

DS/CDMA 시스템에서 Dead Zone 검출방식을 이용한 직렬 간섭제거기의 성능 분석

Performance Analysis of a Cascaded Interference Canceller using Dead Zone Decision for DS/CDMA System

이상훈* · 김 남**

Sang-Hun Lee* · Nam Kim**

요 약

본 논문에서는 다중경로 페이딩 환경의 DS/CDMA 통신방식에서 성능저하 원인인 동일채널 간섭을 제거하기 위하여 dead zone 검출방식을 이용한 직렬 간섭제거기를 제안하고, 그 성능을 분석하였다. 직렬 간섭제거는 수신기 correlator 출력에서 검출한 데이터를 이용하여 동일채널 간섭을 재생한 후 다음 단계에서 제거해주는 방식이다. Dead zone 검출 방식은 이동통신 환경에서 동일채널 간섭의 제거 성능을 향상시키기 위해 비교적 강한 신호를 검출 방식으로써 제안한 직렬 간섭제거기의 성능분석 결과, 기존 수신기에 비해 동일채널의 사용자수가 약 4배 정도 증가하였으며, 제안한 dead zone 검출방식이 hard 검출방식에 비해 약 17% 정도 사용자 수의 증가하는 개선된 결과를 얻었다. 또한 원근문제에 있어서 사용자수의 증가에 따라서 안정적인 전력제어가 필요함을 알 수 있었다.

Abstract

In this paper, the cascaded co-channel interference canceller using the dead zone decision is proposed to reduce the co-channel interference in the DS/CDMA communication with the multipath fading and its performance is analyzed. The cancellation scheme creates the replica of the co-channel interference using the data decision of correlator output and removes it at the next stage. The canceller uses the dead zone decision which is detecting strong signal to obtain a good performance in the mobile communication. The results of performance analysis show that the proposed cancellation scheme has the improved performance and the number of user is increased 4 times compared with the conventional receiver, and increased 17% compared with the hard decision. And also the perfect power control is required along with increasing the number of user.

I. 서 론

최근에 DS/CDMA 방식은 많은 기술 발전으로 광통신, 이동통신 등에 널리 이용되고 있으며, 다른 통신방식에 비해 여러 측면에서 비교적 우수한 성능을 가지고 있다^[1]. 특히 이동통신에 적용되는 DS/CDMA

셀룰라 방식은 동일한 주파수 대역에서 다수의 가입자를 동시에 수용할 수 있으므로, 경제적인 파급 효과가 크기 때문에 많은 연구가 진행되고 있다. 이동통신에서 이용되는 DS/CDMA 방식의 성능을 저하시키는 주요 원인으로는 동일채널 간섭(co-channel Interference)과 불완전한 전력제어에 따른 원근문제

* 국방과학연구소 책임연구원(Agency for Defense Development)

** 충북대학교 전기전자공학부(Division of Electrical and Electronic Eng., Choongbuk National Univ.)

· 논문 번호 : 991203-111

· 수정완료일자 : 2000년 5월 4일

(near-far problem)가 있다^[2]. 동일채널 간섭은 여러 사용자가 동시에 접속함에 따라 발생하는 MAI (Multiple Access Interference)와 다중경로에 따른 ISI (Intersymbol Interference)로 구분된다.

이러한 성능 저하의 문제를 해결하기 위하여 최근 수년 동안 여러 종류의 방법이 제안되었다. 제안된 방법들은 크게 선형 다중사용자 검출기(linear multi-user detector)와 감산 간섭 제거기(subtractive interference canceller)로 분류할 수 있다^[4]. 전자의 경우에는 Decorrelating Detector^[2], MMSE (Minimum Mean Square Error) Detector 등이 있으며, 후자는 parallel과 successive 간섭 제거기가 있다^{[5]-[9]}.

본 논문에서는 후자에 해당되는 방식으로써, 참고 문헌^[7]의 방식을 기초로 하고 있다. CDMA 방식에서 동일채널 간섭은 신호측면에서 일정한 특성을 가진 잡음으로, 그 확산부호를 알 수 있으므로 수신기에서 간섭을 재생하여 제거가 가능하다. 이와 같은 방법을 여러 단계를 거쳐 간섭이 제거되는 다단계의 형태로 구성된다. 이동통신 환경에서 다중 경로 페이딩과 불완전 전력제어 등으로 인하여 부정확한 신호 검출이 예상되며, 결과적으로 동일채널 간섭이 증가하게 된다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 본 논문에서는 hard 검출방식 대신에 비교적 강한 신호를 검출하는 dead zone 방식을 제안한다. dead zone 검출방식은 수신기 correlator 출력의 절대값이 threshold 보다 작을 때 0, 클 때는 신호의 부호에 따라서 +1 혹은 -1로 검출하는 방식이다.

threshold는 각 제거단계 별로 다른 값을 갖는 상수로서, 각 단계의 S/N값이 최소가 되도록 정해진다.

본 논문의 구성은 II장에서 다중접속, 다중경로 환경의 DS/CDMA 시스템을 기술하였고, III장과 IV장에서는 동일채널 간섭에 대한 다단계 직렬 간섭 제거 방법과 수학적 모델을 제시하고, 성능 분석을 하였으며, 그리고 V장과 VI장에서는 성능분석 결과와 결론을 기술하였다.

