

Array 안테나와 간섭제거기에 의한 DS-CDMA 통신 시스템의 성능분석

Performance Analysis of DS-CDMA Communication Systems with Array Antenna and CCI Canceller

최충열* · 오창현** · 김봉철*** · 조성준***

Chung-Yul Choi* · Chang-Heon Oh** · Bong-Cheol Kim*** · Sung-Joon Cho***

요 약

본 논문에서는 무선 채널 환경에서 다중접속간섭(MUI : Multi-User Interference)에 의한 DS-CDMA 통신 시스템의 성능을 분석하고, 성능 개선 기법으로서 방향성(directionality)을 고려한 3-element array 안테나와 간섭제거기를 채용한 경우의 성능 개선을 수치해석과 시뮬레이션 기법에 의해 구하였다. MUI는 가우시안 랜덤변수로 모델링하였으며, array 안테나 기법에서는 안테나의 방향성만을 고려하였다. 결과에 의하면 array 안테나 기법이나 간섭제거 기법을 채용함으로써 큰 폭의 성능 개선을 얻을 수 있었으며, 간섭제거기를 채용하는 경우가 방향성이 2.67인 array 안테나 기법을 채용하는 경우보다 성능개선이 컸다. 또한 array 안테나 기법과 간섭제거기를 직렬로 채용하면 더 큰 개선을 얻을 수 있었으며, 이 경우의 성능은 가우스잡음 환경하의 성능에 근접하였다.

Abstract

In this paper, error performance of DS-CDMA communication system has been analyzed in a radio channel which is characterized by multi-user interference (MUI). Also, performance improvement has been obtained by both numerical analysis and simulation techniques when 3-element array antenna and co-channel interference (CCI) canceller are employed as a means for overcoming an MUI effect. The MUI was modelled as a gaussian random process. In array antenna scheme we only considered a directivity of antenna. The results show that there is a substantial enhancement in performance by employing an array antenna or a CCI canceller. CCI canceller gives better improvement in performance than the array antenna with $D=2.67$. Additional improvement can be obtained when the array antenna and the CCI canceller are adopted in cascade form. In this case the error performance approaches that of AWGN environment.

I. 서 론

전 세계적으로 빠르고 정확한 정보교환이 국가의 번영, 기업의 발전, 그리고 개인의 삶에 가장 중요한 요소로 등장하고 있다. 이러한 이유로 시간과 공

* SK Telecom 중앙연구소 (R&D Center of SK Telecom)

** 삼성전자 CDMA 개발팀 H/W그룹 (H/W Group, CDMA R&D Team of Samsung Electronics Co., Ltd.)

*** 한국항공대학교 항공통신정보공학과 (Dept. of Telecomm. & Inform. Eng., Hankuk Aviation University)

· 논문번호 : 971230-090

· 수정완료일자 : 1998년 6월 10일

간에 구애받지 않고 정보를 교환할 수 있는 이동통신 시스템에 대한 사회적이고 개인적인 수요가 급증함에 따라 이동통신 서비스의 수용용량에 대한 문제가 제기되고 있다. 따라서 급증하는 이동통신 수요에 대한 수용용량의 한계를 극복하기 위한 방안으로 가입자 수용용량이 큰 CDMA(Code Division Multiple Access) 방식에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다^{[1],[2]}. CDMA 방식은 스펙트럼 확산(Spread Spectrum : SS) 방식의 장점을 이용한 것으로 의사잡음(PN : Pseudo-random Noise) 코드로 반송 주파수를 변조하는 직접 확산(Direct Sequence : DS) 방식과 정해진 도약 패턴(hopping pattern)에 따라 반송파 주파수를 변화시키는 주파수 도약(Frequency Hopping : FH) 방식으로 크게 나눌 수 있다.

DS-CDMA 시스템은 수용용량이 큰 반면에 많은 사용자가 동시에 동일 주파수 대역을 사용함으로써 발생하는 다중접속간섭(Multi-User Interference : MUI)과 다중경로 전파에 의한 다중경로(multipath) 페이딩에 의해 시스템의 성능이 크게 열화된다. 따라서 DS-CDMA 시스템에서는 이와 같은 다중접속간섭과 다중경로 페이딩의 영향을 경감시킴으로써 수용용량을 증가시킬 수 있다.

본 논문에서는 MUI에 의한 영향만을 고려하며, MUI를 감소시키기 위한 성능 개선 기법으로서 방향성을 이용하는 array 안테나 기법과 상관관계를 이용하여 동일채널 간섭을 제거하는 간섭제거(C-Cl cancellation) 기법을 채용한다. 이들 기법을 이용하면 MUI에 의한 DS-CDMA 시스템의 성능 열화를 개선시킬 수 있지만 각 기법들은 장점과 문제점을 가지고 있다. 간섭제거기를 채용하여 동일채널 간섭을 감소시키기 위해서는 좋은 상관특성을 갖는 PN 코드가 요구되며, 디지털 필터를 사용하여 회망신호를 복원하기 위해서는 모든 사용자로부터의 비회망 SS(Spread Spectrum) 신호들을 복조하고 재확산한 후 수신된 신호로부터 빼내기 때문에 동시에 접속하는 사용자의 수가 증가함에 따라 하드웨어가 복잡해지고 상관복조 애러가 증가한다. 그러나 성능면에서는 다중접속간섭을 확실히 제거할 수 있는 장점이 있다^[3].

Adaptive array 안테나 기법은 spatial filtering

을 이용한 방향성 있는 수신 시스템을 통해 간섭신호를 제거하기 때문에 도착 신호의 각도를 모르더라도 방향성을 적절히 제어하면 간섭신호를 효과적으로 제거할 수 있다. 그러나 회망신호와 동일한 각도로 수신되는 비회망 신호는 adaptive array 안테나로 제거할 수 없는 단점이 있다^[3].

