

DS/CDMA 시스템에서 연/경판정 함수를 적용한 파이프라인화된 직렬 간섭 제거 기법

정회원 홍대기*, 백이현*, 김성연**, 원세호**, 강창연*

Pipelined Successive Interference Cancellation Schemes with Soft/Hard Tentative Decision Functions for DS/CDMA Systems

Dae-Ki Hong*, Lee-Hyun Baek*, Sung-Youn Kim**, Se-Ho Won**, Chang-Eon Kang*

Regular Members

요 약

본 논문에서는 DS/CDMA(Direct Sequence/Code Division Multiple Access) 시스템에서 임시 판정 함수로서 연 판정 함수와 경판정 함수를 적용한 파이프라인화된 직렬 간섭 제거 구조(PSIC, Pipelined Successive Interference Cancellation)의 성능을 수식적으로 분석하고, 모의 실험을 통하여 검증한다. PSIC 구조는 다단 직렬 간섭 제거 구조(MSIC, Multistage Successive Interference Cancellation)가 가지는 복호 지연(decoding delay)의 문제를 해결하기 위해 파이프라인 구조를 MSIC에 적용한 것이다. 제안된 PSIC 구조는 하드웨어의 복잡도(hardware complexity)를 희생하여 비트 오율(BER, Bit Error Rate)의 증가 없이 MSIC에서 발생하는 복호 지연을 줄일 수 있다. 또한 제안된 PSIC 구조에서 연판정 함수와 경판정 함수를 각 간섭 제거 단(cancellation stage)에서의 임시 판정 함수로 사용하여 얻게되는 PSIC 구조들의 성능을 비교한다. 분석 및 실험 결과에 의하면 제안된 PSIC 구조에서는 경판정 함수를 사용할 때의 성능이 연판정 함수를 사용할 때의 성능보다 우수함을 알 수 있었다.

ABSTRACT

In this paper, the bit error rate(BER) expressions for a proposed pipelined successive interference cancellation(PSIC) scheme in a direct sequence/code division multiple access(DS/CDMA) system with soft and hard tentative decision functions are derived analytically, and verified by simulations. The proposed PSIC scheme is a pipelined modification of a successive interference cancellation(SIC) scheme. The proposed scheme has advantage in less decoding delay compared with the MSIC scheme. The numerical and simulation results show that the proposed PSIC scheme outperforms the SIC scheme. Moreover, we compare the performances of the PSIC scheme using the soft tentative decision functions with that using hard ones. The performances with hard tentative decision functions are better than those of soft ones.

I. 서론

DS/CDMA(Direct Sequence/Code Division Multiple Access) 시스템은 사용자 용량(user capacity)의 잠재력으로 인해 각광 받고 있는 다중 사용

자 통신(multiuser communication) 기술이다^{[1][2]}. 그러나 DS/CDMA 시스템의 성능과 사용자 용량은 같은 주파수 대역을 사용하는 다른 사용자들에 의한 다중 사용자 간섭(MAI, Multiple Access Inter-

* 연세대학교 전기·전자공학과 정보통신연구실(hongdk@sunlight.yonsei.ac.kr),

** 한국전자통신연구원 교환·전송기술연구소,

논문번호 : 99425-1025, 접수일자 : 1999년 10월 25일

* 본 논문은 2000년도 한국전자통신연구원의 지원과제로 두뇌한국21사업 핵심분야에 의하여 수행되었습니다.

erence)에 의해 크게 제한된다^[9]. 다중 사용자 검파 (multiuser detection) 기법은 이러한 MAI를 체계적으로 제거함으로써 이를 고려하지 않는 기존의 검파(conventional detection) 기법의 성능을 현저히 개선시킬 수 있다^[9-11].

다중 사용자 검파 기법에 관한 광범위한 개요는 참고문헌 [4]-[6]에서 찾아 볼 수 있다. 참고문헌 [7]에선 비동기(asynchronous) 가산성 백색 가우시 잡음(AWGN, Additive White Gaussian Noise) 채널에서 최적 검파기(optimum detector)를 제안하였다. 참고문헌 [8]에서는 다양한 준 최적 검파기(suboptimal detector)를 열거하였다. 이러한 준 최적 검파기중 간섭 제거(IC, Interference Cancellation) 기법은 구현의 용이성으로 인해 많은 사람들의 연구 대상이 되어왔다^[9-11].

IC 기법은 그 구조에 따라 직렬 간섭 제거 구조(SIC, Successive Interference Cancellation)^{[9][10]}와 병렬 간섭 제거 구조(PIC, Parallel Interference Cancellation)^[11]로 나누어 볼 수 있다. SIC 구조는 각 사용자의 수신 신호 전력을 큰 순서대로 나열 (power ordering)하여 큰 것부터 차례로 검파를 한 뒤 간섭 제거를 수행함으로써, 다중 경로 페이딩(multipath fading) 환경에서 좋은 성능을 보이나, 다 단(multistage)으로 구성되었을 경우 복호 지연(decoding delay)이 크다는 단점을 가지고 있다^{[9][10]}. 한편 PIC 구조는 다단으로 구성된 경우에도 복호 지연은 작지만, 수신 신호 전력의 크기를 고려하지 않고 간섭 제거를 수행하기 때문에, 다중 경로 페이딩 환경에서의 성능이 기대치에 미치지 못한다는 문제점을 갖고 있다^[11].

본 논문에서는 PIC 구조와 SIC 구조의 장점을 고루 수용하기 위한 방안으로 파이프라인화된 직렬 간섭 제거 구조(PSIC, Pipelined Successive Interference Cancellation)를 제안한다. 제안된 PSIC 구조는 하드웨어의 복잡도(hardware complexity)를 희생하여 비트 오류(BER, Bit Error Rate)의 증가 없이 복호 지연을 줄일 수 있다. 더불어 SIC 구조가 가지는 다중 경로 페이딩에 강한 특성도 유지시킬 수 있다. 한편 제안된 PSIC 구조에서 연판정 함수(soft decision function)와 경판정 함수(hard decision function)를 각 단(cancellation stage)에서의 임시 결정 함수(tentative decision function)로 사용하여 PSIC 구조에 적합한 판정 함수를 결정한다.

