

다중 대역 확산 CDMA 시스템에서의 다중 선택 결합 RAKE 수신기의 성능 분석

정희원 권순일*, 홍인기**

Performance of Multiple Order Selection Combining RAKE receiver in Multi-bandwidth CDMA System

Soon-yil Kwon*, Een-Kee Hong** *Regular Members*

요 약

다중 대역 확산 CDMA 시스템에서 확산 대역폭과 레일리 페이딩 채널의 지연 확산에 대한 다중 선택 결합 RAKE 수신기의 성능을 분석하여, 지연 확산이 다른 여러 채널 환경에서 RAKE 수신기 차수에 따른 전체 수신 에너지와 다중 경로 다이버시티 이득간의 상호 관계를 규명하였다. 분석 결과, 지연 확산이 작은 환경에서는 광대역 확산을 이용하여 확산 대역폭을 증가시키는 것이 더 좋은 성능을 나타냈으며, 지연 확산이 큰 환경에서는 협대역 확산을 이용하여 수신 신호 에너지를 크게 하는 것이 더 좋은 성능을 나타냈다. 높은 차수와 낮은 차수의 선택 결합기간의 성능 비교 결과, 확산 대역폭이 증가할수록 그 성능 차가 더 크게 나타났다. 또한, 확산 대역폭을 일정 수준 이상으로 증가시킬 경우 수신 성능이 저하되었으며, 각 채널 환경에서의 최적 확산 대역폭은 채널의 지연 확산이 증가할수록 감소하였다.

ABSTRACT

In a multi-bandwidth CDMA system, the performance of multiple order selection combining rake receivers are analyzed according to the spreading bandwidth of the system and the delay spread of the Rayleigh fading channel. The results for various channel environments indicate a tradeoff between total received signal energy and multipath fading immunity. Increasing the occupied bandwidth of the system(wide-bandwidth spreading) gives better performance for small delay spread environments, while gathering more energy(narrow-bandwidth spreading) gives better performance for large delay spread environments. It is shown that the performance difference between low and high order selection combining grows larger as the spreading bandwidth increases. It is also noted that performance degrades by increasing the bandwidth above a certain point and the optimum spreading bandwidth for each channel environment decreases as the delay spread of the channel increases.

I. 서 론

제 3세대 이동 통신 시스템에서 다중 대역 확산 (Multi-bandwidth) CDMA 방식은 멀티미디어 서비스 지원을 위한 다양한 정보 전송률을 수용할 수

있는 적절한 무선 접속 방식으로 고려되고 있다^[1]. 이러한 시스템에서 보통 음성 정보와 같은 저속 데이터는 낮은 칩 전송률을 갖는 협대역 확산 방식을 이용하고, 보다 높은 전송률을 요하는 데이터 정보는 중간 혹은 높은 칩 전송률을 갖는 중간 대역 혹은 광대역 확산 방식을 이용한다. 그러나, 주어진

* LG정보통신 중앙연구소 이동통신방식실(cross@lgic.co.kr),

** 경희대학교 전자정보학부(ekhong@nms.kyunghee.ac.kr)

논문번호: 99340-0823, 접수일자: 1999년 8월 23일

주파수 자원의 효율적 활용을 위해서 모든 확산 대역은 다양한 정보 전송률을 수용할 수 있어야 하며, 또한 동일한 정보 전송률을 갖는 서비스에 대해서도 다양한 확산 대역을 이용할 수 있어야 한다^[2]. 따라서, 정보 전송률과 확산 대역간의 매핑에 있어서 어떠한 고정된 원칙은 존재하지 않으며, 이러한 매핑은 채널 환경을 포함한 시스템의 다양한 면이 고려 되어야 한다.

이동 통신 채널 환경은 채널의 지연 확산에 의해 분류될 수 있다. 지연 확산이 작은 채널 환경, 즉 사무실이나 공장과 같은 실내환경의 경우, 광대역 확산이 협대역 확산에 비해 보다 큰 다중경로 다이버시티 이득을 얻어 우수한 성능을 나타낼 것이다. 이는 수신되는 각 다중 경로 성분을 충분히 구분해 내지 못하는 협대역 확산의 경우, CDMA의 고유 특성인 항 페이딩 특성을 활용하기 힘들기 때문이다. 반면, 지연 확산이 충분히 큰 채널 환경의 경우, 실제로 RAKE 수신기의 상관기의 개수가 고정되어 있다는 사실을 고려한다면, 협대역 확산이 보다 많은 양의 수신 신호 에너지를 모을 수 있어 보다 우수한 성능을 나타낼 것이다. 따라서, 각 확산 대역에서의 수신 신호 에너지와 다중 경로 다이버시티 이득간에는 일정한 상관관계가 존재한다. 즉, 협대역 확산의 경우, 각 다중 경로의 수신 신호 에너지는 광대역 확산을 통해 구분 가능한 여러 경로들의 에너지 합에 해당하기 때문에 광대역 확산에 비해 수신 신호 에너지가 크다. 반면, 광대역 확산의 경우, 각 다중 경로의 수신 신호 에너지는 협대역 확산에 비해 작지만 RAKE 수신기를 통한 다중 경로 다이버시티 이득이 크다. 따라서, 다중 대역 확산 CDMA 시스템에서 최적 확산 대역폭을 선정하기 위해서는, 지연 확산이 서로 다른 각각의 환경에 대해 수신 에너지와 다중경로 다이버시티 이득간의 상관 관계에 따른 성능분석이 필요하다.