이러한 각 기법들의 문제점을 해결하기 위해 adaptive array 안테나와 간섭제거기를 직렬로 채용하는 수신 시스템이 요구된다. Adaptive array 안테나와 간섭제거기가 직렬로 연결된 구조에서 adaptive array 안테나는 회망신호와 다른 각도로 수신되는 간섭신호를 제거하고, 나머지 잔여 간섭신호 및 회망신호와 동일한 각도로 수신되는 간섭신호는 간섭제거기에서 제거함으로써 보다 효과적으로 MUI를 제거할 수 있다. 본 논문에서는 adaptive array 안테나 기법으로서 안테나의 빔 방향을 적응 알고리즘(adaptive algorithm)에 의해 유동적으로 변화시키지 않고 안테나의 방향성만을 고려하는 array 안테나 기법을 적용한다.

본 논문에서는 무선 채널 환경에서 다중접속간섭에 의한 DS-CDMA/BPSK 시스템의 성능을 분석하고, 성능 개선기법으로서 방향성(directionality : D)을 고려한 3-element array 안테나와 간섭제거기를 도입하여 각 기법을 독립적으로 채용한 경우와 직렬로 채용한 경우의 성능 개선 정도를 수치해석과 시뮬레이션 기법에 의해 구한다.

II. 해석 모델

본 논문에서는 비동기(asynchronous) DS-CDMA/BPSK 통신 시스템의 역방향 링크(이동국→기지국) 전송을 가정하며, 채널모델은 그림 1과 같이 가우스잡음(AWGN)과 MUI가 존재하는 무선채널을 고려(다중경로 페이딩의 영향은 무시) 한다.

2-1 송수신기 모델

다중접속 사용자 수는 K (사용자 A_1, A_2, \dots, A_K) 이고, PN(Pseudo Noise) 코드 길이는 N , 정보 비트 지속시간(time duration) 은 T_s 이다. 각

각의 사용자는 동일한 전력과 서로 다른 PN 코드가 할당된다. 비동기 시스템에서 시간지연(time delay) τ_i ($i=1, 2, \dots, K$)는 0과 T_s 사이의 임의의 값이다^[4]. 해석 모델에서 1차 변조된 BPSK 신호는 사용자 고유의 PN 코드에 의해 2차 변조 즉, 확산되어 무선 채널 상으로 전송되고 여기에 MUI와 AWGN이 추가되어 수신된다. 수신단의 입력신호는 다시 PN 코드에 의해 역확산된 후 BPSK 복조기에 의해 복조된 후 출력된다. 특정 사용자의 신호를 복조할 때 나머지 사용자의 신호는 단지 MUI로 작용하게되며, PN 코드 길이 N 이 클 경우 이 MUI는 가우시안 랜덤 변수로 근사화시킬 수 있다.

그림 1에서 수신된 DS/BPSK 신호 $s(t)$ 는 다음과 같이 나타내진다^[5].

$$s(t) = \sqrt{2P_j} d_j c_1(t) \cos(2\pi f_c t), \quad (1)$$

단, $(j-1)T_s \leq t < jT_s$.

위 식에서 P_j 는 j 번째 심볼의 송신 전력이고, $d_j = \pm 1$ 로서 j 번째 심볼 구간 동안 보내지는 데이터 비트이며, f_c 는 반송파 주파수이다.

$c_k(t)$ 는 k 번째 사용자에게 주어지는 고유한 PN 코드로서 다음과 같이 표현된다.

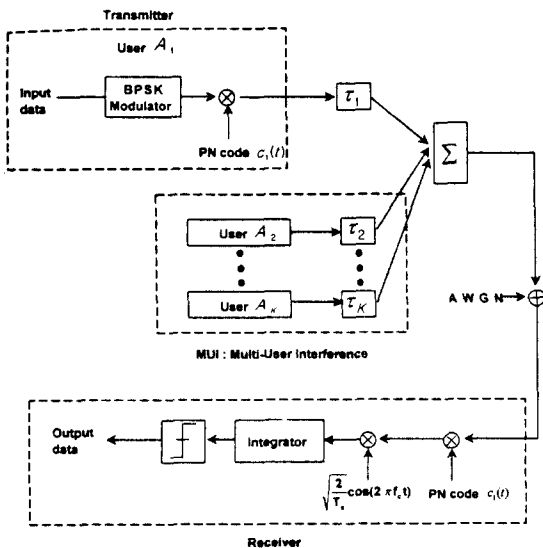


그림 1. 해석 모델
Fig. 1. Analysis model.

$$c_k(t) = c_l = \pm 1, \quad (2)$$

단, $(j-1)T_s + lT_c \leq t < (j-1)T_s + (l+1)T_c$.

여기서 $l=0, \dots, N-1$ 이고 T_c 는 칩 간격이다. 수신기에서의 수신 전력은 P_j 이며, 모든 사용자에 대해 동일하다고 가정한다. T_s 는 N 개의 칩을 가지는 심볼의 주기로서 $T_s = N \cdot T_c$ 로 표현된다. 역확산 후 그림 1의 상관기(correlator) 출력단의 신호 성분(R_l)은 $d_j \cdot \sqrt{E_{bj}}$ 이며, $E_{bj} = P_j \cdot T_s$ 로서 j 번째 심볼의 에너지이다. 본 논문에서는 각 심볼간의 에너지는 동일하다고 가정하므로 첨자 j 의 생략이 가능하다.