다음 장에서는 본 논문에서 사용된 채널 및 제안된 PSIC 구조를 개괄한다. 3장에서는 연판정과 경

판정 함수를 사용한 PSIC 구조의 성능을 각각 분석하도록 하고, 4장에서는 모의 실험을 통하여 유도 결과를 검증하며, 마지막으로 5장에서는 결론을 맺도록 한다.

II. 제안된 PSIC 시스템 모델

K명의 다중 사용자가 주파수 비 선택적인 느린 페이딩 채널(frequency nonselective slow fading channel)을 통하여 DS/CDMA 신호를 전송한다. 확산 코드(spreading code) $c_k(t)$ 와 데이터 신호 $b_k(t)$ 가 k번째 사용자를 위하여 할당되어 있다. 확산 코드는 유사 잡음(PN, Pseudo Noise) 코드를 사용한다. 각각의 사용자는 이진 위상 변조(BPSK, Binary Phase Shift Keying)를 이용하여 데이터를 비동기 전송(asynchronous transmission)하고 있다.

k번째 사용자의 시간 지연(time delay) τ_k 들과 위상 오프셋(phase offset) ϕ_k 는 정확히 추정할 수 있다고 가정한다. 수신기에서는 동기 검파 방식을 이용하여 신호를 검파 한다고 가정한다. 그러므로 수신기에서 수신되는 기저 대역 신호(baseband signal)는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$r(t) \approx \frac{1}{2} \sum_{k=1}^K a_k b_k(t - \tau_k) c_k(t - \tau_k) \times [\cos \phi_k / \sin \phi_k] + \frac{1}{2} [n_c(t) / n_s(t)] \quad (1)$$

여기서 $a_k(\sqrt{2E_{b,k}/T_b})$ 는 k번째 사용자 신호의 크기이며, $n_c(t)$ 와 $n_s(t)$ 는 양측 전력 스펙트럼 밀도(double side power spectral density)가 $N_0/2$ 인 기저 대역 여파 잡음(baseband filtered noise)의 동 위상(inphase)과 직교 위상(quadrature) 성분이다. 그리고 $E_{b,k}$ 는 k번째 사용자 신호의 비트 당 에너지

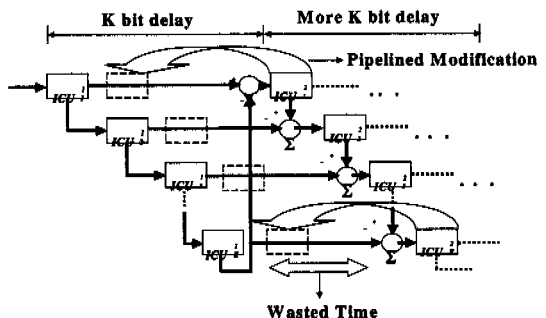


그림 1. MSIC의 파이프라인화 개념도

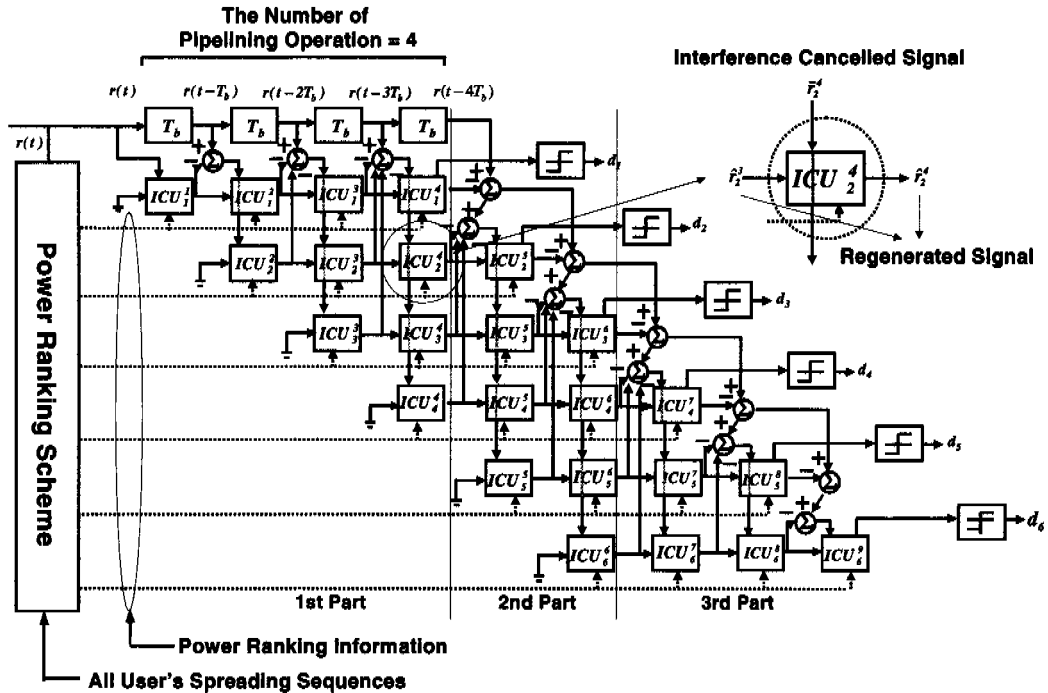


그림 2. 제안된 파이프라인화된 직렬 간섭 제거 구조(PSIC)의 블록도 (사용자수 : 6명, 파이프라인 횟수 : 4회)

이며, T_b 는 비트 간격이다. 표기법 $[A/B]$ 는 동위상과 직교 위상 성분을 따로 나타낸 것이다.