II. DS/CDMA 시스템 모델

그림 1은 BPSK 변조방식을 이용한 비동기 DS/CDMA 시스템의 송신 모델이다^{[6],[7]}. 시스템에 K 명의 다중접속 가입자가 동시 사용하고 있을 때, 송신 신호가 식 (1)과 같은 레일리 페이딩 특성을 갖는 다중경로의 채널을 통하여 수신된다고 가정하면, 수신 신호 $r(t)$ 는 다음 식 (2)와 같다^[7].

$$h_k(t) = \sum_{\lambda=1}^{L_k} g_{k,\lambda} \delta(t-t_{k,\lambda}) e^{j\theta_{k,\lambda}} \quad (1)$$

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{\lambda=1}^{L_k} \sqrt{2P_k} g_{k,\lambda} b_k(t-\tau_{k,\lambda}) a_k(t-\tau_{k,\lambda}) \cdot \cos(\omega_c t + \phi_{k,\lambda}) + n(t) \quad (2)$$

여기서, $g_{k,\lambda}$, $t_{k,\lambda}$, $\theta_{k,\lambda}$ 는 각각 k -사용자의 λ 번째 경로이득, 지연시간 및 지연위상, L_k 는 최대다중경로 수이며, $b_k(t)$, $a_k(t)$ 는 각각 주기가 T_b , T_c 인 이진 데이터 신호 및 확산부호이다. 전체 시간 및 위상지연인

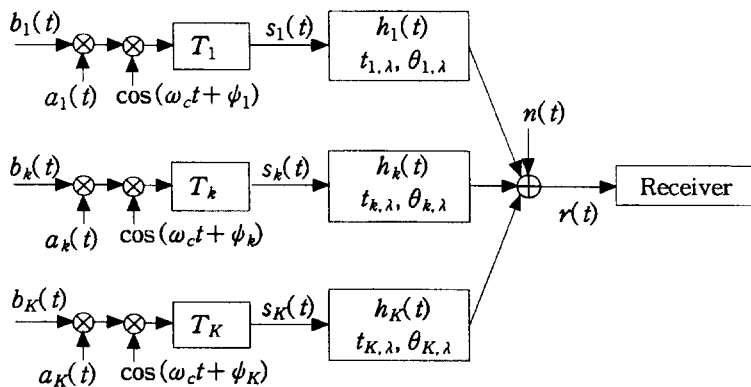


그림 1. DS/CDMA 시스템 모델
Fig. 1. DS/CDMA system model.

$\tau_{k,\lambda} = T_k + t_{k,\lambda}$ 와 $\phi_{k,\lambda} = \phi_k + \theta_{k,\lambda} - \omega_c \tau_{k,\lambda}$ 는 각각 $[0, T_k + \Delta]$, $[0, 2\pi]$ 에서 균일 분포를 가지며, 경로 지연시간 $t_{k,\lambda}$ 의 최대값을 Δ 라 할 때, ISI 값이 적도록 $\Delta < T_b$ 로 가정한다.

$n(t)$ 는 전력밀도가 $N_0/2$ 인 백색 가우시안 잡음이다. 수신기는 i -사용자의 첫 번째 경로 ($\lambda=1$)로 수신되는 신호에 동기되어 동작한다면, $t = nT_b + \tau_{i,1}$ 에서 수신기 단계-0의 correlator 출력 $Z_n^{(i)}$ 는 다음 식과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} Z_n^{(i)} &= \sqrt{\frac{P_i}{2}} g_{i,1} b_n^{(i)} T_b + \sqrt{\frac{P_i}{2}} \sum_{\lambda=2}^{L_i} x_{k,\lambda} \\ &+ \sum_{k \neq i}^K \sum_{\lambda=2}^{L_k} \sqrt{\frac{P_k}{2}} x_{k,\lambda} + \eta_n^{(i)} \\ &= D_n^{(i)} + F_n^{(i)} + I_n^{(i)} + \eta_n^{(i)} \end{aligned} \quad (3)$$

여기서

$$\eta_n^{(i)} = \int_{(n-1)T_b + \tau_{i,1}}^{nT_b + \tau_{i,1}} n(t) a_i(t - \tau_{i,1}) \cdot \cos(\omega_c t + \phi_{i,1}) dt \quad (4)$$

$$\begin{aligned} x_{k,\lambda} &= g_{k,\lambda} \cos(\phi_{k,\lambda} - \phi_{i,1}) \\ &\cdot \{ b_{n-m-1}^{(i)} R_{ik}(\tau) + b_{n-m}^{(i)} \hat{R}_{ik}(\tau) \} \end{aligned} \quad (5)$$

이며, $\tau = \tau_{k,\lambda} - \tau_{i,1} - mT_b$, $m = \lfloor (\tau_{k,\lambda} - \tau_{i,1}) / T_b \rfloor$ 이다. $R_{ik}(\tau)$ 와 $\hat{R}_{ik}(\tau)$ 은 k -사용자와 i -사용자의 확산부호간의 부분 교차상관(partial cross correlation)함수이다^[13]. 식 (3)의 출력 $Z_n^{(i)}$ 에는 i -사용자의 데이터 신호성분인 $D_n^{(i)}$ 과 AWGN 성분인 $\eta_n^{(i)}$

외에 동일채널 간섭으로 다중경로에 의해서 발생하는 ISI항인 $F_n^{(i)}$ 과 다중 사용자 접근에 의해서 발생하는 MAI항인 $I_n^{(i)}$ 이 포함되어 있다.

