

DS/CDMA 시스템을 위한 새로운 복조 방식

A Demodulation Method for DS/CDMA Systems

丁凡鎭*, 金明錄**, 郭慶燮*

(Bum-Jin Jung*, Minglu Jin**, and Kyung-Sup Kwak*)

요약

DS/CDMA 시스템의 순방향 링크에서 시스템의 성능을 열화시키는 주요 원인으로는 다중 경로 전파에 의한 페이딩과 많은 사용자가 동시에 동일 주파수 대역을 사용함으로써 발생하는 다원 접속 간섭이 있다. 다중 경로 전파에 의한 다원 접속 간섭을 줄이기 위해서는 각각의 사용자들을 구별하게 하는 코드들 사이의 상호 상관 성질을 최소화시키는 PN 코드를 필요로 한다. IS-95A 시스템의 변조 방법에서 데이터의 대역 확산을 위해 전체 주기 2^{15} 의 PN 시퀀스를 사용하며, 데이터 비트를 확산시키기 위해 PN 시퀀스 전체 길이 중 각각 64칩씩 사용된다. 이러한 경우, 실제 사용되는 비트는 전체 데이터에서 차지하는 비중이 아주 작아 상호 상관 성질이 상대적으로 커져 다중 경로 간섭을 억제하는데 있어 만족스럽지 못한 결과를 얻게된다. 이러한 점을 착안하여 순방향 링크의 복조 구간을 증가시켜 데이터를 복조 한다면 코드들간의 상호 상관 성질을 줄일 수 있다. 본 논문에서는 PN 코드들간의 상호 상관 성질을 감소시킬 수 있는 복조 방법을 제안하고, 시뮬레이션을 통하여 검증하였다. 시뮬레이션에 사용된 채널은 다중 경로 레일리 페이딩 채널 및 부가 백색 가우시안 잡음 채널을 사용하였다. 제안된 방법은 시뮬레이션을 통해 성능 분석한 후, 기존의 IS-95A 시스템과 비교하여 동일 신호대 잡음비에서 비트 오류율 약 0.25~0.5dB의 성능 향상을 보였다.

Abstract

There are two major factors of degrading the performance in the forward link of DS/CDMA systems. One is the multiple access interference (MAI) caused by using the same frequency bands simultaneously and the other is the multipath fading due to multipath propagation. PN codes which have minimum cross correlation properties among spread spectrum codes are necessary to reduce the MAI. In the conventional IS-95A system, the PN sequence has the period of 2^{15} and is of the length of 64 chips for spreading each data. In this case, since the length of PN code per bit is very short compared to the period of the PN code, the performance of the conventional system is not satisfied in view of suppressing the multipath interference. However, the correlation property of the PN codes at the demodulation can be improved by increasing the interval of integration at the demodulation. This paper proposes a demodulation method to reduce the cross correlation among PN codes. The performance of the proposed demodulation method is investigated through computer simulations. We used multipath Rayleigh fading channel and AWGN channel in the simulation. Our simulation results show the improved performance of 0.25~0.5dB SNR in a given BER compared to the conventional demodulation scheme.

* 仁荷大學校 電子工學科
(Dept. of Electronic Eng., Inha Univ.)

** 中國 沈陽 航空 航天大學教
(Shenyang Institute of Aeronautical Engineering)

I. 서 론

대역 확산(spread spectrum: SS) 통신 시스템은 고유의 간섭 및 재밍(jamming)에 대한 저항 능력과 다중 경로(multipath) 전파특성에 대한 대처 능력이 우수하다. 최근에, 이동 통신 시스템과 개인 휴대 통신 시스템(personal communication service: PCS)에서는 직접 확산 부호분할 다중접속 방식(direct sequence code division multiple access: DS/CDMA)을 사용하는 것이 주요 관심사가 되고 있다[1][2]. DS/CDMA 시스템에서는 서로 다른 사용자들이 동일 주파수 대역을 사용함으로써 기존 사용자에 다른 사용자들의 신호들은 간섭으로 작용하며, 시스템 용량은 음성 품질에 필요한 신호대 잡음비로써 나타낸다. DS/CDMA 시스템의 용량은 각각의 사용자의 링크를 최적화 함으로써 극대화 할 수 있으며, 다중 경로 페이딩에 대한 다중 경로 다이버시티 효과를 얻을 수 있고, 각 링크의 비트 오류율(bit error rate: BER)을 향상시킴으로써 시스템 용량을 증가 시킬 수 있다[3]. 현재 개인 휴대 통신에서 사용되는 IS-95A DS/CDMA 시스템에서는 하다마드(Hadamard) 직교 코드 집합을 순방향 링크에서 확산과 서로 다른 사용자들의 구별을 위해 사용하고 있다. 그리고, 매우 긴 PN(pseudorandom noise) 시퀀스는 각각의 기지국들을 구별하는 것과 부가적인 스크램블링(scrambling)을 위해 사용되고 있다[4].

셀룰라 이동 통신 시스템에서는 사용자가 이동하기 때문에 신호의 페이딩 현상이 발생하며, 또한 채널이 시변 함수이기 때문에 대역 확산 코드를 사용할지라도 복조 과정에서 상당한 성능의 악화를 가져온다. 이러한 페이딩과 시변 채널에 의한 성능의 악화를 줄이고, 동위상 복조를 가능케 하기 위해 순방향 링크에서는 파일럿 채널(pilot channel)이라는 보조 채널을 사용한다[3]. 순방향 링크에서 파일럿 채널의 전력이 각 데이터 채널의 전력보다 아주 크기 때문에 채널 예측시에 포함하는 잡음의 영향이 작고, 또 추가 전력 부담도 각 링크가 나눠 갖게 된다[5].

채널 상에 다중 경로 현상이 없고 동위상 복조방식을 가정한다면, 서로 다른 시퀀스들 사이의 상호 직교성에 의해 다원 접속 간섭 (multiple access

interference: MAI)은 발생하지 않을 것이나, 이동 전파 채널에서 다중 경로 사이의 서로 다른 지연 시간차에 의해 확산 코드들 사이의 직교성이 파괴된다. DS/CDMA 시스템의 성능을 열화 시키는 주요 원인에는 다중 경로 페이딩(multipath fading)과 특히 많은 사용자가 동시에 동일 주파수 대역을 사용함으로써 발생하는 다원 접속 간섭이 있다. DS/CDMA 시스템에서는 이와 같은 다원 접속 간섭과 다중경로 페이딩을 경감시킴으로써 성능을 향상시킬 수 있다. 대역 확산 코드는 동시에 여러 사용자가 존재할 때 발생하는 MAI를 발생시키므로 최소의 상호상관 성질을 갖는 PN 코드를 이용하여 시스템 성능을 향상시킬 수 있다. 이와 같은 관점에 의해 복조 과정에서 사용되는 PN 시퀀스의 구간을 늘리면 PN 시퀀스의 불규칙성(randomness)을 증가시켜 코드들의 상호 상관 성질을 줄여 시스템의 성능을 향상시킬 수 있다. 이러한 직교 확산 시퀀스에 대한 많은 연구가 이루어지고 있으며, 널리 이용되고 있다[5].

