

IMT-2000을 위한 역방향 링크 동기화 DS-CDMA 시스템의 성능에 관한 연구

정희원 황승훈*, 김정호**, 박병훈***, 황금찬***

The Study on Performance of Reverse Link Synchronous DS-CDMA System for IMT-2000

Seung-hoon Hwang*, Jeong-ho Kim**, Byeong-hoon Park*** and Keum-chan Whang***,
Regular Members

요 약

본 논문에서는 레일레이 다중경로 페이딩 채널 환경하에서 직교 확산 방식과 레이크 수신기를 채용하는 역방향 링크 동기화 (synchronous) DS-CDMA 시스템의 성능을 분석하고 이를 비동기 (asynchronous) 전송 시스템과 비교하고자 한다. 이상적인 이진 부호화 변조라 가정할 때, 시스템 성능은 평균비트오율과 수용용량으로 계산되어진다. 본 논문에서는 주로 다중경로 강도 프로파일 (MIP) 모양과 레이크 탭의 수가 동기화 전송 시스템의 성능에 미치는 영향을 분석하고자 한다. 분석 결과 경로간 간섭이 존재하는 경우일지라도, 비동기 DS-CDMA 시스템보다 역방향 링크 동기화 DS-CDMA 시스템이 우월한 성능을 가짐을 확인할 수 있었다.

ABSTRACT

In this paper, we evaluate the performance of reverse link synchronous CDMA with orthogonal spreading and Rake combining, and compare this to that of an asynchronous transmission under Rayleigh multipath fading environments. The link performance is evaluated in terms of average bit error rate (BER) and capacity, assuming ideal BPSK data modulation. The focus of this paper is on the impact that the multipath intensity profile (MIP) shape and number of taps in Rake receiver have on the performance of synchronous transmission. The results show the reverse link synchronous transmission can always achieve smaller BER than the asynchronous transmission even if inter-path interference exists.

1. 서론

직접확산 부호분할 다중접속방식(DS-CDMA)에 기반을 둔 통신 시스템은 미래 개인휴대통신으로 가장 각광 받는 방식으로 알려져 있다. 왜냐하면, 이는 시분할 다중접속방식(TDMA)보다 더 높은 수용용량을 제공해줄 수 있으며, 또한 다양한 전송을 가지고 다양한 데이터 서비스를 제공하는데 있어서 보다 나은 유연성을 가지고 있기 때문이다^[1].

DS-CDMA 시스템의 수용용량은 주로 다중접속간섭(MAI)에 의해 제한되는데, 특히 역방향 링크(이동 사용자에서 기지국으로)에서 그와 같은 특성을 나타낸다. 이것은 비동기 전송에 따라 사용자 사이에 직교성이 없기 때문에 일어나는 현상으로, 이와 같은 역방향 링크에서의 간섭을 줄이기 위해서 간섭 제거기와 선택화 등 몇 가지 방법들이 제안되고 있다^[2].

최근, 멀티미디어 서비스를 목표로 하는 위성 시스템에서는 유사 동기화(Quasi-synchronous) CDMA

* LG정보통신 단말연구소(shwang@lgic.co.kr)

** 삼성전자 무선개발팀 소프트웨어그룹

*** 연세대학교 전기공학과

논문번호 : 98193-0428, 접수일자 : 1998년 4월 28일

가 다중접속방식으로 고려되고 있는데, 이는 기존의 CDMA를 동기화 시켜 자기 잡음 성분 영향을 크게 줄여줌으로써 성능 향상을 꾀할 수 있기 때문이다^[3]. 한편, 이동 무선 채널 환경에서도 동기화로 인해 얻어지는 직교성에 의한 성능 개선을 목적으로 차세대 IMT-2000 시스템에 역방향 링크 동기화 DS-CDMA를 채택하고 있는 추세이다^[4].

본 논문에서는 시스템 분석을 위해 사용자가 순방향 링크에서 뿐만 아니라 역방향 링크에서도 직교 시퀀스로 구분 지어지는 역방향 링크 동기화 전송 방식을 가정한다. 여기서 기지국에 도착하는 신호들 사이의 동기화는 전력 제어와 비슷한 방식의 시간 제어방식을 통해 얻을 수 있다^[4]. 그러나, 주경로 사이의 동기화는 이루어질지라도 동기화를 위한 시간 제어 과정이 단지 주경로에 대해서만 행해지므로, 다중경로에 의한 간섭은 여전히 존재하게 된다.

본 논문에서는 직교확산방식과 레이크 방식을 채용하는 역방향링크 동기화 DS-CDMA의 성능을 다중경로 환경에서 분석하고 이를 비동기 전송의 경우와 비교하였다. 또한, 본 논문에서는 다중경로채널에서의 전력지연프로파일(MIP)의 모양과 레이크 탭의 수가 동기화 전송의 성능에 미치는 영향을 주목하고자 한다. 왜냐하면, 직교성이 파괴되는 정도는 다중경로채널의 전력지연프로파일의 모양과 레이크 탭의 수에 의존하기 때문이다.

본 논문의 II장에서는 채널과 시스템 모델을 제시하고, III장에서는 평균비트오율과 수용용량 관점에서 성능을 분석적으로 계산하였다. IV장은 수치적 결과를 보여주고, 마지막 장에서 본 논문의 결과를 요약하였다.