그림 1에는 MSIC 구조의 블록도가 그려져 있다. 그림의 MSIC 구조에서 큰 복호 지연이 생기는 이유는 한 사용자가 검파 되는 동안 다른 사용자는 아무런 동작도 하지 않으면서 시간을 낭비하기 때문이다. 따라서 본 논문에서는 MSIC 구조를 파이프라인화하여 낭비되는 시간을 이용하게 된다. MSIC 구조에서는 매 비트 간격마다 오직 다른 한 사용자에 의한 간섭만이 제거되는데 비해 PSIC 구조에서는 매 비트 간격마다 다수 명의 사용자에 의한 간섭이 제거되므로 다음 단계 좀더 신뢰성 있는 데이터를 넘겨 줄 수 있고 같은 복호 지연에 보다 좋은 성능을 낼 수 있게 됨을 기대 할 수 있다.

제안된 PSIC 구조를 그림 2에 나타내었다. PSIC 구조 내의 간섭 제거 유닛(ICU, Interference Cancellation Unit)은 그림 3에 나타내었다. 그림 2에서 사용자의 수는 K 명($1 \leq i \leq K$, i 는 사용자의 인덱스이다)이고, 파이프라인의 횟수(the number of pipelined operation)는 P 번이므로, 단(Stage)의 최대 값은 S 단($1 \leq j \leq S$, j 는 단의 인덱스이다)이다. 최초로 채널을 통과하여 수신된 신호는 전력 순위기(power ordering Scheme)에서 각 사용자의 수신

신호 전력에 따라 그 순위가 결정되게 된다. 전력 순위 정보에 의해 각 사용자의 ICU에 입력되는 시간 지연 τ_k 와 위상 오프셋 ϕ_k 의 추정치 및 확산 코드 종류를 결정하게 된다.

파이프라인화된 간섭 제거 과정은 그림 2의 하단에 표시한 것처럼 $j \leq P$ 인 경우, $P < j \leq K$ 인 경우와 $K < j \leq (K+P-1)$ 인 경우의 세 가지 부분으로 구분될 수 있다. 임의의 j 번째 단계에 있는 임의의 i 번째 사용자의 신호를 고려하자. 첫 번째 부분(First Part, 즉 $j \leq P$ 인 부분)은 $(j-1)$ 번째 단계의 첫 번째 사용자부터 $(i-1)$ 번째 사용자까지의 재생성 신호(regenerated signal)를 $(j-1)T_b$ 만큼 지연된 수신 신호 $r(t-(j-1)T_b)$ 에서 감산(subtraction)함으로써 간섭 제거된 신호(interference cancelled signal, 그림 2에 확대된 그림)를 아래와 같이 얻게 된다.

$$\begin{aligned} \bar{r}'_i(t-(j-1)T_b)^{[H/Q]} &= r(t-(j-1)T_b)^{[H/Q]} \\ &- \sum_{k=1}^{i-1} \hat{r}_k^{j-1}(t-(j-1)T_b)^{[H/Q]} \end{aligned} \quad (2)$$

두 번째 부분(Second Part, 즉 $P < j \leq K$ 인 부분)에서는 $(j-1)$ 번째 단계의 $(j-P+1)$ 번째 사용자부터 $(j-1)$ 번째 사용자까지의 재생성 신호와 첫 번째

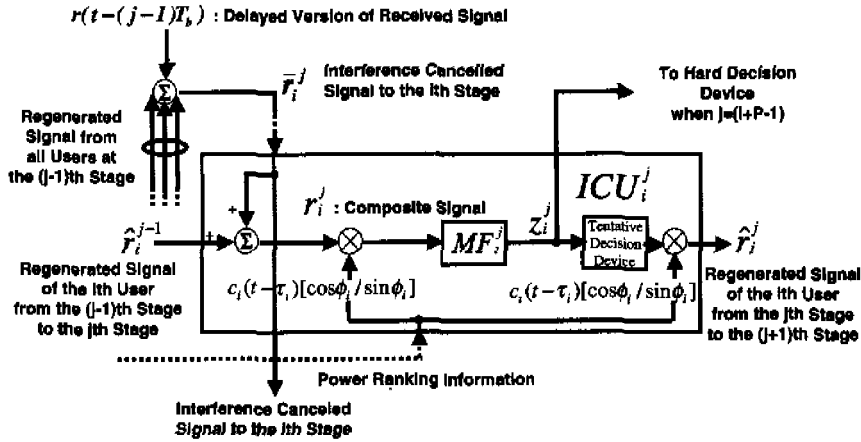


그림 3. 간섭 제거 유닛(ICU)의 블록도 및 확산 및 역확산에 의한 신호의 흐름

사용자부터 $(j-P)$ 째 사용자까지의 재생성 신호를 PT_b 만큼 지연된 수신 신호 $r(t-PT_b)$ 에서 감산함으로써 간섭 제거된 신호를 아래와 같이 얻게 된다.

$$\begin{aligned} \bar{r}_i^j(t-(j-1)T_b)^{[I/Q]} &= r(t-PT_b)^{[I/Q]} \\ &- \sum_{k=j-P+1}^j \hat{r}_k^{j-1}(t-(j-1)T_b)^{[I/Q]} \\ &- \sum_{s=P}^{j-1} \hat{r}_{s-P+1}^s(t-sT_b)^{[I/Q]} \end{aligned} \quad (3)$$

마지막으로 세 번째 부분(Second Part, 즉 $K < j \leq (K+P-1)$ 인 부분)에서는 $(j-1)$ 번째 단의 $(j-P+1)$ 번째 사용자부터 K 번째 사용자까지의 재생성 신호와 첫 번째 사용자부터 $(j-P)$ 번째 사용자까지의 재생성 신호를 $(j-1)T_b$ 만큼 지연된 수신 신호 $r(t-(j-1)T_b)$ 에서 감산함으로써 간섭 제거된 신호를 아래와 같이 얻게 된다.

