통과 신호를 다음과 같이 정의한다.

$$x(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^{L_k} \sqrt{2P} \beta_{ik} a_k(t - \tau_{ik}) b_k(t - \tau_{ik}) \cos \theta_{ik} + n_c(t) \quad (12a)$$

$$y(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^{L_k} \sqrt{2P} \beta_{ik} a_k(t - \tau_{ik}) b_k(t - \tau_{ik}) \sin \theta_{ik} + n_s(t) \quad (12b)$$

잡음 $n(t)$ 는 등가의 저역 통과(low-pass) 성분 $n_s(t)$ 와 $n_c(t)$ 로 표현하였다.

따라서, 수신 신호 $r(t)$ 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$r(t) = x(t) \cos \omega_c t - y(t) \sin \omega_c t \quad (13)$$

또한, 복소 포락선(complex envelope) $\bar{r}(t)$ 는 다음과 같다.

$$\bar{r}(t) = x(t) + jy(t) \tag{14}$$

첫번째 사용자의 j 번째 경로에 대한 수신기를 선택하고, 수신기의 정합 필터 출력에서 동상 성분(in-phase component)과 직각 성분(quadrature component)을 각각 $g_{yi}(t)$ 와 $g_{yj}(t)$ 로 놓는다. 정합 필터의 등가 저역통과 임펄스 응답이 $a_k(T-t-\tau_{jk})$ 이고, 샘플링 순간인 $t=T$ 에서 $g_{xi}(T)$ 와 $g_{yj}(T)$ 를 자신의 원하는 신호와 다중경로 신호, 다른 사용자의 다중 접속 신호 그리고 잡음으로 나누면 j 번째 경로에 정합된 수신기에 대하여 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$g_{yi}(T) = \sqrt{2P}\beta_{j1} \cos\theta_{j1} \int_0^T a_1(s-\tau_{j1})a_1(s-\tau_{j1})b_1(s-\tau_{j1})ds \\ + \sum_{i=1, i \neq j}^{L_1} \sqrt{2P}\beta_{i1} \cos(\theta_{i1} - \theta_{j1}) \int_0^T a_1(s-\tau_{i1})a_1(s-\tau_{i1})b_1(s-\tau_{i1})ds \\ + \sum_{k=2}^K \sum_{i=1}^{L_k} \sqrt{2P}\beta_{ik} \cos(\theta_{ik} - \theta_{j1}) \int_0^T a_1(s-\tau_{i1})a_1(s-\tau_{ik})b_1(s-\tau_{ik})ds \\ + \int_0^T a_1(s-\tau_{j1})n_c(s)ds \tag{15a}$$

$$g_{yj}(T) = \sqrt{2P}\beta_{j1} \sin\theta_{j1} \int_0^T a_1(s-\tau_{j1})a_1(s-\tau_{j1})b_1(s-\tau_{j1})ds \\ + \sum_{i=1, i \neq j}^{L_1} \sqrt{2P}\beta_{i1} \sin(\theta_{i1} - \theta_{j1}) \int_0^T a_1(s-\tau_{i1})a_1(s-\tau_{i1})b_1(s-\tau_{i1})ds \\ + \sum_{k=2}^K \sum_{i=1}^{L_k} \sqrt{2P}\beta_{ik} \sin(\theta_{ik} - \theta_{j1}) \int_0^T a_1(s-\tau_{i1})a_1(s-\tau_{ik})b_1(s-\tau_{ik})ds \\ + \int_0^T a_1(s-\tau_{j1})n_s(s)ds \tag{15b}$$

사용자 1의 j 번째 경로를 기준 경로로 하면, $\tau_{j1} = 0$, $\theta_{j1} = 0$ 으로 놓을 수 있고, 다른 모든 경로의 신호는 방해 신호가 된다. 표현을 보다 간단히 하기 위하여, Pursley^[11]가 정의한 연속 시간 부분 상호 상관 함수(continuous-time partial crosscorrelation function)를 사용한다.