본 논문에서는 앞서 언급한 내용을 바탕으로 하여 복조 방법이 다중 경로 환경에서 시스템 성능에 끼치는 영향에 대하여 알아보았고, 기존의 IS-95A DS/CDMA 시스템의 순방향 링크(forward link)에서의 복조 방법을 분석하고, 순방향 링크의 개선된 복조 방법을 제안하였다. 그리고, 기존의 방법과 개선된 방법의 성능을 비교 분석하였다. 본 논문의 구성은 II장에서는 IS-95A 시스템의 순방향 링크에서 시스템 모델의 제시와 제안된 복조 방법과 기존의 복조 방법을 비교 분석하였다. 그리고 III장에서는 실제 이동 통신 시스템의 채널인 다중 경로 채널을 모델링하였고 시뮬레이션 결과에 대해 비교 및 분석하였으며, IV장에서는 시뮬레이션 결과에 대한 고찰과 결론을 맺었다.

II. 시스템 구조 및 복조 방법

2.1 송신단의 시스템 구조

IS-95A에서 순방향 링크의 속도 집합 1의 데이터 채널의 전송 구조는 그림 1에 나타나 있다[6]. 전송되

는 음성정보는 길쌈 부호화를 사용하여 수신기에서 오류 검출 및 정정을 가능하도록 하고 있다.

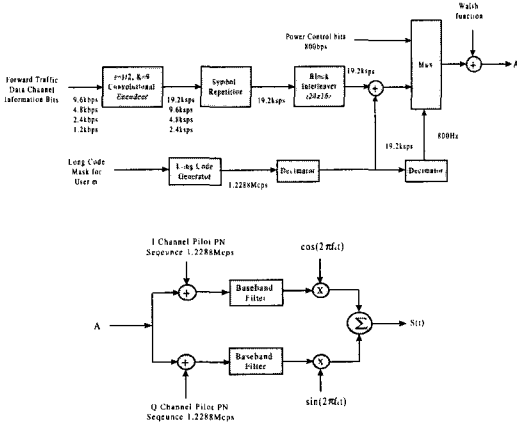


그림 1. IS-95A 시스템에서의 순방향 데이터 전송 구조 (속도 집합1)

Fig. 1. Forward link transmission structure of the IS-95A systems.

이때 사용되는 코드는 구속장(constraint length)이 9이며, 코드율은 1/2이다. 속도 집합 2에서는 속도 집합 1과 전송률이 같도록 인터리빙(interleaving) 전단에서 천공(puncturing)하여 유효 코드율이 3/4이다. 따라서 속도 집합 1보다는 동일한 신호 대 잡음비에서는 성능이 떨어진다. 9600bps미만의 데이터율에서는 심볼 반복을 통해 동일한 심볼률을 가지도록 조정한다. 또한 코드화된 심볼들은 고속 페이딩에 대처하기 위하여 블록 인터리빙을 사용하여 인접 심볼들이 서로 다른 독립적인 페이딩을 겪도록 한다. 순방향 링크에서 중요한 부분의 하나는 파일럿 신호이다. 파일럿 신호는 각 기지국에서 송출되며, 수신기의 복조과정에서 동조 반송파의 기준으로 사용한다. 파일럿 신호는 다른 신호보다 높은 출력으로 송신되므로 매우 정교한 추적이 가능하다. 파일럿 신호의 송신은 변조하지 않고 64개의 0으로 구성된 왈쉬 함수와 직교 확산 코드만을 곱하여 행한다. 따라서 파일럿 신호는 단지 한 쌍의 직교 확산 코드로 구성됨으로서 이동국에서는

기지국에 대한 사전 정보 없이도 가장 인접한 기지국과의 동기가 가능하며, 또한 이 파일럿 신호는 기지국에서 전송되는 다른 신호들의 복조를 위한 채널 예측에 사용한다. 순방향 링크에서는 데이터 전송률마다 다른 전력으로 신호를 보낸다. 즉 속도 집합 1에서 9600bps를 기준으로 한다면, 4800bps에서는 기준 전력의 0.5배, 2400bps에서는 기준 전력의 0.25배, 1200bps에서는 기준 전력의 0.125배의 전력으로 송신한다. 이렇게 함으로써 수신단에 다른 사용자의 간섭을 줄일 수 있다. 여기서는 길쌈 부호화를 고려하지 않았다. 그리고, 데이터 전송 채널의 전력은 속도 집합에서 가장 높은 비트 율로 전송할 때를 기준으로 하여 나타내었다.

2.2 수신단의 시스템 구조 및 성능 분석

순방향에서의 수신기의 구조는 그림 2와 같다.

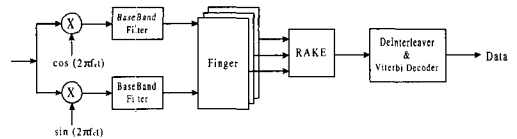


그림 2. 순방향 수신기의 구조
Fig. 2. Receiver structure of forward link.

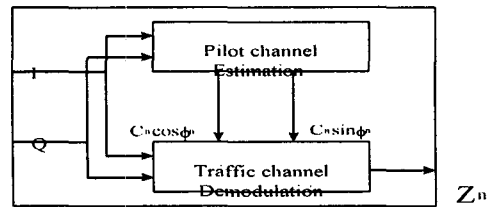


그림 3. 핑거의 구조
Fig. 3. Finger structure.

그림 2에서 볼 수 있듯이 순방향 링크의 수신기는 수신 신호에 변조 주파수를 제거하고 FIR필터를 통과한 후 각 경로마다 핑거(finger)에서 위상 보정을 하여 최대비 합성을 한 후 역인터리빙과 비터비 디코

더를 거쳐서 신호를 얻을 수 있다. 다중 경로 페이딩 채널을 통과하여 i 번째 이동국이 수신한 수신신호는 식 (1)로 나타낼 수 있다[5],[6]. 여기에서 동기는 완벽하게 되었다고 가정하고, 길쌈 부호화는 고려하지 않았다.

$$r_i(t) = \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K C_l e^{-j\phi_l} [\sqrt{P_k} a_k^{(D)}(t-\tau_l) + \sqrt{A} a_p^{(D)}(t-\tau_l)] \cos(\omega_c t - \theta) + [\sqrt{P_k} a_k^{(Q)}(t-\tau_l) + \sqrt{A} a_p^{(Q)}(t-\tau_l)] \sin(\omega_c t - \theta) + n(t), \quad 0 \leq t \leq T, \quad (1)$$

식 (1)에서 $n(t)$ 는 부가 백색 가우시안 잡음이다. 채널 응답의 진폭은 가우시안 분포이고, 한 비트 전송 구간 동안은 일정하다고 가정하여 상수로 표시하였다. 즉 저속 레일리 페이딩(slow Rayleigh fading)을 가정하였다. 여기에서 $L = [T_m W] + 1$ 이며, $C_l(t)$, τ_l , $\phi_l(t)$ 는 각각 l 번째 경로의 진폭, 시간지연, 위상천이를 나타낸다. 위상천이 $\phi_l(t)$ 는 $[0, 2\pi]$ 구간에서 균일 분포를 갖고 $C_l(t)$ 는 상호 독립이며 동일분포(iid)를 갖는다고 가정한다. 수신기에서 동위상 복조를 위한 n 번째 경로의 채널 응답 예측은 무변조된 파일럿 채널로부터 얻을 수 있다.