II. 채널과 시스템 모델

2.1. 전송 신호 모델

성능 분석을 위한 시스템은 [5]에서와 같이, 먼저 각기 다른 사용자의 협대역 변조 신호는 짧은 직교 확산 시퀀스에 의해 확산되고, 직교 확산 시퀀스와 같은 칩 전송율을 갖는 랜덤 시퀀스에 의해 랜덤화 된다고 가정하자. 모든 사용자 신호가 같은 길이의 긴 확산 시퀀스와 곱해졌으므로 직교성은 유지된다. K명의 사용자가 있다고 가정할 때, k번째 전송 신호의 등가 기저 대역 표현식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s^{(k)}(t) = \sqrt{2Pa(t)}W^{(k)}(t)b^{(k)}(t)\cos[\omega_c t + \phi^{(k)}] \quad (1)$$

여기서 a(t)는 모든 사용자에게 공통인 긴 랜덤 시퀀스이고 아래식과 같이 표현된다.

$$a(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} a_j(t)p_{T_c}(t-jT_c), \quad a_j^{(k)} \in \{-1,1\} \quad (2)$$

$W^{(k)}(t)$ 는 직교 시퀀스이고 아래식과 같다.

$$W^{(k)}(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} w_j^{(k)}(t)p_{T_w}(t-jT_w), \quad w_j^{(k)} \in \{-1,1\} \quad (3)$$

$b^{(k)}(t)$ 는 데이터 신호 파형이며 다음과 같다.

$$b^{(k)}(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} b_j^{(k)}(t)p_T(t-jT), \quad b_j^{(k)} \in \{-1,1\} \quad (4)$$

식 (1)에서 모든 사용자에게 공통인 P는 평균 전송전력이고, ω_c 는 공통 반송파 주파수이다. 그리고, $\phi^{(k)}(t)$ 는 k번째 변조기의 위상각이다. 위상각 $\phi^{(k)}(t)$ 는 $[0, 2\pi)$ 에서 균일하게 분포한다고 가정한다. 식 (2),(3),(4)에서 T_c 는 PN 칩 길이이고, T_w 는 Walsh 칩 길이, T는 데이터 비트 길이 그리고 $p_T(t)$ 는 단위 크기를 갖고 주기T인 구형파이다. $w_j^{(k)}$ 는 k번째 사용자 직교 시퀀스의 j번째 칩 부호를 나타내며 $a_j(t)$ 는 모든 사용자에게 공통인 확산 시퀀스에서 j번째 칩의 부호이며, $b_j^{(k)}$ 는 k번째 사용자의 j번째 전송 심볼의 부호이다. 칩 주기 T_c 는 처리 이득 $N=T_b/T_c$ 에 의해 비트 주기 T와 관계를 가진다.

2.2. 채널 모델

k번째 사용자에게 대한 통과 대역 채널의 기저 대역 등가 임펄스 응답은 [6]에서와 같이 다음과 같이 쓰여진다.

$$h_k(\tau) = \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \beta_l^{(k)} e^{j\theta_l^{(k)}} \delta[\tau - \tau_l^{(k)}] \quad (5)$$

각 경로는 세 개의 변수들로 특징 지워진다 : 강도 β_l , 위상 천이 θ_l , 전파 지연 τ_l . 레일레이 페이딩이라 가정할 때, l번째 전파 경로에서 $(l=0,1,\dots,L^{(k)}-1)$ 레퍼런스 사용자의 수신 신호 강도는 아래의 확률밀도함수를 가진다.

$$p(\beta_l^{(k)}) = \frac{2\beta_l^{(k)}}{E[(\beta_l^{(k)})^2]} \exp\left(-\frac{(\beta_l^{(k)})^2}{E[(\beta_l^{(k)})^2]}\right) \quad (6)$$

$$= \frac{2\beta_l^{(k)}}{\Omega_l^{(k)}} \exp\left(-\frac{(\beta_l^{(k)})^2}{\Omega_l^{(k)}}\right)$$

그리고 위상 $\theta_1^{(k)}$ 는 $(0, 2\pi)$ 에서 균일한 분포를 가지는 i.i.d 랜덤변수이다. 파라미터 $\Omega_1^{(k)}$ 는 의 2차 모멘트 $\Omega_1^{(k)} = E[(\beta_1^{(k)})^2]$ 로 $\sum_{k=0}^{\infty} \Omega_k = 1$ 을 갖는다. 그리고 첫번째 경로 강도 $\Omega_0^{(k)}$ 의 2차 모멘트와는 아래와 같은 관계를 가진다고 가정한다.

$$\begin{aligned} \Omega_0^{(k)} &= \Omega_0^{(k)} e^{-\delta L}, \delta \geq 0 \\ &= (1 - e^{-\delta}) / (1 - e^{-\delta L}), \text{ for } 0 < L \leq L^{(k)} - 1, \text{ 지수 MIP} \\ &1/L^{(k)}, \text{ for } 0 \leq L \leq L^{(k)} - 1, \text{ 일량 MIF} \end{aligned} \quad (7)$$

$\Omega_1^{(k)}$ 에 대한 이런 함수 형태는 경로 지연의 함수로서 평균 경로 강도의 감쇠를 설명해주고 있다. 파라미터 δ 은 이런 감쇠가 일어나는 정도를 반영한다. 더욱 실제적인 프로파일 모델은 경로 지연이 증가함에 따라 평균 전력의 지수적으로 지연되는 지수적 MIP일 것이다 [7], [8].

2.3 레이크 수신기 출력

본 논문에서 수신기는 코히어런트 레이크 수신기인데 여기서 탭 L_r 수 는 $L^{(k)}$ 보다 작거나 같은 변수 파라미터이다. L_r 은 다이버시티 효과를 고려하기 위한 변수이다. 정합 필터는 기준 사용자의 CDMA 부호와 일치되고, 기준 신호의 첫번째 경로와 시간 동기화가 되었다고 가정한다. 그리고, 탭 가중치와 위상들은 채널 파라미터에 대해 완벽하게 추정되었다고 가정한다. 수신 신호는 아래와 같이 나타내질 수 있다.

$$\begin{aligned} r(t) &= \sqrt{2P} \sum_{k=1}^{L_r} \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \beta_l^{(k)} a(t - \tau_l^{(k)}) W^{(k)}[t - \tau_l^{(k)}] \\ &b^{(k)}[t - \tau_l^{(k)}] \cos[\omega_c t + \phi_l^{(k)}] + n(t) \end{aligned} \quad (8)$$

여기서, $n(t)$ 은 양대역 스펙트럼 밀도가 N_0 인 등가 저대역 복소AWGN이다.

