

감산형 간섭제거기법을 적용한 DS-CDMA 다중사용자 검파기의 성능분석

Performance Evaluation of Multi-User Detectors Employing Subtractive Interference Cancellation Schemes for a DS-CDMA System

*, **, ***, ****, **

Jung-Wook Seo*, Young-Chul Kim**, Chang-Heon Oh***, Bong-Jin Ko****, Sung-Joon Cho**

본 논문에서는 비교적 구조가 간단하고 계산량이 적어 시스템에 적용하기가 쉬운 감산형 간섭제거(subtractive interference cancellation) 기법의 대표적인 방식인 순차 간섭제거(SIC : Successive Interference Cancellation) 기법과 병렬 간섭제거(PIC : Parallel Interference Cancellation) 기법의 성능을 분석하고, 이들을 결합한 복합 간섭제거(HIC : Hybrid Interference Cancellation) 기법의 성능을 분석한다. 잡음과 MAI (Multiple Access Interference)가 존재하는 채널환경에서 간섭제거를 위해 데이터를 추정할 때 연판정(soft decision)을 수행하는 SIC 기법과 HIC 기법의 오율식을 각각 유도하고, 각 간섭제거 방식의 성능을 수치계산과 시뮬레이션을 통해 각각 구하여 비교, 분석하였다. 그 결과, HIC 기법은 전력제어의 완전성 여부에 관계없이 다른 방식들에 비해 MAI를 효과적으로 제거하여 BER(Bit Error Rate) 성능을 향상시키며 시스템의 용량도 증가시킴을 알 수 있었다. 그 이유는 HIC 기법에서 전단에 사용하는 SIC에 의해 불완전 전력제어 하에서 발생하는 원근문제(near-far problem)가 해결되고, 후단에 사용하는 PIC에 의해 성능 개선이 이루어질 수 있기 때문이다.

Abstract

In this paper, we have analyzed the BER (Bit Error Rate) performance of multi-user detectors employing SIC(Successive Interference Cancellation) and PIC (Parallel Interference Cancellation) which are the representative schemes in the subtractive interference cancellation. We have considered the MUD structure employing HIC (Hybrid Interference Cancellation) which combines SIC with PIC scheme, and then analyzed the BER performance. We have evaluated the BER performance of SIC and HIC schemes which execute the soft decision to generate the tentative data bit for the purpose of the interference cancellation in MAI and noise environments. Through the numerical analysis and computer simulation, it is shown that HIC can remove the effect of MAI more efficiently than the others, that improve the BER performance and increase the capacity of DS-CDMA systems regardless of the power control conditions. The reason is that the SIC scheme in front of HIC can solve the near-far problem caused by the imperfect power control and PIC scheme in the rear of it can improve the performance much more.

* 전자부품연구원(Korea Electronics Technology Institute)

** 한국항공대학교 전자·정보통신·컴퓨터공학부(School of Electronics, Telecommunication and Computer Eng., Hankuk Aviation University)

*** 한국기술교육대학교 정보기술공학부(School of Inform. Tech., Korea University of Tech. and Edu.)

**** 창원대학교 전자공학과(Dept. of Electronic Engineering, Changwon National University)

·논문번호 : 2002-6-3

·접수일자 : 2002년 2월 16일

I.

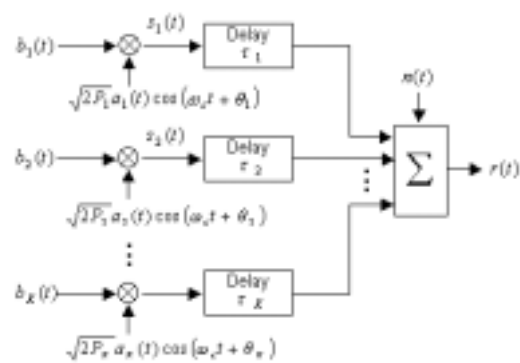
근본적으로 DS-CDMA 시스템은 동일 주파수 대역에서 다수의 사용자가 비동기적으로 동시에 접속함으로써 발생하는 다중접속간섭 (MAI : Multiple Access Interference) 에 의해 성능과 용량이 제한되며, 고속의 데이터와 고품질의 영상을 제공해줄 3세대 이동통신 시스템인 IMT-2000에서는 다양한 QoS와 전송률을 만족시켜야하므로 이러한 간섭문제가 더욱 대두될 것으로 예상된다[1]. 따라서, DS-CDMA 시스템을 효율적으로 사용하기 위해서는 이러한 문제를 해결하기 위한 연구가 필요하다. MAI를 효과적으로 제거하기 위한 방안으로, 기저대역에서 사용자 신호간의 상관관계를 이용하는 다중사용자 검파(MUD : Multi-User Detection) 기법이 있다[2],[3]. 아직까지 구현이 어려움고 하드웨어가 복잡하여 실제 시스템에는 사용되지 않고 있으나 가까운 시일 내에 적용이 가능할 것으로 생각된다. MUD 기법은 여러 사용자들의 코드, 타이밍, 진폭, 위상 등의 정보를 적절히 사용하여 MAI를 제거하는 방식으로 1986년 Verdu에 의해 소개된 이래 많은 연구가 이루어져 왔다[4]. 이를 통해 시스템의 용량을 늘릴 수 있을 뿐만 아니라 역방향 링크의 주파수를 효율적으로 사용할 수 있게 된다. 또한 DS-CDMA 시스템에 필수적이라 할 수 있는 전력제어에 대한 부담을 줄여주어 전력을 효율적으로 사용할 수 있도록 해준다. 잘 알려진 최적 다중사용자 검파기는 기존의 단일사용자 검파기에 비해 성능과 용량 면에서 엄청난 이득을 제공해줄 뿐만 아니라 전력제어의 필요성도 줄여주어 전력을 효율적으로 이용할 수 있도록 해준다. 하지만 최적 다중사용자 검파기는 사용자 수가 늘어남에 따라 시스템의 복잡도가 지수적으로 증가하는 단점이 있어 실제 시스템에 적용하기에는 어려워서 준최적 다중사용자 검파기에 대한 연구가 이루어져 왔다. 이 중 감산형 간섭제거 (subtractive interference cancellation) 기법은 비교적 구조가 간단하고 계산량이 적어 시스템에 적용하기가 쉬운데, 대표적인 방식으로 순차 간섭제거 (SIC : Successive Interference Cancellation) 기법