III. 간섭제거(Interference cancellation)

그림 2는 동일채널 간섭제거 수신기의 구성도이다. 단계-0의 correlator와 직렬로 연결되는 간섭제거기가 다단계의 형태로 구성되어 있다. 그림 2에서 i -사용자에 대한 동일채널 간섭제거의 기본적인 방법은 단계-0에서 검출한 데이터 신호 $\hat{\delta}_n^{(1)}[0]$, $\hat{\delta}_n^{(2)}[0]$, ... $\hat{\delta}_n^{(K)}[0]$ 와 레일리 채널의 파라미터인 $\hat{g}_{k,\lambda}$, $\hat{t}_{k,\lambda}$, $\hat{\phi}_{k,\lambda}$ 의 추정값을 이용하여 동일채널 간섭을 재생한 후, 이것을 T_b 만큼 지연된 i -번째 사용자의 수신신호로부터 빼주는 것으로써, 연속되는 다음 단계에서 같은 방법으로 반복된다. 구현 방법에는 수신기 correlator의 입력단 혹은 출력단에서 제거하는 방법이 있다. 두 방법은 구현측면에서 수신기의 구조는 다르지만, correlator의 선형성으로 인하여 수학적으로는 동일하다. 본 논문에서는 correlator 출력단에서 간섭을 제거하는 방법을 채택한다. 또한 채널 파라미터 추정 방법은 TDL(Tapped Delay Line)을 이용하는 transversal 필터^[10] 등이 알려져 있으나, 본 논문은 동일 채널 간섭의 분산값에 대한 해석적 접근이므로, 파라미터 추정에 대한 고려는 제외한다.

상기의 제거 과정에서 직렬 연결된 여러 단계의 제거기를 거치면서 이상적으로 동일채널 간섭을 정

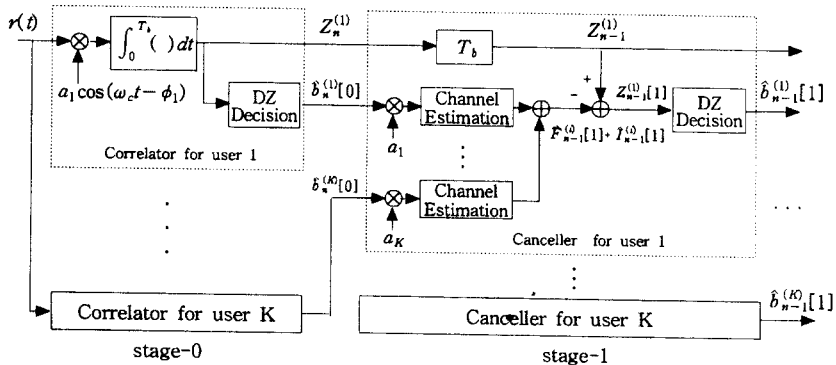


그림 2. 동일채널 간섭제거기의 구성도

Fig. 2. Block diagram of the co-channel interference canceller.

확히 재생한다면, 제거기 출력은 $D_n^{(i)} + \eta_n^{(i)}$ 만 남
 되어, 보다 향상된 동일채널 간섭제거 성능을 갖게
 된다. 그러나 채널의 추정과 신호검출이 부정확할
 경우 새로운 형태의 간섭으로 작용하게 된다. 참고
 문헌 [7]에서는 hard decision 방법을 사용하고 있
 으나, 다중경로 페이딩과 불완전한 전력제어가 예상되
 는 이동통신 환경을 고려할 때, 부정확한 데이터 검
 출이 예상되므로, 보다 정확한 데이터 검출을 위하
 여 본 논문에서는 비교적 강한 신호를 검출하는
 dead zone 검출방식을 사용한다.

그림 2에서 보는 바와 같이 단계-1에서 재생된 동
 일채널 간섭항인 ISI와 MAI를 각각 $\hat{F}_{n-1}^{(i)}[1]$,
 $\hat{C}_{n-1}^{(i)}[1]$ 라 하고, T_b 만큼 지연된 correlator의 출력
 을 $Z_{n-1}^{(i)}$ 라 할 때, 간섭이 제거된 단계-1에서의 신호
 $Z_{n-1}^{(i)}[1]$ 은 다음 식 (6)과 같다.