$$p_I(t) = (LPF\{\gamma(t) \cos(\omega_c t - \theta_n)\}) a_i^{(D)}(t - \tau_n) = \sqrt{A} C_n \cos \phi_n + I_c(t) + n_c(t) \quad (2)$$

$$p_Q(t) = (LPF\{\gamma(t) \sin(\omega_c t - \theta_n)\}) a_i^{(Q)}(t - \tau_n) = \sqrt{A} C_n \sin \phi_n + I_s(t) + n_s(t) \quad (3)$$

식 (2) (3)에서, I_c , I_s 는 다중 경로에 의한 간섭으로 다음의 식 (4)과 (5)의 가우시안 잡음으로 근사화 할 수 있다[7].

$$I_c = \sum_{l=1, l \neq n}^L \sum_{k=1}^K [C_l \cos \phi_l \sqrt{P_k} a_k^{(D)}(t - \tau_l) + C_l \cos \phi_l \sqrt{A} a_p^{(D)}(t - \tau_l)] a_i^{(D)}(t - \tau_n) \quad (4)$$

$$I_s = \sum_{l=1, l \neq n}^L \sum_{k=1}^K [C_l \sin \phi_l \sqrt{P_k} a_k^{(Q)}(t - \tau_l) + C_l \sin \phi_l \sqrt{A} a_p^{(Q)}(t - \tau_l)] a_i^{(Q)}(t - \tau_n) \quad (5)$$

채널 예측시 부가 백색 가우시안 잡음을 없애기 위해서 N_p 비트 구간동안 평균을 취하며, 이는 채널 응답이 거의 변하지 않는다는 가정 하에 정당화된다. 또한, 파일럿 전력의 크기가 상대적으로 크기 때문에 잡음을 무시할 수 있게 된다[2]. 따라서, 채널 예측함에 잡음은 고려하지 않았다.

$$C_n \cos \phi_n \doteq \frac{1}{N_p \sqrt{A}} \int_{-N_p/2T_s + \tau_n}^{N_p/2T_s + \tau_n} p_I(t) dt \quad (6)$$

$$C_n \sin \phi_n \doteq \frac{1}{N_p \sqrt{A}} \int_{-N_p/2T_s + \tau_n}^{N_p/2T_s + \tau_n} p_Q(t) dt \quad (7)$$

수신기에서 역확산을 거치고 변조 주파수를 제거하고 채널 예측값이 가해지기 전의 n 번째 경로의 I, Q 데이터 채널의 출력은 다음과 같다.

$$d_I(t) = (LPF\{\gamma(t) \cos(\omega_c t - \theta_n)\}) a_i^{(D)}(t - \tau_n) = C_n \cos \phi_n \sqrt{P_i} + I_c(t) + n_c(t) \quad (8)$$

$$d_Q(t) = (LPF\{\gamma(t) \sin(\omega_c t - \theta_n)\}) a_i^{(Q)}(t - \tau_n) = C_n \sin \phi_n \sqrt{P_i} + I_s(t) + n_s(t) \quad (9)$$

여기에서, I_c , I_s 는 다중 사용자의 다중 경로 간섭으로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$I_c = \sum_{l=1, l \neq n}^L \sum_{k=1, k \neq i}^K [C_l \cos \phi_l \sqrt{P_k} a_k^{(D)}(t - \tau_l) + C_l \cos \phi_l \sqrt{A} a_p^{(D)}(t - \tau_l)] a_i^{(D)}(t - \tau_n) \quad (10)$$

$$I_s = \sum_{l=1, l \neq n}^L \sum_{k=1, k \neq i}^K [C_l \sin \phi_l \sqrt{P_k} a_k^{(Q)}(t - \tau_l) + C_l \sin \phi_l \sqrt{A} a_p^{(Q)}(t - \tau_l)] a_i^{(Q)}(t - \tau_n) \quad (11)$$

각 평거의 위상과 진폭이 채널 예측 값으로 보상된 복조기의 최종 출력은 다음과 같다.

$$Z_n = \int_{t_n}^{T_i+t_n} [C_n \cos \phi_n d_I(t) + C_n \sin \phi_n d_Q(t)] dt \quad (12)$$

$$= C_n^2 \sqrt{P_i} T_s + C_n N_n$$

식(12)에서, N_n 은 다중 사용자 간섭, 열잡음을 가우시안 잡음으로 근사화 시킨 것으로 평균은 0이고, 분산은 σ^2 이다[6].

$$\sigma^2 = \frac{N_0}{2} + \frac{\alpha(K-1)LE_i + (L-1)E_p}{3N_c} \quad (13)$$

여기에서 α 는 전송 데이터율에 따른 전송 전력 비로 9600bps, 4800bps, 2400bps, 1200bps의 데이터율을 동등하게 보냈을 때의 값은 약 0.47의 값을 갖는다. N_c 는 한 비트에 해당하는 칩의 수, 즉 처리 이득을 말한다. E_i , E_p 는 각각 데이터 채널의 전력(9600bps기준)과 파일럿 채널의 전력이다.

각 평거에서 이미 위상과 진폭이 보상되었으므로 최대비 합성은 각 평거의 출력 값들을 단순히 합함으로서 얻어질 수 있다.

$$Z = \sum_{i=1}^L Z_i \quad (14)$$

따라서, 결정단의 신호 대 잡음비는 다음과 같이 주어진다.

$$\gamma_b = \frac{E_i}{\sigma^2} \sum_{i=1}^L C_i^2 = \sum_{i=1}^L \gamma_i \quad (15)$$

신호 대 잡음비에 따른 비트 오류 식은 다음과 같다[9].

$$P_2(\gamma_b) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma_b}) \quad (16)$$

$L=1$ 이면, 즉 $\gamma_b = \gamma_1$ 이면 γ_1 의 특성함수는 다

음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\Psi_{\gamma_1}(jv) = \frac{1}{1 - jv\gamma_c} \quad (17)$$

식 (17)에서, $\overline{C_i^2} = \frac{E_i}{\sigma^2} E[C_i^2]$ 이고 L 채널이 모두 독립적이고 크기가 같다면, 신호 대 잡음비의 합, γ_b 의 특성함수는 다음과 같이 나타난다.

$$\Psi_{\gamma_b}(jv) = \frac{a}{(1 - jv\gamma_c)^L} \quad (18)$$

특성함수를 역푸리에 변환하면 γ_b 의 확률 밀도 함수를 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$p(\gamma_b) = \frac{1}{(L-1)! \gamma_c^L} \gamma_b^{L-1} e^{-\gamma_b/\gamma_c} \quad (19)$$

결국, 최종 비트 오류 식은 다음과 같이 주어진다 [7],[9],[10]. 사용자 수에 따른 비트 오류 수치해석 결과를 다음 그림 14에 나타내었다. 여기서 잡음은 없다고 가정하였으며, 다중 경로 사용자에게 의한 간섭만을 고려하였고, 다중경로의 수는 3개로 하였다. 동일한 비트 오류일 때, 각 경로가 서로 다른 이득을 갖는 경우가 동일 이득을 갖는 경우 보다 시스템 용량(사용자수)이 약 20~30명 정도 더 좋은 성능을 나타낸다.