과 병렬 간섭제거(PIC : Parallel Interference Cancellation) 기법, 그리고 이들을 연접하여 사용하는 복합 간섭제거 (HIC : Hybrid Interference Cancellation) 기법이 있다[5],[6]. PIC 기법의 경우 기존의 연구를 통해 이론적인 분석이 용이하나, 상대적으로 SIC 기법과 HIC 기법에 대한 이론적인 분석은 미비한 실정이다.

따라서, 본 논문에서는 먼저, 잡음과 MAI가 존재하는 채널환경에서 연관정을 행하는 SIC 기법 채용시의 오율식을 유도한다. PIC 기법에 대한 닫힌 형태(closed form)의 오율식은 이미 유도되어 있으나, 연관정을 행하는 SIC 기법에 대한 오율식은 발표되어 있지 않다. 다음으로 두 간섭제거기법에 대한 결과식을 이용하여 HIC 기법에 대한 오율식을 유도한다. 유도한 오율식을 이용하여 각 간섭제거 방식에 대한 성능을 수치계산으로 구하고 이것을 시뮬레이션을 통해 구한 결과와 비교, 분석한다. 이를 위해 II장에서는 해석 모델을 제시하고, III장에서는 연관정을 행하는 SIC와 PIC, 그리고 HIC 기법의 이론적인 오율성능을 유도한다. IV장에서는 각 기법에 대한 성능을 분석하고, 마지막 V장에서 결론을 맺는다.

II.

간섭제거기는 주로 기저국에서 사용될 것으로 예상되므로, 해석 모델은 그림 1과 같이 이동국에서



3. DS-CDMA 시스템의 역방향 링크모델

Fig. 1. The Reverse Link Model of a DS-CDMA System.

기지국으로 신호를 전송하는 역방향 링크 DS-CDMA 시스템을 가정한다[7].

단일 셀 내에 모두 K 명의 사용자가 있다고 가정하자. 이때, k 번째 사용자가 전송하는 이진데이터 신호는 아래와 같다.

$$b_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_{k,i} p_T(t-iT), \quad (1)$$

$b_{k,i} \in \{\pm 1\}$ 는 k 번째 사용자의 i 번째 데이터 비트를 말하며 i.i.d(independent identically distributed)인 랜덤변수이고, $p_T(t)$ 는 시간 T 동안 지속되는 단위펄스함수이다. 위 이진데이터 신호는 아래와 같이 표현되는 PN 시퀀스, $a_k(t)$ 에 의해 확산된다.

$$a_k(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} a_{k,j} p_{T_c}(t-jT_c), \quad (2)$$

$a_{k,j} \in \{\pm 1\}$ 는 k 번째 사용자의 j 번째 칩이고, 각각의 칩은 시간 T_c 동안 지속된다. 칩리이득 N 은 $N = T/T_c$ 이다. k 번째 사용자의 전송신호 $s_k(t)$ 는 다음과 같다.

$$s_k(t) = \sqrt{2P_k} b_{k(t)} a_k(t) \cos(\omega_c t + \theta_k), \quad (3)$$

P_k 와 θ_k 는 각각 k 번째 사용자의 전력과 위상이고, ω_c 는 반송파의 각 주파수 (angular frequency)이다. 수신신호 $r(t)$ 는 다음 식으로 표현된다.

$$r(t) = n(t) + \sum_{k=1}^K s_k(t - \tau_k) = n(t) + \sum_{k=1}^K \sqrt{2P_k} b_k(t - \tau_k) a_k(t - \tau_k) \cos(\omega_c t + \phi_k) \quad (4)$$

$n(t)$ 는 상관기 전단의 양측 전력스펙트럼밀도가 $N_0/2$ 인 AWGN이고, τ_k 는 $[0, T)$ 범위 내에서 일양하게 분포하는 k 번째 사용자의 랜덤한 시간지연으로 이에 의해 전송지연이 발생한다는 것과 역방향 링크가 비동기 (asynchronous) 라는 것을 알 수 있다. 또한, $\phi_k = [\theta_k - \omega_c \tau_k] \bmod 2\pi$ 는 $[0, 2\pi)$ 범위 내에서 일양하게 분포하는 랜덤변수이다. 위 식

(4)으로부터 k 번째 사용자의 i 번째 데이터 비트에 대한 상관기 출력값 (혹은 결정변수)은 아래와 같이 구할 수 있다.

$$Z_{k,i} = \int_{iT+\tau_k}^{(i+1)T+\tau_k} r(t) a_k(t - \tau_k) \cos(\omega_c t + \phi_k) dt = A_k + \xi + \sum_{m=1, m \neq k}^K I_m \quad (5)$$

여기서, A_k 는 신호성분, ξ 는 잡음성분, I_m 는 m 번째 사용자로부터의 MAI 성분이다. 이들 각 성분은 다음과 같이 정의된다.