$$\begin{aligned} \bar{r}_i^j(t-(j-1)T_b)^{[I/Q]} &= r(t-(j-1)T_b)^{[I/Q]} \\ &- \sum_{k=j-P+1}^K \hat{r}_k^{j-1}(t-(j-1)T_b)^{[I/Q]} \\ &- \sum_{s=P}^{j-1} \hat{r}_{s-P+1}^s(t-sT_b)^{[I/Q]} \end{aligned} \quad (4)$$

식 (2), (3), (4)는 j 번째 단에서 모든 사용자의 ICU의 입력이 되는 간섭 제거된 신호이다. 그림 3에서 나타난 것처럼 전 단 즉 $(j-1)$ 번째 단의 i 번째 사용자의 재생성 신호 $\hat{r}_i^{j-1}(t-(j-1)T_b)^{[I/Q]}$ 가 간섭 제거된 신호 $\bar{r}_i^j(t-(j-1)T_b)^{[I/Q]}$ 에 합하여져 합성 신호(composite signal) $r_i^j(t-(j-1)T_b)^{[I/Q]}$ 를 아래의 식과 같이 얻게된다.(이하 수식에는 편의상

시간에 대한 인덱스 i 를 생략하도록 한다.)

$$r_i^j{}^{[I/Q]} = \begin{cases} \hat{r}_k^{j-1}{}^{[I/Q]} - \sum_{k=i}^{j-1} \hat{r}_k^{j-1}{}^{[I/Q]} & \text{for } j \leq P, \\ \hat{r}_k^{j-1}{}^{[I/Q]} - \sum_{k=j-P+1}^{j-1} \hat{r}_k^{j-1}{}^{[I/Q]} - \sum_{s=P}^{j-1} \hat{r}_s^{[I/Q]}{}_{s-P+1} & \text{for } P < j \leq K, \\ \hat{r}_k^{j-1}{}^{[I/Q]} - \sum_{k=i}^K \hat{r}_k^{j-1}{}^{[I/Q]} - \sum_{s=P}^{j-1} \hat{r}_s^{[I/Q]}{}_{s-P+1} & \text{for } K < j \leq (K+P-1), \end{cases} \quad (5)$$

식 (5)의 합성 신호는 다시 i 번째 사용자의 확산 코드에 의해 역 확산(despread)이 이루어지며 역 확산된 신호는 정합 여파기(MF, Matched Filter)의 입력이 된다. 그러므로 PSIC 구조의 ICU는 해당 사용자의 확산 코드 방향으로의 신호만을 걸러내게 된다. 최종적으로 정합 필터로부터 출력된 결정 변수 Z_i^j 는 그림 3과 4에서 보여져 있는 것과 같이 연판정 혹은 정판정의 임시 판정 함수를 통과하고 재 확산(respread)됨으로서 다음 단 즉 $(j+1)$ 단의 입력이 되는 재생성 신호를 만들게 된다.

III. 제안된 PSIC 시스템의 성능 분석

제안된 PSIC 구조의 BER 성능을 구하려면 먼저 임의의 j 번째 단에서 임의의 i 번째 사용자의 결정 변수(decision variable) Z_i^j 를 유도하여야 한다. 먼저 식 (5)는 아래와 같은 한 개의 식으로 표현될 수 있다.

$$r_i^{j[1/Q]} = r^{[1/Q]} - \sum_{k=\max(\{j, j-P+1\})}^{\min(\{j-1, K\})} \hat{r}_k^{j-1[1/Q]} - u[j-K-1] \sum_{s=p}^{j-1} \hat{r}_s^{s[1/Q]} \quad (6)$$

위의 식에서 $u[n]$ 은 단위 계단 수열(unit step sequence)이다. 여기서 좌변의 r_i^j 는 앞서 언급한 바와 같이 간섭 제거된 신호에 자기 자신의 재생성 신호를 더한 합성 신호이다. 이것은 그림 3에서 확인 할 수 있다. 우변의 첫 번째 항은 지연된 수신 신호이며, 두 번째 항과 세 번째 항은 이전 단 즉 $(j-1)$ 번째 단에서 재생성된 다른 사용자의 신호이다. 식 (6)에서 다른 사용자의 재생성 신호 $\hat{r}_i^j(t)$ 는 아래와 같은 식으로 구할 수 있다.

$$\hat{r}_i^{j[1/Q]} = Z_i^j c_k(t - \tau_i) [\cos \phi_i / \sin \phi_i] \quad (7)$$

식 (7)은 결정 변수를 다시 재 확산시킴을 의미한다. 최종적으로 식 (7)에서의 결정 변수 Z_i^j 는 아래와 같이 간단한 식으로 얻을 수 있다.

$$Z_i^{j[1/Q]} = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \int_{\tau_i}^{T_b + \tau_i} r_i^{j[1/Q]} \times c_k(t - \tau_i) [\cos \phi_i / \sin \phi_i] dt \quad (8)$$

식 (8) 결정 변수를 역 확산을 시킨 후 정합 필터를 통과시키는 것을 의미한다. 식 (6), (7), (8)은 PSIC 구조 내에서 처리되는 신호들이 서로 순환 관계(recurrent relation)에 있음을 보여주고 있다. 지금부터의 분석 방법은 참고문헌 [9]에서 원류를 찾을 수 있으며 기본적인 분석 방법은 완전히 동일하다.