2-2 다중접속간섭(MUI) 모델

기준 사용자를 제외한 다른 사용자의 신호는 동일채널 간섭신호가 되는데, 일반적으로 한 사용자 k 로부터 간섭을 받을 때 간섭신호는 다음과 같이 표현된다.

$$s_k(t) = \sqrt{2P_k} d_k(t - \tau_k) c_k(t - \tau_k) \cos(2\pi f_c t + \phi_k). \quad (3)$$

여기서 $c_k(t)$ 는 간섭신호 $s_k(t)$ 의 PN 코드이고, f_c 는 반송파 주파수로서 모든 사용자가 동일하며, τ_k 와 ϕ_k 는 각각 기준 사용자 신호에 대한 시간차와 위상차를 나타낸다. 이때 BPSK 복조기내 상관기 출력단에서 하나의 간섭신호 성분은 다음과 같이 구해진다.

$$I_k = \int_{-T_s}^{T_s} \sqrt{2P_k} d_k(t - \tau_k) c_k(t - \tau_k) c_1(t) \cos(2\pi f_c t + \phi_k) \cdot \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos(2\pi f_c t) dt. \quad (4)$$

식 (4)를 참고문헌 [6] 식 (C.57)의 유도과정과 유사하게 풀면 하나의 간섭신호의 전력(σ_{Ik}^2)은 다음과 같이 유도된다. 여기서 각 사용자마다 완벽한 전력제어를 고려하여 $P_k = P$ 라 가정한다.

$$\sigma_{Ik}^2 = \frac{NT_c^2 P_k}{3T_s} = \frac{P \cdot T_s}{3N} = \frac{E_b}{3N}, \quad (5)$$

단, N :PN 코드의 길이, E_b :신호의 비트 에너지.

식 (5)는 동일 셀 내에 1개의 간섭신호가 존재할 경우의 MUI를 표시한 것으로 실제로 기준 사용자는 동일 셀 내의 다른 사용자에 의해 간섭을 받는다. 따라서, 셀당 사용자 수는 K 이므로 기준 사용자를 제외한 다른 사용자에 의한 간섭의 합(σ_k^2)이 기준 사용자가 받는 MUI가 된다.

$$\sigma_k^2 = \sum_{i=1}^{K-1} \sigma_{ik}^2 = \frac{(K-1)}{3N} E_b \quad (6)$$

참고문헌 [6]의 결과로부터 DS-CDMA/BPSK 신호의 평균 오율식은 다음과 같이 표현된다.

$$P_e = Q\left(\frac{R_i}{\sigma_i}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{R_i^2}{2\sigma_i^2}}\right), \quad (7)$$

단, R_i 은 기준 사용자의 상관기 출력 신호성분, $\sigma_i^2 = \sigma_k^2 + \sigma_n^2$.

식 (7)에서 R_i 과 σ_n^2 은 다음 식과 같이 유도된다.

$$\begin{aligned} R_i &= \sqrt{2P_k} \int_{t=0}^{T_s} c_k^2(t) d_k(t) \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos^2(2\pi f_c t) dt \\ &= \sqrt{2P_k} \cdot \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cdot \frac{1}{2} d_j \int_{t=0}^{T_s} \{1 + \cos(2\pi f_c t)\} dt \\ &\approx \sqrt{P \cdot T_s} \cdot d_j = \sqrt{E_b} \cdot d_j \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \sigma_n^2 &= E[(\eta - \mu_n)^2] = E[\eta^2] \\ &= E\left[\int_{\lambda=0}^{T_s} \int_{t=0}^{T_s} n(t)n(\lambda)c_1(t)c_1(\lambda) \cdot \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos(2\pi f_c t) \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos(2\pi f_c \lambda) dt d\lambda\right] \\ &= \frac{2}{T_s} \int_{\lambda=0}^{T_s} \int_{t=0}^{T_s} \frac{N_0}{2} \delta(t-\lambda)c_1(t)c_1(\lambda)\cos(2\pi f_c t) \cdot \cos(2\pi f_c \lambda) dt d\lambda \\ &= \frac{N_0}{T_s} \int_{t=0}^{T_s} c_1^2(t)\cos^2(2\pi f_c t) dt \\ &= \frac{N_0}{2T_s} \int_{t=0}^{T_s} (1 + \cos(2\pi f_c t)) dt \\ &= \frac{N_0}{2T_s} \left\{T_s + \frac{1}{2\pi f_c} \sin(2\pi f_c t)\right\} \approx \frac{N_0}{2}, \end{aligned} \quad (9)$$

단, $\eta = \int_0^{T_s} n(t)c_1(t) \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos(2\pi f_c t) dt,$

μ_n : η 의 평균값,

$n(t)$: 양측파대 전력 스펙트럼 밀도가 $\frac{N_0}{2}$ 인

AWGN.

따라서, DS-CDMA 시스템의 신호 전력 대 잡음 전력비(SNR)는 다음과 같다.

$$SNR_{DS} = \frac{R_i^2}{2\sigma_i^2} = \frac{E_b}{\frac{2(K-1)}{3N} E_b + N_0} \quad (10)$$

2-3 간섭제거(CCI cancellation) 기법

DS-CDMA 시스템의 용량(capacity)은 간섭에 의해 제한되기 때문에 DS-CDMA 시스템에서는 간섭을 줄여줌으로써 그만큼 용량을 증가시킬 수 있다. 이를 위해서는 2가지 문제점을 고려해야 한다. 첫째, 기존의 SS 정합필터 수신기는 다중접속간섭(MUI) 환경에서 최적 수신기로 동작할 수 없으며 둘째, 이들 수신기들은 원근(near-far) 효과에 매우 민감하다는 것이다. 따라서 이와 같은 문제점을 해결하기 위해 최근 적응성 있는 SS 수신기들이 제안되고 있다. 기존의 수신기는 정합필터와 그 후단에 임체치 검파기로 구성되는 단일 사용자용 검파방식을 사용하여 신호를 복조하였기 때문에 회망하는 신호와 간섭신호 사이의 상호상관으로 인해 시스템의 성능에 치명적인 영향을 주었다. 따라서 이를 보상하기 위해 간섭 억압(interference suppression) 혹은 간섭제거(interference cancellation)에 근간을 둔 몇 가지 multiuser용 수신기가 제안되고 있다 [7]. 그러나 최적의 multiuser 검파기는 기존의 검파기에 비해 훨씬 우수한 성능을 갖지만 사용자의 수에 따라 지수 함수적으로 시스템의 구조가 복잡해지는 단점을 갖는다. 따라서 최근에는 최적 multiuser 검파기의 복잡성을 개선하여 사용자 수에 따라 선형적 복잡성을 갖는 suboptimal 검파기가 제안되고 있다.

