

DS/CDMA 시스템에서 파일럿 채널방식과 파일럿 심볼방식의 성능비교

Performance Comparison of Pilot Channel and Pilot Symbol Methods for DS/CDMA System

鄭 祥 旭*, 辛 承 勳*, 郭 慶 燮*

(Sang-Wook Jeong*, Seung-Hoon Shin*, and Kyung-Sup Kwak*)

요 약

DS/CDMA 시스템 역방향 링크의 파일럿 신호방식으로 파일럿 채널방식과 파일럿 심볼방식이 있다. 파일럿 채널방식은 데이터 채널과 병렬로 파일럿 신호를 전송하며, 파일럿 심볼방식은 데이터 채널과 직렬로 파일럿 신호를 전송한다.

본 연구에서는 이 두 방식을 해석적으로 비교하고 분석하였다. 두 방식을 분석한 결과 이들 두 방식의 성능은 부가잡음, 페이딩정도, 심볼 삽입주기 및 파일럿 채널의 전력에 영향을 받음을 알 수 있었다. 분석 결과 파일럿 심볼방식이 파일럿 채널방식보다 우수함을 확인하였다.

Abstract

We consider two methods for the pilot signal transmission in DS/CDMA systems: Pilot channel method which is parallel to the data channel and pilot symbol method which is serial to the data channel.

In this paper, we analyze the two methods. The performance of the two methods is shown to be dependent upon the added noise, fading, pilot symbol period and pilot channel power. Through the analysis, it is found that the performance of the pilot symbol method outperforms compared to the pilot channel method.

I. 서 론¹

최근 들어 DS/CDMA 방식이 이동 통신에 사용되기 시작하였으며, DS/CDMA 방식을 개인 휴대 통신에 적용하려는 추세를 보이고 있다. DS/CDMA 방식을 이동

통신과 개인 휴대 통신에서 사용하는 가장 큰 이유는 기존의 AMPS 방식이나 TDMA 방식에 비해 용량이 크다는 장점 때문이다[1]. DS/CDMA 시스템의 용량이 큰 이유는 이론적으로 주파수 재사용 효율이 1이며, 다중 경로 페이딩에 의해 성능이 악화되지 않기 때문이다. DS/CDMA 시스템의 용량은 다른 시스템과 달리 요구되는 음성 품질에 필요한 신호 대 잡음비로써 나타난다[1]. 따라서, DS/CDMA 시스템의 용량의 증가를 위해서는 각각의 사용자 링크를 최적화 하는 것이 요구된다. 셀룰러 이동 시스템에서 페이딩은 신호 대 잡

* 仁荷大學校 電子工學科

(Dept. of Electronic Eng., Inha Univ.)

※ 이 연구는 1997년도 인하대학교 연구비 지원에 의하여 수행되었음.

接受日: 1998년4월22日, 修正完了日: 1998년7월21日

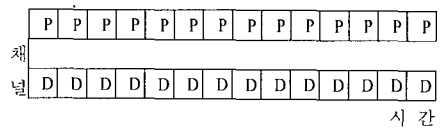
음비에 큰 영향을 준다. 페이딩은 이동국이 고정되어 있지 않고 움직이기 때문에 시간이 경과함에 따라 주변 환경이 변화하고 따라서 수신 신호의 진폭이 역동적으로 변화하는 현상이다. IS-95A 시스템에서는 페이딩 채널에서의 성능 악화를 줄이기 위해 순방향 링크에서는 파일럿 채널이라는 보조 채널을 사용하며, 역방향에서는 64-ary 직교 변조를 사용한다. 그러나, 역방향 링크에서 사용하는 64-ary 직교 변복조는 기지국의 수신 시스템이 복잡해지고 성능이 동위상 복조에 비해 떨어지는 단점이 발생한다. 이러한 이유 때문에 역방향 링크에서도 순방향 링크와 마찬가지로 파일럿 채널을 사용하는 방식이 연구되고 있다[2]. 그러나, 순방향 링크에서는 많은 사용자가 공통으로 하나의 파일럿 채널을 사용하기 때문에 에너지의 손실이 작고 큰 에너지로 전송할 수 있다. 그러나 역방향 링크에서는 이동국의 에너지에 한계가 있으며, 모든 이동국이 각각의 상이한 파일럿 채널이 필요하게 되므로 파일럿 채널에 의한 간섭이 증가된다. 따라서 파일럿 채널의 에너지는 강하게 전송할 수 없고 상대적으로 약한 에너지로 전송한다. 또한, 전송 데이터 채널의 에너지가 상대적으로 손실된다[3]. 이러한 이유 때문에 파일럿 신호를 전송하는 방식으로 위성통신에서 제안된 파일럿 심볼의 사용이 DS/CDMA 시스템에서도 고려되고 있다[3, 4, 5].

기존의 파일럿 심볼을 사용한 DS/CDMA 시스템에 관한 논문에서는 파일럿 심볼의 삽입 방식과 시뮬레이션을 통한 비교가 이루어졌다[4, 5]. 본 논문에서는 파일럿 채널을 사용하는 시스템과 파일럿 심볼을 사용하는 시스템의 성능을 채널 응답 추정 시에 포함되는 잡음을 고려하여 해석적인 방법으로 비교하고, 파일럿 심볼을 사용하는 시스템이 DS/CDMA에 적합함을 보였다. 제 II절에서는 이상적인 채널 추정 시스템의 성능 분석을 제III절에서는 잡음을 고려한 채널 추정 시스템의 성능 분석을 제 IV에서는 성능 분석 및 비교를 제 V절에서는 결론을 내렸다.

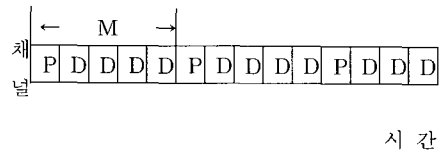
II. 이상적인 채널 추정 시스템의 성능 분석

1. 시스템 모델 및 채널 모델

본 논문에서 고려한 시스템은 BPSK 변조와 QPSK 확산방식이며, 서로 독립인 두개의 PN코드를 이용하여 I 채널과 Q 채널을 확산시킨다. 그림 1에 파일럿 채널 시스템과 파일럿 심볼 시스템을 비교하였다. 이 그림에서 P는 파일럿 신호이며, D는 데이터 신호이다.