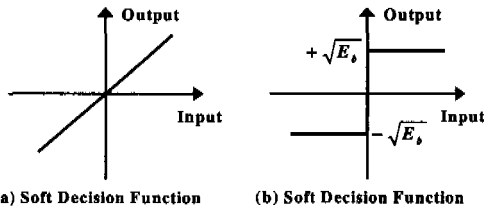


그림 4. 연판정 및 경판정 함수

1. 연판정 함수를 사용한 경우 신호 통계

연판정 함수를 임시 판정 함수로 사용할 경우 결정 변수의 동위상 성분과 직교 위상 성분을 합한 최종적인 결정 변수는 아래와 같이 구할 수 있다.

$$[Z_i^j]_{soft} = Z_i^{j[1]} + Z_i^{j[Q]} = \sqrt{E_{b,i}} b_i + C_i \quad (9)$$

식 (9)에서 잡음 성분과 간섭 성분 항의 합인 C_i^j 는 아래와 같이 계산될 수 있다.

$$C_i^j = \sum_{k=\max(\{j, j-P+1\})}^K \sqrt{E_{b,k}} b_k I_{k,i}(\tau_{k,i}, \phi_{k,i}) - \sum_{k=\max(\{j, j-P+1\})}^{\min(\{j-1, K\})} C_i^{j-1} I_{k,i}(\tau_{k,i}, \phi_{k,i}) - u[j-P-1] \sum_{s=p}^{j-1} C_i^s I_{s,i}(\tau_{s,i}, \phi_{s,i}) + (n_i^{[1]}(t) + n_i^{[Q]}(t)) \quad (10)$$

(10)식에서 우변의 첫 번째 항은 제거되지 않은 MAI이고, 두 번째 항은 부분적으로 제거된(partially cancelled) MAI이며, 세 번째 항은 충분히 제거된(fully cancelled) MAI이고, 마지막 항은 AWGN에 의한 것이다. 이 식에서 확산 코드인 PN 코드의 상호 상관(crosscorrelation)항 $I_{k,i}(\tau_{k,i}, \phi_{k,i})$ 는 아래의 식과 같이 정의된다[9].

$$I_{k,i}(\tau_{k,i}, \phi_{k,i}) = \frac{\cos \phi_{k,i}}{T_b} \times \int_0^{T_b} c_k(t - \tau_{k,i}) c_i(t) dt \quad (11)$$

이때 시간 지연 $\tau_{k,i}$ 와 위상 오프셋 $\phi_{k,i}$ 는 아래와 같이 정의한다.

$$\tau_{k,i} = \tau_k - \tau_i, \quad \phi_{k,i} = \phi_k - \phi_i \quad (12)$$

그리고 상호 상관 항의 분산은 아래와 같이 계산될 수 있다[9].

$$Var[I_{k,i}(\tau_{k,i}, \phi_{k,i})] = \frac{1}{\chi N} \quad (13)$$

(13) 식에서 $N (= T_b/T_c)$ 은 확산 이득(processing gain)이며 T_c 는 칩 간격(chip interval)이다. 그리고 χ 는 동기 전송일 때는 1, 비동기 전송일 때는 3의 값을 갖는다. 결정 변수의 평균(mean)은 아래와 같이 간단히 계산할 수 있다.

$$E[[Z_i^j]_{soft}] = \sqrt{E_{b,i}} \quad (14)$$

임시 결정 함수로 연판정 함수를 사용한 경우에 현재 단 즉 j 번째 단의 결정 변수의 분산(variance)은 (13)식과 (10)식을 이용하면 이전 단들의 결정 변수의 분산에 아래 식과 같이 의존적임을 알 수 있다.

$$\begin{aligned} \text{Var}[[Z_i^j]_{soft}] &= \frac{N_0}{2} + \frac{1}{\chi N} \sum_{k=\max(i+1, j)}^K E_{b, k} \\ &+ \frac{1}{\chi N} \sum_{k=\max(i, j-P+1)}^{\min(i-1, K)} \text{Var}[[Z_k^{j-1}]_{soft}] \\ &+ \frac{u[j-P-1]}{\chi N} \sum_{s=p}^{i-1} \text{Var}[[Z_{s-P+1}^s]_{soft}] \end{aligned} \quad (15)$$

(15) 식에서는 $\text{Var}[[Z_i^j]_{soft}] = \text{Var}[C_i^j]$ 라는 사실을 이용하였으며, 위와 같은 순환 관계가 얻어지는 이유는 임시 판정 함수인 연판정 함수가 선형 함수(linear function)이기 때문이다.

2. 경관정 함수를 사용한 경우 신호 통계

한편 임시 결정 함수가 경관정 함수 일 때에는 시그넘 함수(signum function 또는 hard limiter)를 통과 시켜야 한다. 그러므로 경관정 결정 변수 $[Z_i^j]_{hard}$ 는 아래와 같은 식으로 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} [Z_i^j]_{hard} &= \text{sgn}[Z_i^j]^{[N]} + Z_i^j]^{[Q]} \\ &= \text{sgn}[\sqrt{E_{b, i}} b_i + C_i^j] \end{aligned} \quad (16)$$

식 (16)에서 잡음 성분과 간섭 성분 항의 합인 C_i^j 는 연판정 에서 오는 아래 식처럼 달라진다.

$$\begin{aligned} C_i^j &= \sum_{k=\max(i+1, j)}^K \sqrt{E_{b, k}} b_k I_{k_i}(\tau_{k_i}, \phi_{k_i}) \\ &- \sum_{k=\max(i, j-P+1)}^{\min(i-1, K)} \text{sgn}[C_k^{j-1}] I_{k_i}(\tau_{k_i}, \phi_{k_i}) \\ &- u[j-P-1] \sum_{s=p}^{i-1} \text{sgn}[C_{s-P+1}^s] I_{s_i}(\tau_{s_i}, \phi_{s_i}) \\ &+ (n_i^{[N]}(t) + n_i^{[Q]}(t)) \end{aligned} \quad (17)$$