본 논문에서는 suboptimal multiuser 검파기의 한 예로서 다중접속간섭을 제거하기 위하여 수신단에 간섭제거(CCI cancellation) 기법을 도입한다 [4],[8]. 그림 2는 비동기 DS-CDMA 시스템에서 간섭제거기(CCI canceller)를 채용하는 수신기 모델을 나타낸다[4].

수신 시스템의 동기(synchronization) 및 각 사

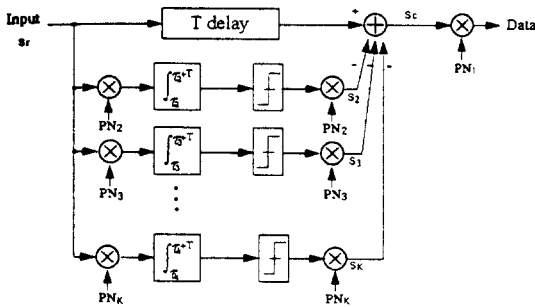


그림 2. 간섭제거기 구조
Fig. 2. CCI canceller structure.

용자의 시간지연($T-\tau_i$)에 대한 조정은 완벽하다고 가정한다. 그림 2에서 기준 사용자 이외의 다른 사용자의 정보는 각 사용자에게 다르게 할당된 PN 코드(PN_2, \dots, PN_k)로 역확산하여 검파된 후 다시 동일한 PN 코드에 의해 확산된다. 이 확산된 다른 사용자의 신호(s_2, \dots, s_k)를 T 시간 만큼 지연된 원래의 수신 신호(s_r)에서 빼줌으로써 MUI가 제거된 s_c 를 얻게 된다. 이때 수신신호 s_r 을 구성하고 있는 신호 s_2, \dots, s_k 에 비트 에러가 발생하지 않았다면 다중접속간섭은 완벽하게 제거된다 [4].

2-4 Array 안테나 기법

Adaptive array 안테나는 기존의 안테나와는 달리 수신신호를 고정된 상태에서 받아들이지 않고 수신신호의 방향이 변함에 따라 빔 (beam)의 방향을 유동적으로 변화시킴으로써 신호의 방향을 추적하는 기법이다. 이 기법을 이용함으로써 희망신호는 더욱 효과적으로 수신되지만 희망신호와 다른 방향으로 수신되는 간섭신호는 제거되기 때문에 시스템의 성능을 개선시킬 수 있다.

Adaptive array 안테나 시스템은 array element와 실시간으로 처리되는 adaptive 수신 프로세서로 구성된다. Adaptive 수신 프로세서는 미리 설정된 알고리즘을 이용하여 출력 SNR을 최적의 상태로 만드는 가중치를 자동적으로 제어함으로써 array element에서 희망신호의 방향으로 빔-form

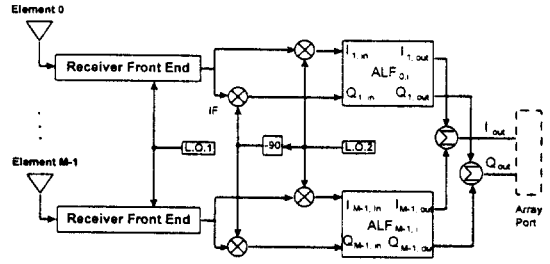


그림 3. M개의 element를 갖는 array 안테나 구조
Fig. 3. Array antenna structure with M elements.

ing하고, 희망신호의 방향과 다른 방향으로 수신되는 간섭신호는 null-steering을 통해 간섭신호의 수신이득을 감소시켜 희망신호와 다른 각도로 수신되는 간섭신호를 제거한다. 그러나 희망신호와 동일한 각도로 수신되는 간섭신호는 배제할 수 없는 단점을 가지고 있다[3].

본 논문에서 고려한 array 안테나는 안테나의 빔 방향을 유동적으로 변화시키는 적응 알고리즘 (adaptive algorithm)을 사용하지 않고 안테나의 방향성만을 고려하였기 때문에 실제 적응 알고리즘을 고려한 시스템의 성능보다 작은 성능 개선을 갖는다. 그림 3은 M개의 array element를 갖는 array 안테나의 예이다[9].

빔 패턴 $A(\theta)$ 는 희망신호의 방향으로 beam-forming되고 간섭신호의 방향으로 null-steering되도록 array element에 의해 형성되는 beam의 형태를 말한다. 따라서 빔 패턴은 쉘 내 희망신호의 이동과 간섭신호의 분포정도 및 수신 신호의 세기에 따라 순시적으로 변동하게 된다. 본 논문에서는 쉘 내에 사용자가 일양하게 분포하고 기지국과 이동국 사이에 전력제어가 완벽하게 이루어진다고 가정한다. 또한, 빔 패턴은 수직방향으로는 구동되지 않으며, 희망 사용자 방향으로 최대가 되도록 수평방향으로만 360° 구동된다고 가정한다. 이때의 빔 패턴은 $0^\circ \sim 360^\circ$ 까지 정규화된 형태로 간주될 수 있다. 정규화된 빔 패턴 $G(\theta)$ 와 그에 따른 방향성 (directivity : D)는 다음과 같다[9],[10].

$$G(\theta) = 10 \log_{10} \left\{ \frac{|A(\theta)|^2}{M^2} \right\} \text{ [dB]}. \quad (11)$$

$$D = \frac{2\pi}{\int_0^{2\pi} G(\theta) d\theta}, \quad (12)$$

단, $A(\theta)$: 빔 패턴, M : array element 수.

방향성 D 는 안테나의 최대 방사 밀도 방향의 방향이득을 말하며, 본 논문에서는 D 값으로 T. S. Rappaport의 결과^[9]와 같이 2.67인 경우를 고려한다.