$$\begin{aligned} Z_{n-1}^{(i)}[1] &= Z_{n-1}^{(i)} - \hat{F}_{n-1}^{(i)}[1] - \hat{I}_{n-1}^{(i)}[1] \\ &= D_{n-1}^{(i)} + \hat{F}_{n-1}^{(i)}[1] + \hat{I}_{n-1}^{(i)}[1] + \eta_{n-1}^{(i)} \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 $\hat{F}_{n-1}^{(i)}[1] = F_{n-1}^{(i)} - \hat{F}_{n-1}^{(i)}[1]$, $\hat{I}_{n-1}^{(i)}[1] =$
 $I_{n-1}^{(i)} - \hat{I}_{n-1}^{(i)}[1]$ 이며, 간섭에 대한 추정오차이다. 단
 계-0에서 검출된 데이터신호를 $\hat{\delta}_n^{(i)}[0]$ 라 할 때, 식
 (3), (5), (6)으로부터 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{F}_{n-1}^{(i)}[1] &= \sqrt{\frac{P_i}{2}} \sum_{\lambda=2}^{L_i} g_{i,\lambda} \cos(\phi_{i,\lambda} - \phi_{i,1}) \\ &\cdot \{ \hat{\delta}_{n-2}^{(i)}[0] R_{ii}(\tau) + \hat{\delta}_{n-1}^{(i)}[0] \hat{R}_{ii}(\tau) \} \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \hat{I}_{n-1}^{(i)}[1] &= \sum_{k=1}^K \sum_{\lambda=1}^{L_k} \sqrt{\frac{P_k}{2}} g_{k,\lambda} \cos(\phi_{k,\lambda} - \phi_{i,1}) \\ &\cdot \{ \hat{\delta}_{n-m-2}^{(k)}[0] R_{ik}(\tau) + \hat{\delta}_{n-m-1}^{(k)}[0] \hat{R}_{ik}(\tau) \} \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 $\hat{\delta}_n^{(k)}[0] = b_n^{(k)} - \hat{\delta}_n^{(k)}[0]$ 이며, 검출한 데
 이터에 대한 오차이다. 시스템 모델에서 최대 경로
 지연시간 $\Delta < T_b$ 로 가정하였으므로, ISI항인 식 (7)
 의 $\hat{F}_{n-1}^{(i)}[1]$ 에서는 $m = 0$ 이 된다. m 은 i -사용자의
 첫 번째 경로로 수신된 신호를 기준으로 지연된 데
 이터 비트의 수이다. 같은 방법으로 직렬 연결된 단
 계- v 에서 $Z_{n-v}^{(i)}[v]$ 와 동일채널 간섭항에 대한 추정
 오차 $\hat{F}_{n-v}^{(i)}[v]$, $\hat{I}_{n-v}^{(i)}[v]$ 는 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} Z_{n-v}^{(i)}[v] &= \\ D_{n-v}^{(i)} + \hat{F}_{n-v}^{(i)}[v] + \hat{I}_{n-v}^{(i)}[v] + \eta_{n-v}^{(i)} \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \hat{F}_{n-v}^{(i)}[v] &= \sqrt{\frac{P_i}{2}} \sum_{\lambda=2}^{L_i} g_{i,\lambda} \cos(\phi_{i,\lambda} - \phi_{i,1}) \\ &\cdot \{ \hat{\delta}_{n-v-1}^{(i)}[v-1] R_{ii}(\tau) + \hat{\delta}_{n-v}^{(i)}[v-1] \hat{R}_{ii}(\tau) \} \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \hat{I}_{n-1}^{(i)}[v] &= \sum_{k=1}^K \sum_{\lambda=1}^{L_k} \sqrt{\frac{P_k}{2}} g_{k,\lambda} \cos(\phi_{k,\lambda} - \phi_{i,1}) \\ &\cdot \{ \hat{\delta}_{n-v-m-1}^{(k)}[v-1] R_{ik}(\tau) \\ &+ \hat{\delta}_{n-v-m}^{(k)}[v-1] \hat{R}_{ik}(\tau) \} \end{aligned} \quad (11)$$

여기서 $\hat{\delta}_n^{(k)}[v-1] = b_n^{(k)} - \hat{\delta}_n^{(k)}[v-1]$ 이다.

dead zone 검출방식은 식 (12)와 같이 표현된다.
 $\delta_v^{(i)}$ 를 threshold이라 할 때, 신호가 dead zone
 $(\delta_v^{(i)} < Z_n^{(i)}[v] < \delta_v^{(i)})$ 에 있을 때 0으로 검출되는 방
 식으로써, $\delta_v^{(i)} = 0$ 일 때는 hard 검출과 같은 결과가
 된다. 여기서 $\delta_v^{(i)}$ 는 각 단계에서 비트오율이 최소가
 되도록 정하여 지는 상수이다. 또한 각 단계별 적용
 에 있어서 중간 단계의 제거기에서는 dead zone 방
 식을 적용하고, 마지막 단계에서는 최종 검출을 위
 하여 기존의 hard 검출방식을 사용한다.

$$\hat{\delta}_{n-v}^{(i)}[v] = \begin{cases} 1 & Z_n^{(i)}[v] \geq \delta_v^{(i)} \\ 0 & -\delta_v^{(i)} < Z_n^{(i)}[v] < \delta_v^{(i)} \\ -1 & Z_n^{(i)}[v] \leq -\delta_v^{(i)} \end{cases} \quad (12)$$

IV. 간섭제거기의 성능분석

본 장에서는 단계-0의 비트오율을 구하고, 이를
 이용하여 동일 채널간섭이 제거되는 단계-1과 마지
 막 제거 단계- v 의 비트오율을 구하고자 한다. 여
 기서 동일채널 간섭은 가우시안 분포를 갖는다고
 가정한다(gaussian approximation)^{[6],[7],[13]}. 단계-0에서
 데이터신호의 평균전력과 동일채널 간섭에 대한 분
 산을 식 (3)으로부터 구하면 다음 식 (13)~(15)과
 같다.