$$A_k = b_{k,i} T \sqrt{\frac{P_k}{2}} \quad (6)$$

$$\xi = \int_{iT+\tau_k}^{(i+1)T+\tau_k} n(t) a_k(t - \tau_k) \cos(\omega_c t + \phi_k) dt. \quad (7)$$

$$I_m = \sqrt{\frac{P_m}{2}} \cdot \cos(\Psi_m) \cdot \int_{iT+\tau_k}^{(i+1)T+\tau_k} b_m(t - \tau_m) a_m(t - \tau_m) a_k(t - \tau_k) dt. \quad (8)$$

식 (8)에서 $\Psi_m = (\phi_m - \phi_k) \bmod 2\pi$ 는 희망사용자와 간섭사용자의 상대적인 위상을 나타내며, $[0, 2\pi)$ 범위 내에서 일양하게 분포하는 랜덤변수이다.

III.

3-1 (SIC)

MAI를 추정하여 이를 순차적으로 제거하는 방식을 SIC 기법이라고 한다[8]. MAI를 추정할 때 사용되는 비트는 경판정(hard decision) 또는 연판정(soft decision)으로 결정될 수 있다. 여기서는 상관기(또는 정합필터)를 사용하여 연판정을 한다고 가정한다. 이는 진폭을 특별히 추정할 필요가 없어 검파기의 구조를 간단히 할 수 있다는 장점이 있다. 연판정된 각 사용자의 상관기 출력값을 내림차순으로 정렬하고 신호의 세기가 제일 큰 사용자부터 수신신호에서 순차적으로 검파(경판정)하고 재생성하여 수신신호에서 제거해 나간다. 신호의 세기에 따라

내림차순으로 제거하는 이유는 첫째, 신호의 세기가 센 사용자들은 포착과 복조가 쉽기 때문이다. 즉, 보다 정확하게 데이터를 판정할 수 있다는 장점이 있다. 둘째, 신호의 세기가 센 사용자를 제거하는 것이 나머지 사용자들에 대해 가장 이롭다. 반면, 신호의 세기가 센 사용자는 약한 사용자들로부터 받는 간섭을 제대로 제거할 수 없다는 단점도 있다. 이 SIC를 해석하기 위해서 식 (5)에서 얻은 상관기 출력값을 내림차순으로 정렬한다. 논의의 편의상 $m=1$ 을 신호의 세기가 가장 큰 사용자라, $m=K$ 를 가장 작은 사용자라 간주한다.

상관기 출력값이 제일 큰 사용자($m=1$ 인 사용자)는 SIC가 적용되지 않으므로 결정변수는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Z_{1,i} = A_1 + \xi + \sum_{m=2}^K I_m. \quad (9)$$

이 결정변수의 평균과 분산은 다음과 같다.

$$E[Z_{1,i}] = A_1 = b_{1,i} T \sqrt{\frac{P_1}{2}}. \quad (10)$$

$$\text{Var}[Z_{1,i}] = n_1 = \frac{N_0 T}{4} + \frac{N T_c^2}{6} \sum_{m=2}^K P_m. \quad (11)$$

다음으로 SIC가 1회 적용된 $m=2$ 인 사용자의 결정변수와 그것의 평균과 분산을 구하면 다음과 같다.

$$Z_{2,i} = A_2 + \xi + \sum_{m=3}^K I_m + (I_1 - \hat{I}_1). \quad (12)$$

$$E[Z_{2,i}] = A_2 = b_{2,i} T \sqrt{\frac{P_2}{2}}. \quad (13)$$

$$\text{Var}[Z_{2,i}] = n_2 = \frac{N_0 T}{4} + \frac{N T_c^2}{6} \sum_{m=3}^K P_m + \frac{1}{3N} n_1, \quad (14)$$

여기서, \hat{I}_1 은 $m=1$ 인 사용자를 검파한 후 이를 수신신호에서 제거하기 위해 재생성한 신호에서 얻은 I_1 의 추정치이고, $(I_1 - \hat{I}_1)$ 은 제거되지 않고 남은 잔여 MAI이다. 이와 같은 일련의 유도과정을 통해 본 논문에서는 일반식을 유도한다.

$s \in [0, K-1]$ 번의 SIC가 이뤄진 후, $m=s+1$ 번

째 사용자의 결정변수는 아래와 같다.

$$\begin{aligned} Z_{s+1,i} &= A_{s+1} + \xi + \sum_{m=s+2}^K I_m + \sum_{n=1}^s (I_n - \hat{I}_n) \\ &= A_{s+1} + \xi + \sum_{m=s+2}^K I_m + \sum_{n=1}^s E_n, \end{aligned} \quad (15)$$

여기서, E_n 는 제거되지 않고 남은 잔여 MAI를 나타낸다. 또한, 비동기 시스템에서 검파하고자 하는 사용자 k 의 각 비트는 간섭사용자 n 의 두 비트에 의해 부분적으로 영향을 받으므로 \hat{I}_n 은 아래와 같이 정의할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{I}_n &= \frac{1}{T} \cos(\Psi_n) \left[Z_{n,i-\delta} \int_{T+\tau_k}^{(i+1-\delta)T+\tau_n} a_n(t-\tau_n) \right. \\ &\quad \left. a_k(t-\tau_k) dt + Z_{n,i+1-\delta} \int_{(i+1-\delta)T+\tau_n}^{(i+1)T+\tau_k} \right. \\ &\quad \left. a_n(t-\tau_n) a_k(t-\tau_k) dt \right], \end{aligned} \quad (16)$$

여기서, $\delta = \begin{cases} 0, & \tau_k \geq \tau_n \\ 1, & \tau_k < \tau_n \end{cases}$ 이다.