(a). 파일럿 채널 시스템
(a). Pilot channel system



(b). 파일럿 심볼 시스템
(b). Pilot symbol system

그림 1. 파일럿 채널 시스템과 파일럿 심볼 시스템의 비교

Fig.1. The Comparison of pilot channel system with pilot symbol system.

그림 1-(a)에 나타난 바와 같이 파일럿 채널 시스템에서는 파일럿 신호를 데이터 채널과 평행하게 전송한다. 따라서 이동국은 전체 전송 에너지의 일부분을 파일럿 채널에 할당하여야 하며, DS/CDMA 시스템에서는 데이터 채널과 파일럿 채널을 서로 다른 PN 코드로 확산시켜 두 채널을 구분하게 된다. 그림 1-(b)에서와 같이 파일럿 심볼 시스템에서는 파일럿 신호를 데이터 심볼과 직렬로 전송하며, 파일럿 신호를 데이터 심볼 사이에 일정 주기, M 간격으로 삽입한다. 전송 에너지의 일부분이 파일럿 신호에 할당되나 데이터 전송 때의 에너지는 줄지 않게 되며, 동일 PN 코

드를 사용한다. 이러한 두 방식으로 혼합된 데이터 신호와 파일롯 신호는 다중 경로 레일리 페이딩 채널을 거쳐서 수신단에 도달한다. 도달한 신호를 역확산하고, 파일롯 신호를 분리하여 채널 응답 추정에 사용하고 이를 최대비 합성에 이용한다. 최대비 합성을 위해 RAKE 수신기를 사용하였으며, 채널 코딩과 인터리빙은 고려하지 않았다. 또한, 동기 채널이나 페이징 채널과 같은 보조 채널들은 고려하지 않았다.

DS/CDMA 시스템에서 도심 지역의 채널 모델로는 일반적으로 다중 경로 레일리 채널을 사용한다. 다중 경로 레일리 채널의 임펄스 응답은 다음과 같이 표시할 수 있다[6].

$$C(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l \delta(t - \tau_l) \quad (1)$$

여기에서 α_l 은 시변 복소 가우시안 랜덤 변수이고, τ_l 은 다중 경로 지연시간이다. 다중 경로의 수 L 은 다중 경로 폭 T_m 과 전송대역폭 W 로부터 $L = [T_m W] + 1$ 로 주어진다. α_l 의 주파수 전력 밀도 $S_{\alpha_l}(f)$ 는 다음과 같이 U-모양을 가진다[7].

$$S_{\alpha_l}(f) = \frac{\sigma_l^2}{\pi \sqrt{f_D^2 - f^2}} \quad 0 \leq |f| \leq f_D \quad (2)$$

여기서 f_D 는 도플러 천이(doppler shift) 주파수이며, σ_l^2 은 l 번째 페이딩 경로의 평균 에너지이다. 본문에서는 전송 데이터율이 도플러 주파수보다 매우 크기 때문에 비트 구간 동안의 채널 응답의 값은 일정하다고 가정한다[5,7].

2. 파일롯 채널 시스템

그림 2는 파일롯 채널 시스템의 구조이다. 파일롯 신호의 비트 값은 모두 0을 사용하며, $a_I(t)$, $a_Q(t)$ 를 이용하여 QPSK 확산시키고 데이터 $d(t)$ 는 PN 코드 $b_I(t)$, $b_Q(t)$ 를 사용하여 확산시킨다. 확산된 신호는 반송 주파수로 변조되어 전송된다. 파일롯 시스템

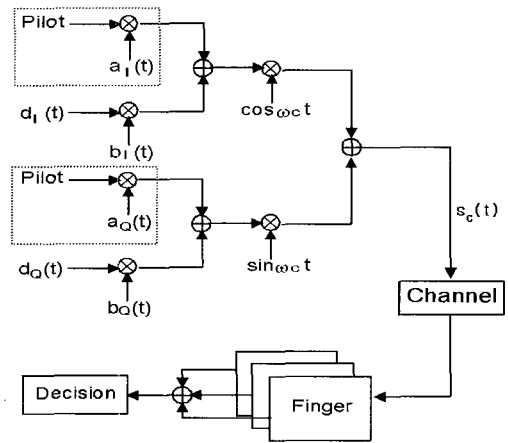


그림 2. 파일롯 채널 시스템 구조.
Fig.2. Pilot channel system structure.

의 전송 신호 $s_c(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s_c(t) = (\sqrt{P}a_I(t) + \sqrt{D}d(t)b_I(t)) \cos \omega_c t + (\sqrt{P}a_Q(t) + \sqrt{D}d(t)b_Q(t)) \sin \omega_c t \quad (3)$$

여기서, $a_I(t)$, $a_Q(t)$ 는 각각 I 채널과 Q 채널의 파일롯 채널에 할당되는 PN 코드이고, $b_I(t)$, $b_Q(t)$ 는 각각 I 채널과 Q 채널의 데이터 채널에 할당된 PN 코드이다. 또, \sqrt{D} , \sqrt{P} 는 데이터와 파일롯 신호의 크기이다. 이러한 전송신호 $S_c(t)$ 는 다중 경로 레일리 페이딩을 거쳐 수신기에 도착한다. 시스템의 사용자가 K 명일 때의 주파수 선택적 다중 경로 채널을 통해 수신된 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r_c(t) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l=0}^{L-1} \{ \alpha_{kl} [\sqrt{P}a_{kl}(t - \tau_{kl}) \cos \omega_c(t - \tau_{kl}) + \sqrt{D}d_k(t - \tau_{kl})b_{kl}(t - \tau_{kl}) \cos \omega_c(t - \tau_{kl}) + \sqrt{P}a_{kQ}(t - \tau_{kl}) \sin \omega_c(t - \tau_{kl}) + \sqrt{D}d_k(t - \tau_{kl})b_{kQ}(t - \tau_{kl}) \sin \omega_c(t - \tau_{kl})] \} + n(t) \quad (4)$$

여기서, $n(t)$ 는 부가 백색 가우시안 잡음(AWGN :

additive white Gaussian noise)이다.