$$E\{(D_n^{(i)})^2\} = \frac{P_i}{2} T_b^2 g_{i,1}^2 \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \text{var}\{F_n^{(i)}\} &= \frac{P_i}{4} (\bar{L}_i - 1) E\{g_{i,\lambda}^2\} \\ &\cdot [E\{R_{ii}^2(\tau)\} + E\{\hat{R}_{ii}^2(\tau)\}] \end{aligned} \quad (14)$$

$$\text{var}[I_n^{(i)}] = \sum_{k \neq i}^K \frac{P_k}{4} \bar{L}_k E\{g_{k,\lambda}^2\} \cdot [E\{R_{ik}^2(\tau)\} + E\{\hat{R}_{ik}^2(\tau)\}] \quad (15)$$

AWGN에 대한 분산 $\text{var}\{\eta_n^{(i)}\} = N_0 T_b/4$ 이다. 따라서 i -사용자의 첫 번째 경로 이득 $g_{i,1}$ 를 주어진 값 g 라 할 때, 단계-0에서 i -사용자에 SN은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} S/N_i[0] &= \frac{P_i/2 T_b^2 g^2}{\text{var}\{F_n^{(i)}\} + \text{var}\{I_n^{(i)}\} + \text{var}\{\eta_n^{(i)}\}} \\ &= g^2 \cdot \left[\frac{(\bar{L}_i - 1)}{6(q-1)N^2} E\{g_{i,\lambda}^2\} r_{ii} \right. \\ &\quad \left. + \sum_{k \neq i}^K \frac{P_k}{P_i} \frac{\bar{L}_k}{6N^3} E\{g_{k,\lambda}^2\} r_{ki} + \frac{1}{2E_b/N_0} \right]^{-1} \end{aligned} \quad (16)$$

여기서

$$\begin{aligned} r_{ki} &= \sum_{l=0}^{N-1} \{C_{k,i}^2(i-N) + C_{k,i}(i-N) \\ &\quad \cdot C_{k,i}(1+i-N) + C_{k,i}^2(1+i-N) + C_{k,i}^2(i) \\ &\quad + C_{k,i}(i) C_{k,i}(i+1) + C_{k,i}^2(i+1)\} \end{aligned}$$

이며, $q = \lfloor \Delta/T_c \rfloor$, $C_{k,i}(l)$ 는 i -사용자와 k -사용자의 확산부호에 대한 부분 교차상관값(partial cross-correlation)이다^[13]. 따라서 레일리 변수인 경로 이득 g 의 함수로 나타나는 단계-0의 비트오율은 $P_e(g) = Q(\sqrt{S/N_i[0]})$ 이므로, $P_d[0]$ 은 식 (17)과 같다^{[12],[13]}.

$$\begin{aligned} P_d[0] &= \int_0^\infty Q(\sqrt{S/N_i[0]}) f_g(g) dg \\ &= \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_i[0]}{1 + \bar{\gamma}_i[0]}} \right) \end{aligned} \quad (17)$$

여기서 $\bar{\gamma}_i[0] = \frac{1}{2} E\{S/N_i[0]\}$ 이며, E 는 g 에 대한 기대치이다.

단계-1의 비트오율은 간섭 제거방법에서 제시한 바와 같이 단계-0에서 재생한 동일채널 간섭이 단계-1의 $Z_{n-1}^{(i)}[1]$ 에서 빠지게 되므로, 남게 되는 간섭 성분은 $\tilde{F}_n^{(i)}[1]$ 와 $I_n^{(i)}[1]$ 이 된다. 여기서 dead zone 검출방식의 적용으로 인하여 고려되는 두 개의 비트오율 $P_e^{(i)} = Pr(|Z_n^{(i)}| > \delta_0^i | b_n^{(i)} = -1)$ 와 $P_i^{(i)} = Pr$

$\cdot (|Z_n^{(i)}| < \delta_0^i | b_n^{(i)} = -1)$ 가 있다. 즉, 신호의 절대치가 threshold보다 작은 경우를 고려하여 비트오율 $P_e^{(i)}$ 가 추가된다. $P_e^{(i)}$ 와 $P_i^{(i)}$ 를 구하기 위하여 다음 두 식의 정의가 필요하다.

$$\xi_0^{(i)} \equiv \frac{\delta_0^{(i)}}{\sqrt{\text{var}\{F_n^{(i)}\} + \text{var}\{I_n^{(i)}\} + \text{var}\{\eta_n^{(i)}\}}} \quad (18)$$

$$\sqrt{SNR}_i \equiv \frac{\sqrt{P_i/2 T_b}}{\sqrt{\text{var}\{F_n^{(i)}\} + \text{var}\{I_n^{(i)}\} + \text{var}\{\eta_n^{(i)}\}}} \quad (19)$$

상기 두 식을 이용하여 $P_e^{(i)}$ 와 $P_i^{(i)}$ 를 구하면 다음과 같다.

$$P_e^{(i)} = \int_0^\infty Q(g\sqrt{SNR}_i + \xi_0^{(i)}) f_g(g) dg \quad (20)$$

$$\begin{aligned} P_i^{(i)} &= \int_0^\infty \{Q(g\sqrt{SNR}_i - \xi_0^{(i)}) \\ &\quad - Q(g\sqrt{SNR}_i + \xi_0^{(i)})\} f_g(g) dg \end{aligned} \quad (21)$$