복조기 입력에서 결과 신호는 아래와 같다.

$$\begin{aligned} U &= \sum_{n=0}^{L_r-1} \int_{nT_c}^{T+nT_c} r(t) \\ &\beta_n^{(1)} a(t - nT_c) W^{(1)}(t - nT_w) \cos[\omega_c t + \phi_n^{(1)}] dt \\ &= \sum_{n=0}^{L_r-1} \{ S^{(n)} + I_{mai}^{(n)} + I_a^{(n)} + I_{ni}^{(n)} \} \end{aligned} \quad (9)$$

여기서, $S^{(n)} = \sqrt{P/2} b^{(1)} T \beta_n^{(1)}$ (9a)

$$\begin{aligned} I_{mai}^{(n)} &= \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=2}^K \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \beta_l^{(k)} \beta_n^{(1)} \{ b^{(k)} RW_k[\tau_n^{(k)}] \\ &+ b_0^{(k)} \widehat{RW}_k[\tau_n^{(k)}] \} \cos[\phi_n^{(k)}] \end{aligned} \quad (9b)$$

$$\begin{aligned} I_a^{(n)} &= \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{l=0, l \neq n}^{L^{(1)}-1} \beta_l^{(1)} \beta_n^{(1)} \{ b^{(1)} RW_{11}[\tau_n^{(1)}] \\ &+ b_0^{(1)} \widehat{RW}_{11}[\tau_n^{(1)}] \} \cos[\phi_n^{(1)}] \end{aligned} \quad (9c)$$

$$\begin{aligned} I_{ni}^{(n)} &= \int_{nT_c}^{T+nT_c} n(t) \beta_n^{(1)} a(t - nT_c) W^{(1)}(t - nT_w) \\ &\times \cos[\omega_c t + \phi_n^{(1)}] dt \end{aligned} \quad (9d)$$

여기서, $b_0^{(k)}$ 는 검출될 정보 비트이고 $b_1^{(k)}$ 는 이전 비트이다. $\tau_n^{(k)} = \tau_1^{(k)} - \tau_n^{(1)}$, $\phi_n^{(k)} = \phi_1^{(k)} - \phi_n^{(1)}$, $k=1, 2, \dots, K$ 이며, 다음은 Walsh-PN 연속 상관 함수이다.

$$\begin{aligned} RW_k(\tau) &= \int_0^T a(t - \tau) W^{(k)}(t - \tau) a(t) W^{(1)}(t) dt \\ \widehat{RW}_k(\tau) &= \int_{-\tau}^T a(t - \tau) W^{(k)}(t - \tau) a(t) W^{(1)}(t) dt \end{aligned}$$

III. 성능 분석

K명의 사용자가 시간 제어에 의해 기지국에서 수신 시점이 일치하도록 타이밍 클럭을 같게 조정할 수 있다고 가정하자. 첫번째 탭의 주경로들 사이에 동기화가 이루어졌다고 해도, 동기화를 위한 시간제어 과정이 단지 첫번째 탭의 주경로에 대해서만 행해지므로 다중경로에 의한 간섭은 여전히 존재한다. 그러므로 본 논문의 분석에서는 가우시안 근사화 기법을 이용하여 첫번째 가지와 그 외의 다른 가지의 MAI 성분을 각각 $n=0$ 일 때와 $n \geq 0$ 일 때의 MAI 분산과 같은 분산을 갖는 AWGN 프로세스로 모델링한다.

$\beta_n^{(1)}$ 에 대해 조건부인 n번째 가지의 MAI분산은 유도될 수 있으며, 더 자세한 유도 과정은 부록 A.1-A.2에서 보여진다. $\beta_n^{(1)}$ 에 대한 조건부인 첫번째 가지($n=0$)의 MAI의 분산은 식 (10)과 같다.

$$\begin{aligned} \sigma_{mai,0}^2 &= \frac{P}{2} \sum_{k=2}^K \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \{ \beta_0^{(1)} \}^2 E[\{ \beta_l^{(k)} \}^2] E[\cos^2(\phi_0^{(k)})] \\ &\times E\left[\left\{ b^{(k)} RW_k(\tau_0^{(k)}) + b_0^{(k)} \widehat{RW}_k(\tau_0^{(k)}) \right\}^2 \right] \\ &= \frac{P}{4} \frac{T^2}{3N^2} \{ \beta_0^{(1)} \}^2 r_{M1}(N) \sum_{k=2}^K \sum_{l=1}^{L^{(k)}-1} E[\{ \beta_l^{(k)} \}^2] \end{aligned}$$

$$= \frac{E_b T(2N-3)}{12N(N-1)} \left\{ \beta_0^{(1)} \right\}^2 \sum_{n=2}^K \sum_{l=1}^{L_n-1} \Omega_l^{(n)} \quad (10)$$

$$+ \frac{\sum_{l=1}^{L_n-1} \Omega_l^{(1)}}{4N} + \frac{\eta_0}{4E_b} \left\{ \sum_{n=0}^{L_n-1} \beta_n^{(1)} \right\}^2 \quad (15)$$

여기서, $\eta_{kl}(N)$ 는 모든 가능한 시퀀스의 결합에 대한 평균 상호상관 파라미터이다. 마찬가지로 $\beta_n^{(1)}$ 에 대해 조건부인 $n \geq 1$ 인 MAI의 분산은 아래와 같다.