$$P_2 = \int_0^{\infty} P_2(\gamma_b) p(\gamma_b) d\gamma_b$$

$$= \left(\frac{1-\mu}{2}\right)^L \sum_{k=0}^{L-1} \binom{L-1+k}{k} \left(\frac{1+\mu}{2}\right)^k \quad (20)$$

$$= \frac{1}{2} \sum_{k=1}^L \pi_k \left[1 - \sqrt{\frac{\gamma_k}{1+\gamma_k}} \right]$$

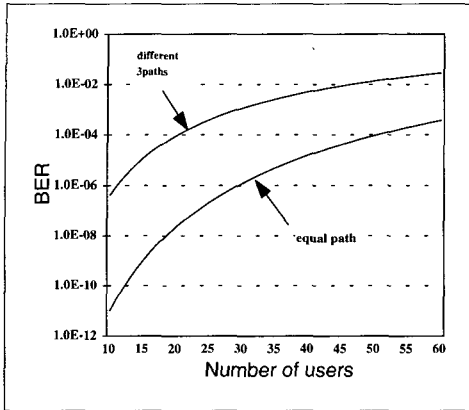


그림 4. 경로 이득에 따른 시스템 용량 (평균 오류확률 vs. 사용자수(L=3))

Fig. 4. System capacity about path gain (Average BER vs. users(L=3)).

2.3 복조 방법의 비교

이동 통신 시스템의 순방향 링크는 기지국에서 이동 단말로의 전송을 $\{W_i(k)\}_{i=1, \dots, L}$ 의미한다. 길이가 64 ($L_m=64$)인 직교 Walsh 함수는 서로 다른 사용자들을 구별하기 위해 사용된다. 또, 길이 $L_m = 2^{15} = 32768$ 의 매우 긴 PN 시퀀스 $m(k)$ 가 부가적인 스크램블링과 여러 기지국들을 구별하기 위해 사용된다. 기지국에서 전송되는 신호는 아래의 식과 같이 표현될 수 있다.

$$s(k) = m(k) \sum_i d_i(k) W_i(k) \tag{21}$$

위식에서, i 는 서로 다른 이동국 인덱스, $m(k)$ 는 매우 긴 PN 시퀀스, $d_i(k)$ 는 데이터, 그리고 $W_i(k)$ 는 Walsh 함수이다.

다중경로 채널을 거쳐 수신된 신호는 다음 식 (22)와 같이 간략하게 표시할 수 있다.

$$r(k) = \sum_j m^j(k) \sum_i d_i^j(k) W_i^j(k) + n(k) \tag{22}$$

(217)

여기에서 j 는 다중 경로 인덱스, 그리고 $n(k)$ 는 부가 백색 가우시안 잡음(AWGN)이다. 일반적으로 수신 신호는 그림 4에 나타난 것과 같이 동위상 검출방법으로 복조될 수 있다.

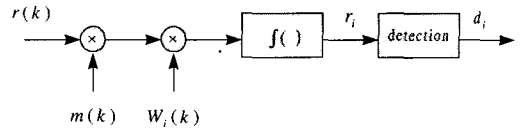


그림 5. 이동국 수신기의 간략화된 블록 다이어그램

Fig. 5. Simplified block diagram of mobile users receiver.

복조 과정에서 수신 신호는 우선 역확산을 위해 PN 시퀀스가 곱해진다. 그리고, Walsh 함수 $W_i(k)$ 가 곱해진 다음 전송된 디지털 데이터를 검출하기 위해 64칩(chip) 구간 동안 적분한다. 다중 경로 현상에 의해 PN 시퀀스는 수신기의 복조 과정에서 다중 경로 간섭을 억제하는 평균 특성을 나타낸다. 전송 채널에 두 개의 다중 경로 채널이 있다고 가정하면, 그림 4에서 수신기의 출력 신호는 식 (23)과 같이 표현된다.

$$r_i = \int m(k) W_i(k) m^0(k) W_i^0(k) d_i^0(k) dt + \int m(k) m^1(k) W_i(k) W_i^0(k) d_i^1(k) dt \tag{23}$$

위 식에서 두 번째 항은 다중 경로 간섭의 영향으로 생기며, PN 시퀀스의 자기 상관 성질에 의해 매우 작게 된다. 따라서, PN 시퀀스의 상관 특성은 다중 경로 간섭을 억제하는데 중요한 역할을 한다. 이 경우 PN 시퀀스의 스크램블링 성질을 좋게 하여야 한다. 그러나, 매우 긴 PN 시퀀스가 순방향 링크에서 사용될 지라도 한 비트 구간에 대한 복조 과정은 PN 시퀀스의 주기의 극히 일부분에 지나지 않는다. 따라서, PN 시퀀스의 자기 상관 성질은 다중 경로 간섭을 억제하는데 있어 만족스럽지 못한 결과를 초래한다. PN 시퀀스의 자기 상관 성질을 이용하여 다중 경로 잡음을 효율적으로 억제하는 방법은 처리 이득을 높

이거나 복조 과정의 구간을 증가시키는 것이다. 이와 같은 방법은 PN 시퀀스의 평균 특성을 이용하기 때문에 DS/CDMA 시스템 성능을 향상시킨다. 기존의 복조 방법과 제안된 복조 방법에서 PN 시퀀스가 데이터에 곱해지는 형태를 그림 5와 같이 블록 다이어그램으로 표시할 수 있다. 아래의 그림은 실제 PN 시퀀스가 사용되는 형태를 도식적으로 표현하였다. 여기서 $d_i(t)$ 는 데이터를 의미하며 $PN_i(t)$ 는 각각의 데이터에 곱해지는 PN 시퀀스를 의미한다. 이 과정을 본 논문에서 제안한 방법과 비교하여 그림 6에 기존의 복조 방법과 제안된 복조 방법을 나타내었다. 그림 6.a는 기존의 복조 방법을 간략히 표시한 그림이다. 여기서 왈쉬 함수가 곱해지는 것은 편의상 생략하였다. 각각의 데이터 비트를 복조할 때 64칩 구간의 PN 시퀀스를 사용하여 신호를 검출한다. 반면, 그림 6.b는 제안된 방법을 나타낸 그림으로 각각의 데이터 비트를 복조할때 신호의 비트 구간을 두 배(2T 구간)로 하여 신호를 검출한다. 이 방법은 복조 데이터 구간이 2T이기 때문에 사용되는 PN 시퀀스의 길이 또한 두 배로 늘어나 64*2칩 구간이다.

수신단에서 제안된 복조 방법은 수신 신호에 PN 시퀀스와 왈쉬 함수가 곱해진 다음 첫 번째 비트의 적분 값을 a, 두 번째 비트의 적분 값을 b라 가정한다. 그리고, 적분 값들의 조합 가능한 수(각각 + 또는 -)를 모두 판별하여 최대 값을 검출하는 방법이다. 본 논문에서 복잡도는 자세하게 다루지 않았다. 복조 구간을 늘려도 제안된 방법으로 복조를 한다면 복잡도는 크게 증가하지 않을 것으로 예상된다. 본 논문에서 고려한 데이터 비트 구간은 2T구간으로 한정하였다. 실제 신호 비트 구간이 늘어나 다중 경로 프로파일 보다 훨씬 커지면 채널은 심볼간 간섭을 거의 구별할 수 없다[9]. 만약 신호 펄스의 대역폭을 W라 한다면 대역폭이 채널의 상관 대역폭보다 굉장히 작기 때문에 채널은 주파수 비선형적 페이딩을 겪게되므로 신호를 분해할 수 없게 된다.