간단한 계산에 의해 $[Z_i^j]_{hard}$ 의 평균은 (14) 식과 같아짐을 알 수 있다. 임시 결정 함수로 경관정 함수를 사용한 경우에는 현재 단 즉 j 번째 단의 결정 변수의 분산은 이전 단들의 결정 변수에 아래 식과 같이 의존적이다.

$$\begin{aligned} \text{Var}[[Z_i^j]_{hard}] &= \frac{N_0}{2} + \frac{1}{\chi N} \sum_{k=\max(i+1, j)}^K E_{b, k} \\ &+ \frac{1}{\chi N} \sum_{k=\max(i, j-P+1)}^{\min(i-1, K)} \text{Var}[[Z_k^{j-1}]_{hard}] \\ &+ \frac{u[j-P-1]}{\chi N} \sum_{s=p}^{i-1} \text{Var}[[Z_{s-P+1}^s]_{hard}] \end{aligned} \quad (18)$$

(18) 식을 평가하기 위해서는 연판정의 경우와 달리 결정 변수의 평균과 제곱의 평균을 이용하여

분산을 구하여야 한다. 즉 평균은 아래와 같다[11].

$$E[[Z_i^j]_{hard}] = 1 - 2(P_e)_i^j \quad (19)$$

식 (19)를 이용하여 분산을 구하면 아래의 식을 얻을 수 있다[11].

$$\begin{aligned} \text{Var}[[Z_i^j]_{hard}] &= E[[Z_i^j]_{hard}^2] \\ &- E[[Z_i^j]_{hard}]^2 \\ &= 4(P_e)_i^j - 4((P_e)_i^j)^2 \end{aligned} \quad (20)$$

(18)식과 같이 경관정 결정 변수의 분산이 전 단 즉 $(j-1)$ 단의 BER인 $(P_e)_i^{j-1}$ 에 의존하는 이유는 연판정 함수는 선형 함수인데 반해 경관정 함수는 비선형 함수(nonlinear function)이기 때문이다.

3. PSIC 구조의 BER 성능

모든 단에서 다른 사용자의 간섭 성분을 가우스 근사화(Gaussian approximation) 함으로서 신호 크기 a_i 의 조건부 BER은 아래와 같이 계산된다[15].

$$P_i^j(a_i) = Q(\sqrt{\gamma_i^j}) = Q\left(\frac{E[Z_i^j]}{\sqrt{\text{Var}[Z_i^j]}}\right) \quad (21)$$

가우스 근사화는 모든 DS/CDMA 시스템의 분석 과정에서 유효한 것은 아니지만, 사용자가 증가할수록 그 정확도가 증가한다. 결국 레일리 페이딩(Rayleigh fading) 채널에서의 BER은 간단한 적분을 수행함으로서 아래와 같이 계산될 수 있다[15].

$$P_i^j = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_i^j}{1 + \bar{\gamma}_i^j}} \right] \quad (22)$$

여기서 $\bar{\gamma}_i^j$ 는 γ_i^j 의 평균값을 의미한다. (22)식에 선 수신 전력 순위를 고려하지 않았다.

IV. 분석 및 모의 실험 결과

본 장에서는 3장에서 유도되었던 분석 결과를 이용하여 제안된 시스템의 성능을 평가하고 모의 실험 결과를 통하여 검증해 보도록 한다. 분석 및 모의 실험 결과에서 모두 확산 코드는 PN 코드 중 m-sequence를 사용하였고, 확산 이득은 63으로 하였다. 대부분의 결과에서 성능 비교를 위하여 기존의 검파 기법, SIC 구조를 이용한 검파 기법, 그리고 PSIC 구조를 이용한 검파 기법의 성능을 모두

도시하여 비교하였다. 참고로 PIC와의 SIC의 성능 비교는 참고문헌 [16]에 있으므로 PSIC와 PIC간의 간접 비교가 가능할 것이다. PSIC 구조에서는 연관정 함수와 경관정 함수를 사용한 경우 성능을 모두 도시하였고, 다양한 파이프라인 횟수로 실험하였다. 채널은 AWGN 채널만을 고려하였으며, 전송 방식은 동기 및 비동기의 경우를 모두 고려하였다.

그림 5와 6은 동기 및 비동기 AWGN 채널에서 확산 이득이 63이고 사용자수가 15명 일 때 기존의 검파 방식, SIC 구조, 그리고 제안된 PSIC 구조의 성능을 평가한 것이다. 파이프라인의 횟수는 각각 3, 6, 9 번이며 임시 판정 함수로 연관정 함수와 경관정 함수를 모두 사용하였다. 간단히 예상할 수 있

는 결과로서 PSIC 구조가 SIC 구조보다 항상 좋은 성능을 보였으며 파이프라인 횟수가 증가할수록 성능이 개선되었다. 또한 임시 판정 함수를 연관정으로 할 때보다 경관정으로 할 때 더 큰 성능의 향상을 얻을 수 있었으며 비트 에너지 대 잡음 스펙트럼 밀도(E_b/N_0 : Bit Energy to Noise Power Spectral Density Ratio)의 크기가 커 질수록 두 경우의 성능의 차이가 현저하였다. 이는 일반적으로 채널 환경이 좋을수록 즉 E_b/N_0 가 클수록 신뢰성 있는 데이터의 전송이 가능하며, 이로 인해 간섭 제거 구조에서 발생할 수 있는 오류 전파(Error Pro-