$$\begin{aligned} \sigma_{mai,n}^2 &= \frac{P}{2} \sum_{n=2}^K \sum_{l=0}^{L_n-1} \left\{ \beta_n^{(1)} \right\}^2 E \left[\left\{ \beta_n^{(k)} \right\}^2 \right] E \left[\cos^2(\phi_{nl}^{(k)}) \right] \\ &\times E \left[\left\{ b_{nl}^{(k)} RW_{kl}(\tau_{nl}^{(k)}) + b_{nl}^{(k)} \hat{RW}_{kl}(\tau_{nl}^{(k)}) \right\}^2 \right] \\ &= \frac{P}{4} \frac{T^2}{3N^3} \left\{ \beta_n^{(1)} \right\}^2 r_{kl}(N) \sum_{n=2}^K \sum_{l=0}^{L_n-1} E \left[\left\{ \beta_n^{(k)} \right\}^2 \right] \\ &= \frac{E_b T(N-1)}{6N^2} \left\{ \beta_n^{(1)} \right\}^2 \sum_{n=2}^K \sum_{l=0}^{L_n-1} \Omega_l^{(k)} \end{aligned} \quad (11)$$

$\beta_n^{(1)}$ 에 대해 조건부인 분산 σ_{sin}^2 은 [7]에 의해 근사화된다.

$$\sigma_{sin,n}^2 \approx \frac{E_b T}{4N} \left\{ \beta_n^{(1)} \right\}^2 \sum_{l=1}^{L_n-1} \Omega_l^{(1)} \quad (12)$$

여기서, $E_b = PT$ 은 비트당 신호 에너지이다. 식 (9d)로부터 $\beta_n^{(1)}$ 조건부인 가우시안 잡음 성분의 분산은 다음과 같다.

$$\sigma_{ni,n}^2 = \frac{T\eta_0}{4} \left\{ \beta_n^{(1)} \right\}^2 \quad (13)$$

또한, $\beta_n^{(1)}$, ($n=0,1,\dots,L-1$)의 조건부에서 결합 수신기의 출력 U 는 가우시안 랜덤 프로세스이고 식 (14)와 같은 평균과 모든 간섭 성분의 분산을 더한 것과 같은 분산을 갖는다.

$$U_s = \sqrt{\frac{E_b T}{2}} \sum_{n=0}^{L_n-1} \left\{ \beta_n^{(1)} \right\}^2 \quad (14)$$

그러므로, 식 (10), (11), (12), (13)으로부터

$$\begin{aligned} \sigma_r^2 &= \sum_{n=0}^{L_n-1} (\sigma_{mai,n}^2 + \sigma_{sin,n}^2 + \sigma_{ni,n}^2) \\ &= (E_b T) \left\{ \left(\frac{2 - \frac{1}{N-1}}{12N} \left\{ \beta_0^{(1)} \right\}^2 + \sum_{n=1}^{L_n-1} \left\{ \beta_n^{(1)} \right\}^2 \right) \right. \\ &\quad \left. + \frac{(N-1) \sum_{n=2}^K \sum_{l=0}^{L_n-1} \Omega_l^{(k)}}{6N^2} \frac{\sum_{n=1}^{L_n-1} \left\{ \beta_n^{(1)} \right\}^2}{\left\{ \beta_n^{(1)} \right\}^2 + \sum_{n=1}^{L_n-1} \left\{ \beta_n^{(1)} \right\}^2} \right\} \end{aligned}$$

식 (15)에서의 전체 간섭의 분산은 아래와 같이 된다.

$$\begin{aligned} \sigma_r^2 &= (E_b T \Omega_0) \left\{ \frac{(2N-3)(K-1)[q(L, \delta) - 1] \left\{ \beta_0^{(1)} \right\}^2}{12N(N-1) \left\{ \beta_0^{(1)} \right\}^2 + \sum_{n=1}^{L_n-1} \left\{ \beta_n^{(1)} \right\}^2} \right. \\ &\quad \left. + \frac{(N-1)(K-1)q(L, \delta)}{6N^2} \frac{\sum_{n=1}^{L_n-1} \left\{ \beta_n^{(1)} \right\}^2}{\left\{ \beta_n^{(1)} \right\}^2 + \sum_{n=1}^{L_n-1} \left\{ \beta_n^{(1)} \right\}^2} \right. \\ &\quad \left. + \frac{q(L, \delta) - 1}{4N} + \frac{\eta_0}{4E_b \Omega_0} \right\} \sum_{n=0}^{L_n-1} \left\{ \beta_n^{(1)} \right\}^2 \end{aligned} \quad (16)$$

여기서, $q(L, \delta) = \sum_{l=0}^{L-1} (1 - e^{-L\delta}) / (1 - e^{-\delta})$ 이다. 또한 만약 아래와 같이 정의하면,

$$S = \frac{1}{\Omega_0} \sum_{n=0}^{L_n-1} \left\{ \beta_n^{(1)} \right\}^2 \quad (17)$$

수신기 출력의 수신 SNR은 σ_{OS} 와 같은 간단한 형태로 쓰여질 수 있다. 여기서,

$$\begin{aligned} \sigma_0 &= \left[\frac{(2N-3)(K-1)[q(L, \delta) - 1] \left\{ \beta_0^{(1)} \right\}^2}{3N(N-1) \left\{ \beta_0^{(1)} \right\}^2 + \sum_{n=1}^{L_n-1} \left\{ \beta_n^{(1)} \right\}^2} + \frac{\eta_0}{E_b \Omega_0} \right. \\ &\quad \left. + \frac{2(N-1)(K-1)q(L, \delta)}{3N^2 \left\{ \beta_0^{(1)} \right\}^2 + \sum_{n=1}^{L_n-1} \left\{ \beta_n^{(1)} \right\}^2} + \frac{q(L, \delta) - 1}{N} \right] \end{aligned} \quad (18)$$

$\{\beta_n^{(k)}\}$ 가 i.i.d 레일레이 분포라고 가정하면, $Y = \{\beta_n^{(k)}\}^2$ 의 확률밀도함수는

$$p_Y(y) = \frac{1}{\Omega_0} e^{-y/\Omega_0}, y \geq 0 \quad (19)$$

이고 $X = \sum_{n=1}^{L_n-1} \left\{ \beta_n^{(1)} \right\}^2$ 의 확률밀도함수는

$$p_X(x) = \frac{x^{L-2}}{\Omega_0^{L-1} (L-2)!} e^{-x/\Omega_0} \text{(일량 MIP)} \quad (20)$$

$$p_X(x) = \sum_{k=1}^{L-1} \frac{\pi_k}{\Omega_k} e^{-x/\Omega_k} \text{(지수 MIP)} \quad (21)$$

여기서 $\pi_k = \prod_{i=1, i \neq k}^{L-1} \frac{x_k}{x_k - \Omega_i} = \prod_{i=1, i \neq k}^{L-1} \frac{\Omega_k}{\Omega_k - \Omega_i}$ 이다.