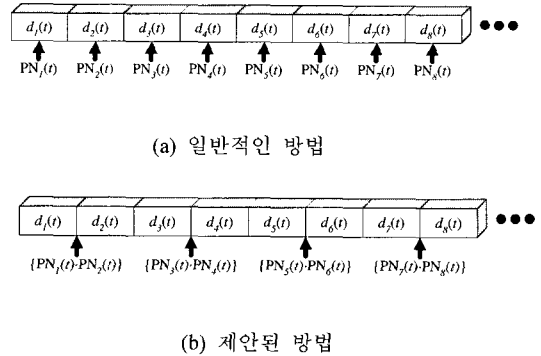


그림 6. 데이터 및 PN 시퀀스 복조 방법의 간략화된 블록 다이어그램

Fig. 6. Simplified Block diagram of demodulation method for data and PN sequence.

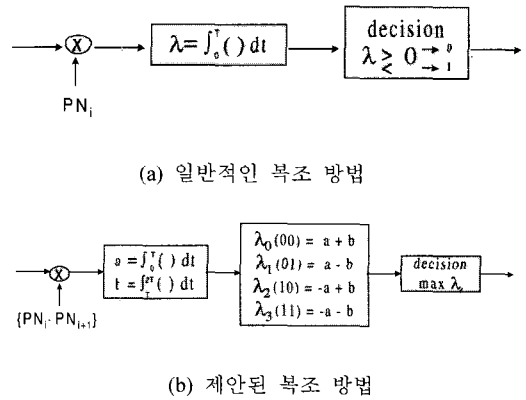


그림 7. 복조 방법의 비교

Fig. 7. Comparison of demodulation methods.

III. 시뮬레이션 모델링 및 성능 분석

3.1 다중 경로 페이딩 채널 모델

이동 통신 환경에서는 고정된 기지국과 이동하고 있는 이동국간에 무선 채널이 형성된다. 이러한 무선 통신 환경 하에서 이동국과 기지국 사이의 전파는 직 접파 및 건물과 지형에 의한 반사 및 산란 등으로 인 하여 다중 경로를 통하여 수신된다. 무선 전파 신호의

전파 메커니즘(propagation mechanism)은 그 신호의 주파수 즉, 파장과 밀접한 관련이 있다. 또한 전파가 전파되는 지역의 물리적 환경에 크게 영향을 받는다. 전파 신호를 산란시키는 구조물들은, 크게 자연적인 지상 지형과 인간에 의해 만들어진 인공 구조물로 구분되고 그 형태나 밀집도에 따라 채널 환경을 시가지, 교외지, 개방 지역등으로 분류할 수 있다. 전파 신호의 파장보다 훨씬 큰 구조물들은 신호를 산란시키는데, 교외지 지역에서는 가옥들과 비교적 낮은 건물들이 그 원인이 되고, 시가지 지역에서는 보다 높고 복잡한 구조를 가진 빌딩들과 기타 인공물들(자동차 등)이 산란의 주요 원인이 된다. 일반적으로 전파 신호의 페이딩 현상의 원인은 두 가지 주요한 요소로 구분할 수 있다. 첫째 전파가 진행하는 거리에 의존하는 전송 손실과 이동국 주변의 지형 및 건물에 의한 초과 손실이 있다. 이는 이동국의 위치에 영향을 받으며, 서서히 변하기 때문에 저속 페이딩(slow fading)이라 한다. 둘째로 이동국에서 수신된 신호는 이동국 주위의

환경에 의해 산란된 모든 다중 경로 파의 합으로서, 이동국의 위치에 따라 위상과 크기가 달라져 매우 불규칙한 다중 경로 페이딩을 겪게 된다. 이러한 페이딩은 반송파의 반 파장 주기로 이동국의 작은 이동에도 수십 dB 가량의 고속 페이딩이 발생한다(fast fading). 이동국이 이동하면서 신호를 수신하는 동안 그 수신된 신호는 다중 경로 페이딩을 겪게 되고, 페이딩된 신호의 평균 신호 레벨은 이동국이 기지국으로부터 멀어짐에 따라 점차 감소한다. 따라서 이동국에서 수신되는 신호가 겪는 전파 환경의 특성은 평균 신호 레벨이 감소하는 전파 경로 손실과 다중 경로 현상에 의한 페이딩으로 구분될 수 있다.

다중 경로를 통해서 수신되는 신호들은 수신기에 도달하는 시간들이 다르며, 더불어 간섭과 상쇄에 의하여 심한 페이딩 현상을 겪는다. 이러한 다중 경로 페이딩 채널은 일반적으로 불규칙 선형 시변 시스템(random linear time-variant system)으로 모델링되며, 짧은 시간 동안 채널의 통계적 특성은 넓은 의미에서 변화하지 않는다는 WSS(wide-sense stationary) 가정과 다중 경로를 통하여 수신되는 각 신호들은 서로 상관성이 없다는 US(uncorrelated scattering) 가정으로부터 다중 경로 채널은 WSSUS 채널로 모델링할 수 있다. WSSUS 채널 모델은 채널이 무한한 대역폭을 가지고 있는 이론적인 모델로서 실제 시스템에서 수신기는 매우 짧은 경로 시간차를 가지는 다중 경로를 구별할 수 없으며, 또한 채널 모델의 실현과 시뮬레이션을 위해서는 시스템 또는 무선 채널 자신의 대역폭에 의해 제한된 대역을 가지는 채널 모델을 필요로 한다. 따라서 채널의 등가 저역 복소 임펄스 응답 $h(r, t)$ 는 다음과 같이 식 (24)로 표현된다[3].

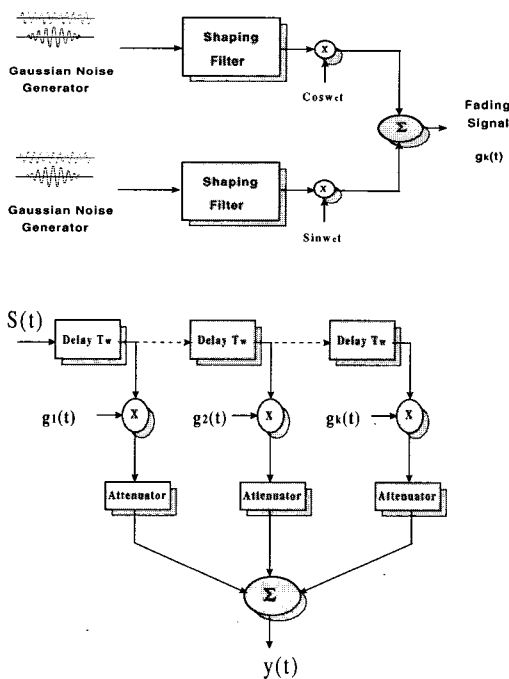


그림 8. TDL 필터 블록 다이어그램

Fig. 8. Block diagram of TDL filter.

$$h(n, t) = \sum_{k=1}^{N_{ray}} g_k(t) \delta(n - k) \quad (24)$$

위의 식으로부터 채널 모델의 임펄스 응답은 탭 간격 시간 T_w 와 탭 이득 $g_k(t)$ 를 갖는 TDLT(Tapped-Delay Line) 필터로 그림 7과 같이 구현될 수 있다.