III. DS-CDMA/ BPSK 시스템의 성능 해석

3-1 AWGN과 MUI 환경에서의 오율 특성

식 (10)의 SNR_{DS} 를 BPSK 오율식의 SNR 값으로 대입하면 AWGN과 MUI 환경에서 DS-CDMA/BPSK 시스템의 오율식은 다음과 같이 구해진다.

$$P_{DS} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma_{DS}}), \quad (13)$$

$$\text{단, } \gamma_{DS} = \frac{E_b}{\frac{2(K-1)}{3N} E_b + N_0}.$$

3-2 간섭제거기를 채용하는 경우의 성능 개선

수신단에서 MUI를 제거하기 위해 간섭제거기를 도입할 때 간섭 제거기 입력단에서 기저대역 신호의 진폭이 ± 1 인 경우, 입력신호 s_i 의 신호대 잡음비 SNR_{DS} 는 다음과 같다^[4].

$$SNR_{DS} = 1 / [((K-1) \cdot 2/3N) + (N_0/E_b)]. \quad (14)$$

그림 2에서 수신신호 s_r 을 구성하고 있는 신호 s_2, \dots, s_K 에 비트 에러가 발생하지 않았다면 MUI는 완벽하게 제거되지만 수신신호 s_r 에서 i 번 ($i=2, 3, \dots, K$)째 사용자의 수신신호에만 상관 검파 과정에서 에러가 발생하였다면 PN_i 에 의해 상관 수신되어 복원되는 신호는 s_r 에 포함된 s_i 의 신호와 다른 것이 되고 이것이 다시 PN_i 에 의해 확산되어 T 시간 지연된 s_r 신호에 더해지게 된다. 이때 에러가 발생한 i 번째

사용자의 신호는 수신신호 s_r 에 MUI로 더해지므로 신호 s_r 는 s_i 사용자에게 의한 MUI의 2배의 전압(전력면에서는 4배)을 포함하게 된다. 결과적으로 신호 s_r 와 s_i 사용자의 수신신호 사이의 신호 대 잡음비 SNR_{CCI} 는 다음 식과 같이 주어진다^[4].

$$\begin{aligned} SNR_{CCI} &= 1 / [(A_V \cdot 2/3N) + (N_0/E_b)] \\ &= 1 / [(4(K-1) \cdot P_{eb} \cdot 2/3N) + (N_0/E_b)], \end{aligned} \quad (15)$$

단, $A_V = 4(K-1) \cdot P_{eb}$,

P_{eb} : SNR_{DS} 을 이용한 오율식.

따라서 AWGN과 MUI 환경에서 간섭제거기를 채용할 때 DS-CDMA/BPSK 시스템의 오율식은 식 (13)과 식 (15)를 이용하면 다음과 같이 구해진다.

$$P_{CCI} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma_{CCI}}), \quad (16)$$

$$\text{단, } \gamma_{CCI} = \frac{E_b}{4P_{DS} \cdot \left[\frac{2(K-1)}{3N} E_b \right] + N_0}.$$

3-3 Array 안테나 기법을 채용하는 경우의 성능 개선

Array 안테나 기법은 방향성을 이용, 희망신호의 방향으로 빔-forming하여 희망신호의 이득을 높여 줌으로써 수신 신호의 성능을 향상시킨다.

AWGN과 MUI 환경하에서 array 안테나 기법을 채용할 때 안테나의 방향성을 이용한 DS-CDMA/BPSK 시스템의 오율식은 참고문헌 [9]의 결과식 (1.9)를 이용하면 다음식과 같이 구해진다.

$$P_A = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma_A}), \quad (17)$$

$$\text{단, } \gamma_A = \frac{E_b}{\frac{2(K-1)}{3ND} E_b + N_0}.$$

식 (17)은 기지국과 이동국간에 전력제어가 완벽히 이루어지고, 기지국 안테나의 빔 패턴이 수직방향으로는 변하지 않는 단일 셀 시스템에 적용된다.

3-4 Array 안테나와 간섭제거기를 직렬로 채용하는 경우의 성능 개선

Array 안테나와 간섭제거기가 직렬로 연결된 구조에서 array 안테나는 희망신호와 다른 각도로 수신되는 간섭신호를 제거하고, 나머지 잔여 간섭신호 및 희망신호와 동일한 각도로 수신되는 간섭신호는 간섭제거기에서 제거함으로써 보다 효과적으로 다중접속간섭을 제거할 수 있다.

AWGN과 MUI가 함께 존재하는 환경에서 array 안테나와 간섭제거기를 직렬로 채용하는 DS-CDMA/BPSK 시스템의 오율식은 다음과 같이 구해진다.

$$P_{AC} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma_{AC}}), \quad (18)$$

$$\text{단, } \gamma_{AC} = \frac{E_b}{4P_{DS} \cdot \left[\frac{2(K-1)}{3ND} E_b \right] + N_0}$$

식 (18)은 array 안테나와 간섭제거기를 직렬로 채용하는 경우의 이론적 오율식으로 이들의 실제 하드웨어 구현은 이상적이라 가정한다.

IV. 수치계산 및 컴퓨터 시뮬레이션 결과

본 장에서는 가우스 잡음(AWGN)과 다중접속간섭(MUI) 환경에서 비동기 DS-CDMA/BPSK 시스템의 성능과 성능 개선기법으로서 간섭제거기와 array 안테나 기법을 채용한 경우의 성능 개선을 수치계산과 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하여 비교·분석한다.

셀 당 사용자 수(K), PN 코드의 길이(N), 비트 에너지 대 잡음 전력 스펙트럼 밀도비(E_b/N_0), array 안테나의 방향성(D) 등을 함수로 하여 수치 계산한 결과와 시뮬레이션한 결과를 그림 4~8에 나타내었다.