$$R_{k,i}(\tau) = \int_0^T a_k(t-\tau)a_i(t)dt \tag{16a}$$

$$\bar{R}_{k,i}(\tau) = \int_0^T a_k(t-\tau)a_i(t)dt \tag{16b}$$

정합 필터의 출력은 결과적으로 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$g_{yi}(T) = \sqrt{2P}\beta_{j1} T b_1^0 \\ + \sum_{i=1, i \neq j}^{L_1} \sqrt{2P}\beta_{i1} \cos\theta_{i1} [b_1^{-1}R_{i,1}(\tau_{i1}) + b_1^0 \bar{R}_{i,1}(\tau_{i1})] \\ + \sum_{k=2}^K \sum_{i=1}^{L_k} \sqrt{2P}\beta_{ik} \cos\theta_{ik} [b_k^{-1}R_{k,1}(\tau_{ik}) + b_k^0 \bar{R}_{k,1}(\tau_{ik})] \\ + N_c \tag{17a}$$

$$g_{yj}(T) = \sum_{i=1, i \neq j}^{L_1} \sqrt{2P}\beta_{i1} \sin\theta_{i1} [b_1^{-1}R_{i,1}(\tau_{i1}) + b_1^0 \bar{R}_{i,1}(\tau_{i1})] \\ + \sum_{k=2}^K \sum_{i=1}^{L_k} \sqrt{2P}\beta_{ik} \sin\theta_{ik} [b_k^{-1}R_{k,1}(\tau_{ik}) + b_k^0 \bar{R}_{k,1}(\tau_{ik})] \\ + N_s \tag{17b}$$

$$\text{단, } N_c = \int_0^T a_1(s-\tau_{j1})n_c(s)ds \tag{18a}$$

$$N_s = \int_0^T a_1(s-\tau_{j1})n_s(s)ds \tag{18b}$$

잡음 샘플 N_c 와 N_s 는 평균이 0인 독립적인 가우시안 랜덤 변수로서 동일한 분산 $\sigma_n^2 = N_0T$ 를 갖는다. 새로운 변수 z_{aj} 를 사용하여 샘플링 순간 적분기 출력의 복소 포락선을 $z_{aj} = g_{xi}(T) + j g_{yj}(T)$ 로 나타내고, 이전 샘플링 순간 적분기 출력의 복소 포락선은 z_{bj} 으로 나타낸다. 페이딩이 데이터에 비하여 느리다고 가정하면, 이전 샘플링 순간에서의 복소 포락선은 관계된 데이터 비트와 가우시안 잡음 샘플값에서만 z_{aj} 과 다르다. z_{aj} 에서의 가우시안 잡음을 N_{ca} 와 N_{sa} 로, z_{bj} 에서는 N_{cb} 와 N_{sb} 로 나타내면, z_{aj} 과 z_{bj} 은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$z_{aj} = \sqrt{2P}\beta_{j1} T b_1^0 + \sqrt{2P} \sum_{i=1, i \neq j}^{L_1} A X_a \\ + \sqrt{2P} \sum_{k=2}^K \sum_{i=1}^{L_k} B Y_a + N_{ca} + j N_{sa} \tag{19a}$$

$$z_{bj} = \sqrt{2P}\beta_{j1} T b_1^1 + \sqrt{2P} \sum_{i=1, i \neq j}^{L_1} A X_b \\ + \sqrt{2P} \sum_{k=2}^K \sum_{i=1}^{L_k} B Y_b + N_{cb} + j N_{sb} \tag{19b}$$

$$\text{단, } X_a = \beta_{i1} [b_1^{-1}R_{i,1}(\tau_{i1}) + b_1^0 \bar{R}_{i,1}(\tau_{i1})] \tag{20a}$$

$$Y_a = \beta_{ik} [b_k^{-1}R_{k,1}(\tau_{ik}) + b_k^0 \bar{R}_{k,1}(\tau_{ik})] \tag{20b}$$

$$X_b = \beta_{i1} [b_1^{-1}R_{i,1}(\tau_{i1}) + b_1^0 \bar{R}_{i,1}(\tau_{i1})] \tag{20c}$$

$$Y_b = \beta_{ik} [b_k^{-1}R_{k,1}(\tau_{ik}) + b_k^0 \bar{R}_{k,1}(\tau_{ik})] \tag{20d}$$

$$A = \cos\theta_{i1} + j \sin\theta_{i1} \tag{20e}$$

$$B = \cos\theta_{ik} + j \sin\theta_{ik} \tag{20f}$$

위의 식에서 k 번째 사용자의 데이터 비트 b_k^k 는 b_k^k 에 두 비트 앞서 전송된 비트이다. 잡음 변수 N_{ca} , N_{cb} , N_{sa} , N_{sb} 는 서로 독립이고, 이전 데이터 비트는 +1과 -1이 동일한 확률로 발생한다고 가정하면 샘플링 순간 DPSK 복조기의 출력은 다음과 같다.^[12]

$$z_j = \text{Re}[z_{aj} z_{bj}^*] \tag{21}$$

여기서, z_{bj}^* 는 z_{bj} 의 공액 복소수(complex conjugate)를, $\text{Re}[z_{bj} z_{bj}^*]$ 는 $z_{bj} z_{bj}^*$ 의 계산 결