결정변수 $Z_{s+1,i}$ 의 평균과 분산은 각각 식 (17), 식 (18)과 같다.

$$E[Z_{s+1,i}] = A_{s+1} = b_{s+1,i} T \sqrt{\frac{P_{s+1}}{2}}. \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \text{Var}[Z_{s+1,i}] &= n_{s+1} \\ &= \frac{N_0 T}{4} + \frac{N T_c^2}{6} \sum_{m=s+2}^K P_m + \frac{1}{3N} \sum_{n=1}^s n_n \\ &= \frac{N_0 T}{4} \left(1 + \frac{1}{3N}\right)^s + \frac{N T_c^2}{6} \left[\left(1 + \frac{1}{3N}\right)^s \sum_{m=s+2}^K \right. \\ &\quad \left. P_m + \left(1 + \frac{1}{3N}\right)^s \sum_{n=1}^s \left\{ 1 - \left(1 + \frac{1}{3N}\right)^{1-m} \right\} P_n \right. \\ &\quad \left. + \left\{ \left(1 + \frac{1}{3N}\right)^s - 1 \right\} P_{s+1} \right]. \end{aligned} \quad (18)$$

이 사용자의 신호 대 잡음비 γ_{s+1} 는 위 두 식을 이용하여 구할 수 있다.

$$\gamma_{s+1}^{(s+1)} = \frac{1}{\frac{1}{2} \left(\frac{E_b}{N_0}\right)^{-1} \left[\frac{1 - \left(\frac{K-1}{3N}\right)^{(s+1)}}{1 - \left(\frac{K-1}{3N}\right)} \right] + 1}$$

$$\frac{1}{3N} \left[\frac{\left(1 + \frac{1}{3N}\right)^s \sum_{m=1, m \neq k}^K P_m + \left(1 + \frac{1}{3N}\right)^s \sum_{m=1}^s \left\{1 - \left(1 + \frac{1}{3N}\right)^{1-\delta}\right\} P_a}{P_{s+1}} \right. \\ \left. + \left(1 + \frac{1}{3N}\right)^s - 1 \right] \quad (19)$$

3-2 (PIC)

PIC 기법은 동시에 모든 사용자의 신호를 검파하고 간섭을 제거하는 방식이다. 정합필터 (혹은 상관기)를 통해 얻은 각 사용자들의 연관성 값들을 재생성한 후, 검파하고자 하는 사용자를 제외한 나머지 간섭 사용자들의 재생성 신호를 모두 더한 다음 이를 수신신호에서 제거해준다. 이 PIC 기법은 진폭과 위상의 추정이 완전할 경우 아주 우수한 성능을 나타낸다. 또한 보다 나은 성능을 얻기 위해 여러 단으로 구성할 수 있다.

s+1 단에서의 k번째 사용자의 i번째 데이터 비트에 대한 결정변수는 다음과 같이 나타낼 수 있다 [9],[10].

$$Z_{k,i}^{(s+1)} = A_k + \xi + \sum_{m=1, m \neq k}^K I_m^{(s+1)} \quad (20)$$

여기서, A_k 와 ξ 는 앞서 정의한 것과 동일하다. $I_m^{(s+1)}$ 은 s+1단에서 m번째 사용자로부터의 MAI 성분으로 아래와 같다.

$$I_m^{(s+1)} = I_m - \hat{\gamma}_m^{(s)} \quad (21)$$

여기서, s=0일 때 $I_m^{(1)} = I_m$ 이며 일반적인 상관 검파기의 MAI 값과 같다. $\hat{\gamma}_m^{(s)}$ 는 s단에서 형성된 m번째 사용자로부터 받게 되는 MAI 추정치이고 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{\gamma}_m^{(s)} = \frac{1}{T} \cos(\Psi_m) \left[Z_{m,i-\delta}^{(s)} \int_{T+\tau_k}^{(i+1-\delta)T+\tau_m} a_m(t-\tau_m) a_k(t-\tau_k) dt + Z_{m,i+1-\delta}^{(s)} \int_{(i+1-\delta)T+\tau_m}^{(i+1)T+\tau_k} a_m(t-\tau_m) a_k(t-\tau_k) dt \right] \quad (22)$$

결정변수 $Z_{k,i}^{(s+1)}$ 의 평균과 분산은 다음과 같이 주어진다.

$$E[Z_{k,i}^{(s+1)}] = A_k = b_{k,i} T \sqrt{\frac{P_k}{2}} \quad (23)$$

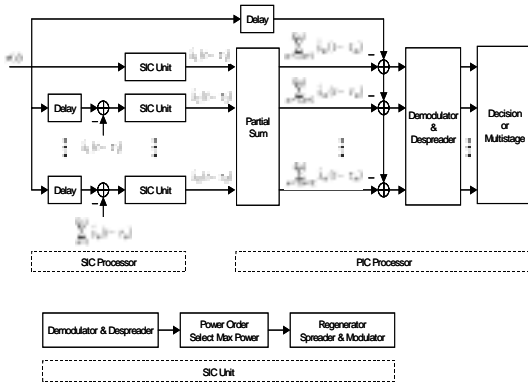
$$\text{Var}[Z_{k,i}^{(s+1)}] = \frac{N_0 T}{4} + \text{Var} \left[\sum_{m=1, m \neq k}^K I_m^{(s+1)} \right] \\ = \frac{N_0 T}{4} + \frac{1}{3N} \text{Var} \left[\sum_{m=1, m \neq k}^K Z_{m,i}^{(s)} \right] \\ = \frac{N_0 T}{4} \left[\frac{1 - \left(\frac{K-1}{3N}\right)^{(s+1)}}{1 - \left(\frac{K-1}{3N}\right)} \right] + \frac{T^2}{2(3N)^{(s+1)}} \\ \left[\frac{(K-1)^{(s+1)} - (-1)^{(s+1)}}{K} \sum_{m=1}^K P_m + (-1)^{(s+1)} P_k \right] \quad (24)$$