RAKE 수신기의 결합 방식으로는 코히어런트 복조인 경우, 모든 구분 가능한 다중 경로들을 결합하는 MRC(maximal ratio combining)가 최적으로 알려져 있으며, 논코히어런트 복조인 경우 보통 EGC(equal gain combining)가 쓰인다. 그러나, 이 경우 수신기의 복잡도가 다중 경로의 수에 비례하여 증가하게 되므로 실제적으로는 수신 신호가 큰 두개 혹은 세 개의 경로만을 선택적으로 결합하는 방식이 쓰인다^[3]. 이를 2차 혹은 3차 선택 결합(SC-2, SC-3)이라고 하며^[4], IAFA (instantaneous amplitude-based finger assignment) 선택 결합이라

고 한다^[5]. 2차 및 3차 선택 결합 방식(SC-2 and SC-3) 과 MRC와 EGC간의 성능의 비교 분석 결과, EGC나 MRC의 성능에 근접하기 위해 필요한 상관기의 개수는 특정 조건이 만족될 경우 2차 혹은 3차 선택 결합만으로도 가능함 보여졌다^[4]. 또한, 두개의 상관기 배치 방식, 즉 IAFA(instantaneous amplitudes finger assignment) 과 APFA (average powers finger assignment) 방식이 대한 연구도 이루어졌다^[6]. 그러나 이러한 다중 선택 결합에 관한 기존의 연구들은 단일 대역 시스템을 대상으로 분석되었다.

따라서, 본 논문에서는 다중 대역 CDMA 시스템을 고려하여 수신 신호 에너지와 다중 경로 다이버시티 이득간의 상호 관계를 이론적으로 분석하였다. 다중 선택 결합 RAKE 수신기의 성능을 데이터 전송률, 시스템의 확산 대역폭과 레일리 채널의 지연 확산에 대해 분석하였으며, 시스템의 확산 이득에 대해 정규화 된 수용 용량을 구하였다. 다중 경로 채널 모델과 다중 선택 결합 RAKE 수신기 모델을 제 2장에 나타냈으며, 이를 통해 다중 선택 결합 RAKE 수신기의 성능을 제 3장에서 이론적으로 분석하였다. 제 4장에는 여러 채널 환경에서의 수치 결과를 나타냈으며, 제 5장에서 결론을 내렸다.

II. 채널 모델과 시스템 모델

본 논문에서는 경계 대역(guard band)에 의해 서로 구분되며 수 개의 확산 대역으로 구성된 다중 대역 CDMA 시스템 모델은 고려한다. 각 확산 대역에는 고유의 확산 부호를 갖는 K명의 동시 사용자가 존재하며, 각 사용자의 데이터 시퀀스는 확산 부호와 반송파에 의해 변조된다고 가정한다. BPSK, DPSK 데이터 변조를 고려한 기저 대역 전송 신호는 다음과 같다.

$$S(t) = \sqrt{2E_b} \sum_n d_{n/N} \beta_n h(t - nT_c) \quad (1)$$

여기서 E_b 는 비트 당 신호 에너지이며, (d_n) 와 (a_n) 는 각각 데이터 시퀀스(DPSK의 경우 차동 부호화 된)와 확산 코드 시퀀스를 나타내며, +1, -1의 값을 동일한 확률로 갖는 i.i.d.(independent and identically distributed) 랜덤 시퀀스로 모델링 된다. $h(t)$ 는 칩 파형을 의미하며, $\int_0^T |h(t)|^2 dt = 1/N$ 와 같이 정규화 된다. 심볼 지속 시간(T)과 칩 지속 시간

(T_c) 간의 비물 확산 이득 $(N = T/T_c)$ 으로 정의하며, $|x_i|$ 는 x 보다 작은 최대 정수값을 나타낸다.

구분 가능한 L 개의 다중 경로를 갖는 채널 환경은 다음과 같은 기저 대역 임펄스 응답을 갖는 채널로 모델링 될 수 있다.

$$h_c(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l \delta(t - lT_c) e^{-j\theta_l} \quad (2)$$

여기서 α_l (for $l = 1, 2, \dots, L$)는 느리게 변하는 독립 레일리 랜덤 프로세스의 크기이며, θ_l 는 $[0, 2\pi]$ 에서 일량 분포를 갖는 i.i.d. 랜덤 변수이다. 지수함수적으로 감소하는 다중 경로 강도 분포 (MIP: multipath intensity profile)를 가정하면, α_l 는 $E(\alpha_l^2) = \sigma_l^2 = \sigma_1^2 e^{-(l-1)\delta}$ 와 같은 2차 모멘트를 가지며, 여기서 δ 는 감쇄의 기울기를 나타내는 양의 상수이다.

각 사용자의 송신 신호 전력은 기지국에서 모두 같은 평균 전력 수준을 갖도록 제어되며, 수신 신호는 같은 확산 대역을 사용하는 사용자 신호에 의해 간섭 받는다고 가정한다. 따라서, 수신 단의 기저 대역 임펄스 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$R(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l S(t - lT_c) e^{-j\theta_l} + I(t) + N(t) \quad (3)$$

여기서 $I(t)$ 는 동일 확산 대역을 사용하는 사용자에 의한 기저 대역 다중 접속 간섭 신호 (MAI : multiple-access-interference)로서 확산 대역에 대해 양측 전력 밀도 I_0 를 갖는 복소수 가우시안 랜덤 프로세스이다. $N(t)$ 는 양측 전력 밀도 N_0 를 갖는 기저 대역 복소수 백색 가우시안 잡음(AWGN : Additive White Gaussian Noise)이며 다중 사용자 간섭에 비해 무시할 수 있을 정도로 작다고 가정한다.