그러므로, 평균비트오류확률은 다음과 같다.

$$P_e^i = \int \int P_{e^i|x,y}^i p(x,y) dx dy \quad (22)$$

$$= \int \int P_{e^i|x,y}^i p(x) p(y) dx dy$$

1) 균일한 MIP일 때 오류 확률 :

$$P_e^i = \int_0^\infty \int_0^\infty Q(\sqrt{2\sigma_0^2 S}) \frac{x^{L_r-2}}{\Omega_0^{L_r-1} (L_r-2)!} e^{-x/\Omega_0} \times \frac{1}{\Omega_0} e^{-y/\Omega_0} dx dy \quad (23)$$

여기서, $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du$

2) 지수적인 MIP일 때 오류 확률 :

$$P_e^i = \int_0^\infty \int_0^\infty Q(\sqrt{2\sigma_0^2 S}) \sum_{k=1}^{L_r-1} \frac{\pi_k}{\Omega_k} e^{-x/\Omega_k} \frac{1}{\Omega_0} e^{-y/\Omega_0} dx dy \quad (24)$$

IV. 수치 결과

본 장에서는 시스템 파라미터의 선택이 역방향 링크 동기화 전송을 하는 코히어런트 BPSK 레이크 수신기의 성능에 미치는 영향을 알아보고, 이를 균일한 전력지연프로파일과 지수적 전력지연프로파일에 대한 평균 BER과 용량의 측면에서 비동기 전송 시스템의 성능과 비교하였다. 비동기 전송방식을 가지고 최대비결합 다이버시티를 사용하는 수신기의 BER 분석은 [6], [7]에서 찾을 수 있다.

그림 1(a), (b), (c)는 $\delta=0.0$, $\delta=0.2$, $\delta=1.0$ 가 각각 다른 MIP를 나타낸다고 가정할 때, E_b/N_0 의 함수로서 평균 BER 성능을 나타낸 것이다. 평균 BER은 E_b/N_0 가 증가할수록 감소하고, 주로 MAI에 의해 결정되는 일정값에 수렴한다. 그림 1(a)는 $\delta=0.0$ 일 때, 동기화 역방향 링크의 BER 성능이 비동기 전송의 경우보다 더 나음을 보여준다. 이는 MAI의 감소에 의한 결과이다. 지수적인 지연 특성을 가질 때의 결과는 각각 $\delta=0.2$ 과 $\delta=1.0$ 일 때 그림 1(b)과 (c)에서 보여진다. 그림 1(b)는 그림 1(a)와 비교할 때, 역방향 링크 동기화 전송이 비동기식 전송에 비해 큰 성능향상을 보여준다. 이는 δ 가 증가함에 따라 레이크 수신기의 첫번째 가지의 주경로들 사이의 직교성의 의해 동기화 전송이 많은 잇점을 얻을 수 있다고 생각된다. 그림 1(c)는 특히 δ 가 보다 큰 값일 때 동기화 전송의 잇점이 작용함을 보여주고 있다. 즉, 이와 같은 경우에

MIP의 앞단은 끝단에 비해 더 큰 평균 전력을 갖고 이 앞단이 동기화 역방향 링크의 성능에 크게 영향을 끼친다.

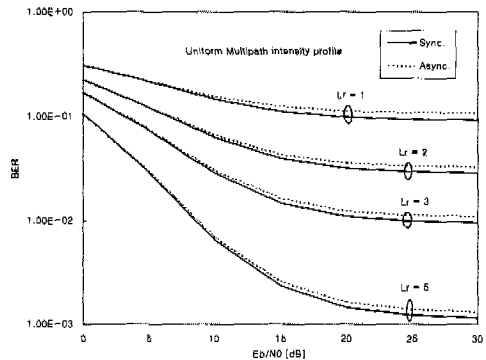


그림 1. E_b/N_0 의 함수로 나타낸 평균 BER 성능 $L(k)=5, K=24, N=128$
(a) 균일한 다중경로 밀도 프로파일 ($\delta=0.0$)

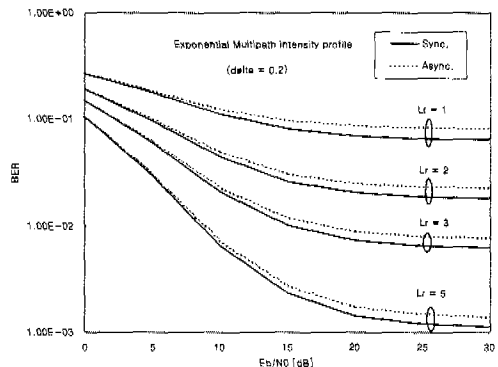


그림 1. E_b/N_0 의 함수로 나타낸 평균 BER 성능 $L(k)=5, K=24, N=128$
(b) 지수적 다중경로 밀도 프로파일 ($\delta=0.2$)