이 사용자의 신호 대 잡음비 $r_k^{(s+1)}$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$r_k^{(s+1)} = \frac{1}{\frac{1}{2} \left(\frac{E_b}{N_0}\right)^{-1} \left[\frac{1 - \left(\frac{K-1}{3N}\right)^{(s+1)}}{1 - \left(\frac{K-1}{3N}\right)} \right] + \left(\frac{1}{3N}\right)^{(s+1)} \left[\frac{(K-1)^{(s+1)} - (-1)^{(s+1)}}{K} \frac{\sum_{m=1}^K P_m}{P_k} + (-1)^{(s+1)} \right]} \quad (25)$$

3-3 (HIC)

원근문제(near-far problem)에 강하고 동기획득 및 추적 성능이 좋은 SIC 기법과 간섭제거를 위한 데이터 추정치가 보다 정확할 때 우수한 성능향상을 보이는 PIC 기법을 연접한 HIC 기법(그림 2)을 고려하여 이론적인 성능을 수학적으로 분석한 후, 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 이론적인 성능의 타당성을 검증한다. 감산형 간섭제거기법의 내재적인 문제점은 간섭제거를 수행하기 위해 행하는 데이터 임시 판정(tentative decision)이 틀릴 경우 제거해야 할 MAI를 오히려 더하는 오류를 범하게 된다는 것이다. 이로 인해 검파하고자 하는 사용자에 대한 간섭 효과는 전력적인 면에서 4배가 되어 성능을 더욱 열화시키는 결과를 초래한다. 따라서, HIC를 구성할 때 전단에 이러한 현상을 극복할 수 있는 기법인



2. HIC 검파기 모델

Fig. 2. The Proposed Model of a HIC Detector.

SIC 기법을 사용한다. 기지국은 일반적인 상관검파기에 의해 검파된 신호 중 전력이 가장 센 사용자를 선정하고, 재생성하여 이를 원 수신신호에서 제거하는 SIC 과정을 거친 후, 각 사용자의 성능을 보다 개선시키기 위해 PIC 처리를 수행한다. 특히, 전력로는 약한 사용자들에게 받는 간섭을 제거해줄 수 없는 단점이 있으나, 후단에 PIC 처리를 수행함으로써 이러한 단점을 극복할 수 있게 되어, 원하는 성능을 달성할 수 있다.

SIC 처리 출력값에 1회 (첫 단)의 PIC 처리를 수행한 후의 수신신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} r_k^{(1)} &= r(t) - \sum_{m=1, m \neq k}^K \hat{s}_m(t - \tau_m) \\ &= n(t) + s_k(t - \tau_k) + \sum_{m=1, m \neq k}^K \{s_m(t - \tau_m) - \hat{s}_m(t - \tau_m)\} \end{aligned} \quad (26)$$

여기서, $\hat{s}_m(t - \tau_m)$ 는 HIC의 전단에 있는 SIC 처리의 출력신호로써 m 번째 사용자의 추정신호이다. 식 (26)으로부터 수신신호에 대한 k 번째 사용자의 i 번째 데이터 비트에 대한 결정변수는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Z_{k,i}^{(1)} = A_k + \xi + \sum_{m=1, m \neq k}^K I_m^{(1)}, \quad (27)$$

여기서, $I_m^{(1)} = I_m - \hat{\gamma}_m^{(0)}$ 으로 정의한다. $\hat{\gamma}_m^{(0)}$ SIC

처리의 출력신호 $\hat{s}_m(t - \tau_m)$ 의 분산값이며, PIC 처리에서는 m 번째 사용자로부터 받게 되는 MAI 성분이 된다. 이러한 과정을 통해 일반식을 유도할 수 있다.

$s+1$ 단의 PIC 처리를 거친 후, k 번째 사용자의 결정변수는 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$Z_{k,i}^{(s+1)} = A_k + \xi + \sum_{m=1, m \neq k}^K I_m^{(s+1)}, \quad (28)$$

여기서 A_k 와 ξ 는 앞서 정의하였다. $I_m^{(s+1)}$ 은 $s+1$ 단에서 m 번째 사용자로부터의 MAI 성분으로 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$I_m^{(s+1)} = I_m - \hat{\gamma}_m^{(s)}. \quad (29)$$

결정변수, $Z_{k,i}^{(s+1)}$ 의 평균과 분산은 아래와 같이 구할 수 있다.

$$E[Z_{k,i}^{(s+1)}] = A_k = b_{k,i} T \sqrt{\frac{P_k}{2}}. \quad (30)$$

$$\begin{aligned} \text{Var}[Z_{k,i}^{(s+1)}] &= \frac{N_0 T}{4} \left[\frac{1 - \left(\frac{K-1}{3N}\right)^{(s+1)}}{1 - \left(\frac{K-1}{3N}\right)} \right] + \\ &= \frac{T^2}{2(3N)^{(s+1)}} \left[\frac{(K-1)^{(s+1)} - (-1)^{(s+1)}}{K} \right. \\ &\quad \left. \sum_{m=1}^K n_m + (-1)^{(s+1)} n_k \right], \end{aligned} \quad (31)$$