수신 단에서 수신된 L 개의 다중 경로 중 가장 신호 크기가 큰 M 개의 신호가 RAKE 결합에 사용된다. 이것을 M 차 선택 결합 (SC-M : Mth order selection combining)이라고 한다^[4]. (α_i) 중 i 번째로 큰 신호를 β_i 로 나타내며, $\beta_1 \geq \beta_2 \geq \dots \geq \beta_M$ 의 조건을 만족한다. 변복조 방식으로는, BPSK 방식을 사용하는 코히어런트 RAKE 수신기와 DPSK 방식을 사용하는 논코히어런트 RAKE 수신기를 고려한다. RAKE 수신기들은 [6]에 언급된 방법과 같이 모델링하였으며, 코히어런트 수신기의 경우 각 다중 경

로의 신호 크기와 위상 정보를 가지고 있고, 결합기에서 선택된 신호들과 동기가 맞았다고 가정한다.

n 번째 송신 데이터가 $d_n = +1$ 이라고 가정하면, 코히어런트 BPSK RAKE 수신기의 결정 변수는 다음과 같다.

$$U_{BPSK} = 2E_b \sum_{i=1}^M \beta_i^2 + \sum_{i=1}^M I_{i1} \quad (4)$$

여기서 M 은 결합기에서 결합되는 다중 경로 신호의 개수이며, n 는 평균이 0이고 조건부 분산이 $2E_b I_0 \beta_i^2$ 인 가우시안 랜덤 변수이다. 따라서, 주어진 (β_i) 에 대해 U_{BPSK} 는 평균이 $m = 2E_b \sum_{i=1}^M \beta_i^2$ 이고 분산이 $\sigma^2 = I_0 m$ 인 가우시안 랜덤 변수이다.

논코히어런트 DPSK 수신기의 경우, RAKE 수신기의 결정 변수는 다음과 같다^[6].

$$U_{DPSK} = \text{Re} \left\{ \sum_{i=1}^M (2E_b \beta_i e^{-j\theta_i} + I_{i2}) (2E_b \beta_i e^{j\theta_i} + I_{i1}^*) \right\} \quad (5)$$

여기서 (U_{i1}) 와 (U_{i2}) 는 각각 연속하는 두 심플 간격 동안의 정합 필터 출력 단에서의 간섭 신호를 나타내며, 모두 조건부 분산 $2E_b I_0$ 를 갖는다.

III. M차 선택 결합기의 성능 분석

본 장에서는 전 장에서 구한 결정 변수들을 기초로 하여 M 차 선택 결합을 이용하는 코히어런트와 논코히어런트 RAKE 수신기의 평균 비트 오류율을 구한다.

주어진 수신 신호 대 잡음 비에 대해 BPSK와 DPSK 수신기의 조건부 비트 오류 확률은 다음과 같다^[6].

$$P_{BPSK}(\gamma) = \frac{1}{2} \text{erfc}(\sqrt{\gamma}),$$

$$P_{DPSK}(\gamma) = \frac{1}{2^{2M-1}} e^{-\gamma} \sum_{k=1}^M b_k \gamma^k \quad (6)$$

여기서, $\gamma = m/(2I_0) = \frac{E_b}{I_0} \sum_{i=1}^M \beta_i^2$ 이다.

위의 조건부 확률을 풀기 위해서는 γ 의 확률 밀도 함수 (pdf : probability density function)를 구해야 한다. 기존에는 γ 의 확률 밀도 함수를 구하기 위해서 다중 적분을 행하였으나, 이는 선택 결합의 차수가 높아질수록 다중 적분의 개수도 증가하여

높은 차수의 선택 결합에는 적합하지 않다^[4]. 따라서, 본 논문의 부록에서는 다중 적분을 행하지 않고도 γ 의 확률 밀도 함수를 구할 수 있는 방법을 사용하여 높은 차수의 선택 결합의 분석이 가능하도록 하였다. 부록에서 구한 γ 의 확률 밀도 함수는 다음과 같다^[9].

$$f_{\gamma}(\gamma) = \sum_{i_1=1}^L \sum_{i_2=1}^L \dots \sum_{i_M=1}^L \sum_{\tau \in T^L} \frac{\text{sign}(\tau)}{M!} \left\{ \prod_{n=1}^M \chi_{i_n} \right\} \sum_{m=1}^M B_m e^{-A_m \tau} \quad (7)$$

$$\chi_i = \frac{I_0}{E_b \sigma_i^2} \quad (i=1, 2, \dots, L),$$

$$A_m = \frac{1}{n} \sum_{n=1}^n \chi_{i_n} \quad (n=1, \dots, M-1),$$

$$A_M = \frac{1}{M} \left\{ \tau + \sum_{n=1}^M \chi_{i_n} \right\}, \quad B_m = \prod_{j=1}^M \frac{1}{A_m - A_j}$$

따라서, 식 (6)의 조건을 풀면, BPSK 와 DPSK 시스템의 평균 비트 오류 확률은 다음과 같다.

$$P_{BPSK} = \sum_{i_1=1}^L \sum_{i_2=1}^L \dots \sum_{i_M=1}^L \sum_{\tau \in T^L} \frac{\text{sign}(\tau)}{M!} \left\{ \prod_{n=1}^M \chi_{i_n} \right\} \sum_{m=1}^M \frac{B_m}{2A_m} \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1+A_m}} \right]$$

$$P_{DPSK} = \sum_{i_1=1}^L \sum_{i_2=1}^L \dots \sum_{i_M=1}^L \sum_{\tau \in T^L} \frac{\text{sign}(\tau)}{M!} \left\{ \prod_{n=1}^M \chi_{i_n} \right\} \sum_{m=1}^M \frac{B_m}{2^{2M-1}} \sum_{k=0}^{M-1} b_k k! \left[\frac{1}{1+A_m} \right]^{k+1} \quad (8)$$

여기서, $b_k = \frac{1}{k!} \sum_{j=0}^{M-1-k} \binom{2M-1}{j}$ 이다.