또한, 식 (7), (8), (14)로 부터 $\tilde{F}_n^{(i)}[1]$ 과 $I_n^{(i)}[1]$ 에 대한 분산을 구하면 다음 식과 같다.

$$\text{var}\{\tilde{F}_n^{(i)}[1]\} = E\{(\tilde{b}_n^{(i)}[0])^2\} \text{var}\{F_n^{(i)}\} \quad (22)$$

$$\begin{aligned} \text{var}\{I_n^{(i)}[1]\} &= \\ &= \sum_{k \neq i}^K E\{(\tilde{b}_n^{(k)}[0])^2\} \frac{P_k T_b^2}{12N^3} \bar{L}_k E\{g_{k,\lambda}^2\} r_{ki} \end{aligned} \quad (23)$$

검출의 정확성 여부에 따라 $\tilde{b}_n^{(i)}[0]$ 는 0, ± 1 , ± 2 의 값을 가질 수 있으므로, 각각의 값에 대한 확율을 이용하여 $(\tilde{b}_n^{(i)}[0])^2$ 에 대한 기대값 $E\{(\tilde{b}_n^{(i)}[0])^2\}$ 를 구하면 다음 식과 같이 표현된다^[12].

$$\begin{aligned} E\{(\tilde{b}_n^{(i)}[0])^2\} &= 4P_e^{(i)} + P_i^{(i)} \\ &= 1 + 2 Q(\xi_0^{(i)}) - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_i[0]}{1 + \bar{\gamma}_i[0]}} \\ &\quad \cdot \exp\left(-\frac{(\xi_0^{(i)})^2}{2(\bar{\gamma}_i[0] + 1)}\right) \\ &\quad \cdot \left[1 + 2Q\left(\sqrt{\frac{(\xi_0^{(i)})^2 \bar{\gamma}_i[0]}{2(\bar{\gamma}_i[0] + 1)}}\right)\right] \end{aligned} \quad (24)$$

따라서 단계-1의 제거기의 출력에서 $S/N_i[1]$ 는 다음 식과 같다.

$$S/N_i[1] = \frac{P_i/2 T_b^2 g^2}{\text{var}\{\hat{F}_n^{(i)}[1]\} + \text{var}\{\hat{I}_n^{(i)}[1]\} + \text{var}\{\eta_n^{(i)}\}} \quad (25)$$

구하고자 하는 단계-1의 비트오율은

$$P_e[1] = \int_0^\infty Q(\sqrt{S/N_i[1]}) f_g(g) dg = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_i[1]}{1 + \bar{\gamma}_i[1]}} \right) \quad (26)$$

이며, $\bar{\gamma}_i[1] = \frac{1}{2} E\{S/N_i[1]\}$ 이다. 단계-1에서 적용한 방법으로 직렬 연결된 제거 단계- v 에 적용하면 $S/N_i[v]$, $P_e[v]$ 및 $E\{(\delta_n^{(i)}[v-1])^2\}$ 는 다음 식과 같다. 관련되는 나머지 식은 단계를 나타내는 팔호안의 수에 v 를 대입하면 된다.

$$S/N_i[v] = \frac{P_i/2 T_b^2 g^2}{\text{var}\{\hat{F}_n^{(i)}[v]\} + \text{var}\{\hat{I}_n^{(i)}[v]\} + \text{var}\{\eta_n^{(i)}\}} \quad (27)$$

$$P_e[v] = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_i[v]}{1 + \bar{\gamma}_i[v]}} \right) \quad (28)$$

$$E\{(\delta_n^{(i)}[v-1])^2\} = 1 + 2Q(\xi_{v-1}^{(i)}) - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_i[v-1]}{1 + \bar{\gamma}_i[v-1]}} \cdot \exp\left(-\frac{(\xi_{v-1}^{(i)})^2}{2(\bar{\gamma}_i[v-1] + 1)}\right) \cdot \left[1 + 2Q\left(\sqrt{\frac{(\xi_{v-1}^{(i)})^2 \bar{\gamma}_i[v-1]}{2(\bar{\gamma}_i[v-1] + 1)}}\right) \right] \quad (29)$$

간섭제거 성능을 향상시키기 위해서는 식 (22), (23)의 $\text{var}\{\hat{F}_n^{(i)}[1]\}$ 와 $\text{var}\{\hat{I}_n^{(i)}[1]\}$ 가 최소가 되어야 하므로, 이를 위하여 식 (24)의 $E\{(\delta_n^{(i)}[0])^2\}$ 이 최소가 되는 threshold δ_0^i 를 선정하여야 한다. 본 논문에서는 식 (24)를 이용하여 수치적인 방법으로 $E\{(\delta_n^{(i)}[0])^2\}$ 이 최소가 되는 δ_0^i 를 구하였다. 같은 방법으로 임의의 단계- v 에서도 $E\{(\delta_n^{(i)}[v-1])^2\}$ 가 최소가 되는 $\delta_{v-1}^{(i)}$ 수치적으로 구할 수 있다.