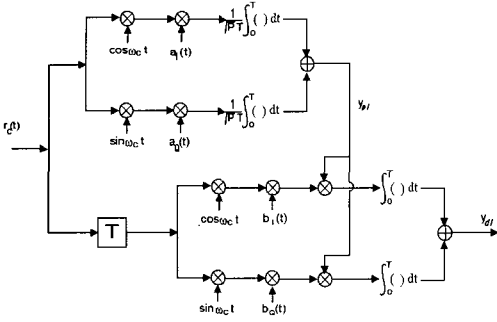


그림 3. 수신기 내의 핑거의 구조.
Fig. 3. Finger's structure in the receiver.

그림 3에서 볼 수 있는 바와 같이 채널 응답은 수신 신호에 파일럿 채널의 PN 코드와 변조 주파수를 이용한 상관기의 응답으로 다음과 같이 구할 수 있다.

$$y_{PI} = \frac{1}{\sqrt{PT}} \int_0^T r_c(t) a_I(t) \cos \omega_c(t) dt + \frac{1}{\sqrt{PT}} \int_0^T r_c(t) a_Q(t) \sin \omega_c(t) dt \quad (5)$$

파일럿 채널로부터 구한 채널 응답을 이용하여 I 채널의 핑거 상관기의 응답은 다음과 같이 얻을 수 있다. 여기서 위의 채널 응답 추정치를 이상적이라 가정한다. 즉, $y_{PI} = \alpha_I$.

$$y_{dI} = \int_0^T r_c(t) y_{PI}^* b_I(t) 2 \cos \omega_c(t) dt = |\alpha_I|^2 \sqrt{DT} + \alpha_I^* N_T \quad (6)$$

여기서, N_T 는 간섭과 열잡음에 의한 상관기 출력으로 이를 다시 부가 백색 가우시안 잡음으로 근사화할 수 있으며, 이의 분산은 $\eta_0 T$ 이다. 여기서 η_0 는 열잡음과 간섭에 의한 값으로 $\eta_0 = N_0 + I_0$ 로 나타난다. 따라서, 식 (6)으로부터 수신기 출력단의 신호 대 잡음비 SNR을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\frac{E^2[y_{dI}]}{VAR[y_{dI}]} = |\alpha_I|^2 \frac{DT}{\eta_0} = |\alpha_I|^2 \frac{E_D}{\eta_0} \quad (7)$$

동위상 복조를 위해서 이동국의 에너지의 일부분을 파일럿 채널에 할당함으로써 출력단의 유효 신호 대 잡음비는 줄어들게 된다. 전체 신호 에너지, E_T 는 데이터 에너지, E_D 와 파일럿 채널 에너지, E_P 의 합이며, 파일럿 에너지는 에너지 비 $s = E_P/E_D$ 를 사용하여 $E_P = sE_D$ 의 관계를 얻을 수 있으며, 전체 신호 에너지와 데이터 에너지의 관계는 다음과 같다.

$$E_T = E_D + E_P = (1 + s)E_D$$

$$E_D = \frac{E_T}{(1 + s)} \quad (8)$$

즉, 수신기에서 각 경로 출력단의 유효 신호 대 잡음비는 식(7)과 식(8)을 이용하면 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$SNR_{eff} = \frac{|\alpha_I|^2}{(1 + s)} \frac{E_T}{\eta_0} \quad (9)$$

다중 경로 레일리 페이딩 채널의 비트 오류는 먼저 각 경로에서 위상이 보상된 신호 대 잡음비의 합, γ_b 를 상수로 고정시킬 경우의 조건부 비트 오류 확률, $P_e(\gamma_b)$ 은 다음과 같이 주어진다[6].

$$P_e(\gamma_b) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma_b}) \quad (10)$$

$$\gamma_b = \sum_{k=0}^{L-1} \gamma_k = \frac{E_T}{\eta_0} \sum_{k=0}^{L-1} \frac{|\alpha_k|^2}{(1 + s)}$$

여기에서 k 번째 경로의 신호 대 잡음비, γ_k 는 다음과 같은 분포를 갖는다.

$$p(\gamma_k) = \frac{1}{\gamma_k} e^{-(\gamma_k/\bar{\gamma}_k)} \quad (11)$$

여기에서 $\overline{\gamma_k}$ 는 다음과 같다.

$$\overline{\gamma_k} = \frac{E_T}{\gamma_0} \frac{E(|a_l|^2)}{(1+s)}$$

γ_k 의 특성함수(characteristic function), $\Psi_{\gamma_k}(jv)$ 는 $E(e^{jv\gamma_k})=1/(1-jv\overline{\gamma_k})$ 이므로 γ_b 의 특성함수는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\Psi_{\gamma_b}(jv) = \prod_{k=0}^{L-1} \frac{1}{(1-jv\overline{\gamma_k})} \quad (12)$$

특성 함수의 푸리에 역변환(Fourier inverse transformation)을 이용하여 γ_b 의 분포함수를 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$f(\gamma_b) = \sum_{k=1}^L \frac{\pi_k}{\gamma_k} e^{-\gamma_b/\gamma_k} \quad \gamma_b \geq 0 \quad (13)$$

여기서, π_k 는 다음과 같이 정의한다.

$$\pi_k = \prod_{i=0, i \neq k}^{L-1} \frac{\overline{\gamma_k}}{\gamma_k - \overline{\gamma_i}} \quad (14)$$

위의 식 (13)의 분포함수와 식 (10)을 이용하여 다음과 같은 비트 오류율을 얻을 수 있다[6].