3.2 순방향 링크 모델링 및 성능 분석

순방향 링크 시뮬레이션에서는 다중 경로 채널에 의해서 발생하는 간섭과 왈쉬 함수로 구분되어지는 사용자의 증가에 관점을 맞추었다. 시뮬레이션 수행 과정의 블록 다이어그램은 다음 그림8에 나타내었다.

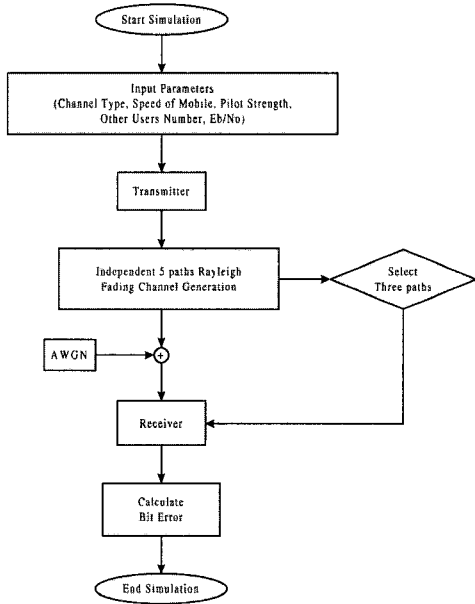


그림 9. 순방향 링크 시뮬레이션의 수행 블록 다이어그램

Fig. 9. Simulation block diagram of forward link.

이 순방향 링크 시뮬레이션에서는 전력 제어를 고려하지 않았고, 전송 속도를 9600bps로 고정시켰으며, 모든 전송 비트를 트래픽 신호로 취급하였다. 시스템의 기지국을 확인하는 역할은 고려하지 않았으며, 오직 한 개의 기지국이 있다고 가정하였다. 시뮬레이션은 구하고자 하는 조건, 즉, 채널의 종류, 이동국의 속도-페이딩 결정, 파일럿의 크기, 다른 사용자 수, 신호 대 잡음비를 결정하고 이 조건에 맞추어 송신을 한다. 송신단의 블록 다이어그램을 다음 그림 9에 나타내었다. 송신단에서는 데이터 비트를 난수로 발생시키며, 발생된 데이터는 코딩율 1/2, 구속장(constraint) 9의 콘블루션 코딩을 한다. 이렇게 코딩된 코드 심볼을 인터리빙 카운터를 이용하여 인터리빙한 후 왈쉬 함수를

곱하여 채널을 할당한다. 파일럿 신호에 0번째 왈쉬 함수를 곱하여 파일럿 채널을 발생하고, 다른 사용자 채널 신호 즉, 간섭 신호도 원하는 사용자와 다른 왈쉬 함수를 곱하여 발생시켜, 송신 신호에 합해 준다. 이 신호를 서로 다른 Short PN 코드를 이용하여 QPSK 확산시킨 후 4배로 오버샘플링하고 FIR Baseband 필터링하여 I 채널과 Q 채널 신호를 발생시킨다. 채널은 III.1에서 설명된 채널 시뮬레이터를 이용하여 5개 경로의 레일리 페이딩 채널을 발생시키고, I 채널과 Q 채널 신호를 통과시킨다. 이 때, 이상적인 최대비 합성을 위하여 24 데이터 비트 신호마다 5개 경로의 신호 중에서 큰 3개의 경로를 찾고, 그 지연시간을 수신단에 전달한다. 채널을 통과한 신호는 원하는 신호 대 잡음비에 맞추어 발생된 복소 AWGN 잡음을 더해 주어 수신 신호를 발생한다. 수신 신호는 다음 그림 10과 같은 블록 다이어그램의 방법으로 신호 비트를 결정한다.

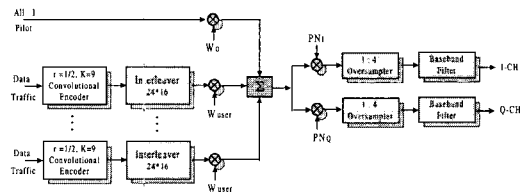


그림 10. 순방향 링크 시뮬레이션의 송신단 블록 다이어그램

Fig. 11. Simulation block diagram of forward link transmitter.

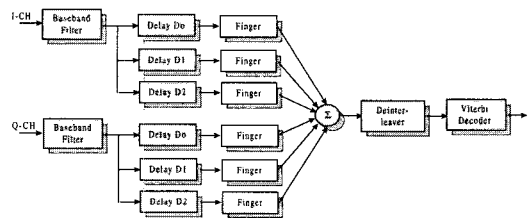


그림 11. 순방향 링크 시뮬레이션의 수신기 블록 다이어그램

Fig. 11. Simulation block diagram of forward link receiver.

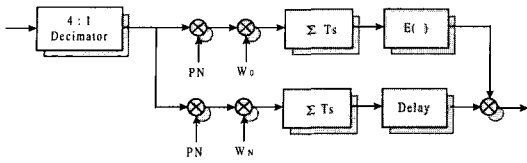


그림 11. 핑거의 구조
Fig. 11. Finger structure.

그림 10과 11에서 I채널과 Q채널의 수신 신호는 먼저 FIR Baseband 필터링을 거친 후 큰 전력을 가진 3개 경로의 지연 시간에 맞추어 지연시켜 각 핑거의 입력으로 사용한다. 핑거에서는 FIR 필터에서 나온 신호를 다시 다운 샘플링한다. 다운 샘플링된 신호에서 PN 코드와 0번째 윌쉬 함수를 사용하여 과일롯 채널을 분리하고 일정 기간(현재 비트에서 전후로 12비트 구간)동안평균을 취하여 채널 응답을 추정한다. 다운 샘플링된 신호에서 PN 코드와 할당된 윌쉬 함수를 이용하여 송신 신호를 분리하고 채널 응답이 계산될 때까지 지연시킨 후 채널 응답으로 위상을 보정한다. 각 핑거에서 위상 보정된 신호를 합하여 최대비 합성 신호를 구하고 이를 송신단과 반대로 역인터리빙한다. 역인터리빙된 신호는 연관정 비터비 디코더를 이용하여 수신 신호 비트를 결정한다. 이 비터비 디코더에서는 수신 신호를 양자화하지 않고 실수를 사용하였으며, 디코딩 깊이는 70을 사용하였다. 순방향 다중 사용자 간섭량 시뮬레이션은 순방향 링크 시뮬레이션에서 채널 코딩을 제거하고, 단순 신호를 다중 경로 채널과 각각의 경로 채널로 전송한다. 따라서 다중 경로에 의한 간섭이 포함된 총 수신 신호와 간섭이 전혀 없는 수신 신호를 얻는다. 이 두 신호를 이용하여 총 수신 신호 대 간섭비를 구한다.