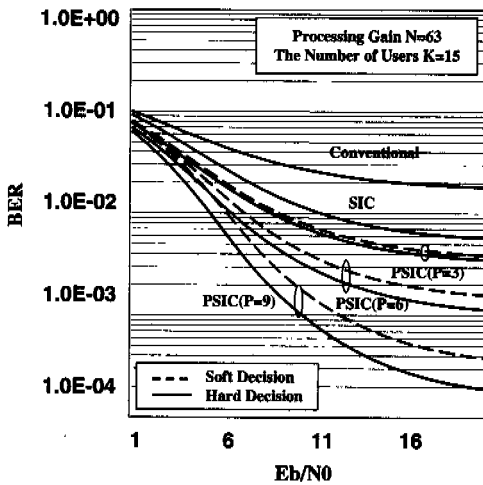


그림 5. 동기 AWGN 채널에서 PSIC의 성능(분석 결과)

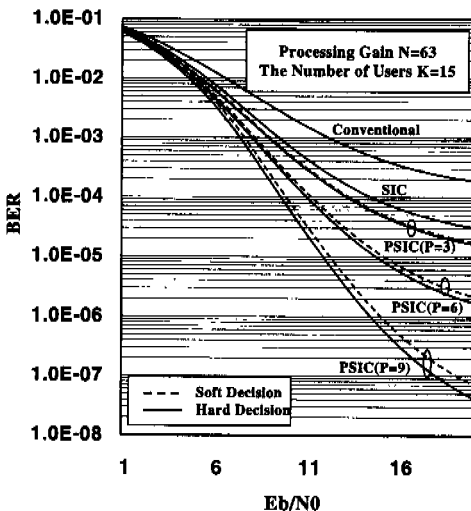


그림 6. 비동기 AWGN 채널에서 PSIC의 성능(분석 결과)

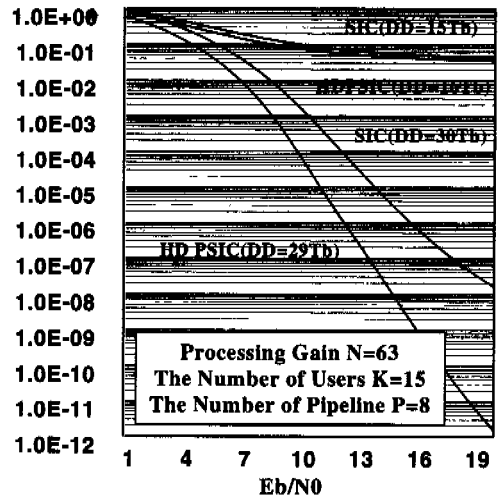


그림 7. 복호 지연을 고려한 PSIC의 성능 비교(분석 결과)

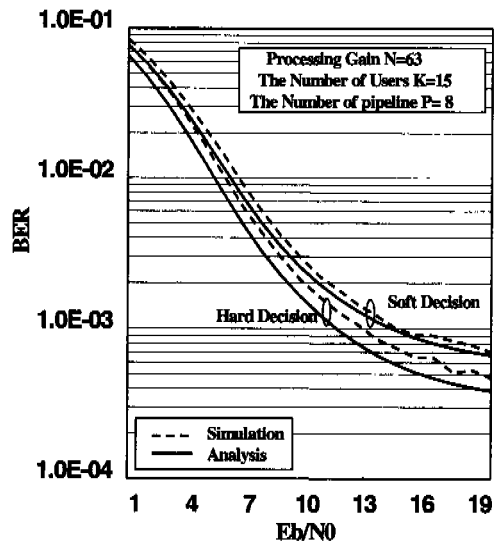


그림 8. PSIC의 성능 곡선 비교(모의실험 및 분석 결과)

pagation)의 가능성도 적어지게 된다. 따라서 채널의 정보를 많이 내재하게 되는 연관정 보다는 엄격한 경관정이 더 좋은 성능을 보이게 된다.

또한 비동기 방식의 성능이 동기 방식의 성능보다 우월한데, 이는 식 (13)에서 본 비와 같이 상호 상관 값이 비동기 방식일 경우 더 작기 때문이다. SIC 구조와 PSIC 구조의 복호 지연은 각각 KT , 와 $(K+P-1)T$ 이다. 즉, 사용자가 15명일 때, $P=3$ 이면 SIC는 15의 복호 지연을 가지고 PSIC 구조는 17의 복호 지연을 갖게 된다.

그림 7은 PSIC 구조가 거의 비슷한 복호 지연을 갖는 상황에서 더 좋은 비트 오류 성능을 보인다는 것을 보여 주고 있다. 이 그림에서 DD(Decoding Delay)는 복호 지연을 의미한다. 복호 지연이 증가할수록 성능의 차이가 더욱 심해지는데, 이는 하드 웨어의 복잡도를 희생한 결과이다.

그림 8은 분석 결과와 모의 실험 결과의 비트 오류 성능을 비교한 것이다. 모의실험 환경도 사용자 15명, 처리 이득이 63일 때의 결과 값으로 수식 분석 값과 거의 일치함을 알 수 있다. 그러나 항상 분석 결과가 모의 실험 결과에 비해 좋게 나타나는데, 이는 다른 사용자의 간섭을 가우스 잡음으로 근사화한 오차라고 볼 수 있다.

IV. 결론 및 향후 연구 과제

본 논문에서는 DS/CDMA 시스템에서 MSIC 구조가 가지는 복호 지연의 문제를 해결하기 위해 파이프라인 구조를 MSIC 구조에 적용한 PSIC 구조를 제안하고, 성능을 분석하며 모의 실험을 통하여 분석 결과를 검증하였다. 또한 신호를 재 생성하는 각 단계에서의 임시 결정 함수를 연관정 함수가 아닌 경관정 함수를 이용함으로써 성능의 이득을 얻을 수 있는 분석과 시뮬레이션의 결과로 확인할 수 있었다. 시스템이 동기 전송을 할 경우 보다 비동기 전송을 할 때 더 좋은 성능을 얻을 수 있었고, SIC 구조와 비교하여 거의 같은 복호 지연을 가짐에도 좋은 성능을 나타내었다. 하지만, 이러한 성능 향상의 반대 급부로서 SIC 구조에 비해 ICU의 개수가 많아져서 복잡성이 증가하는 문제가 있었다.