$$P_e = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{L-1} \pi_k \left[1 - \sqrt{\frac{\gamma_k}{1+\gamma_k}} \right] \quad (15)$$

3. 파일럿 심볼 시스템

파일럿 심볼 시스템의 구조를 그림 4에 나타내었다. 이와 같은 시스템은 수신기에 알려져 있는 파일럿 신호를 데이터에 주기적으로 삽입하여 전송하는 방식이다. 따라서, 다음과 같이 전송신호를 표현할 수 있다.

$$s_s(t) = \sqrt{D}d(t)b_I(t) \cos \omega_c t + \sqrt{D}d(t)b_Q(t) \sin \omega_c t \quad (89)$$

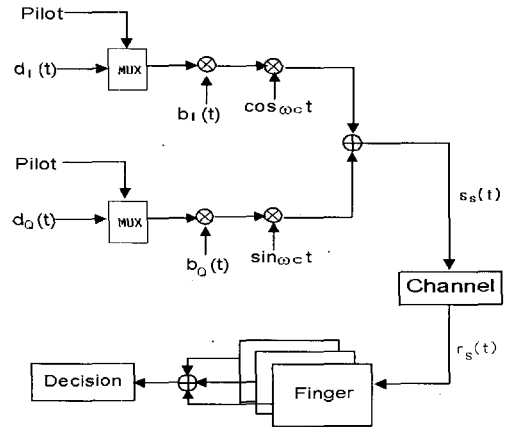


그림 4. 파일럿 심볼 시스템의 구성도.

Fig. 4. Pilot symbol system structure.

여기서, b_I, b_Q 는 역시 데이터를 확산할 PN코드다. $d(MT)$ 는 파일럿 심볼이며, $t \neq MT$ 일때는 $d(t)$ 는 데이터이다. 파일럿 심볼은 수신기에서 미리 알고 있는 신호로 주기 M마다 데이터 신호에 삽입하게 된다. 여기서, 데이터는 확산 직전의 신호를 뜻한다. 만약, 채널 코딩이나 인터리빙 등의 기술이 사용된다면 코딩 후의 신호를 뜻한다. 채널 코딩이나 인터리빙을 고려하지 않았을 때의 실제 데이터 전송률은 $(M-1)/M$ 만큼 줄어들게 된다. 따라서, 데이터 전송률을 유지시키기 위해서는 대역폭의 증가를 초래하게 된다.

채널을 추정하기 위한 최소한의 삽입 주기 M은 채널 응답 대역폭에 의해서 다음과 같이 결정된다. 따라서 이 신호를 왜곡없이 구현하기 위한 최소 파일럿 심볼율은 Nyquist정리에 의해서 다음과 같다[3, 8, 9].

$$2f_{D, \max} < \frac{1}{MT} \quad (17)$$

따라서, 주기 M은 $R_D/2f_{D, \max}$ 보다 작아야 한다. 여기서 R_D 는 전송 데이터 율이다. 파일럿 채널 시스템에서와 마찬가지로 채널을 통과한 다음 수신된 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r_s(t) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l=0}^{L-1} \{ \alpha_{kl} [\sqrt{D} d_k(t - \tau_{kl}) b_{kl}(t - \tau_{kl}) \cos \omega_c(t - \tau_{kl}) + \sqrt{D} d_k(t - \tau_{kl}) b_{kl}(t - \tau_{kl}) \sin \omega_c(t - \tau_{kl})] \} + n(t) \quad (18)$$

파일럿 심볼 시스템에서는 데이터 사이에 삽입된 파일럿 심볼에서 채널 응답을 구하고, 그 사이의 데이터 값에서의 채널 응답은 보간법을 사용하여 구한다. 파일럿 심볼에서의 채널 응답은 파일럿 채널과 같은 방법으로 다음과 같이 구할 수 있다.

$$y_{pl} = \frac{1}{\sqrt{DT}} \int_0^T r_s(t) b_I(t) 2 \cos \omega_c(t) dt + \frac{1}{\sqrt{DT}} \int_0^T r_s(t) b_Q(t) 2 \sin \omega_c(t) dt \quad (19)$$

여기에서도 파일럿 채널 시스템과 마찬가지로 이상적인 추정이 가능하다고 가정한다. 파일럿 채널과는 달리 파일럿 심볼의 추정 값은 M 비트마다의 추정 값이므로 모든 비트들의 채널 응답값을 구하기 위해서는 보간법을 사용해야 한다. 이상적인 보간은 다음과 같다[10].

$$a_I[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_I[k] \text{sinc}(n/M - k) \quad (20)$$

파일럿 신호로부터 얻은 채널 응답을 이용하여 I 채널의 상관기 출력은 파일럿 채널 시스템에서와 마찬가지로 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$y_{al} = \int_0^T r_s(t) a_I^* b_I(t) 2 \cos \omega_c(t) dt = |\alpha_I|^2 \sqrt{DT} + \alpha_I^* N_T^+ \quad (21)$$

여기서, N_T^+ 는 간섭과 열잡음에 기인한 상관기 출력으로, 사용자 수가 어느 정도 이상이 되면, 파일럿 채널 시스템에서와 같다.

신호 대 잡음비는 파일럿 채널 시스템과 같은 방식으로 구할 수 있으며 식 (7)과 유사하다. 그러나, 수

신기에서 각 경로 출력단의 유효 신호 대 잡음비는 파일럿 심볼을 고려하면 다음과 같다.

$$SNR_{eff} = |\alpha_I|^2 \frac{(M-1)}{M} \frac{E_T}{\eta_0} \quad (22)$$

비트 오류율은 식 (12)에 식 (22)를 대입함으로써 얻을 수 있다. 이상적인 채널 응답 추정을 가정하면, 두 시스템 성능의 차이는 신호 대 잡음비를 나타내는 식 (9)와 식 (22)에서 알 수 있다. 즉, 파일럿 채널에 할당되는 에너지의 비 s와 파일럿 심볼 주기 M에 의해서 결정됨을 알 수 있다.