V. 성능분석 결과 및 검토

본 장에서는 제안한 간섭 제거기의 성능을 비트 오율을 척도로 하여 분석하였다. 성능분석을 위하여 사용된 확산부호는 8진수 211과 217의 m-sequence로 얻어지는 길이 $N=127$ 인 Gold 코드를 사용하였으며^[14], 데이터 rate는 9600 bps, 경로의 최대지연 시간 $\Delta = 7 \mu\text{sec}$ 로 하였다^[7].

그림 3은 모든 사용자의 수신 전력이 같은 상태, 즉 완전한 전력제어가 된 상태에서 최대 경로수 $L=2$, 사용자 수 $K=5$ 일 때, $S/N(\text{dB})$ 의 변화에 따른 기존 수신기(단계-0)와 직렬 간섭제거기의 성능이다. 기존 수신기에 비해 간섭제거로 인하여 단일 사용자의 경우와 거의 유사한 성능을 가지고 있음을 알 수 있다.

그림 4는 그림 3과 같은 조건에서 사용자수의 변화에 따른 dead zone 검출방식과 hard 검출방식의 단계별 성능을 보여주고 있다. 전반적으로 사용자 수가 증가할수록 P_e 가 증가하나, 제거 단계가 증가할수록 P_e 가 감소함을 알 수 있다. dead zone 검출방식의 성능에서 $P_e=10^{-2}$ 일 때 기존 수신기의 사용자 수는 4명, 단계-1은 17명으로 약 4배 증가하였으며, 단계 2, 3에서는 각각 31, 42명으로 증가하였다. 또한 점선은 hard 검출방식의 성능을 나타내고 있으며, 단계-1의 경우 15명, 단계-2, 3의 경우 각각 27, 36명으로, 제안한 dead zone 방식이 약 16%정도 증가되

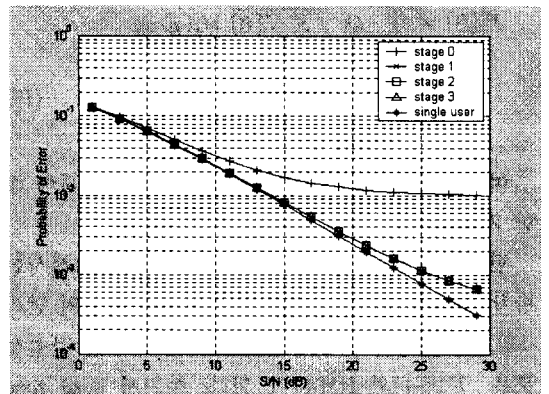


그림 3. $L=2, K=5$ 일 때 S/N 변화에 따른 비트오율
Fig. 3. Probability of error versus S/N with $L=2, K=5$.

어 제거 성능이 향상되었음을 알 수 있다.

그림 3, 4는 모든 사용자의 수신 전력이 같다는 가정 하에서 간섭의 제거 성능을 보여주고 있으나, 그림 5에서는 동일채널 간섭의 전력이 원하는 사용자의 전력보다 4 dB 정도 높게($E_b/E_i = 4$ dB)하였을 때, 원근문제에 대한 제거기의 성능을 나타내고 있다. 제거 단계가 증가할수록 P_e 가 감소하고 있음을 알 수 있다. 그러나 모든 사용자의 수신 전력이 동일

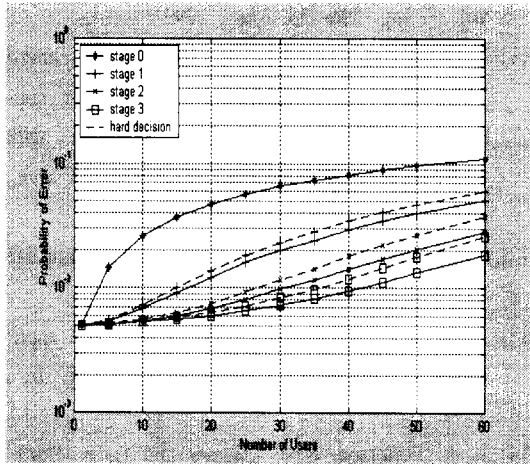


그림 4. $E_b/N_0=17$ dB, $L=2$ 일 때 사용자수 변화에 따른 비트오율

Fig. 4. The probability of error versus number of users with $E_b/N_0=17$ dB, $L=2$.

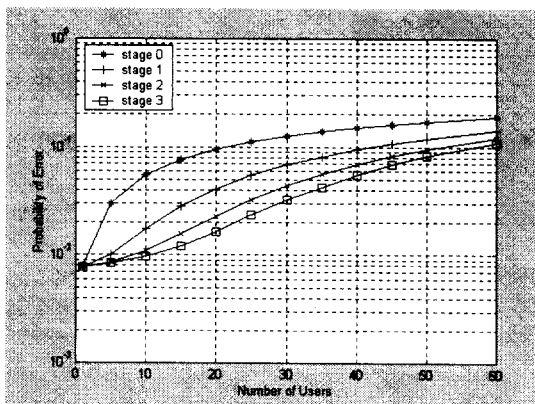


그림 5. $E_b/E_i = 4$ dB, $L=2$ 일 때 사용자수 변화에 따른 비트오율

Fig. 5. The probability of error versus number of users with $E_b/E_i = 4$ dB, $L=2$.