과의 실수 부분을 나타내며, z_{bn} 과 z'_{bn} 은 서로 uncorrelated 하다고 가정한다. 다이버시티를 사용하지 않을 경우 z 가 결정 변수(decision variables)가 되지만, 차수 M 의 postdetection 다이버시티를 사용하는 경우 결정 변수는 $Z_D = \sum_{j=1}^M z_j$ 이다.

IV. 시스템 성능

Z_{aj} 에서 방해 신호와 잡음의 합을 N_{aj} 이라 하고, Z_{bj} 에서는 N_{bj} 이라 하면, 방해 신호를 가우시안으로 가정할 경우 N_{aj} 과 N_{bj} 도 가우시안이라고 할 수 있다. 따라서, 결정 변수 Z_D 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$Z_D = \text{Re} \left[\sum_{j=1}^M \left(\sqrt{2PT} \beta_{j1} b_1^0 + N_{aj1} \right) \left(\sqrt{2PT} \beta_{j1} b_1^{-1} + N_{bj1} \right)^* \right] \quad (22)$$

β_{jk} 는 경로 이득이며, N_{aj} 과 N_{bj} 은 j 번째 경로와 관련된 가우시안 랜덤 변수이다. 임의의 j 에 대하여 N_{aj} 와 N_{bj} 의 분산은 각각을 실수부와 허수부로 나누어 쓰고, 각 항으로부터 분산을 구함으로써 가능하다.

$$N_{aj1} = \sqrt{2P} \sum_{i=1, i \neq j}^M \beta_{i1} T e \cos \theta_{i1} + \sqrt{2P} \sum_{k=2}^K \sum_{i=1}^{L_i} \beta_{ik} T e \cos \theta_{ik} + N_{ca} \\ + j \left[\sqrt{2P} \sum_{i=1, i \neq j}^{L_1} \beta_{i1} T e \sin \theta_{i1} + \sqrt{2P} \sum_{k=2}^K \sum_{i=1}^{L_i} \beta_{ik} T e \sin \theta_{ik} + N_{sa} \right] \quad (23)$$

단, $e = 1/T[b^{-1}R(\tau) + b^0\bar{R}(\tau)]$ 이다. 또한, N_{aj} 의 분산은 다음과 같다.

$$E \left[|N_{aj1}|^2 \right] = \left[2P(L-1)2\rho T^2 e^2 / 2 \right. \\ \left. + 2P(K-1)L 2\rho T^2 e^2 / 2 + N_{ca}^2 \right] \\ + \left[2P(L-1)2\rho T^2 e^2 / 2 \right. \\ \left. + 2P(K-1)L 2\rho T^2 e^2 / 2 + N_{sa}^2 \right] \quad (24)$$

e^2 은 $2/3N$ 이며^[6], $E[L_1] = E[L_k] = L$, $E[\beta^2] = 2\rho$ 이고, $E[\cos^2 \theta] = E[\sin^2 \theta] = 1/2$ 이다. 따라서, N_{i1} 와 N_{2j} 의 분산은 다음과 같다.

$$E \left[|N_{ij}|^2 \right] = E \left[|N_{2j}|^2 \right] = 2 \left[N_0 T + (KL-1)2PT^2 \rho e^2 \right] \quad (25)$$

이상의 조건으로부터 DPSK 신호에 대한 오율식은 Z_D 가 0보다 작을 확률과 같으므로 경로수 L_1 , 경로당 평균 전력 ρ_0 , 카이 스퀘어(chi-square) 분포의 랜덤 변수 α 에 대한 조건 오율식으로 쓸 수 있다.^[12]

$$P_{ed}(\gamma_b | L_1, \rho_0, \alpha) = \frac{1}{2^{2L_1-1}} e^{-\gamma_b} \sum_{n=0}^{L_1-1-k} \binom{2L_1-1}{n} \gamma_b^n \quad (26)$$

여기서 γ_b 는 비트당 SNR이고, $\gamma_c = \sum_{i=1}^L \gamma_i$ 로 주어진다. γ_c 는 경로당 SNR이며, 식 (22)와 (25)로부터 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\gamma_c = \frac{2P\beta_{j1}^2}{2 \left[(E[L_k]K-1)2PT^2 \rho (2/3N) + N_0 T \right]} \quad (27)$$