본 논문의 시뮬레이션에서 고려한 채널모델은 AWGN과 MUI가 존재하는 DS-CDMA 시스템의 역방향 링크이다. K 명의 사용자 신호는 BPSK 변조되어 각각 서로 다른 초기값을 갖는 PN 코드가

공해된 후 1 비트 주기인 0에서 T_s 동안 랜덤하게 시간 지연된 상태로 모두 더해진 다음 AWGN이 부가되어 수신기에 전달된다. 이때 희망신호를 제외한 모든 다른 사용자들의 신호는 MUI로 작용하게 된다. 이러한 희망신호와 MUI 및 AWGN 성분은 수신기에서 희망신호 확산시에 사용된 동일한 PN 코드를 곱해서 희망신호를 역확산시킨 다음 BPSK 복조를 거쳐 판정된다. 시뮬레이션에서 수신 시스템의 동기(synchronization) 및 각 사용자의 시간 지연($T_s - \tau_i$)에 대한 조정은 완벽하다고 가정하였고, 기준 사용자 이외의 다른 사용자의 정보는 각 사용자에게 다르게 할당된 PN 코드(PN_2, \dots, PN_K)에 의해 상관 검파된다. PN 코드로는 maximal linear feedback shift register를 이용해 발생시킨 M-계열을 사용한다. 또한 셀 내에 사용자는 일양하게 분포하고 기지국과 이동국 사이에는 전력 제어가 완벽히 이루어진다고 가정한다. Array 안테나의 빔 패턴은 수직방향으로는 구동되지 않으며, 희망 사용자 방향으로 최대가 되도록 수평방향으로만 360° 구동된다고 가정한다.

그림 4는 AWGN과 MUI 환경에서 N 값의 변화

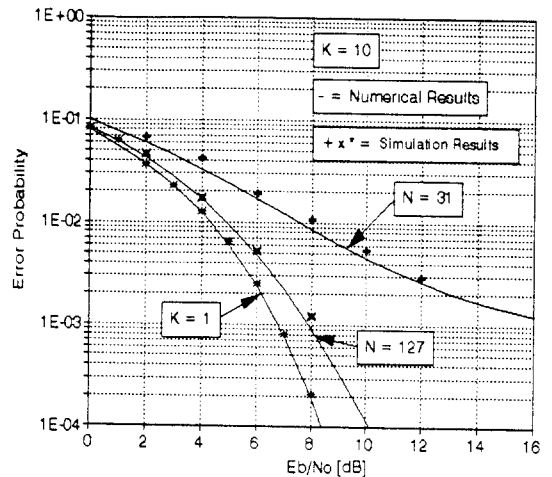


그림 4. AWGN과 MUI 환경에서 PN 코드 길이(N)에 따른 DS-CDMA/BPSK 시스템의 오율특성($K=10$)

Fig. 4. Error performance of DS-CDMA/BPSK system with the variation of N in AWGN and MUI environment ($K=10$).

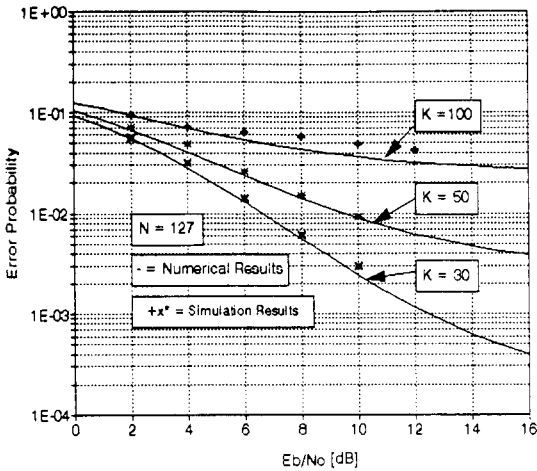


그림 5. AWGN과 MUI 환경에서 사용자 수(K)에 따른 DS-CDMA/BPSK 시스템의 오율특성 ($N=127$)

Fig. 5. Error performance of DS-CDMA/BPSK system with the variation of K in AWGN and MUI environment ($N=127$).

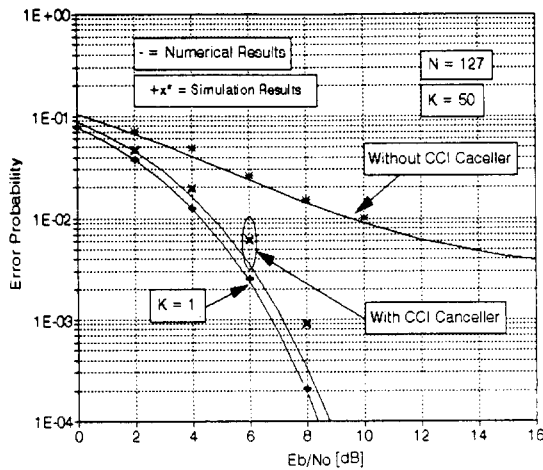


그림 6. AWGN과 MUI 환경에서 간섭제거기를 채용하는 경우의 DS-CDMA/BPSK 시스템의 오율특성 ($N=127, K=50$)

Fig. 6. Error performance of DS-CDMA/BPSK system with CCI canceller in AWGN and MUI environment ($N=127, K=50$).

에 따른 DS-CDMA/BPSK 시스템의 오율특성을

나타낸 것으로, N 값이 증가함에 따라 시스템 성능이 현저히 향상되는 것을 볼 수 있는데, 이것은 N 값이 증가할수록 시스템의 PG(Processing Gain) 값이 커져 MUI의 영향이 감소되기 때문이다. 시뮬레이션 결과는 N 값이 증가함에 따라 수치계산 결과에 더욱 접근함을 알 수 있는데, 그 이유는 N 값이 클수록 MUI 모델로 가정된 가우시안 랜덤 프로세스에 가까워지기 때문이다.

그림 5는 AWGN과 MUI 환경에서 K 값의 변화에 따른 DS-CDMA/BPSK 시스템의 오율특성을 나타낸 것으로, K 값이 증가함에 따라 시스템의 성능이 급격히 저하되었다. $N=127$ 인 경우 E_b/N_0 가 12 dB 이하에서는 $K=30$ 인 경우에도 음성통신의 기준 오율인 1×10^{-3} 을 달성할 수 없었다. K 가 증가함에 따라 시뮬레이션 결과와 수치계산 결과의 차이가 커지는데 그 이유는 수치계산에서는 다중접속 신호간의 무상관을 가정하였는데 반하여, 실제 시뮬레이션 환경에서는 K 가 증가함에 따라 신호간의 상관이 커져 상관복조 에러가 증가하기 때문이다.