향후 연구 과제로는 수신 전력 순위를 고려한 시스템의 성능 평가 및 주파수 선택적인 페이딩 채널 (frequency selective fading channel)을 위한 RAKE 수신기와의 결합 방안을 들 수 있다.

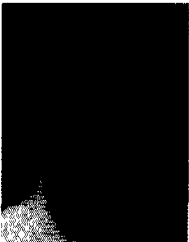
참고 문헌

- [1] W. C. Y. Lee, "Overview of Cellular CDMA," *IEEE Trans. on Veh. Technol.*, vol. 40, pp. 291-302, 1991.
- [2] R. L. Pickoltz, L. B. Milstein and D. L. Schilling, "Spread Spectrum for Mobile Communication," *IEEE Trans. on Veh. Technol.*, vol. 40, pp. 313-322, 1991.
- [3] K. S. Gilhousen, I. M. Jacobs, R. Padovani, A. J. Viterbi, L. A. Weaver, and C. E. Wheatley III, "On the Capacity of a Cellular CDMA System," *IEEE Trans. on Veh. Technol.*, vol. 40, pp. 303-312, 1991.
- [4] S. Moshavi, "Multiuser detection for DS/CDMA communications," *IEEE Comm. Magazine*, vol. 34, pp. 124-136, Oct. 1996.
- [5] A. Duel-Hallen, J. Holtzman, and Z. Zvonar, "Multiuser detection for CDMA systems," *IEEE Personal Commun.* vol. 2, pp. 46-58, April 1995.
- [6] S. Verdu, *Multiuser Detection*, Cambridge university press, 1998.
- [7] S. Verdu, "Minimum probability of error for asynchronous Gaussian multiple-access channels," *IEEE Trans. Inform. Th.*, vol. 32, No. 1, pp. 85-96, Jan. 1986.
- [8] Z. Xie, R. T. Short, and C. K. Rushforth, "A Family of Suboptimum Detectors for Coherent Multiuser Communications," *IEEE JSAC*, vol. 8, pp. 683-690, May. 1990.
- [9] P. Patel and J. Holtzman, "Analysis of a simple successive interference cancellation scheme in a DS/CDMA," *IEEE JSAC*, vol. 12, pp. 796-807, June 1994.
- [10] K. Jamal and E. Dahlman, "Multistage serial interference cancellation for DS-CDMA," *Proc. IEEE VTC'96*, 671-675, April, 1996.
- [11] Y. C. Yoon, R. Kohno, and H. Imai, "A Spread-Spectrum Multiaccess System with Cochannel Interference Cancellation for Multipath Fading Channels," *IEEE JSAC*, vol. 11, No. 7, pp. 1067-1075, September 1993.
- [12] Dae-ki Hong, Young-hwan You, Seong-soon

Jeong, Chang-eon Kang, "Pipelined Successive Interference Cancellation Scheme for a DS/CDMA System," *Proc. IEEE WCNC'99*, September, 1999.

- [13] Dae-ki Hong, Ha-young, Yang, Young-hwan You, Chang-eon Kang, "Analysis of Pipelined Successive Interference Cancellation Scheme for a DS/CDMA System," *IEEE Commun. Letters*, vol. 1, pp. 1-3, 2000.
- [14] Dae-ki Hong, Tae-yoon Kim, Young-hwan You, Chang-eon Kang, "Analysis of Pipelined Successive Interference Cancellation Scheme for DS/CDMA Systems with Various Tentative Decision Strategies," *Proc. IEEE Globecom'99*, December, 1999.
- [15] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 3rd Edition, New York : McGraw-Hill, 1995.
- [16] P. Patel and J. Holtzman, "Performance comparison of a DS/CDMA system using a successive interference cancellation (IC) scheme and a parallel IC scheme under fading," *Proc. ICC'94*, 1994.

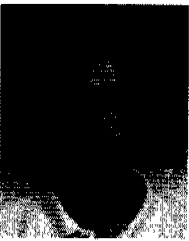
홍 대 기(Dae-Ki Hong) 정회원



1997년 : 광운대학교
컴퓨터공학과(공학사)
1999년 : 연세대학교 전자공학과
(공학석사)
1999년~현재 : 연세대학교
전기·전자공학과
박사과정

<주관심 분야> 정보통신, 이동통신,

백 이 현(Lee-Hyun Baek) 정회원



1993년 : 연세대학교 전자공학과
(공학사)
1995년 : 연세대학교 전자공학과
(공학석사)
1995년~현재 : 연세대학교
전기·전자공학과
박사과정

<주관심 분야> 정보통신, 이동통신, 유무선 통신망 관리

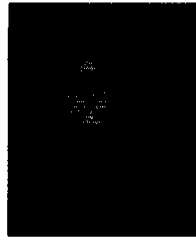
김 성 연(Sung-Yeon Kim) ?



1999 : 인터넷 서비스 수용을 위한 통신망기능 고도화 전략 연구
2000~현재 : 데이터 서비스 활성화를 위한 네트워크 강화 전략 연구, 한국전자통신연구원 책임 연구원

<주관심 분야> 초고속/광대역 통신망 진화전략

원 세 호(Se-Ho Won) ?



1998 : 초고속 정보통신기반구조 연구 초고속 정보통신 지역망의 최적 구축방안 연구
1999 : 인터넷 서비스 수용을 위한 통신망기능 고도화 전략 연구

2000~현재 : 데이터 서비스 활성화를 위한 네트워크 강화전략 연구, 한국전자통신연구원 선임 연구원

<주관심 분야> 통신사업자 전략분석 및 서비스 전개 전략 연구

강 참 언(Chang-Eon Kang) 정회원

한국통신학회 논문지 제 권 제 호 참조