위에서 언급하였듯이 디지털 데이터 검출에 복조 구간을 증가시킴으로써 다중 경로 간섭을 억제하는데 도움이 된다. 그 이유는 PN 시퀀스의 복조구간을 증가시키면 사용된 코드의 평균 특성이 좋아지므로, 즉 자기 상관 성질이 좋아지므로 다중경로 간섭을 줄일 수 있기 때문이다. 시뮬레이션에서는 복조 구간을 증가시키는 것이 다중 경로 간섭을 억제하는데 얼마만

큼 영향을 미치는지 알아보기 위하여 다음과 같은 3가지 경우를 고려하였다.

Case1. 긴 m -시퀀스 (2^{15})를 이용한 64 복조 구간을 갖는 일반적인 복조 방법
-각각의 데이터 비트를 PN 시퀀스로 확산과 역확산 시킬 때 전체 주기(2^{15})의 m -시퀀스에서 64비트씩 나누어서 사용한다. 즉, 각각의 데이터 비트 구간에 다른 m -시퀀스를 사용하여 전체 주기를 전부 사용한다.

Case2. 긴 m -시퀀스 (2^{15})의 일부분(2^6)을 이용한 64 복조 구간을 갖는 일반적인 복조 방법
-각각의 데이터 비트를 PN 시퀀스로 확산시킬 때 동일한 m -시퀀스의 한 구간을 사용한다.

Case3. 긴 m -시퀀스 (2^{15})를 이용한 2×64 복조 구간을 갖는 제안된 복조 방법
-*Case1*의 확산 방법을 사용하며 복조 할 때 복조구간을 2배로 하므로 PN 시퀀스의 구간도 2배를 사용한다.

그림 12,13,14는 다중 경로 레일리 페이딩 채널에서 시뮬레이션 하였다. 그림 12는 동일 셀 간섭 사용자가 40명, 이동국의 평균 속도는 60km/h일 때 시뮬레이션을 통한 결과를 나타낸다. 시뮬레이션 결과에서 *Case1*과 *Case2*는 거의 같은 값을 나타내며, *Case3*은 가장 좋은 결과를 보여준다. 이동국의 속도 60km/h, 동일 셀 간섭 사용자수 40명, 그리고 비트 오류율 10^{-2} 일 때 신호대 잡음비의 약 0.25dB정도 향상을 보였다. 여기서 *Case1*은 기존의 방법이고, *Case3*은 본 논문에서 제안된 방법이다. 이 결과로 각각의 데이터를 복조 할 때 어떤 특정한 64칩의 PN 시퀀스를 사용하는 *Case1*과 각각의 데이터를 복조 할 때 2^{15} 길이의 PN 시퀀스를 모두 사용하는 *Case2*의 방법은 시스템 성능 차이가 거의 없음을 알았다. 그러나, *Case3*의 경우 데이터 비트를 복조 할 때 두 비트씩 하는

방법으로 가장 좋은 성능을 나타냄을 알았다. 그림 13은 이동국의 속도에 따른 비트 오류율(BER)을 나타낸 그래프이다. 이동국의 속도가 20km/h에서 60km/h로 증가할 때 10^{-2} 의 비트 오류율 경우 약 1dB정도 성능 향상을 보였다. 순방향 링크 시뮬레이션에서는 전력제어를 고려하지 않는다. 위의 그림에서 이동국의 속도가 느려지면 페이딩 또한 느려지게 되고, 이는 오랜 시간 동안 열악한 채널환경을 겪게 된다. 따라서, 인터리빙과 길쌈부호화에 의해서 얻을 수 있는 오류정정 능력을 감소시켜 비트 오류율의 증가를 가져오게 된다. 기존의 방법과 제안된 방법 모두 이동국의 속도가 빠를 때 성능이 향상되었다. 그림 14는 동일 셀 내의 사용자 간섭의 변화에 따른 비트 오류율 그래프이다. 동일 셀 내의 간섭 사용자 수가 10명일 때 제안된 방법이 기존의 방법보다 시스템의 비트 오류율은 약 0.5dB정도 향상됨을 알 수 있었다. 그리고, 동일 셀 내의 간섭 사용자가 증가할수록 기존의 방법과 제안된 방법 모두 시스템의 성능은 악화되는 것을 알았다. 그림 15는 기존의 복조 방법과 제안된 복조 방법을 부가 백색 가우시안 잡음(additive white gaussian noise; AWGN) 채널에서의 E_b/N_0 에 대한 비트 오류율을 나타낸다. AWGN 채널에서는 성능이 거의 같음을 알 수 있다. 다중 경로 전파 환경에서 간섭을 줄일 수 있는 PN 시퀀스의 특성이 나타나지 않는다. 따라서, 다중 경로 효과가 없는 채널에서는 기존의 복조 방법과 제안된 복조 방법의 성능 차이가 거의 없다. 그림 16은 셀 내의 간섭 사용자수에 따른 평균 비트 오류율을 나타낸 그래프이다. 셀 내에 일정한 사용자수가 있다고 가정하면 제안된 방법이 기존의 방법보다 더 작은 평균 비트 오류율을 나타낸다. 앞에서 언급한 내용을 바탕으로 제안된 복조 방법이 기존의 복조 방법보다 우수한 성능을 보임을 입증하였다.

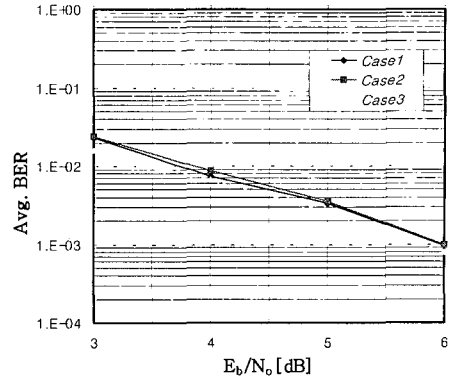


그림 13. E_b/N_0 에 대한 비트 오류율의 시뮬레이션 결과

Fig. 13. Simulation results for BER versus E_b/N_0 .

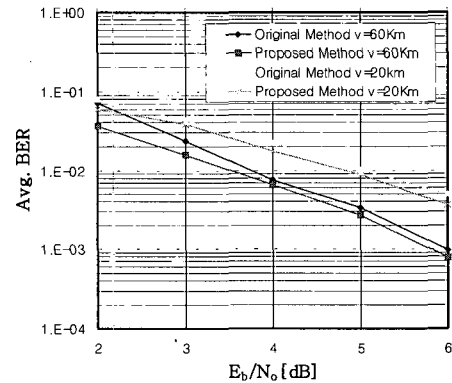


그림 14. Case1 and Case3의 각각 다른 속도에 따른 E_b/N_0 에 대한 비트 오류율

Fig. 14. BER versus E_b/N_0 with different velocities for Case 1 and Case 3.

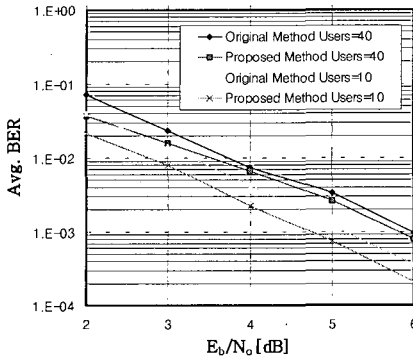


그림 15. Case1 과 Case3의 각각 다른 간섭 사용자수에 따른 E_b/N_0 에 대한 비트 오율

Fig. 15. BER versus E_b/N_0 with different other users for Case1 and Case3.