사용자 1에 대하여 총 L_1 개의 가능한 경로를 통해 입력된 신호로 인하여 postdetection 등가 결합 수신기 출력에서의 SNR은 $2L_1$ 차의 자유도를 갖는 카이 스퀘어 분포 랜덤 변수가 되고, 이를 α 로 표시하면 α 의 확률 밀도 함수는 다음과 같다.

$$p(\alpha) = \frac{\alpha^{L_1-1} \exp(-\alpha/\gamma_{ca})}{(L_1-1)! \gamma_{ca}^{L_1}} \quad (28)$$

γ_{ca} 는 γ_c 에 평균을 취한 결과이다.

$$\gamma_{ca} = \frac{E_b \rho_0}{\left[(L_M^* p)K-1 \right] 2E_b \rho (2/3N) + N_0} \quad (29)$$

여기서 $\rho_0 = 2\rho = E[\beta^2]$ 이고, $E_b = PT$ 이다. L_M^* 은 존재할 수 있는 최대의 경로수이며, p 는 일정한 시간안에 경로가 존재할 확률이다. 식(26)에서 α 의 분포에 대하여 평균을 취하면, 에 대한 조건을 제거할 수 있으며, 다음의 결과를 얻는다.^[12]

$$P_{ed}(\gamma_b | L_1, \rho_0) = \frac{1}{2^{2L_1-1} (L_1-1)! (1+\gamma_{ca})^{L_1}} \sum_{k=0}^{L_1-1} \frac{1}{k!} \\ \sum_{n=0}^{L_1-1-k} \binom{2L_1-1}{n} (L_1-1+k)! \left(\frac{\gamma_{ca}}{1+\gamma_{ca}} \right)^k \quad (30)$$

한편, ρ_0 는 로그 노말 분포를 하며, 이의 확률 밀도 함수는 다음과 같다.

$$p(\rho_0) = \frac{10}{\sigma \rho_0 \ln(10) \sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{(10 \log \rho_0 - m_s)^2}{2\sigma^2} \right] \quad (31)$$

또한, M 차의 선택 다이버시티를 적용할 경우 로그 노말 성분의 확률 밀도 함수는 다음과 같이 변형된다.

$$p(\rho_0) = \frac{10M}{\sigma \rho_0 \ln(10) \sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{(10 \log \rho_0 - m_s)^2}{2\sigma^2} \right] \\ \cdot G \left[\frac{10 \log \rho_0 - m_s}{\sigma} \right]^{M-1} \quad (32)$$

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

$$G(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp(-y^2/2) dy \quad (33)$$

ρ_0 에 대한 조건을 제거하기 위하여, ρ_0 의 확률 분포에 대하여 평균을 취한다.

$$P_{cd}(\gamma_b|L_1) = \int_0^\infty P_{cd}(\gamma_b|L_1, \rho_0) p(\rho_0) d\rho_0 \quad (34)$$

또한, $P_{cb}(\gamma_b | L_1)$ 은 L_1 이 고정되었다고 가정한 조건 오율식이므로 이항 분포한다고 가정한 경로의 수 L_1 에 대하여 평균을 취한다. 식(32)에 이항 분포를 취한 결과식은 다음과 같다.

$$P_{cd}(\gamma_b) = \sum_{L_1=0}^{L_M} \binom{L_M}{L_1} p^{L_1} (1-p)^{L_M-L_1} P_{cd}(\gamma_b|L_1) \\ = 0.5(1-p)^{L_M} + \sum_{L_1=1}^{L_M} P_{cd}(\gamma_b|L_1) \binom{L_M}{L_1} p^{L_1} (1-p)^{L_M-L_1} \quad (35)$$

이 식에서 첫항은 경로가 존재하지 않을 경우를 고려한 것이고, 두번째 항은 한개의 경로부터 최대 L_M 개까지의 경로를 취할 경우의 오율이다. 주어진 시간내에서 하나의 경로도 존재하지 않을 확률은 $(1-p)$ 이며, 이러한 경우가 L_M 번 존재 가능하고, 이때의 가능한 최대 오율은 0.5이다. 단, 본 논문에서는 어느 경우나 적어도 하나 이상의 경로가 존재한다고 가정하여 첫 항을 고려하지 않는다.