IV. 수식 결과

다중 대역 확산 CDMA 시스템의 성능을 분석하기 위해 사용할 다중 경로 강도 분포 모델을 그림 1에 나타냈다. 그림 1에서 각각의 확산 대역은 다양한 지연 확산량을 갖는 채널 환경에서 상이한 다중 경로 분해력을 갖는다고 가정한다. 또한, 각 확산 대역에서 분해 가능한 다중 경로의 수가 채널의 최대 지연 확산에 대해 선형적으로 비례하고^[7], 전체 수신 에너지가 $\sum_{n=1}^L \sigma_n^2 = 1$ 와 같이 정규화 되었다고 가정한다. 그림 1(a)는 1.25[MHz] 대역 확산을 통해

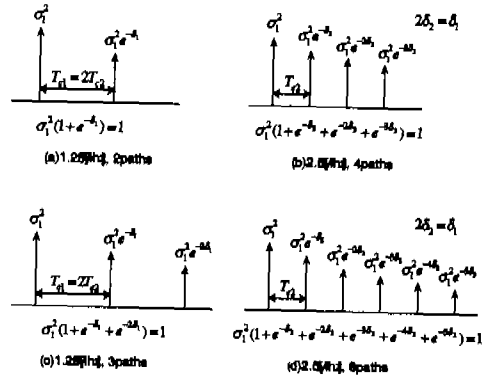


그림 1. 다중 대역폭 CDMA 시스템의 다중 경로 강도 분포

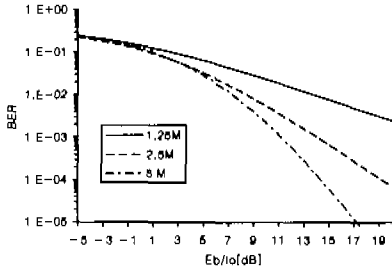
여 다중 경로 2개를 분해할 수 있는 채널의 다중 경로 강도 분포를 나타낸다. 그림 1(b)는 지연 확산량이 같은 채널에서 2.5[MHz] 대역 확산을 통하여 시스템의 분해력을 두 배로 늘린 경우의 다중 경로 강도 분포를 나타낸다. 그림 1(c)는 1.25[MHz] 대역 확산을 통하여 다중 경로 3개를 분해할 수 있을 정도로 지연 확산량이 큰 채널의 다중 경로 강도 분포를 나타낸다. 그림 1(d)는 지연 확산량이 그림 1(c)와 같은 채널에서 2.5[MHz] 대역 확산을 통하여 시스템의 분해력을 두 배로 늘린 경우의 다중 경로 강도 분포를 나타낸다. 지연 확산량이 다른 채널에 대해서도 위와 유사한 방법으로 채널의 다중 경로 강도 분포를 나타낼 수 있다.

1. 평균 비트 오류 분석

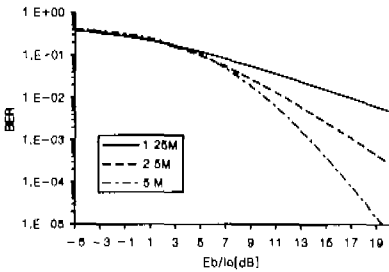
지연 확산량이 다른 두 개의 채널 환경에서 1.25[MHz], 2.5[MHz] 와 5[MHz] 의 확산 대역으로 이루어진 다중 대역 확산 CDMA 시스템의 코히어런트와 논코히어런트 2차 선택 결합 RAKE 수신기(SC-2) 의 평균 비트 오류율을 구하였다.

1) 지연 확산이 작은 채널 환경

1.25[MHz] 대역 확산을 통해 1개의 다중 경로를 분해할 수 있는 채널에서 코히어런트와 논코히어런트 SC-2 RAKE 수신기의 평균 비트 오류율을 그림 2에 나타내었다. 그림 2에서 보듯이 실질적인 영역 (BER < 10⁻⁴)에서 코히어런트와 논코히어런트 수신기 모두 광대역 확산을 사용하는 것이 협대역 확산보다 좋은 성능을 나타낸다. 이는 광대역 확산의 경우 다중 경로 다이버시티(주파수 다이버시티)의 차수 증가로 이득을 얻지만, 협대역 확산의 경우 각 다중 경로를 제대로 분해하지 못하여 CDMA 의 고유 특

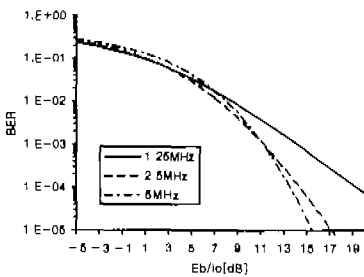


(a) Coherent

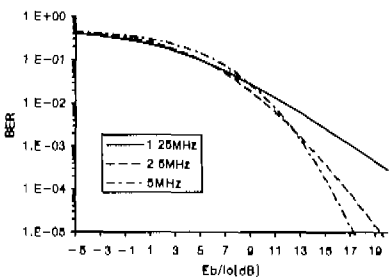


(b) Noncoherent

그림 2. 지연 확산이 작은 환경에서의 평균 비트 오류율 대 E_b/I_0 (SC-2, $\delta_1=0.1$ for 1.25[MHz])