한 그림 4와 비교 할 때, 단계-3의 결과에서 사용자 수가 적은 10명 이하의 범위에서는 원근문제에 영향이 적으나, 사용자 수가 증가할수록 높은 전력의 간섭의 영향으로 제거성능이 떨어짐을 알 수 있다.

VI. 결 론

본 논문에서는 DS/CDMA 방식에서 성능 저하 원인인 동일채널 간섭을 제거하기 위하여 dead zone 검출방식을 이용한 다단계 직렬 간섭제거 방식을 제안하고, 그 성능을 분석하였다. 사용된 채널은 다중 경로의 레일리 페이딩 채널이며, 동일채널 간섭은 가우시안 근사화하여 성능을 분석하였다. 모의실험 결과 제안한 간섭제거 방식은 제거 단계-1에서 기존 수신기에 비해 4배 정도의 사용자 수가 증가하였으며, 단계가 증가할수록 제거 성능이 증가함을 확인하였다. 또한 불완전 전력제어가 예상되는 이동통신 환경에서 비교적 강한 신호를 검출하는 dead zone 방식을 이용함으로써, 기존의 hard 검출방식에 비해 약 17% 정도의 사용자 수가 증가하는 결과를 얻었다. 원근문제에 있어서 사용자가 적을 경우에는 어느 정도 간섭 제거능력이 있으나, 사용자 수의 증가함에 따라 보다 안정적인 전력 제어가 필요함을 알 수 있었다.

본 논문에서는 직렬 간섭제거기인 단일 형태의 제거 방식을 사용하였지만, 보다 향상된 간섭 제거를 위하여 다양한 다이버시티 기능과 원근문제에 적응성이 있는 제거기, 그리고 실시간 적용에 관한 연구가 계속 수행될 예정이다.

참 고 문 헌

- [1] R. Kohno, H. Imai, M. Harori, and S. Pasupathy, "An adaptive canceller of co-channel interference for spread spectrum multiple access communication networks in a power line," *IEEE J-SAC* vol. 8, pp. 691-699, May, 1990.
- [2] R. Lupas and S. Verdu, "Near-far resistance of multiuser detectors in asynchronous channels," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 38, pp. 496-508, Apr., 1990.

- [3] Shimon Moshavi, "Multi-user detection for DS-CDMA communications," *IEEE Comm., Magazine*, pp. 124-136, Oct., 1996.
- [4] Z. Xie, R. T. Short, and C. K. Rushforth, "A family of suboptimum Detectors for coherent multi-user communication," *IEEE JSAC*, vol. 8, no. 4, pp. 683-690, May, 1990.
- [5] A. Saifuddin, R. Kohmo, and H. Imai, "Cascaded combination of cancelling co-channel interference and decoding of error-correcting codes for CDMA," *IEEE 3rd ISSSTA '94*, pp. 171-175, Oulu, Finland, July, 1994.
- [6] M. K. Varanasi and B. Aazhang, "Multistage detection in asynchronous code division multiple access communications," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 38, pp. 509-519, Apr., 1990.
- [7] C. Y. Yoon, R. Kohno, and H. Imai, "A spread spectrum multiaccess system with cochannel interference cancellation for multipath fading channels," *IEEE JSAC*, vol. 11, pp. 1067-1075, Sept., 1993.
- [8] R. Kohno, C. Y. Yoon, and H. Imai, "Cascaded co-channel Interference canceling and diversity combining for spread-spectrum multi-access over multipath fading channels," *IEICE Trans. on Communication*, vol. E76-B, pp. 163-168, Feb., 1993.
- [9] L. C. Hui and K. B. Letaief, "Interference cancellation for SSMA communications with diversity combining and system imperfections," *IEEE 5th Inter. Conf.* vol. 1, pp. 443-447, 1996.
- [10] R. Singh and L. B. Milstein, "Interference suppression for DS/CDMA," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 47, pp. 446-453, Mar., 1999.
- [11] T. F. Wong, T. M. Lok, and J. S. Lehnert, "Asynchronous multiple-access interference suppression and chip waveform selection with aperiodic random sequences," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 47, pp. 103-114, Jan., 1999.
- [12] Sergio Verdu, *Multuser Detection*, Cambridge University Press. 1998.
- [13] A. W. Lam and S. Tantaratan, Theory and application of spread spectrum systems, *IEEE Inc.*, 1994.
- [14] R. L. Peterson, R. E. Ziemer and D. E. Borth, *Introduction to spread-spectrum communications*, Prentice Hall, 1995.

이 상 훈



1978년 2월: 한양대학교 전자공학과 (공학사)
 1989년 8월: 경북대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)
 1997년 3월~현재: 충북대학교 대학원 전기전자공학부 박사과정
 1978년 3월~현재: 국방과학연구소

[주 관심분야] 디지털통신, 대역확산통신

김 남



1981년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)
 1983년 2월: 연세대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)
 1988년 8월: 연세대학교 대학원 전자공학과 (공학박사)
 1992년 8월~1993년 8월: 미 Stanford대학 방문교수

1989년 2월~현재: 충북대학교 정보통신공학과 교수
 [주 관심분야] DS/CDMA, 전파전파, EMI/EMC, 전자파 해석