그림 6은 AWGN과 MUI 환경에서 $N=127$ 일 때 간섭제거기를 채용한 경우 DS-CDMA/BPSK 시스템의 오율특성을 나타낸 것으로, 간섭제거기에 의해 시스템의 성능이 크게 개선됨을 알 수 있다. 시뮬레이션 결과 기준으로 E_b/N_0 가 약 8 dB 이상이면 1×10^{-3} 의 오율특성을 얻을 수 있다.

그림 7은 AWGN과 MUI 환경에서 안테나의 방향성이 2.67인 array 안테나를 채용한 경우 DS-CDMA/BPSK 시스템의 오율특성을 나타낸 것으로, 방향성 안테나를 사용함으로써 시스템의 성능이 큰 폭으로 개선됨을 알 수 있다. 그림 7의 성능 개선 정도를 간섭제거기를 채용한 그림 6과 비교해보면 시뮬레이션 결과를 기준으로 예를 들어, $E_b/N_0=6$ dB 일 때 방향성 안테나를 채용한 경우는 오율특성이 약 2.5×10^{-1} 에서 약 9×10^{-2} 으로 개선되었고, 간섭제거기를 채용하는 경우는 약 6.3×10^{-2} 으로 개선되어 간섭제거기를 채용하는 경우가 $D=2.67$ 인 방향성 안테나를 채용하는 경우보다 우수한 성능 개선을 보였다.

그림 8은 AWGN과 MUI 환경에서 array 안테나와 간섭제거기를 직렬로 채용한 경우와 독립적으로 채용한 경우의 오율특성을 비교하여 나타낸 것이

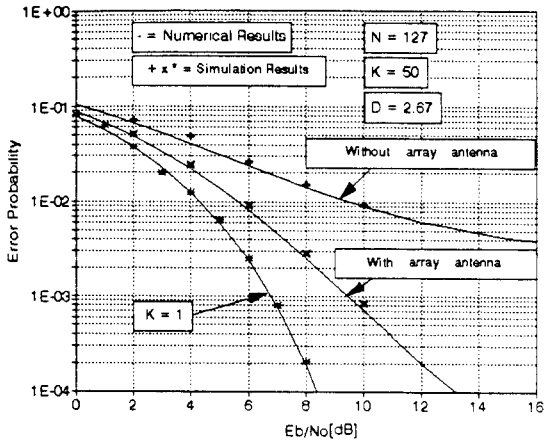


그림 7. AWGN과 MUI 환경에서 array 안테나를 채용하는 경우의 DS-CDMA/BPSK 시스템의 오율특성 ($N=127, K=50, D=2.67$)

Fig. 7. Error performance of DS-CDMA/BPSK system with array antenna in AWGN and MUI environment ($N=127, K=50, D=2.67$).

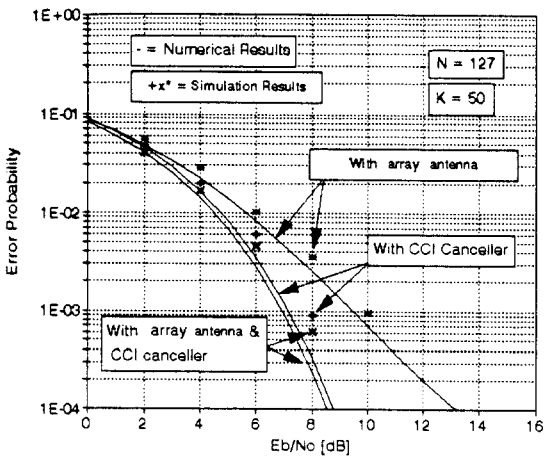


그림 8. AWGN과 MUI 환경에서 array 안테나와 간섭제거기를 채용하는 경우의 DS-CDMA/BPSK 시스템의 오율특성 ($N=127, K=50, D=2.67$)

Fig. 8. Error performance of DS-CDMA/BPSK system with array antenna and CCI canceller in AWGN and MUI environment ($N=127, K=50, D=2.67$).

다. Array 안테나를 채용한 경우보다 간섭제거기를 채용한 경우가 성능 개선의 폭이 크고, 또한 간섭제거기만을 채용한 경우보다 array 안테나와 간섭제거기를 직렬로 채용한 경우가 성능 개선이 우수함을 알 수 있다. 예를 들어, 시뮬레이션 결과에서 $E_b/N_0=6$ dB인 경우 array 안테나를 채용한 경우는 오율이 1.0×10^{-2} , 간섭제거기를 채용한 경우는 6.0×10^{-3} , 직렬로 채용한 경우는 4.5×10^{-3} 으로 직렬로 채용한 경우가 독립적으로 채용한 경우보다 MUI를 효과적으로 제거함을 알 수 있으며, 이 경우의 오율특성은 AWGN 환경하의 오율특성에 근접한다.

V. 결 론

본 논문에서는 무선 채널 환경에서 다중접속간섭(MUI : Multi-User Interference)에 의한 DS-CDMA 통신 시스템의 성능을 분석하고, 성능 개선 기법으로서 방향성(directionality)을 고려한 3-element array 안테나와 간섭제거기를 채용한 경우의 성능 개선을 수치해석과 시뮬레이션 기법에 의해 구하였다.

결과에 의하면 가우스잡음(AWGN)과 다중접속간섭(MUI) 환경에서 DS-CDMA/BPSK 시스템은 PN 코드길이 N 이 증가함에 따라 시스템의 처리이득(Processing Gain : PG)이 커져 성능이 향상되는 반면 사용자 수가 늘어날수록 MUI의 영향이 증가하여 시스템의 성능은 급격히 저하되었다.