여기서 n_m 은 SIC 기법에서 정의한 것처럼, SIC 과정을 통해 얻은 m 번째 사용자의 결정변수에 대한 분산값이다. 이 사용자의 신호 대 잡음비 $\gamma_k^{(s+1)}$ 은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \gamma_k^{(s+1)} &= \frac{1}{\frac{1}{2} \left(\frac{E_b}{N_0}\right)^{-1} \left[\frac{1 - \left(\frac{K-1}{3N}\right)^{(s+1)}}{1 - \left(\frac{K-1}{3N}\right)} \right] +} \\ &+ \left(\frac{1}{3N}\right)^{(s+1)} \left[\frac{(K-1)^{(s+1)} - (-1)^{(s+1)}}{K} \right. \\ &\quad \left. \sum_{m=1}^K \frac{1}{a} + (-1)^{(s+1)} \frac{1}{\beta} \right], \end{aligned} \quad (32)$$

여기서, α 와 β 는 다음과 같이 정의된다.

$$\alpha = \frac{1}{\frac{1}{2} \left(\frac{E_b}{N_0}\right)^{-1} \left(1 + \frac{1}{3N}\right)^{m-1} + \frac{1}{3N} \left[\frac{\left(1 + \frac{1}{3N}\right)^{m-1} \sum_{v=1}^K P_v}{P_k} + \frac{\left(1 + \frac{1}{3N}\right)^{m-1} \sum_{m=1}^{m-1} \left\{1 - \left(1 + \frac{1}{3N}\right)^{1-\alpha}\right\} P_m}{P_k} \right]} \quad (33)$$

$$\beta = \frac{1}{\frac{1}{2} \left(\frac{E_b}{N_0}\right)^{-1} \left(1 + \frac{1}{3N}\right)^{k-1} + \frac{1}{3N} \left[\frac{\left(1 + \frac{1}{3N}\right)^{k-1} \sum_{v=1}^K P_v}{P_k} + \frac{\left(1 + \frac{1}{3N}\right)^{k-1} \sum_{k=1}^{k-1} \left\{1 - \left(1 + \frac{1}{3N}\right)^{1-\beta}\right\} P_m}{P_k} + \left(1 + \frac{1}{3N}\right)^{k-1} - 1 \right]} \quad (34)$$

IV.

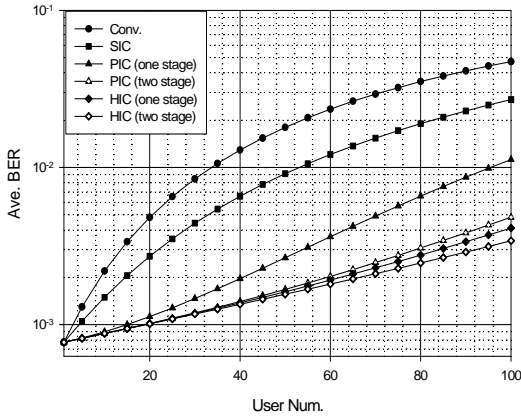
본 논문에서는 성능분석을 위해 잡음채널을 가정한다. Bit error rate (BER)을 계산하기 위해 사용한 식은 다음과 같다[11].

$$P_b = Q(\sqrt{\gamma}), \quad (35)$$

여기서, γ 는 신호 대 잡음비이다.

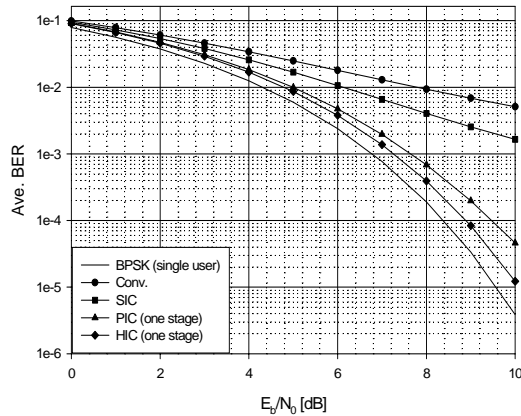
그림 3은 잡음채널에서 사용자 수에 따른 평균 BER을 보여주고 있다. 전력제어가 완벽하게 이루어진 상태에서의 결과이며, 처리이득은 63, 신호 대 잡

음비는 7 dB로 가정하였다. 또한, SIC 기법과 HIC 기법에서 사용자를 정렬할 때 크기 순서대로 완전하게 정렬된다고 가정하였다. 그림에서 단일 셀내에 40명의 사용자가 존재할 경우를 살펴보면, 기존의 상관검파기는 10^{-2} 정도로 오율 성능이 가장 낮다. SIC 기법은 대략 6×10^{-3} 정도의 성능을, PIC 기법은 2×10^{-3} 정도의 성능을 나타낸다. 이를 통해 잡음환경에서 PIC 기법의 성능이 SIC에 비해 더 우수함을 알 수 있다. HIC 기법의 경우 평균 오율 성능이 가장 좋으며 그 값이 10^{-3} 에 가깝다. PIC 기법은 여러 단으로 구성될 수 있는데 그림에서는 성능 개선폭이 가장 큰 2단으로 이루어진 PIC 기법을 나타내었다. 이것을 사용할 경우 HIC 기법과 비슷한 성능을 보인다. 그러나, 2단의 PIC 기법을 사용하면 HIC 기법에 비해 시스템의 복잡도가 더 증가할 뿐만 아니라 사용자가 더 늘어나게 되면 HIC 기법에 비해 상대적으로 성능이 떨어짐을 확인할 수 있다. HIC 기법도 후단에 사용되는 PIC 기법을 여러 단으로 구성할 수 있는데, 그림에서 1단을 사용하는 구조와 2단을 사용하는 구조를 비교해볼 때 성능 차이가 크지 않음을 알 수 있다. 동일한 오율을 달성한다고 할 경우 HIC 기법을 사용하는 것이 시스템 용량을 가장 많이 증가시킬 수 있다. 그림 4는 완전한 전력제어 하에서 사용자가 40명일 때 E_b/N_0 에 따른