(a) Coherent



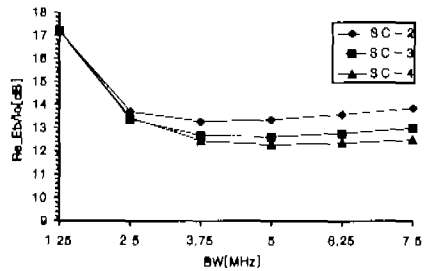
(b) Noncoherent

그림 3. 지연 확산이 큰 환경에서의 평균 비트 오류율 대 E_b/I_0 (SC-2, $\delta_1=0.1$ for 1.25[MHz])

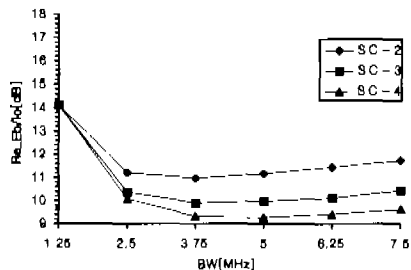
성인 다중경로 다이버시티 이득을 얻지 못하기 때문이다.

2) 지연 확산이 큰 채널 환경

1.25[MHz] 대역 확산을 통하여 2개의 다중 경로를 분해할 수 있는 채널에서 코히어런트 SC-2 RAKE 수신기의 평균 비트 오류율 그림 3(a)에 나타내었다. 그림 3(a)는 3개의 영역으로 나눌 수 있다. E_b/I_0 가 2[dB]보다 작은 영역에서는 1.25[MHz] 대역 확산이 가장 좋은 성능을 나타내고, E_b/I_0 가 2[dB] 와 11[dB]사이인 영역에서는 2.5[MHz] 대역 확산이 가장 좋은 성능을 나타내고, E_b/I_0 가 11[dB] 보다 큰 영역에서는 5[MHz] 대역 확산이 가장 좋은 성능을 나타낸다. 즉, 낮은 E_b/I_0 영역에서는 RAKE 수신기가 다중 경로 다이버시티 이득을 얻기보다는 많은 수신 에너지를 모으는 것이 더 중요하다. 높은 E_b/I_0 영역에서는 전체 수신 에너지면에서 손실을 보더라도 대역 확산을 통해 다중 경로 다이버시티 이득을 얻음으로써 전체적인 성능을 향상시키는 것이 더 중요함을 알 수 있다. 또한, 그림 3(b)에서 알 수 있듯이 이러한 특성은 논코히어런트 수신기의 경우에도 해당되나 각 폭선들간의 교차점



(a) Coherent



(b) Noncoherent

그림 4. SC-2,3,4 RAKE 수신기의 필요 E_b/I_0 대 확산 대역 폭(BER=1e-3)

들이 논코히어런트 DPSK 복조와 결합 손실로 인하여 오른쪽으로 이동하는 것을 알 수 있다.

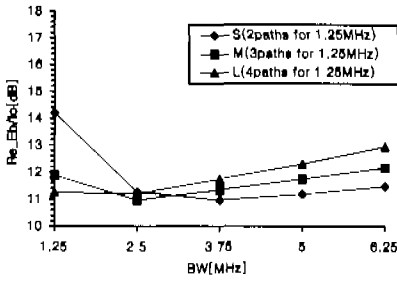
2. 선택 결합 RAKE 수신기 차수의 영향

1.25[MHz] 대역 확산을 통하여 두 개의 다중 경로를 분해할 수 있는 채널에서 주어진 평균 비트 오류율 ($=10^{-3}$)을 얻기 위해 필요한 E_b/I_0 로써 코히어런트와 논코히어런트 SC-2,3,4 RAKE 수신기의 성능을 그림 4에 나타냈다. 그림 4에서 코히어런트와 논코히어런트 RAKE 수신기 모두 확산 대역폭이 커질수록 선택 결합 차수에 따른 성능차가 더 늘어나는 것을 알 수 있다. 이러한 선택 결합 차수간의 성능차는 코히어런트 수신기에 비해서 논코히어런트 수신기의 경우 더 작게 나타나는 것을 알 수 있으며, 이는 논코히어런트 수신기의 경우 논코히어런트 결합 손실로 인하여 증가된 다중 경로 다이버시티 이득을 제대로 활용하지 못하기 때문이다. 그림 4에서 각 곡선의 모양을 살펴보면 일정한 최저점이 존재한다는 사실을 알 수 있다. 즉, 확산 대역폭을 이러한 최저점 이상으로 증가시키면 RAKE 수신기의

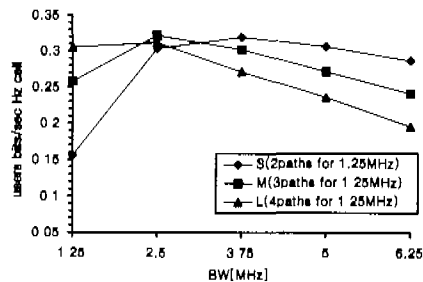
성능이 더 이상 향상되지 않으며, 이는 전체 수신 에너지 손실의 영향이 다중 경로 다이버시티 이득을 통한 다중 경로 페이딩 저항력의 영향보다 커지기 때문이다. 또한, 이러한 최저점은 선택 결합의 차수가 낮고 다중 경로 분해력이 될 경우에 더 작은 값을 나타냄을 알 수 있다.