한편, t 개의 오류를 정정할 수 있는 채널 부호에 대하여, 비트 오류 확률은 다음과 같이 주어진다.

$$P_B = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n i \binom{n}{i} P_{cd}^i (1-P_{cd})^{n-i} \quad (36)$$

여기서, P_{cd} 는 채널 오류 확률이고, n 은 부호화된 블록의 길이이며, t 는 부호의 오류 정정 능력이다. 그러나, 이 식은 근사화된 식으로서 채널 오류가 독립적이라고 가정한 것이다. 본 논문에서는 Kavehrad^[6] 등이 제안한 부호의 중(weight) 분포에 근거한 보다 정확한 공식을 사용하였다. (7.4) Hamming 부호인 경우 p 값이 작을때 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$P_{BH} = 9P_{cd}^2(1-P_{cd})^5 + 19P_{cd}^3(1-P_{cd})^4 \quad (37)$$

한편, (15.7) BCH 부호인 경우, 작은 p 값에 대하여 오율식이 다음과 같다.

$$P_{BB} = 150P_{cd}^3(1-P_{cd})^{12} + 512P_{cd}^4(1-P_{cd})^{11} \quad (38)$$

V. 결과 및 고찰

본 장에서는 페이딩과 새도우잉, 마이크로 및 매크로스코픽 다이버시티와 채널 부호가 DS/SSMA

DPSK 시스템의 성능에 미치는 영향을 분석하기 위하여, 이들 파라미터를 변화시키면서 성능을 평가하였다.

그림 4는 레일리 페이딩 채널에서 postdetection 등가 결합 마이크로스코픽 다이버시티를 사용하는 DPSK 시스템의 경로수에 따른 성능 변화이다. 이때 사용자 수는 10명이며, 데이터 한 비트당 칩수는 127 칩이다. 각 경우마다 경로수 L 은 존재 가능한 최대 경로수이며, 경로 존재 확률은 $p=0.3$ 으로 하였다. 경로수가 증가함에 따라 postdetection 다이버시티의 차수가 증가하므로 시스템의 성능이 개선되나, SNR 25 dB 이상에서는 성능이 크게 향상되지 않는다. 다이버시티 차수의 증가없이 SNR만을 증가시키는 것은 다중 접속 간섭을 동시에 증가시키므로 더 이상 성능을 개선할 수 없다.

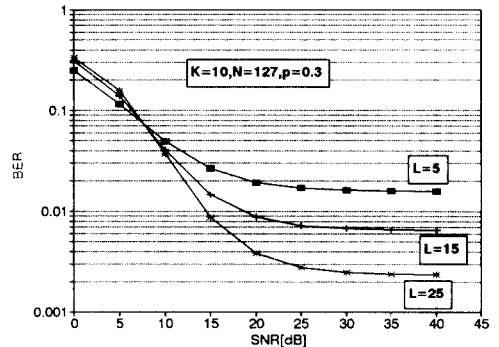


그림 4. 경로수의 변화에 따른 DPSK DS/SSMA 시스템의 평균 비트 오율

Fig. 4. Average bit error probability of DPSK DS/SSMA system corresponding to the number of paths.

그림 5는 그림 4의 조건에 새도우잉의 효과를 추가하고 $L=15$ 인 경우를 고려한 것이다. 새도우잉 효과는 표준 편차 $D=6, 9, 12$ dB 인 경우로 나누어 적용하였다. 세 경우 모두 오율이 0.01 이상으로서 성능이 크게 열화되었다.

그림 6은 그림 5로부터 칩수와 경로수를 증가시킨 것이다. $D=6$ dB인 경우에만 SNR 20 dB이상에서 오율이 0.01 이하로 떨어지며, 그외의 경우는 0.01 이상의 오율을 보여 성능이 매우 열악하다. 그림 5에 비하여 성능이 향상된 것은 칩수 증가의 효과이다. 새도우잉 현상을 극복하는데 마이크로스코픽 다이버시티 즉, 경로수의 증가는 효과가 없기 때문이다. 그림 7은 그림 5에 채널 오류 정정 부호를 적용한 결과이다.

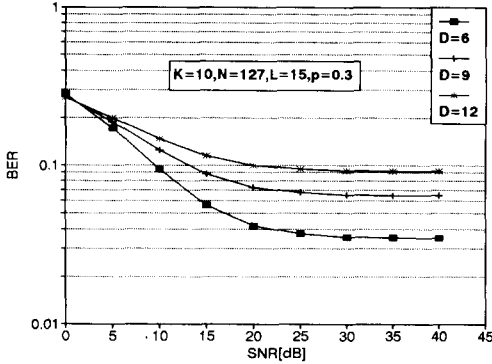


그림 5. shadowing 효과로 인한 DPSK DS/SSMA 시스템 성능 열화
 Fig. 5. Performance deteriorations of DPSK DS/SSMA system due to shadowing effects.