III. 잡음을 고려한 채널 추정 시스템의 성능 분석

1. 파일럿 채널 시스템

II 절에서는 채널 추정 시에 잡음의 영향을 고려하지 않고 시스템의 성능을 구하였으나, 본 장에서는 잡음의 영향을 고려하여 성능을 분석하였다. 채널 응답 추정 값을 나타내는 식 (5)를 다시 아래에 표기한다.

$$y_{pl} = \frac{1}{\sqrt{PT}} \int_0^T r_c(t) a_I(t) \cos \omega_c(t) dt + \frac{1}{\sqrt{PT}} \int_0^T r_c(t) a_Q(t) \sin \omega_c(t) dt$$

II 절에서는 이상적으로 α_I 로 가정하였으나 실제로는 잡음이 포함되며, 다음과 같이 다시 나타낼 수 있다.

$$y_{pl} = \hat{\alpha}_I = \alpha_I + \frac{N_T}{\sqrt{PT}} \quad (23)$$

여기서 N_T 는 다른 사용자 간섭 및 자신의 신호의 지연에 의한 간섭, 그리고 열잡음이 포함된 값으로 분

산이 $\eta_0 T$ 인 부가 백색 가우시안 잡음으로 근사화 할 수 있다. 채널 응답 추정값 $\hat{\alpha}_i$ 의 잡음을 줄이기 위해서 $f_{D, \max}$ 로 차단 주파수를 갖는 저역 통과 필터를 통과시킨다.

$$\tilde{\alpha}_i = LPF[\hat{\alpha}_i] \quad (24)$$

식 (24)에서 구한 채널 추정 값으로 위상을 보상한 레이크 수신기의 1 채널의 1번째 핑거의 상관기의 응답은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$y_{dl} = \int_0^T r_c(t) \tilde{\alpha}_i^* b_i(t) 2 \cos \omega_c(t) dt \quad (25)$$

$$= |\alpha_i|^2 \sqrt{D} T + \alpha_i^* N_T + \alpha_i \frac{\sqrt{D}}{\sqrt{P} T} N_{T1} + \frac{1}{\sqrt{P} T} N_{T2}$$

여기서, N_T 의 분산은 $\eta_0 T$ 이고, N_{T1} 의 분산은 $2f_{D, \max} T \eta_0 T^3$, N_{T2} 의 분산은 $2f_{D, \max} T \eta_0^2 T^2$ 이다. 따라서, 신호 대 잡음비를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{E^2[y_{dl}]}{VAR[y_{dl}]} = \frac{DT}{|\alpha_i|^2 \left(\eta_0 + 2f_{D, \max} T \frac{DT}{PT} \eta_0 + 2f_{D, \max} T \frac{\eta_0^2}{|\alpha_i|^2 PT} \right)} \quad (26)$$

역방향 파일럿 채널 시스템에서 가장 문제가 되는 항이 식 (26)의 분모에서 두 번째 항 $2f_{D, \max} T \frac{DT}{PT} \eta_0$ 이다. 일반적으로 순방향 링크에서 사용하는 파일럿 채널의 에너지는 각 데이터 채널의 에너지보다 매우 크다. 따라서, 분모의 두 번째 항은 무시할 수 있을 만큼 작다. 그러나 본 논문의 고려대상인 역방향 링크에서는 파일럿 채널의 에너지의 크기는 데이터 채널보다 작을 수밖에 없다.

$$2f_{D, \max} T \frac{DT}{PT} \eta_0 = 2f_{D, \max} T \frac{E_D}{E_P} \eta_0 \quad (27)$$

$$= 2f_{D, \max} T \frac{\eta_0}{s}$$

식 (27)을 살펴보면 채널 응답을 추정할 때 포함하는 잡음의 에너지가 순방향 링크에서는 파일럿 채널이 억제하는데 반해 역방향 링크에서는 상대적으로 증폭하게 된다($s < 1$). 1번째 경로의 신호 대 잡음비를 다음과 같이 간편하게 표현할 수 있다.

$$SNR = |\alpha_i|^2 \left\{ \frac{\eta_0}{E_D} + 2f_{D, \max} T \frac{\eta_0}{E_P} + 2f_{D, \max} T \frac{\eta_0 \eta_0}{|\alpha_i|^2 E_D E_P} \right\}^{-1} \quad (28)$$

위 식에서 해석을 간단히 하기 위해 세 번째 항이 앞의 두 항에 비해 아주 작은 값, 즉, $2f_{D, \max} T \frac{\eta_0}{E_P} \gg 2f_{D, \max} T \frac{\eta_0 \eta_0}{|\alpha_i|^2 E_D E_P}$, 이므로 무시할 수 있다.

$$SNR \approx |\alpha_i|^2 \left\{ \frac{\eta_0}{E_D} + 2f_{D, \max} T \frac{\eta_0}{E_P} \right\}^{-1} \quad (29)$$

II절에서와 마찬가지로 유효 신호 대 잡음비는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$SNR_{eff} = \frac{|\alpha_i|^2}{(1+s)} \left\{ \frac{\eta_0}{E_T} + 2f_{D, \max} T \frac{\eta_0}{s E_T} \right\}^{-1} \quad (30)$$

식 (30)에서 SNR_{eff} 를 최대값으로 가지는 s 를 찾으면 다음과 같다.

$$s = \sqrt{2f_{D, \max} T} \quad (31)$$

2. 파일럿 심볼 시스템

파일럿 심볼 시스템에서의 채널 응답 추정에 관한 식 (18)을 아래에 다시 나타내었다.

$$y_{\mu} = \frac{1}{\sqrt{DT}} \int_0^T r_c(t) b_f(t) 2 \cos \omega_c(t) dt \\ + \frac{1}{\sqrt{DT}} \int_0^T r_c(t) b_q(t) 2 \sin \omega_c(t) dt$$

잡음을 고려한 채널 추정 값은 식 (23)과 유사하게 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$y_{\mu} = \hat{a}_I = a_I + \frac{N_T^+}{\sqrt{DT}} \quad (32)$$