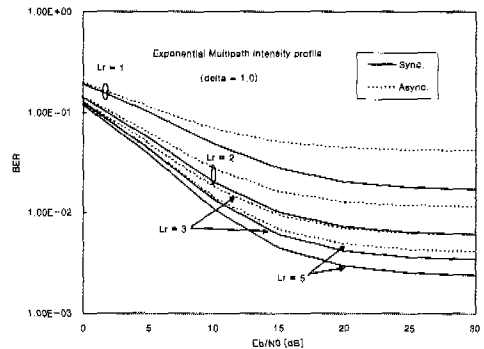


그림 1. E_b/N_0 의 함수로 나타낸 평균 BER 성능 $L(k)=5, K=24, N=128$
(c) 균일한 다중경로 밀도 프로파일 ($\delta=1.0$)

$E_b/N_0=20\text{dB}$ 일 때, 링크 수용용량은 그림 2(a), (b)에서와 같이 $\delta=0.0$, $\delta=0.2$, $\delta=1.0$ 에 대해서 $L^{(k)}=5$ 와 $L_r=3$ 일 때 사용자의 수 K 의 함수로 계산하였다. 그림 2(a), (b)는 균일한 MIP를 갖는 채널보다 지수적인 MIP를 갖는 채널에서 역방향링크 동기화전송 시스템은 보다 큰 수용용량을 가진다는 것을 보여준다. BER= 10^{-2} 을 얻기 위한 링크 수용용량을 계산해보면, 지수적 MIP에 대해 역방향링크 동기화 전송의 수용용량은 비동기 전송에 비해 1.2에서 1.3배의 결과를 보인다.

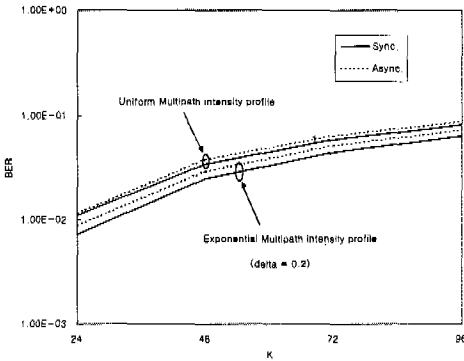


그림 2. 사용자수 K 의 함수로 나타낸 평균 BER 성능 $L(k)=5$, $E_b/N_0=20\text{dB}$, $L_r=3$, $N=128$
(a) 균일한 다중경로 밀도 프로파일과 지수적 다중경로 밀도프로파일 ($\delta=0.2$)

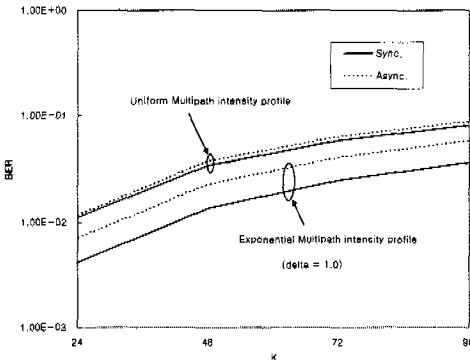


그림 2. 사용자수 K 의 함수로 나타낸 평균 BER 성능 $L(k)=5$, $E_b/N_0=20\text{dB}$, $L_r=3$, $N=128$ (b) 균일한 다중경로 밀도 프로파일과 지수적 다중경로 밀도 프로파일 ($\delta=1.0$)

그림 3은 네트워크 동기 알고리즘의 오류로 인한 타이밍 오류가 최대 타이밍 오류 범위 내에 일량 분포할 때, 시스템에 미치는 영향을 보이고 있다. 부록 A.3에서 구한 이론적인 분석을 $E_b/N_0=20\text{dB}$,

$L^{(k)}=5$, $L_r=3$, $N=128$ 일 때 지수적 다중경로 밀도 프로파일 ($\delta=1.0$)에서 구한 결과이다. 결과에서 알 수 있듯이 최대 타이밍 오류의 범위가 T_c 가 될 때까지 코드간의 상관값 증가로 성능이 서서히 열화된다. 따라서, 최대 타이밍 오류는 반 칩 이내의 범위에서 네트워크 동기가 유지되어야한다.

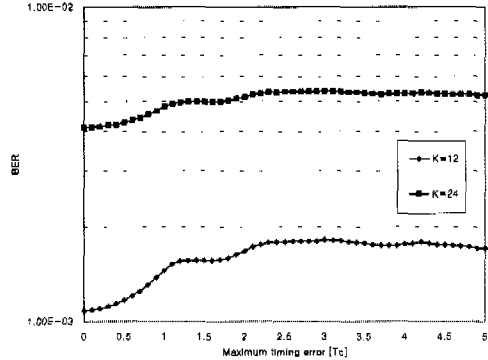


그림 3. 최대 시간오류의 함수로서의 평균 BER 성능 $E_b/N_0=20\text{dB}$, $L(k)=5$, $L_r=3$, $N=128$, 지수적 다중경로프로파일 ($\delta=1.0$)

V. 결론

본 논문에서는 직교확산방식과 레이크 수신기를 가지는 역방향 링크 동기화 DS-CDMA 시스템의 성능을 레일레이 다중경로 페이딩채널하에서 분석하고, 이를 비동기 전송 방식의 성능과 비교 분석하였다. 코히어런트 BPSK 데이터 변조라 가정하고, 평균 BER과 수용용량의 측면에서의 성능을 균일한 경우와 지수적 경우의 전력지연특성에 대해 분석하였다. 그 결과 δ 가 증가함에 따라 동기화 전송방식이 비동기 전송방식보다 우수한 성능을 보여준다. 이는 동기화 전송방식이 첫번째 가지에서 주경로들 사이의 직교성에 의해 보다 더 큰 이득을 얻을 수 있기 때문이다. 즉, δ 값이 커질수록 MIP의 앞단이 끝단보다 더 큰 평균 전력을 가지고, 이것이 동기화 역방향 링크의 성능에 막대한 영향을 주기 때문이다. 또한, 동기화로 인한 이득을 얻기 위해서 네트워크 동기는 반칩이내에서 유지되어야한다.