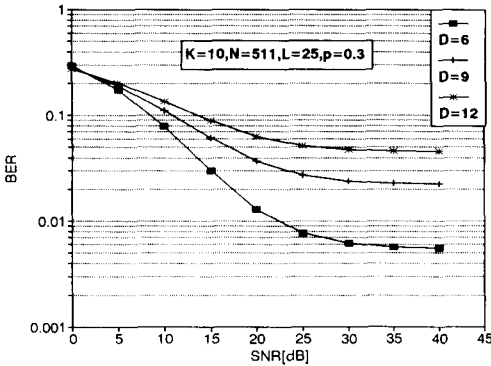


그림 6. shadowing 효과 고려시 칩수와 경로수의 동시 증가로 인한 DPSK DS/SSMA 시스템 성능 변화
 Fig. 6. Performance variations of DPSK DS/SSMA system due to increasing the number of chips paths simultaneously with shadowing effects.

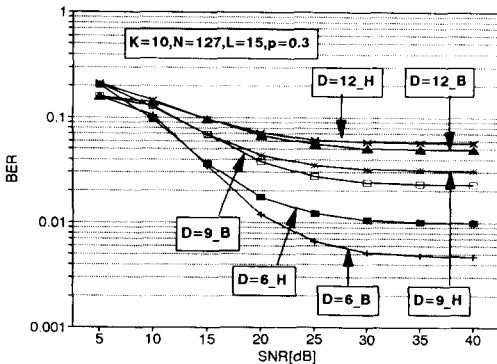


그림 7. shadowing 효과 고려시 오류 정정 부호의 사용으로 인한 DPSK DS/SSMA 시스템의 성능 향상

Fig. 7. Performance improvements of DPSK DS/SSMA system due to using FEC channel coding with shadowing effects.

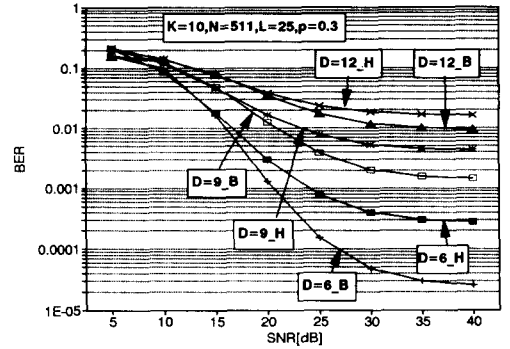


그림 8. shadowing 효과 고려시 칩수 및 경로수의 증가와 오류 정정 부호를 동시에 사용한 DPSK DS/SSMA 시스템 성능 변화

Fig. 8. Performance improvements of DPSK DS/SSMA system due to increasing the number of chips and paths with FEC channel coding.

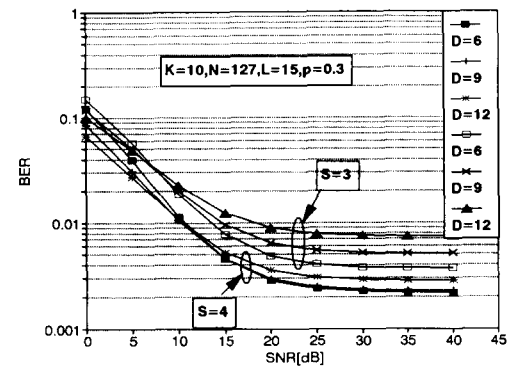


그림 9. 매크로스코픽 선택 다이버시티를 사용한 DPSK DS/SSMA 시스템 성능

Fig. 9. Performance of DPSK DS/SSMA system using macroscopic selection diversity.

그림에서 (7,4) Hamming 부호 사용시 _H로, (15,7) BCH 부호 사용시 _B로 표시하였다. 그림 6과 비교하여 D=6 dB 일때 BCH 부호를 사용한 경우를 제외하면 대체로 칩수 및 경로수를 증가시킨 것이 더 나은 성능을 보인다.