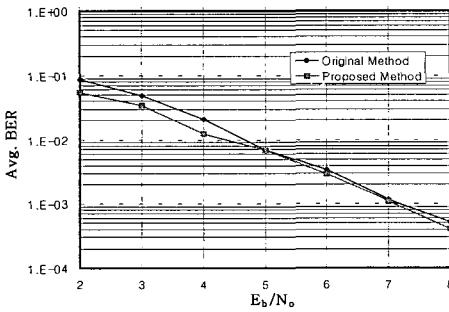


그림 16. AWGN 채널에서의 E_b/N_0 에 대한 비트 오율

Fig. 16. BER versus E_b/N_0 with AWGN channel.

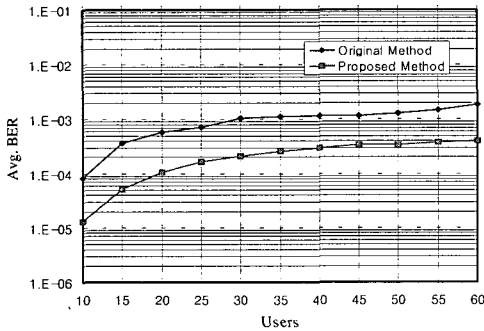


그림 17. 셀 내의 사용자수와 비트 오율

Fig. 17. User capacity in cell vs. BER.

IV. 결론

PN 시퀀스는 주기 2^{15} 의 m-시퀀스로 만들어진 다. 이 m-시퀀스의 특징은 자기 상관 성질이 매우 크고, 상호 상관 성질은 매우 작다는 것이다. DS/CDMA 시스템의 순방향 링크에서 PN 시퀀스는 기지국을 구별함과 동시에 다중 경로 간섭을 억제하는데 사용된다. 그러나, 디지털 이동 통신 시스템의 다중 경로 채널에서는 신호들이 각각 다른 지연 시간을 갖고 전송되므로 각각의 사용자들 사이에 사용된 PN 시퀀스들 사이에 간섭을 준다. DS/CDMA 시스템은 PN 시퀀스의 평균적인 특성을 이용하는 방법으로 이 평균 특성으로 여러 사용자들의 간섭을 줄일 수 있다. PN 시퀀스의 평균 특성을 증가시키기 위해서 본 논문에서는 수신된 정보 데이터 비트를 복조 할 때 복조 구간을 증가시키는 새로운 복조 방법을 제안하였다. 복조 구간을 증가시키기 때문에 복조 구간에 사용되는 PN 시퀀스의 길이도 역시 증가하기 때문에 평균 특성이 좋아지므로 이로 인해 시스템의 성능을 향상시킬 수 있었다. 본 논문에서는 디지털 이동 통신 시스템의 다중 경로 레일리 페이딩 채널 및 부가 백색 가우시안 잡음 채널의 순방향 링크에 대해 시뮬레이션을 통한 성능 분석을 하였으며, 기존의 복조 방법과 제안된 복조 방법을 비교 분석하였다. 시뮬레이션을 통해 제안된 방법은 기존의 복조 방법보다 이동국의 속도 비교를 고려한 경우 약 0.25dB정도 향상되었으며, 동일셀 내의 간섭 사용자수 비교를 고려한 경우 약 0.5dB정도 성능의 향상을 보였다. 그림 15에서 알 수 있듯이 다중경로 현상이 없는 AWGN 채널에서는 성능이 거의 같음을 알 수 있다. 본 논문에서 제안된 복조 방법은 기존의 복조 방법보다 약 0.25dB~0.5dB정도 성능 향상을 보였다. 그리고, IS-95A 방식에 근거한 디지털 이동 통신 시스템은 속도에 따라 성능 차이를 보였으며, 셀 내의 간섭 사용자수가 증가할수록 성능이 악화됨을 알 수 있었다. 위 내용을 바탕으로 제안된 복조 방법이 기존의 복조 방법보다 시스템 성능이 향상됨을 보였다. 앞으로의 과제로는 여러 종류의 대역 확산 코드들에 대한 성능 분석 및 채널 지연과 복조 구간의 상관 관계를 이용한 시스템 해석 등이 있고, 본 논

문의 내용이 앞으로의 대역 확산 통신 시스템 연구에 이용될 수 있다.

참 고 문 헌

[1] Ryuji Kohno, Reuven Meidan, and Laurence B. Milstein, "Spread Spectrum Access Methods for Wireless Communications", IEEE Communication Magazine, pp.58-67, January 1995.

[2] Raymond L. Pickholtz, Laurence B. Milstein, and Donald L. Schilling, "Spread Spectrum for Mobile Communications", IEEE Trans on Communications, pp. 313-322, May 1991.

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

[4] Michael Schnell, "Hadamard Codewords as Orthogonal Spreading Sequences in Synchronous DS CDMA Systems for Mobile Radio Channels", ISSSTA 94, pp. 505-509, 1994.

[5] Evaggelos A. Geranitis, Michael B. Pursley, "Performance of Chherent Direct-Sequence Spread Spectrum Communications over Specular Multipath Fading Channels", IEEE Trans. on Communications, vol. com-33, no. 6, pp. 502-508, June 1985.

[6] Louay M.A. Jalloul, Jack M. Holtzman, "Performance Analysis of DS/CDMA with Noncoherent M-ary Orthogonal Modulation in Multipath Fading Channels", IEEE Journal on Seleted Areas in Communications, vol. 12, no. 5, June 1994.

[7] Haige Xiang, "Binary Code-Division Multiple Access System Operating in Multipath Fading, Noisy Channels", IEEE Trans. on Communications, vol. com-33, no. 8, pp. 775-784, August 1985.

[8] K. S. Kwak, et al., "Study on QoS in Upbanded IS-95A PCS Network", Technical Report, December 1996.

[9] John G. Proakis, Digital Communications, 3rd Edition, New York: McGraw Hill, 1995.

[10] Michael B. Pursley, "Performance Evaluation for Phase-Coded Spread Spectrum Multiple Access Communication-Part I : System Analysis", IEEE Trans. on Communications, vol. com-25, no. 8, pp. 795-799, August 1977.

[11] Andrew J. Viterbi, "CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication", Addison-Wesley, 1995.

[12] Minglu Jin, Bumjin Jung, J. H. Lee, In-chul Shin, Kyung S. Kwak, " Simulation Study on Role of PN Sequences in Forward Link of CDMA Systems," ITC-CSCC '97, pp. 861-863, 1997.

저 자 소 개



丁凡銀 (會員申請中)
 1996년 2월 인하대학교 전자공학과 학사 졸업. 1998년 2월 : 인하대학교 전자공학과 전자통신공학 석사 졸업. 주관심 분야 : 이동 및 위성 통신 시스템, 다중 접속 방식



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. 1998년 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 이사. 주관심 분야 : 위성 및 이동 통신, 멀티미디어 통신 등



金明錄 (非會員)
 1995년 10월 ~ 1997년 9월 인하대학교 전자공학과 Podoc. 1997년 10월 ~ 현재 심양 항공항천대학교 교수. 주관심 분야 : 신호 및 시스템, 이동 및 위성 통신 시스템, 컴퓨터 네트워크