파일럿 심볼 시스템에서 식 (20)과 같이 보간하면 파일럿 채널시스템에서 최대 도플러 주파수 $f_{D, \max}$ 를 차단 주파수를 갖는 저역 필터를 통과시키는 효과가 나타난다. 따라서, 잡음을 $f_{D, \max} T$ 의 비만큼 줄일 수 있다. 보간된 채널 응답 추정값은 식(20)의 결과를 이용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\bar{\alpha}_I[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \tilde{\alpha}_I[k] \text{sinc}(n/M - k) \\ = \sum_{k=-\infty}^{\infty} (a_I[k] + N_T^+) \text{sinc}(n/M - k) \quad (33)$$

따라서, 식 (33)을 이용한 1채널의 상관기의 응답은 다음과 같이 나타난다.

$$y_{aI} = \int_0^T r_s(t) \bar{\alpha}_I^* b_f(t) 2 \cos \omega_c(t) dt \\ = |\alpha_I|^2 \sqrt{DT} + a_I^* N_T^+ + a_I \frac{\sqrt{D}}{\sqrt{PT}} N_{T1}^+ + \frac{1}{\sqrt{PT}} N_{T2}^+ \quad (34)$$

여기에서 N_T , N_{T1} , N_{T2} 의 분산은 파일럿 채널의 경우와 같다. 신호대 잡음비는 파일럿 채널에서와 같이 구할 수 있으며, 다음과 같다.

$$\frac{E^2[y_{aI}]}{\text{VAR}[y_{aI}]} = |\alpha_I|^2 \frac{DT}{\eta_0 + 2f_{D, \max} T \frac{DT}{DT} \eta_0 + 2f_{D, \max} T \frac{\eta_0^2}{|\alpha_I|^2 DT}} \quad (35)$$

식 (35)에서도 분모의 식을 보면 식 (26)과 유사하다. 분모의 두 번째 항을 살펴보면 다음과 같다.

$$2f_{D, \max} T \frac{DT}{DT} \eta_0 = 2f_{D, \max} T \eta_0 \quad (36)$$

식 (27)과 식 (36)을 비교하여 보면 (36)에서는 잡음의 증가가 나타나지 않는다. 식 (35)에서도 파일럿 채널 시스템과 마찬가지로 분모의 세 번째 항이 다른 항에 비해 매우 작으므로 무시하고 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\text{SNR} \approx |\alpha_I|^2 \left\{ \frac{\eta_0}{E_D} + 2f_{D, \max} T \frac{\eta_0}{E_D} \right\}^{-1} \quad (37)$$

II절에서와 마찬가지로 유효 신호 대 잡음비는 다음과 같다.

$$\text{SNR}_{eff} = |\alpha_I|^2 \frac{M-1}{M} \left\{ \frac{\eta_0}{E_T} + 2f_{D, \max} T \frac{\eta_0}{E_T} \right\}^{-1} \quad (38)$$

식(30)과 식(38)을 이용하여 두 시스템의 성능을 비교하기 위하여 다음절에 수치 해석을 통하여 분석한다.

IV. 성능 분석 및 비교

본 절에서는 II절과 III절에서 구해진 DS/CDMA 역방향 링크에서 비트 오류율 수치 해석하였다. 시스템의 반송 주파수는 1.9GHz를 사용하였고, 다중 경로의 수는 3개를 가정하였다. 데이터 전송률을 9.6kbps, 16kbps, 32kbps, 이동국의 속도를 16Km/h, 64Km/h, 96Km/h 등으로 변화하며 분석하였다.

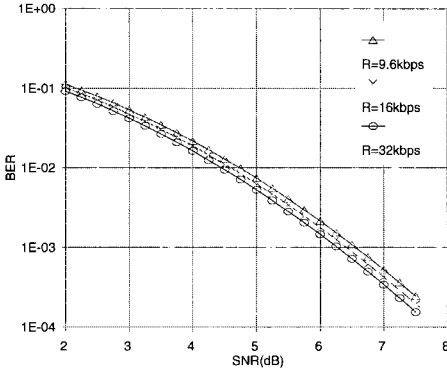


그림 5. 데이터 율에 따른 파일럿 채널 시스템의 비트 오율.

Fig. 5. BER of pilot channel system with different data rate

그림 5는 파일럿 채널 시스템에서 최적의 에너지비 s에 대하여 전송 데이터 율에 따른 비트 오율 곡선이다. 이동국의 속도는 16Km/h로 가정하였다. 전송 데이터 율이 증가하면 식 (31)에 의해 파일럿 채널에 할당되는 에너지비 s가 작아지게 된다. 따라서, 높은 전송률일수록 식 (9)에서 상대적으로 유효 신호 대 잡음비가 크게 된다. 그 결과로 BER 10⁻³을 기준으로 할 때 9.6kbps와 32kbps와의 요구 신호 대 잡음비가 약 0.25dB 정도 차이가 남을 알 수 있다.

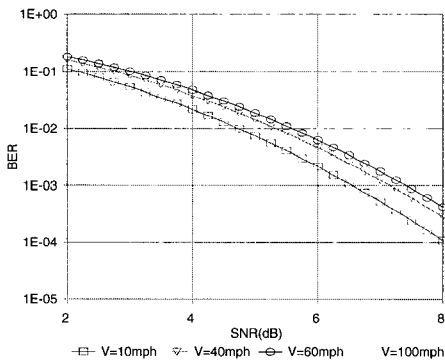


그림 6. 이동국의 속도에 따른 파일럿 채널 시스템의 비트 오율.

Fig. 6. BER of pilot channel system with different of mobile speed.

그림 6은 이동국의 속도에 따른 파일럿 채널 시스

템의 비트 오율곡선이다. 전송 데이터 율은 9.6kbps를 고려하였다. 이동국의 속도가 증가하면, 페이딩이 빨라지므로 식 (9)에 의해 파일럿 채널에 할당되는 에너지비 s가 커진다. 따라서, 유효 신호 대 잡음비가 작아지게 된다. 그 결과로 비트 오율 10⁻³을 기준으로 할 때 이동국의 속도가 16Km/h일 때와 160Km/h일 때의 요구 신호 대 잡음비가 약 1dB 만큼 차이가 난다.