참고 문헌

[1] A. Baier, U.-C. Fiebig, W. Granzow, W.

Koch, P. Teder and J. Thielecke, "Design Study for a CDMA-Based Third-Generation Mobile Radio System", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol.12, no. 4, pp. 733-743, May. 1994.

[2] Y. C. Yoon, R. Kohno and H. Imai, "A Spread-Spectrum Multiaccess with Cochannel Interference Cancellation for Multipath Fading Channels," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol.11, No. 7, pp. 1067-1075, Sep. 1993.

[3] R. D. Gaudenzi, C. Elia and R. Viola, "Band-limited Quasi-Synchronous CDMA: A Novel Satellite Access Technique for Mobile and Personal Communication Systems," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol.10, No.2, pp.328-343, Feb. 1992

[4] E. K. Hong, T. Y. Lee, Y. D. Yang, B. C. Ahn and Y. W. Park, "Radio Interface Design for CDMA-based PCS," in *Proc. ICUPC*, 1996, pp.365-368

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

[6] J.G.Proakis, *Digital Communications*. New York: McGraw-Hill, 1983

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

[8] Rec. ITU-R TG 8-1 rec. M.1225, *Guideline for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000*, 1997

[9] M. Pursley, "Performance evaluation for phased coded spread spectrum multiple access communication - PartI: system analysis," *IEEE Trans. on Commun.*, vol.25, No.8, pp.795-799, Aug. 1977

[10] *SK Telecom-FPLMTS 요소기술의 평가환경 구축 및 성능 분석*, SK 텔레콤 중앙연구원, Nov. 1997

부 록

A.1. 식 (10)의 평균 상호상관 파라미터

이산 비주기 상호상관식 $CW_{k,1}(i)$ 를 아래와 같이 두면,

$$CW_{k,1}(i) = \sum_{j=0}^{N-1-i} a_j w_j^{(k)} a_{j+i} w_{j+i}^{(1)}, 0 \leq i \leq N-1$$

$$\sum_{j=0}^{N-1+i} a_j w_j^{(k)} a_{j-i} w_{j-i}^{(1)}, -(N-1) \leq i < 0 \quad (A1)$$

$0, i=0 \text{ or } Otherwise$

I_k 를 k번째 간섭에 의한 상관기 출력이라 하면 I_k 의 분산은 다음과 같이 된다.

$$Var(I_k) = \frac{P}{2} E \left\{ \left[b^{(k)} RW_{k1}(\tau_{nt}^{(k)}) + b_0^{(k)} \widehat{RW}_{k1}(\tau_{nt}^{(k)}) \right]^2 \right\}$$

$$\times E[\cos^2(\phi_{nt}^{(k)})]$$

$$= \frac{PT_c^2}{12(N-1)} \left[\sum_{i=1}^{N-1} CW_{k,1}^2(1+i-N) + CW_{k,1}^2(i-N) \right.$$

$$+ CW_{k,1}(1+i-N) CW_{k,1}(i-N) + CW_{k,1}^2(i+1)$$

$$+ CW_{k,1}^2(i) + CW_{k,1}(i) CW_{k,1}(i+1) \left. \right] \quad (A2)$$

랜덤 칩 모델을 사용하면 분산 $Var(I_k)$ 은 랜덤 변수이고, 식 (A2)에 평균을 취하면,

$$E[Var(I_k)] = \frac{PT_c^2}{12N^2(N-1)} E \left[\sum_{i=1}^{N-1} CW_{k,1}^2(1+i-N) \right.$$

$$+ CW_{k,1}(1+i-N) CW_{k,1}(i-N) + CW_{k,1}^2(i+1)$$

$$+ CW_{k,1}^2(i) + CW_{k,1}(i) CW_{k,1}(i+1) + CW_{k,1}^2(i-N) \left. \right]$$

$$= \frac{PT_c^2}{12N^2(N-1)} \left[\frac{3N(N-1)}{2} + \frac{(N-2)(N-1)}{2} - 1 \right]$$

$$= \frac{PT_c^2(2N^2-3N)}{12N^2(N-1)} = \frac{PT_c^2}{12N^3} \frac{(2N-3)N^2}{(N-1)} \quad (A3)$$

여기서, $CW_{k,1}(0) = 0$

$$\sum_{i=1}^{N-2} E(CW_{k,1}^2(1+i-N)) = \sum_{i=1}^{N-2} \sum_{m=0}^i E(1)$$

$$= \sum_{i=1}^{N-2} (i+1) = \frac{(N-1)N}{2} - 1$$

$$\sum_{i=1}^{N-1} E(CW_{k,1}^2(i)) = \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1-i} E(1)$$

$$= \sum_{i=1}^{N-1} (N-i) = \frac{(N-1)N}{2}$$

$$\sum_{i=1}^{N-1} E(CW_{k,1}^2(i-N)) = \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{m=0}^{i-1} E(1)$$

$$= \sum_{i=1}^{N-1} i = \frac{(N-1)N}{2}$$

$$\sum_{i=1}^{N-1} E(CW_{k,1}^2(i+1)) = \sum_{i=1}^{N-2} \sum_{m=0}^{N-i-1} E(1)$$

$$= \sum_{i=1}^{N-2} (N-i-1) = \frac{(N-2)(N-1)}{2}$$

$$\sum_{i=1}^{N-2} E(CW_{k,1}(1+i-N) CW_{k,1}(i-N)) = \sum_{i=1}^{N-1} E(CW_{k,1}(i) CW_{k,1}(i+1)) = 0$$

따라서, 아래와 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$r_{k,1}(N) \approx \frac{2N-3}{N-1} N^2 = \left(2 - \frac{1}{N-1}\right) N^2 \quad (A4)$$

A.2. 식 (11)의 평균 상호상관 파라미터 마찬가지로, 아래식과 같이 된다.