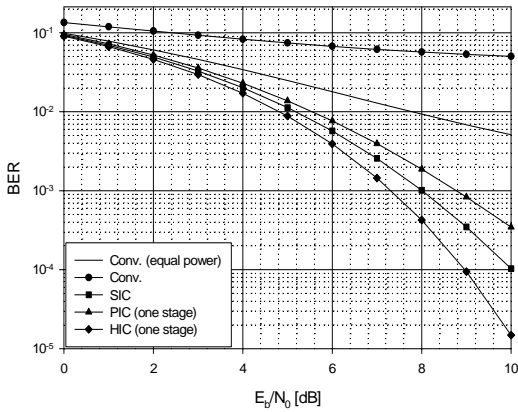
3. 잡음채널에서 사용자 수에 따른 평균 BER 성능(완전 전력제어)

Fig. 3. The Average BER Performance According to The Number of Users in AWGN(Perfect Power Control).



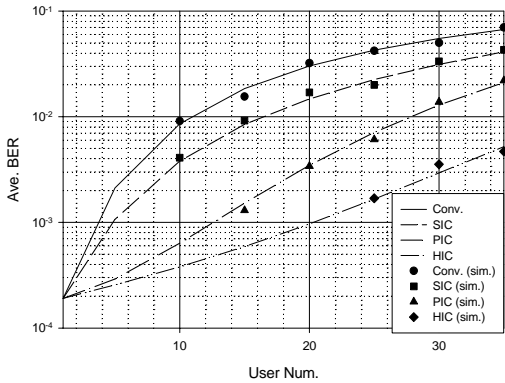
4. 잡음채널에서 E_b/N_0 에 따른 평균 BER 성능 (완전 전력제어)

Fig. 4. The Average BER Performance According to E_b/N_0 in AWGN (Perfect Power Control).



5. 잡음채널에서 E_b/N_0 에 따른 BER 성능 (불완전 전력제어)

Fig. 5. The BER Performance According to E_b/N_0 in AWGN (Imperfect Power Control).



6. 이론과 컴퓨터 시뮬레이션의 결과 비교

Fig. 6. The Comparison of Theoretic Results and Simulated Results.

평균 BER 성능을 비교한 그림이다. 처리이득은 그림 3에서와 동일하다. SIC 기법과 HIC 기법은 사용자의 정렬이 완전하게 이루어졌다고 가정한다. 그림에서 맨 아래쪽에 위치한 그래프는 잡음채널에서 단일 사용자가 BPSK 방식으로 정보를 전송할 경우의 오율로써 이론적인 해석의 기준이 된다. 앞의 그림 3에서 40명의 사용자가 존재할 경우에 여러 단을 사용하더라도 성능의 개선이 거의 없음을 확인할 수 있다. 따라서, PIC 기법과 HIC 기법은 모두 1단으로 이루어진 그래프만 나타내었다. 이러한 상황에서도

HIC 기법의 성능이 가장 우수하며, 기준 그래프에 가장 근접함을 알 수 있다. 그림 5는 불완전 전력제어 하의 BER 성능을 비교한 것이다. 40명의 사용자 중 한 사용자를 제외한 모든 사용자의 신호 대 잡음비가 이 사용자보다 5 dB 높다고 가정한다. 동일한 전력으로 수신될 경우의 오율과 위 가정처럼 전력의 세기가 낮은 사용자의 오율을 비교해보면, E_b/N_0 의 증가에도 불구하고 전력차에 의한 성능 열화가 심하게 발생한다는 것을 알 수 있다. 어떤 간섭제거 기법을 사용하더라도 동일한 전력일 경우의 오율보다는 우수한 성능을 나타냄을 확인할 수 있다. 앞서 살펴본 두 그림과는 달리 PIC 기법이 SIC 기법에 비해 성능이 떨어짐을 확인할 수 있다. 이를 통해 원근문제나 전력제어 오차에 의해 사용자간의 전력차가 발생할 경우 SIC 기법이 더 우수한 성능을 나타낸다는 사실을 알 수 있다. HIC 기법은 전단에서 SIC 과정을 수행함으로써 인해 이러한 상황에서도 우수한 성능을 보이며, 그림 4의 HIC 기법의 성능과 동일하다. 그림 6은 처리이득이 31이고 신호 대 잡음비가 8 dB일 때의 이론적인 결과와 시뮬레이션 결과를 나타낸 것이다. 전력제어와 정렬은 완전하다고 가정하였다. 시뮬레이션 결과를 통해 수학적으로 나타낸 이론 성능과 거의 일치함을 알 수 있다.

V.

본 논문에서는 잡음과 MAI가 존재하는 채널환경에서 간섭제거를 위해 데이터 추정시 연판정(soft decision)을 수행하는 SIC 기법과 HIC 기법의 오율식을 각각 유도하고, 각 간섭제거 방식에 대한 성능을 수치계산과 시뮬레이션을 통해 구한 다음 이들을 비교, 분석하였다. 각 간섭제거 기법들의 성능을 비교해본 결과 HIC 기법이 전력제어의 완전성 여부에 관계없이 다른 방식들에 비해 MAI를 효과적으로 제거하여 BER 성능을 향상시킬 뿐만 아니라 시스템의 용량도 증가시킬 수 있었다. 이것은 HIC 기법의 전단에 사용되는 SIC 기법으로 인해 불완전 전력제어 하에서 발생하는 원근문제(near-far problem)를 해결하고, 후단에 사용한 PIC 기법을 통해 성능 개선을 높일 수 있었기 때문이다.