3. 확산 대역폭과 확산 지연의 영향

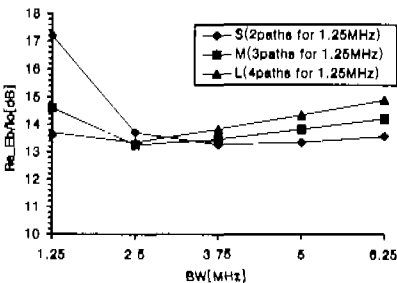
지연 확산이 다른 세 개의 채널에서 확산 대역폭을 변화시키며 주어진 평균 비트 오류율 ($=10^{-3}$)을 얻기 위해 필요한 E_b/I_0 로써 코히어런트 SC-2 RAKE 수신기의 성능을 그림 5(a)에 나타내었다. 그림에서 'S'는 1.25[MHz] 대역 확산을 통하여 두개의 다중 경로를 분해할 수 있는 작은 지연 확산 채널을 나타내며, 'M'는 1.25[MHz] 대역 확산을 통하여 세 개의 다중 경로를 분해할 수 있는 중간 지연 확산 채널을 나타내며, 'L'는 1.25[MHz] 대역 확산을 통하여 네 개의 다중 경로를 분해할 수 있는 큰 지연 확산 채널을 나타낸다. 그림에서 보듯이 작은 지연 확산 채널의 경우, 2.5[MHz]와 5[MHz]사이에서 중



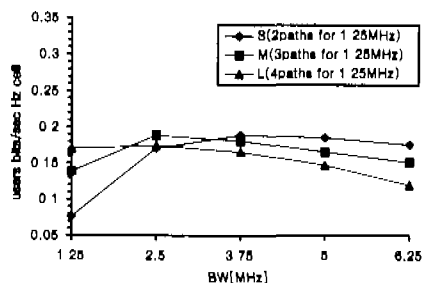
(a) Coherent



(a) Coherent



(b) Noncoherent



(b) Noncoherent

그림 5. 지연 확산이 다른 여러 채널 환경에서의 필요 E_b/I_0 대 확산 대역폭(SC-2, BER= $1e-3$)

그림 6. 채널의 지연 확산에 대한 각 확산 대역의 수용 용량(SC-2, BER= $1e-3$, $G_v=2.67$, $G_A=2.4$, $f=0.6$)

은 성능을 나타내며, 3.75[MHz]의 확산 대역폭이 가장 좋은 성능을 나타낸다. 확산 대역폭을 3.75[MHz] 이상으로 증가시킬 경우 시스템의 성능이 더 이상 향상되지 않는 이유는 전체 수신 에너지의 영향이 다중 경로 페이딩 저항력의 영향보다 커지기 때문이다. 그림에서 각 곡선의 최저 점들만을 선택해서 본다면, 지연 확산이 작은 채널과 중간인 채널과 큰 채널에 대해서 최적의 확산 대역폭은 각각 3.75[Mhz], 2.5[Mhz], 1.25[Mhz] 임을 알 수 있다. 따라서, 채널의 지연 확산이 클수록 각 채널 환경의 최적 확산 대역폭은 감소한다고 결론지을 수 있다. 즉, 지연 확산이 작은 채널에서는 확산 대역폭을 증가시킴으로써 다중 경로 다이버시티 이득을 얻는 것이 유리하며, 지연 확산이 큰 채널에서는 협대역 확산으로도 여러 개의 경로를 분해할 수 있으므로 수신 에너지를 더 모으는 것이 더 중요함을 알 수 있다. 그림 5(b)는 그림 5(a)의 코히어런트 수신기에 대응하는 논코히어런트 수신기의 성능을 나타낸다. 곡선들의 모양을 살펴 보면 전체적인 성능은 논코히어런트 데이터 복조와 결합으로 인하여 저하되었으나, 코히어런트 결합에서 보인 특성은 계속 유효함을 알 수 있다.

4. 역 방향 수용 용량

일반적으로 수용 용량은 일정 수준의 통화 품질을 유지할 수 있는 셀 당 사용자수로 정의된다[8]. 그러나, 다중 대역 확산 시스템에서 각 확산 대역의 효율성을 비교하기 위해 이를 확산 이득에 대해 정규화시킬 필요가 있다. 따라서, usersbits/secHzcell을 단위로 하는 각 확산 대역의 대략적인 역 방향 수용 용량은 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$C = \frac{1}{E_b/I_0} \frac{G_v G_A}{1+f} \tag{9}$$

여기서 G_v 는 음성 활성화 인자(voice activity gain factor), G_A 는 안테나 이득 인자(antenna gain factor), f 는 인접 셀 간섭 인자(other cell relative interference factor)이다.

$G_v=2.67$, $G_A=2.4$, $f=6$, 필요BER= 10^{-3} 이며, 세 개의 섹터로 나누어진 전형적인 셀룰라 시스템을 가정할 경우^[8], 채널의 지연 확산에 대한 각 확산 대역의 수용 용량을 그림 6에 나타냈다. 그림 6에서 보듯이 코히어런트와 논코히어런트 결합의 경우 모두 각 채널 환경에 대해 수용 용량이 최대가 되는 확산 대역이 채널의 지연 확산이 증가할수록 감소

함을 알 수 있다. 이를 통해 전체 수신 에너지와 다중 경로 다이버시티 이득간의 상호 관계를 확인할 수 있다.