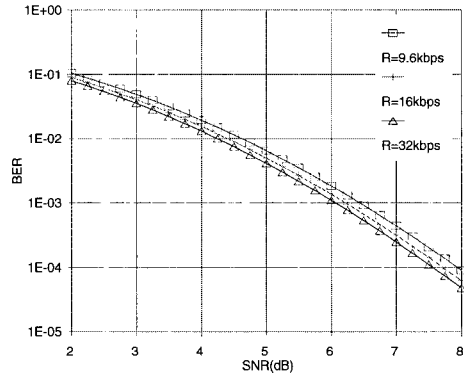


그림 7. 전송 데이터 율에 따른 파일럿 심볼 시스템의 비트 오율.

Fig. 7. BER of pilot symbol system with different data rate.

그림 7은 파일럿 심볼 시스템에서 전송 데이터 율에 따른 비트 오율이다. 이동국의 속도는 160Km/h를 가정하였다. 식 (17)에서 전송 데이터 율이 늘어나면 채널 응답 추정을 위해 필요한 파일럿 심볼 주기가 늘어난다. 즉, 데이터 전송률 9.6kbps, 16kbps, 32kbps에 대하여 각각 M은 17, 28, 57이 되며, 파일럿 심볼의 삽입에 따른 유효 데이터 전송률 R_{eff} 는 각각 9.04kbps, 15.4kbps, 31.4kbps가 되므로 전송 데이터 율이 커지게 됨에 따라 식 (38)에 의해 유효 신호대 잡음비가 늘어난다. 그 결과로 10⁻³의 BER을 기준으로 할 때, 전송률 9.6kbps와 32kbps일 때의 요구 신호 대 잡음비의 차이가 약 0.5dB정도 차이가 난다.

그림 8~10은 파일럿 채널 시스템과 파일럿 심볼 시스템의 비트 오율을 비교한 것이다. 그림 8에서는 전송 데이터 율 9.6kbps, 이동국의 속도 10mile/h의 결과이고, 그림 9에서는 전송 데이터 율 9.6kbps, 이동국의 속도 160Km/h이며, 그림 10에서는 전송 데이터 율

16kbps, 이동국의 속도 160Km/h의 경우이다.

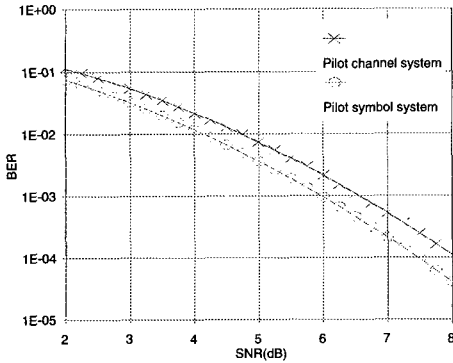


그림 8. 파일럿 심볼 시스템과 파일럿 채널 시스템 비교 1 (R=9.6kbps, v=10mile/h).

Fig. 8. Comparison 1 of pilot symbol system with pilot channel system (R=9.6kbps, v=10mile/h).

그림 8에서는 이동국의 속도가 작고 전송률이 낮은 경우이다. 이는 저속 페이딩의 경우로 파일럿 심볼 시스템에서 심볼 삽입 주기 M=170으로 유효 신호대 잡음비가 커지지만 파일럿 채널 시스템에서도 역시 할당되는 에너지가 적게 사용되어 두 시스템간의 신호대 잡음비의 차이가 작게 된다. 그에 따라서 10⁻³의 BER을 기준으로 했을 때, 두 시스템의 성능 차이가 약 0.5dB정도로 작게 나타난다.

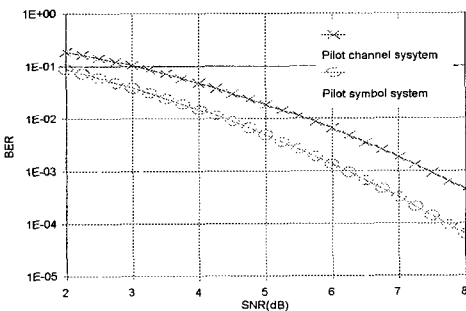


그림 9. 파일럿 심볼 시스템과 파일럿 채널 시스템 비교 2 (R=9.6kbps, v=100mile/h):

Fig. 9. Comparison 2 of pilot symbol system with pilot channel system(R=9.6kbps, v=100mile/h).

그림 9의 경우는 이동국의 속도가 고속이고 전송률이 낮은 경우이다. 이 경우는 고속페이딩이 일어나는 경우로 파일럿 채널 시스템에서 파일럿 채널에 할당되는 에너지가 크다. 파일럿 심볼 시스템의 경우에는 심볼 삽입 주기 M=17로 유효 전송률이 저속인 경우에 비해 낮아지지만 파일럿 채널에 비해 적은 에너지를 사용하게된다. 따라서, 두 시스템의 유효 신호대 잡음비의 차이가 커지게 된다. 그 결과로 파일럿 심볼 시스템의 성능이 파일럿 채널 시스템보다 비트 오류율 10⁻³을 기준으로 했을 때 약 1.2dB정도 향상됨을 알 수 있다.

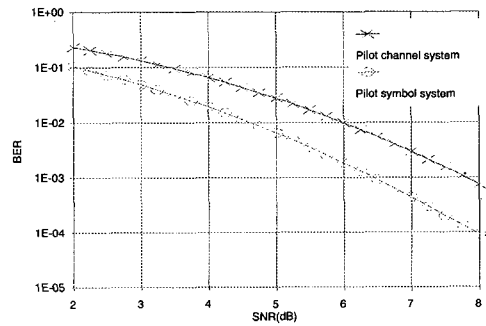


그림 10. 파일럿 심볼 시스템과 파일럿 채널 시스템 비교 3 (R=16kbps, v=100mile/h).