$$E[r_{k,1}(N)] \approx 2N(N-1) \quad (A5)$$

$$\begin{aligned} Var(I_k) &= \frac{P}{2} E \left\{ \left[b_{-1}^{(k)} RW_{k,1}(\tau_{n1}^{(k)}) + b_0^{(k)} RW_{k,1}(\tau_{n2}^{(k)}) \right]^2 \right. \\ &\quad \left. \times E[\cos^2(\phi^{(k)})] \right\} \\ &= \frac{PT^2}{12N^3} \left[\sum_{i=0}^{N-1} CW_{k,1}^2(1+i-N) + CW_{k,1}^2(i-N) \right. \\ &\quad \left. + CW_{k,1}(1+i-N) CW_{k,1}(i-N) + CW_{k,1}^2(i+1) \right. \\ &\quad \left. + CW_{k,1}(i) + CW_{k,1}(i) CW_{k,1}(i+1) \right] \quad (A6) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} E[Var(I_k)] &= \frac{PT^2}{12N^3} E \left[\sum_{i=0}^{N-2} \{ CW_{k,1}^2(1+i-N) \right. \\ &\quad \left. + CW_{k,1}(1+i-N) CW_{k,1}(i-N) \right. \\ &\quad \left. + \sum_{i=1}^{N-1} \{ CW_{k,1}^2(i) + CW_{k,1}(i) CW_{k,1}(i+1) \} \right. \\ &\quad \left. + \sum_{i=0}^{N-1} \{ CW_{k,1}^2(i-N) + CW_{k,1}(i+1) \} \right] \\ &= \frac{PT^2}{12N^3} \left[\frac{4N(N-1)}{2} \right] = \frac{PT^2(N-1)}{6N^2} \\ &= \frac{PT^2}{12N^3} 2N(N-1) \quad (A7) \end{aligned}$$

여기서, $CW_{k,1}(0) = 0$

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^{N-1} E(CW_{k,1}^2(i)) &= \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1-i} E(1) \\ &= \sum_{i=1}^{N-1} (N-i) = \frac{(N-1)N}{2} \end{aligned}$$

$$\sum_{i=1}^{N-1} E(CW_{k,1}^2(i-N)) = \sum_{i=1}^{N-1} E(CW_{k,1}^2(i+1)) = \frac{(N-1)N}{2}$$

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^{N-2} E(CW_{k,1}(1+i-N) CW_{k,1}(i-N)) \\ = \sum_{i=1}^{N-1} E(CW_{k,1}(i) CW_{k,1}(i+1)) \end{aligned}$$

A.3. Quasi Synchronous CDMA BER 계산
본 절에서는 완전히 동기가 이루어졌다고 가정하 첫번째 경로의 사용자간의 타이밍 오류를 고려하여 [3]을 참조, 간섭량을 계산하고 이를 III장의 성능분

석에 적용한다. 가우시안 간섭 모델링을 가정하고 비트오율에 사용되는 간섭량의 분산을 구해본다. 상관함수항은 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} [CW^{(k)(l)}(\tau, \tau_1, \tau_2)] \\ = \frac{1}{T_c} \int_{\tau_1}^{\tau_2} a(t-\tau+\tau^{(l)}) a(t) W^{(k)}(t-\tau+\tau^{(k)}) W^{(k)}(t) dt \quad (A8) \end{aligned}$$

여기서, $a(t) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i \text{rect}_{T_c}(t-iT_c)$,

$W^{(k)}(t) = \sum_{i=0}^{L-1} w_i^{(k)} \text{rect}_{T_w}(t-iT_w)$ 이고 간섭항은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} T_c \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=2}^K \beta_0^{(k)} \left\{ \hat{b}_{r-1}^{(k)} [CW^{(k)(1)}(\tau^{(k)}, 0, \tau^{(k)} - \tau^{(1)})] \right. \\ \left. + \hat{b}_r^{(k)} [CW^{(k)(1)}(\tau^{(k)}, \tau^{(k)} - \tau^{(1)}, T_s)] \right\} \cos[\phi^{(k)}] \quad (A9) \end{aligned}$$

$E[d_{r-1}^i d_r^j] = 0, \forall r, j$ 이란 조건에서, 분산은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} [\sigma_{(1)}]^2 &= \frac{T_c^2 P}{4} \sum_{k=2}^K E[\beta_0^{(k)}]^2 E \left\{ [CW^{(k)(1)}(\tau^{(k)}, 0, \tau^{(k)} - \tau^{(1)})]^2 \right. \\ &\quad \left. + [CW^{(k)(1)}(\tau^{(k)}, \tau^{(k)} - \tau^{(1)}, T_s)]^2 \right\} \quad (A10) \end{aligned}$$

그러므로,

$$[\sigma_{(1)}]^2 = \frac{T_c^2 P}{4} \sum_{k=2}^K E[\beta_0^{(k)}]^2 \mu_k^{(1)} = \frac{PT_c^2 \Omega_0}{4} \sum_{k=2}^K \mu_k^{(1)} \quad (A11)$$

여기서,

$$\begin{aligned} \mu_k^{(1)} &= \int_0^{\Delta\tau} \{ [CW^{(k)(1)}(\tau^{(k)}, 0, \tau^{(k)} - \tau^{(1)})]^2 \\ &\quad + [CW^{(k)(1)}(\tau^{(k)}, \tau^{(k)} - \tau^{(1)}, T_s)]^2 \} p(\Delta\tau) d\Delta\tau \end{aligned}$$

이때, $p(z)$ 는 랜덤 변수 z 의 pdf이다.

황 승 훈(Seung-hoon Hwang) 정회원



1992년 2월: 연세대학교 전기공학과 졸업

1994년 2월: 연세대학교 전기공학과 석사 (통신시스템 전공)

1999년 2월: 연세대학교 전기