V. 결론

다중 대역 확산 CDMA 시스템에서 다중 차수 선택 결합 RAKE 수신기의 전체 수신 신호 에너지와 다중 경로 다이버시티 이득간의 상호 관계를 시스템의 확산 대역과 채널의 지연 확산을 고려하여 분석하였다. 평균 비트 오율 결과로부터 지연 확산이 작은 채널 환경에서는 광대역 확산을 이용하는 것이 더 좋은 성능을 나타내며, 지연 확산이 충분히 커서 협대역 확산으로 수개의 다중 경로를 분해할 수 있는 채널 환경에서는 협대역 확산을 통하여 수신 신호 에너지를 더 모으는 것이 더 좋은 성능을 나타낸다는 사실을 보였다. 낮은 차수와 높은 차수의 선택 결합이 RAKE 수신기의 성능에 미치는 결과로부터 낮은 차수와 높은 차수의 선택 결합간의 성능 차이는 확산 대역폭이 증가될수록 더 크게 나타남을 보였다. 또한, 확산 대역폭을 일정 수준 이상으로 증가시킬 경우 수신기의 성능이 오히려 저하되며, 본 논문에서 고려한 대/중/소 지연 확산 채널에 대해 시스템의 최적 확산 대역폭은 각각 1.25/2.5/3.75[MHz] 임을 보였다. 따라서, 각 채널 환경의 최적 확산 대역폭은 채널의 지연 확산이 증가할수록 감소함을 알 수 있다. 본 논문의 결과들은 다중 대역 확산 CDMA 시스템에서 다양한 데이터 전송률을 각 확산 대역에 매핑시키는 지침이 될 수 있다.

부록: SC-M RAKE 수신기의 확률 밀도 함수(9)

본 부록에서는 레일리 페이딩 채널에서 차 선택 결합 RAKE 수신기의 비트 오류 확률을 유도하기 위해 필요한 $\gamma = E_b/I_0 \sum_{i=1}^M \beta_i^2$ 의 확률 밀도 함수를 구한다.

$(\alpha_i)_{i=1}^M$ 를 이차 모멘트 $E(\alpha_i^2) = \sigma_i^2$ 를 갖는 독립적인 레일리 랜덤 변수들의 집합으로 정의하고, X_n 을 $(\frac{E_b}{I_0} \alpha_i^2)$ 중 n 번째로 큰 랜덤 변수로 정의하면, X_n 은 카이스퀘어(Chi-square) 분포를 이루며, 이때 $(X_n)_{n=1}^M$ 의 결합 확률 밀도 함수는 다음과 같다^[10].

$$f_{X_1, \dots, X_M}(x_1, \dots, x_M) = \sum_{i_1=1}^L \sum_{i_2=1}^L \dots \sum_{i_M=1}^L \left\{ \prod_{n=1}^M \chi_{i_n} \exp(-\chi_{i_n} x_n) \cdot \prod_{j=1}^L (1 - \exp(-\chi_j x_M)) \right\}$$

$$x_1 \geq x_2 \geq \dots \geq x_M \geq 0 \quad (A1)$$

단, 여기서 $\chi_i = \frac{I_0}{E_b \sigma_i^2} (i=1, 2, \dots, L)$ 이다.

새로운 랜덤 변수들의 집합 $\{Y_n\}_{n=1}^M$ 을 $Y_n = X_n - X_{n+1} (n=1, \dots, M-1), Y_M = X_M$ 와 같이 정의 하면, $\{Y_n\}_{n=1}^M$ 의 결합 확률 밀도 함수는 다음과 같다.

$$f_{Y_1, \dots, Y_M}(y_1, \dots, y_M) = \sum_{i_1=1}^L \sum_{i_2=1}^L \dots \sum_{i_M=1}^L \left\{ \prod_{n=1}^M \chi_{i_n} \exp(-\chi_{i_n} \sum_{m=n}^M y_m) \cdot \prod_{j=1}^L (1 - \exp(-\chi_j y_M)) \right\}$$

$$y_1, y_2, \dots, y_M \geq 0 \quad (A2)$$

식 (A2)을 전개하여 다시 y_n 에 대해 정리하면 다음과 같다.

$$f_{Y_1, \dots, Y_M}(y_1, \dots, y_M) = \sum_{i_1=1}^L \sum_{i_2=1}^L \dots \sum_{i_M=1}^L \left\{ \prod_{n=1}^M \chi_{i_n} \exp(-y_n \sum_{m=1}^n \chi_{i_m}) \cdot \sum_{\tau \in T^L} \text{sign}(\tau) \exp(-\tau y_M) \right\}$$

$$y_1, y_2, \dots, y_M \geq 0 \quad (A3)$$

단, 여기서 T^L 는 다음과 같이 정의된다.

$$T^L = \left\{ \tau: \prod_{j=1}^L (1 - \exp(\chi_j)) = \sum_{\tau \in T^L} \text{sign}(\tau) \exp(\tau) \right\} \quad (A4)$$

즉, T^L 는 $\prod_{j=1}^L (1 - \exp(\chi_j))$ 을 전개하여 각 지수 항의 자연 대수 함수를 취하여 얻은 값들의 집합을 나타내며, $\text{sign}(\tau)$ 는 각 지수 항의 부호를 나타낸다.