그림 8은 칩수 및 경로수를 증가시키고, 여기에 채널 부호까지 사용한 경우이다. 그림 6.7에 비하여 전체적으로 성능이 크게 향상되고, 표준 편차 D가 작고, SNR이 클수록 칩수의 증가나 채널 부호 각각을 사용했을 때보다 더 큰 성능 개선을 얻을 수 있다. 그림 9는 새도우잉 현상을 극복하기 위하여, 차수 S=3과 S=4의 선택 매크로스코픽 다이버시티를 사용한 결과이다. 이동 통신에서 매크로스코픽 다이버시티의 차수 S는 하나의 셀을 담당하는 셀 사이트(cell site)의 수를 의미한다. 그림에서 S=3일 때 표준 편차에 따라 일정한 성능차를 보이는 반면, S=4일 때 각 경우가 일정한 값으로 수렴하는 경향을 보인다. 이로 부터 그림 9와 같은 조건에서는 차수 S=4의 매크로스코픽 다이버시티가 새도우잉 현상을 매우 효과적으로 제거함을 알 수 있다.

그림 10은 그림 9의 S=3일 때 칩수 및 경로수를 증가시킨 결과이다. 약 10 배 가량 성능이 향상되며, 선택 다이버시티를 사용하지 않고 칩수 및 경로수를 증가시킨후 채널 부호를 사용한 그림 8과 비교하면, D=6 dB에 BCH 부호를 사용한 경우를 제외한 모든 경우 선택 다이버시티를 사용한 것이 좋은 성능을 보인다. 그림 11은 채널 부호와 매크로스코픽 선택 다이버시티를 모두 사용한 결과이다. 그림 10에 비하여 최저 10²배에서 최고 10⁶배까지 성능이 향상된다. 선택 다이버시티를 사용하지 않았던 그림 8에서는 로그 노말 분포의 표준 편차에 따라 성능이 좌우되는 반면, 새도우잉 현상을 효과적으로 제거할 수 있는 선택 매크로스코픽 다이버시티를 사용한 그림 11에서는 대체로 채널 부호의 오류 정정 능력에 따라 성능이 좌우된다.

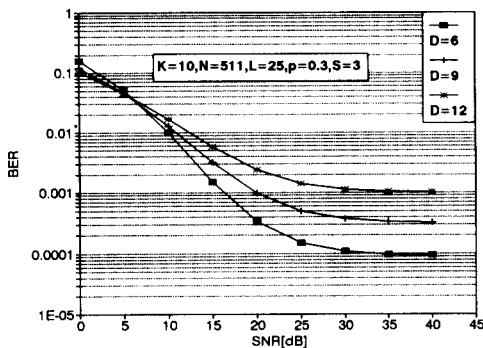


그림 10. 칩수 및 경로수의 증가와 선택 다이버시티 사용시 DPSK DS/SSMA 시스템의 성능

Fig. 10. Performance of DPSK DS/SSMA system using selection diversity in addition to the increased number of chips and paths

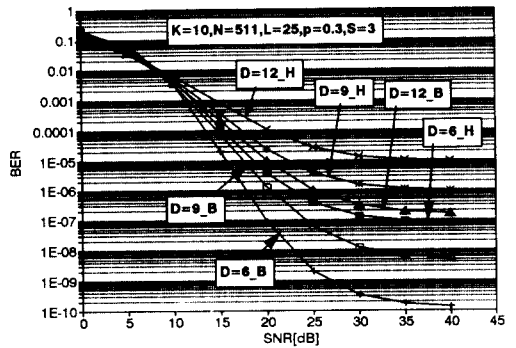


그림 11. 칩수 및 경로수의 증가와 선택 다이버시티 사용시 부호화된 DPSK DS/SSMA 시스템 성능

Fig. 11. Performance of coded DPSK DS/SSMA system using selection diversity in addition to the increased number of chips and paths.

VI. 결론

레이리 페이딩과 로그 노말 새도우잉이 존재하는 이동 무선 채널에서 postdetection 마이크로스코픽 다이버시티 및 선택 매크로스코픽 다이버시티와 채널 부호를 사용한 DS/SSMA DPSK 시스템의 성능을 분석한 결과 다음과 같은 결론을 얻었다.