향후 멀티미디어 서비스를 지원하게 될 IMT-2000 시스템에서는 서비스에 따라 사용자의 전력이 유동적으로 변할 것으로 예상되며, 이러한 이유로 인해 역방향을 통해 기지국에 수신되는 사용자들간에 원근문제와 유사한 간섭현상이 발생할 것이다. 또한, 높은 BER 성능을 요구하는 데이터 서비스의 전송품질을 만족시켜야 하는 필요성도 대두될 것이다. 본 논문에서 고려한 HIC 기법은 이러한 현상과 요구에 적절히 대응할 수 있는 구조라고 사료되며, 보다 심도 있는 연구를 위한 기초자료가 될 것으로 기대된다.

- [1] T. Ojanporä and R. Prasad, *Wideband CDMA for Third Generation Mobile Communications*. Artech House, 1998.
- [2] S. Moshavi, "Multi-user detection for DS-CDMA communications," *IEEE Commun. Magazine*, vol. 3, no. 4, pp. 124-136, Oct. 1996.
- [3] A. D. Hallen, J. Holtzman, and Z. Zvonar, "Multiuser detection for CDMA systems," *IEEE Personal Commun.*, vol. 2, pp. 46-58, Apr. 1995.
- [4] S. Verdu, *Multiuser Detection*. Cambridge Univ. Press, 1998.
- [5] D. Koulakiotis and A. H. Aghvami, "Evaluation of a DS-CDMA multiuser receiver employing a hybrid form of interference cancellation in Rayleigh fading channels," *IEEE Commun. Letters*, vol. 2, no. 3, pp. 61-63, Mar. 1998.
- [6] Tik-Bin Oon, Raymond Steele, and Ying Li, "Performance of an adaptive successive serial-parallel CDMA cancellation scheme in flat Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. on Vehic. Tech.*, vol. 49, no. 1, pp. 130-147, Jan. 2000.
- [7] M. B. Pursly, "Performance evaluation for phase-coded spread spectrum multiple-access communication-Part I : System analysis," *IEEE Trans. on Comm.*, vol. COM-25, no.8, pp. 795-799, Aug. 1977.
- [8] P. R. Patel and J. M. Holtzman, "Analysis of a DS/CDMA successive interference cancellation scheme using correlations," *IEEE GLOBECOM'93*, vol. 1, pp. 76-80, 1993.
- [9] R. M. Buehrer and B. D. Woerner, "Analysis of adaptive multistage interference cancellation for CDMA using an improved Gaussian approximations," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, pp. 1308-1320, Oct. 1996.
- [10] N. S. Correal, R. M. Buehrer, and B. D. Woerner, "Improved CDMA performance through bias reduction for parallel interference cancellation," 8th IEEE Intern. Symp. on PIMRC'97, vol. 2, pp. 565-569, 1997.
- [11] J. G. Proakis, *Digital Communications*. New York : McGraw-Hill, 3rd ed., 1995.

(徐廷郁)



1999년 2월 : 한국항공대학교 항공통신정보공학과 (공학사)
2001년 2월 : 한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과(공학석사)
2001년 1월 - 현재 : 전자부품연구원 시스템 IC 연구센터 연구원

: 초고속 유/무선통신 모델, SDR(Software Defined Radio) 시스템

(高鳳震)



1986년 2월 : 한국항공대학교 항공통신공학과 (공학사)
1988년 2월 : 한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과 (공학석사)
1995년 2월 : 한국항공대학교 대학원 항공전자공학과 (공학박사)

1994년 3월 - 1996년 7월 : 인하공전 통신과 조교수
1997년 : ETRI 초빙연구원
1996년 8월 - 현재 : 국립 창원대학교 전자공학과 부교수 : 통신이론, 이동멀티미디어 시스템, 위성통신

(金暎哲)



1993년 2월 : 동신대학교 공과대학 정보통신공학과 (공학사)
1995년 2월 : 동신대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)
2002년 2월 : 한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과 (공학박사)

2002년 3월 - 현재 : 서일대학 정보통신과 겸임교수
2002년 3월 - 현재 : 한국항공대학교 전자·정보통신·컴퓨터공학부 : 무선통신, 이동통신, 정보이론, 지능형 교통 시스템

(趙成俊)



1969년 2월 : 한국항공대학교 항공통신공학과 (공학사)
1975년 2월 : 한양대학교 대학원 (공학석사)
1981년 3월 : 일본 오사카대학교 대학원 통신공학과 (공학박사)
1972년 8월 - 현재 : 한국항공대학교 전자·정보통신·컴퓨터공학부 교수

: 무선통신, 이동통신, 위성통신, 환경전자공학

(吳昌憲)



1988년 2월 : 한국항공대학교 항공통신공학과 (공학사)
1990년 2월 : 한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과 (공학석사)
1996년 2월 : 한국항공대학교 대학원 항공전자공학과 (공학박사)

1990년 2월 - 1993년 9월 : 한진전자 (주) 기술연구소 근무
1993년 10월 - 1999년 2월 : 삼성전자(주) CDMA 개발팀 근무
1999년 3월 - 현재 : 한국기술교육대학교 정보기술공학부 조교수 : 이동통신, 무선통신, SDR