성능 개선 기법으로서 간섭제거기와 방향성을 고려한 array 안테나 기법을 채용함으로써 큰 폭의 성능개선을 달성하였다. 간섭제거기를 채용하는 경우 $N=127$ 이고 $K=50$ 일 때 시뮬레이션 결과를 기준으로 $E_b/N_0=6$ dB에서 오율이 약 2.5×10^{-1} 에서 약 6.3×10^{-2} 으로 개선되었고, 8 dB 이상에서는 음성 통신의 기준오율인 1×10^{-3} 의 오율특성을 얻을 수 있었다. 방향성이 2.67인 array 안테나를 채용하는 경우는 $N=127$ 이고 $K=50$ 일 때 시뮬레이션 결과를 기준으로 $E_b/N_0=6$ dB에서 오율이 약 2.5×10^{-1} 에서 약 9×10^{-2} 으로 개선되었으며, 10 dB 이상에서 1×10^{-3} 의 오율특성을 얻을 수 있었다. 따라서 array 안테나와 간섭제거기를 독립적으로 채용하는

경우 간섭제거기를 채용하는 경우가 방향성이 2.67인 array 안테나를 채용하는 경우보다 성능 개선이 컸다. 또한, array 안테나와 간섭제거기를 직렬로 채용한 경우의 오울특성은 AWGN 환경의 오울특성에 근접하여, 각 개선기법을 독립적으로 채용하는 경우 보다 성능 개선이 우수하였다.

본 논문에서는 adaptive array 안테나 기법으로서 안테나의 빔 방향을 적응 알고리즘(adaptive algorithm)에 의해 유동적으로 변화시키지 않고 안테나의 방향성만을 고려하였으며, array 안테나와 간섭제거기를 직렬로 채용하는 경우 이들의 실제 하드웨어 구현은 이상적이라 가정하였다. 이들의 문제에 대해서는 현재 연구중이다.

참 고 문 헌

[1] 이혁재, "CDMA 이동통신 시스템의 연구개발 현황," 한국통신학회지, 제10권 제10호, 1993년 10월.

[2] J. E. Padgett, C. G. Gunther, and T. Hattori, "Overview of wireless personal communications," *IEEE Commun., Mag.*, pp. 28-41, Jan. 1995.

[3] R. Kohno, H. Imai, M. Hatori, and S. Pasupathy, "Combination of an adaptive array antenna and a canceller of interference for direct-sequence spread-spectrum multiple-access system," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 8, pp. 675-682, May 1990.

[4] S. Tachikawa, "Characteristics of M-ary /

spread spectrum multiple access communication systems using co-channel interference cancellation techniques," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E76-B, no. 8, pp. 941-946, Aug. 1993.

[5] M. K. Simon, J. K. Omura, R. A. Scholtz, and B. K. Levitt, *Spread Spectrum Communications : Volume I*. Computer Science Press, Inc. 1985.

[6] T. S. Rappaport, *Wireless Communications : Principles and Practice*. Prentice-Hall, Inc. 1996.

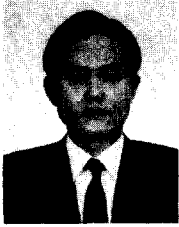
[7] D. S. Chen and S. Roy., "An adaptive multiuser receiver for CDMA system," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. SAC-12, pp. 88-816, June 1994.

[8] Y. C. Yoon, R. Kohno, and H. Imai, "Cascaded co-channel interference canceling and diversity combining for spread spectrum multiple access over multipath fading channels," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E76-B, no. 2, pp. 163-168, Feb. 1993.

[9] J. C. Liberti, Jr. and T. S. Rappaport, "Analytical results for capacity improvements in CDMA," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 43, no. 3, pp. 680-690, Aug. 1994.

[10] J. Litva and T. K. Lo, *Digital Beamforming in Wireless Communications*. Artech House, Inc. 1996.

최 충 열



1961년 3월 20일생
1980년 3월~1984년 2월 : 한국항공대
학교 항공통신공학과 졸업 (공학사)
1988년 3월~1990년 2월 : 한국항공대
학교 대학원 항공통신정보공학과 졸
업(공학석사)
1996년 3월~현재 : 한국항공대학교 대

학원 항공통신정보공학과 박사과정 재학중

1990년 12월~현재 : SK Telecom 중앙연구소 근무
[주 관심 분야] 이동통신, 지능망, IMT-2000

김 봉 철



1972년 12월 2일생
1991년 3월~1995년 2월 : 한국항공대
학교 항공통신정보공학과 졸업 (공
학사)
1995년 9월~1997년 8월 : 한국항공대
학교 대학원 항공통신정보공학과 졸

업 (공학석사)

1997년 8월~1998년 3월 : 기인시스템(주) 근무
[주 관심 분야] 이동통신, 무선통신

오 창 현



1965년 2월 10일생
1984년 3월~1988년 2월 : 한국항공대
학교 항공통신공학과 졸업 (공학사)
1988년 3월~1990년 2월 : 한국항공대
학교 대학원 항공통신정보공학과 졸
업 (공학석사)
1991년 3월~1996년 2월 : 한국항공대

학교 대학원 항공전자공학과 졸업 (공학박사)

1990년 2월~1993년 9월 : 한진전자(주) 기술연구소 근무
1993년 10월~현재 : 삼성전자(주) CDMA 개발팀 근무
[주 관심 분야] 이동통신, 무선통신

조 성 준



1946년 1월 9일생
1965년 4월~1969년 2월 : 한국항공대
학교 항공통신공학과 졸업 (공학사)
1973년 4월~1975년 2월 : 한양대학교
대학원 졸업 (공학석사)
1977년 4월~1981년 3월 : 오사카대학

대학원 통신공학과 졸업 (공학박사)

1969년 4월~1972년 7월 : 해군기술장교
1972년 8월~현재 : 한국항공대학교 항공통신정보 공학과 교
수
[주 관심 분야] 무선통신, 이동통신, 위성통신, 환경전자공학