Fig. 10. Comparison 3 of pilot symbol system with pilot channel system(R=16kbps, v=100mile/h).

그림 10의 경우는 이동국이 고속이고 전송률이 높은 경우이다. 이 경우도 그림 9와 마찬가지로 고속 페이딩의 경우로 비트 오류율 10⁻³을 기준으로 했을 때 요구 신호 대 잡음비가 약 1.25dB정도 차이가 나며, 전송률이 높기 때문에 그림 9에 비해 요구 신호대 잡음비가 약 0.2dB정도 적다.

파일럿 시스템의 수치 해석 결과는 데이터의 전송률이 높을수록, 그리고 이동국의 속도가 저속일수록 성능이 향상됨을 알 수 있고, 파일럿 채널 시스템과 파일럿 심볼 시스템의 성능 차이는 이동국의 속도가 빨라질수록 커짐을 알 수 있다.

V. 결 론

DS/CDMA 시스템의 역방향 링크에서 동위상 복조를 위해 파일럿 신호 방식으로, 파일럿 채널 시스템과 파일럿 심볼 시스템 두 가지를 고려하였다. 이 두 시스템에서 이상적인 저역 통과 필터를 사용하였을 경우, 채널 응답 추정치의 정확도는 페이딩의 속도와 데이터 전송률에 영향을 받고, 파일럿 신호의 에너지에 의해 큰 영향을 받음을 해석적 방법으로 알 수 있었다. 파일럿 심볼 시스템과 파일럿 채널 시스템의 성능을 음성 신호에서 요구되는 비트 오류율 10⁻³을 기준으로 하여 비교할 때, 이동국의 속도가 16Km/h일 때는 0.5dB정도, 이동국의 속도가 160Km/h일 때는 1.25dB의 성능 차이가 있음을 알 수 있었다. 이러한 성능 차이가 발생하는 가장 큰 이유는 파일럿 심볼 시스템의 파일럿 신호 에너지가 파일럿 채널 시스템보다 크기 때문에 잡음의 영향을 보다 적게 받고, 파일럿 신호로 인해 손실되는 에너지의 양이 더 적기 때문이다.

참 고 문 헌

[1] Klein S. Gilhousen, Irwin M. Jacobs, Roberto Padovani, Andrew J. Viterbi, Lindsay A. Weaver, Jr., and Charles E. Wheatley, "On the Capacity of a Cellular CDMA System", IEEE Trans. on Vehicular Technology, Vol. 40, No. 2, May 1991

[2] 방승찬, 박형래, 한영남, 임명섭, 이현, 한기철, 박향규, "ETRI Wideband CDMA 시스템의 물리계층", 96년도 이동통신 기술 워크숍, pp.62-67, 1996

[3] Fuyun Ling, Eugene Bruckert and Thomas A. Sexton, "Analysis of Performance and Capacity of Coherent DS-CDMA Reverse link Communications," IEEE VTC'95, pp.912-916, 1995

[4] C. D'Amours, M. Moher, A. Yongacoglu and J. Wang, "RAKE Receiver Structures for Differential and Pilot Symbol-Assisted Detection of DS-CDMA Signals in Frequency-Selective Rayleigh Fading Channels," PIMRC'93, pp.1798-1802, 1993

[5] Akihiro Higashi, Tsutomu Taguchi and Koji Ohno, "Performance of Coherent Detection and RAKE for DS-CDMA Uplink Channels," PIMRC'95, pp.436-440, 1995

[6] John G. Proakis, Digital Communications. New York: McGraw-Hill, 1995

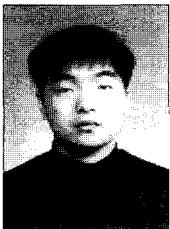
[7] Kaveh Pahlavan and James W. Matthes, "Performance of Adaptive Matched Filter Receivers Over Fading Multipath Channels," IEEE Trans. on Communications, vol. 38, pp.2106-2113, Dec. 1990

[8] Chia-Liang Liu and Kamilo Feher, "Pilot-Symbol Aided Coherent M-ary PSK in Frequency-Selective Fast Rayleigh Fading Channels." IEEE Trans. on Communications, vol. 42, pp.54-62, Jan. 1994

[9] James K. Cavers, "Pilot Symbol Assisted Modulation and Differential Detection in Fading and Delay Spread." IEEE Trans. on Communication, vol. 43, pp.2206-2212, July 1995

[10] Alan V. Oppenheim, Ronald W. Schafer, Discrete-Time Signal Processing, Prentice Hall, 1989.

저 자 소 개



鄭 祥 旭 (會員申請中)
1995년 2월 인하대학교 전자공학과 학사 졸업. 1997년 2월 인하대학교 전자공학과 전자통신공학 석사 졸업. 주관심 분야는 다중 접속 방식, 이동 통신 시스템



辛 承 勳 (會員申請中)
1995년 2월 인하대학교 전자공학과 학사 졸업. 1997년 2월 인하대학교 전자공학과 전자통신공학 석사 졸업. 1997년 3월~현재 인하대학교 전자공학과 박사과정 재학중. 주관심 분야는 이동 및 위성 통신 시스템, 지능형 교통 시스템임.



郭 慶 燮 (正會員)
1977년 2월 인하대학교 전기공학과 학사 졸업. 1979년 2월 인하대학교 전기공학과 석사 졸업. 1981년 12월 미 Univ. of So. Calif. 전자공학 석사 졸업. 1988년 2월 미 Univ. of Calif. 통신 이론 및 시스템 박사 졸업. 1988년 2월 ~ 1989년 2월 미 Hughes Network Systems 연구원. 1989년 2월 ~ 1990년 3월 미 IBM Network Analysis Center 연구원. 1990년 3월 ~ 현재 인하대학교 전자공학과 부교수. 1995년 1월 ~ 현재 IEEE Seoul Section 총무 및 재무이사. 주관심 분야는 위성 및 이동 통신, 멀티미디어 통신 등임