다시, 새로운 랜덤 변수들의 집합 $\{Z_n\}_{n=1}^M$ 을 $Z_n = nY_n (n=1, \dots, M)$ 와 같이 정의하면, $\{Z_n\}_{n=1}^M$ 의 결합 확률 밀도 함수는 변수 치환을 통하여 다음과 같이 구할 수 있다.

$$f_{Z_1, \dots, Z_M}(z_1, \dots, z_M) = \sum_{i_1=1}^L \sum_{i_2=1}^L \dots \sum_{i_M=1}^L \sum_{\tau \in T^L} \left\{ \frac{\text{sign}(\tau)}{M!} \left\{ \prod_{n=1}^M \chi_{i_n} \exp(-z_n \sum_{m=1}^n \frac{\chi_{i_m}}{m}) \cdot \exp(-\frac{\tau}{M} z_M) \right\} \right\}$$

$$z_1, z_2, \dots, z_M \geq 0. \quad (A5)$$

따라서, $\gamma = \frac{E_b}{I_0} \sum_{i=1}^L \beta_i^2 = \sum_{n=1}^M X_n$ 의 확률 밀도 함수를

구하는 문제는 이제 $\gamma = \sum_{n=1}^M Z_n$ 의 확률 밀도 함수를 구하는 문제로 대체될 수 있다. 식 (A5) 의 각 지수 항들을 적절히 정규화 할 경우, 각 항은 독립적인 랜덤 변수들인 $\{Z_n\}_{n=1}^M$ 의 조건부 확률 밀도 함수로 간주될 수 있다. 이 경우, $\{Z_n\}_{n=1}^M$ 의 결합 확률 밀도 함수로부터 γ 의 특성 함수를 구하여 이를 다시 역푸리에 변환함으로써 γ 의 확률 밀도 함수를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$f_\gamma(\gamma) = \sum_{i_1=1}^L \sum_{i_2=1}^L \dots \sum_{i_M=1}^L \sum_{\tau \in T^L} \frac{\text{sign}(\tau)}{M!} \left\{ \prod_{n=1}^M \chi_{i_n} \right\} \left\{ \exp(-A_1 \gamma) * \exp(-A_2 \gamma) * \dots * \exp(-A_M \gamma) \right\} \quad (A6)$$

단, 여기서 $A_n = \frac{1}{n} \sum_{m=1}^n \chi_{i_m} (n=1, \dots, M-1),$

$A_M = \frac{1}{M} \left\{ \tau + \sum_{m=1}^M \chi_{i_m} \right\}$ 이며, *는 convolution 연산을 나타낸다. A_n 이 모두 서로 다른 값을 갖는 경우, 위의 수식은 다음과 같이 간략한 형태로 나타낼 수 있다.

$$f_\gamma(\gamma) = \sum_{i_1=1}^L \sum_{i_2=1}^L \dots \sum_{i_M=1}^L \sum_{\tau \in T^L} \frac{\text{sign}(\tau)}{M!} \left\{ \prod_{n=1}^M \chi_{i_n} \right\} \sum_{m=1}^M B_m e^{-A_m \gamma} \quad (A7)$$

단, $B_m = \prod_{j=1}^M \frac{1}{A_j - A_m}$ 이다.

참고 문헌

[1] I. G. Kim, D. Kim, and D. G. Jeong, "Spectrally overlaid narrowbandwidth and widebandwidth CDMA systems," *IEEE Commun. Letters*, vol. 1, no. 3, May 1997.
 [2] A. Baier, "Multi-Rate DS-CDMA: A Promising

Access Technique for Third-Generation Mobile Radio Systems,” in *Proc. PIMRC '93*, pp. 114-118, Sept., 1993

[3] EIA/TIA IS-95, “Mobile station-base station compatibility standard for dual-mode wide-bandwidth spread spectrum cellular system,” 1993.

[4] T. Eng, N. Kong, and L. Milstein, “Comparison of Diversity Combining Techniques for Rayleigh Fading Channels,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, pp. 1117-1129, Sept. 1996.

[5] K. Cheun, “Performance of Direct-Sequence Spread-Spectrum RAKE Receivers with Random Spreading Sequences,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, pp. 1130-1143, Sept. 1997.

[6] J. Proakis, *Digital Communications*, 2nd ed. Singapore: McGraw-Hill, 1989.

[7] T. Eng and L. Milstein, “Comparison of Hybrid FDMA/CDMA Systems in Frequency Selective Rayleigh Fading,” *IEEE Journal Sel. Areas Comm.*, vol. SAC-12, pp. 938-951, June 1994.

[8] A. J. Viterbi, *CDMA: principles of spread spectrum communications*, Addison-Wesley, 1995.

[9] K. J. Kim, S. Y. Kwon, E. K. Hong and K. C. Whang, “Comments on ‘Comparison of Diversity Combining Techniques for Rayleigh-Fading Channels,’” *IEEE Trans. Commun.*, vol.46, pp.1109-1110, Sept. 1998.

[10] A. Papoulis, *Probability, Random Variables and Stochastic Processes*.3rd ed. Singapore: McGraw-Hill, 1991.

권순일(Soon-yil Kwon)

정희원



1992, 1994, 1999 : 연세대학교 전기공학과 공학사/공학석사/공학박사
1999.3~현재 : LGIC 중앙연구소 이동통신방식실 선임연구원

<주관심 분야> CDMA 이동통신, 초기동기, 간섭제거 기술

홍인기(Een-kee Hong)

정희원

1989, 1991, 1995:연세대학교 전기공학과 공학사/공학석사/공학박사
1995. 9~1999.2:SK Telecom 중앙연구원/ IMT-2000 개발그룹, 선임연구원
1997. 10~1998.12:일본 NTT DoCoMo, 교환연구원
1995. 11~1998.6:TTA IMT-2000 분과위원회, 간사
1997. 7~1998.6:IMT-2000 컨소시엄 RTT 연구반, 의장
2000.1~현재 : 한국통신학회 총무간사(이사)
1999.3~현재 : 경희대학교 전자 정보학부 전임강사
<주관심 분야> 대역 확산 통신, 초기동기, IMT- 2000 시스템