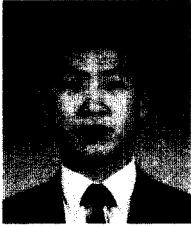
1. 레이리 페이딩만 고려한 경우, 마이크로스코픽 다이버시티의 차수가 증가함에 따라 성능이 개선되며, 차수의 증가없이 SNR만 증가시키는 것은 성능 개선에 한계가 있다.(그림 4)
2. 레이리 페이딩과 로그 노말 새도우잉이 모두 존재하고, 마이크로스코픽 다이버시티만 사용한 경우 성능이 크게 열화되어 D=6, 9, 12 dB의 경우 모두 0.01 이상의 오류를 나타내었다.(그림 5)
3. 성능 개선을 위하여 칩수 및 경로수를 증가시킨 경우와 채널 부호를 사용한 경우를 비교하였을때, 대체로 칩수 및 경로수를 증가시킨 것이 채널 부호를 사용한 것보다 성능이 좋았으며, 두 방법의 결합 사용은 새도우잉 표준 편차가 작고, SNR이 클수록 효과적이었다.(그림 6, 7, 8)
4. 새도우잉 효과를 극복하기 위하여 매크로스코픽 다이버시티를 사용한 결과 성능이 일정한 값으로 수렴하며, 보다 큰 성능 개선을 위하여 칩수 및 경로수를 증가시켰을때 약 10배 정도 성능이 향상되었다. 여기에 채널 부호를 추가 사용한 경우 10²-10⁶배 정도

성능이 향상되었다.(그림 9,10,11)

参 考 文 献

- [1] W. C. Y. Lee, "Overview of Cellular CDMA," *IEEE Trans. Vehic. Tech.*, Vol. 40, pp. 291-302, May 1991.
- [2] K. S. Gilhousen, et al., "On the Capacity of a Cellular CDMA System," *IEEE Trans. Vehic. Tech.*, vol. 40, pp. 303-312, 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 and P. J. McLane, "Performance of Low-Complexity Channel Coding and Diversity for Spread Spectrum in Indoor Wireless Communications," *AT&T Tech. Journal*, vol. 64, no.8, pp. 1927-1965, Oct.1987.
- [7] M. Kavehrad and B. Ramamurthi, "Direct-Sequence Spread Spectrum with DPSK Modulation and Diversity for Indoor Wireless Communications," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 35, no. 2, Feb. 1987.
- [8] J. S. Lehnert and M. B. Pursley, "Multipath Diversity Reception of Spread-Spectrum Multiple-Access Communications," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 35, no. 11, Nov. 1987.
- [9] Agenda, CDMA Technology Forum, San Diego, CA., Jan. 16-17, 1992.
- [10] H. Hashemi, "Simulation of the Urban Radio Propagation Channel," *IEEE Trans. Vehic. Tech.*, vol. VT-28, pp. 213-225, Aug. 1979.
- [11] M. B. Pursley, "Spread-Spectrum Multiple-Access Communication," in *Multi-User Communication Systems*, G. Longo, Ed. Vienna and New York: Springer-Verlag, 1981, pp.139-199.
- [12] J. G. Proakis, *Digital Communications*, New York : McGraw-Hill, 1989.
- [13] H. Xiang, "Binary Code-Division Multiple-Access Systems Operating in Multipath Fading, Noisy Channels," *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-33, pp. 775-784, Aug. 1985.
- [14] Agenda, CDMA Technology Forum, San Diego, CA., Feb. 23-24, 1993.

著者紹介



姜炳權(正會員)

1963年 11月 18日生. 1982年 3月 ~ 1986年 2月 연세대학교 전기공학과 졸업(공학사). 1986年 3월 ~ 1988年 2월 연세대학교 대학원 전기공학과(공학석사). 1988年 3월 ~ 1993年 2월 연세대학교 대학원 전기공학과(공학박사). 1993年 3월 ~ 현재 한국전자통신연구소 이동통신기술연구단 무선기술연구실.



趙柄珍(正會員)

1953年 12月 13日生. 1972年 3월 ~ 1979年 2월 연세대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1979년 3월 ~ 1981年 2월 연세대학교 대학원 전자공학과(공학석사). 1987年 3월 ~ 1992年 8월 충남대학교 대학원 전자공학과(공학박사). 1989年 12월 ~ 1990年 12월 일본 경도대학 공학부. Yosida 연구실 초빙외국대학자. 1979年 1월 ~ 현재 한국전자통신연구소 이동통신기술연구단 무선기술연구실.



黃金燦(正會員)

1944年 7月 18日生. 1967年 2월 연세대학교 전기공학과 졸업(공학사). 1975年 6월 미국 Polytechnic Institute of New York 대학원(공학석사). 1979年 6월 미국 Polytechnic Institute of New York대학원(공학박사). 1979年 6월 ~ 1980年 9월 대전기계창 선임연구원. 1980年 9월 ~ 현재 연세대학교 전기공학과 교수.