

DS-CDMA 시스템에서 적응 병렬간섭제거기의 시험검파기에 대한 성능분석

정회원 이상훈*, 김남**

Performance Analysis of Tentative Decision Devices for Adaptive Parallel Interference Canceller in DS-CDMA System

Sang-hoon Lee*, Nam Kim** *Regular Members*

요 약

DS-CDMA 시스템에서 다중 사용자간섭에 의한 성능 저하를 방지하기 위하여 비교적 구조가 간단하고, 성능이 우수한 병렬 간섭제거기가 이용된다. 본 논문에서는 병렬간섭제거기에 이용되는 기존 검파기의 파라미터의 최적화를 통하여 적응 병렬간섭제거기의 성능을 분석하고, 새로운 시험검파기인 HTNZ 검파방식을 제안한다. 적응 병렬 간섭제거기는 기존의 부분 병렬간섭제거기에서 사용하는 고정된 값의 가중치를 NLMS 적응 알고리즘을 이용하여 적응적으로 계산하는 방법을 사용하였다. 시뮬레이션 결과 제안하는 방법이 기존의 hard 검파방식에 비해 사용자 용량이 57% 증가하는 향상된 결과를 얻었다.

ABSTRACT

In DS-CDMA system, the parallel interference canceller(PIC), which has a simple structure and a high performance relatively, is used to prevent from the performance degradation by the multiple access interference. In this paper, we analyzed the performance of the adaptive parallel interference canceller(APIC) with various conventional tentative decision devices through the parameter optimizations and proposed the hyperbolic tangent with the null zone(HTNZ) device as a new tentative decision device. The APIC uses the normalized least mean square (NLMS) adaptive algorithm to calculate the weight adaptively, instead of the fixed value of the weight used in the partial PIC. Simulation results show that the proposed decision scheme outperforms the conventional schemes.

I. 서론

DS-CDMA 시스템에서 다중 사용자간섭(MAI : Multiple Access Interference)과 원근효과(near-far effect)는 성능을 저하시키는 원인이다. 다중 사용자 간섭을 제거하기 위하여 최적검파기가 제안되었으나, 복잡도가 사용자 수에 지수적으로 증가하는 문제점이 있다^{[1],[2]}. 최근에 복잡도를 줄이는 다양한 준최적의 검파기기가 제안되고 있다. 이러한 준최적의 검파기에는 선형 다중 사용자 검파방식과 감산

형 간섭제거방식이 있다. 병렬간섭제거기(PIC: Parallel Interference Canceller)는 감산형 간섭제거 방식의 일종으로 matched filter, respread, partial summer, decision device 등의 소자로 구성되어 구조가 간단하므로 구현 가능성이 높고, 동기화러(synchronization error)에 대한 강인성과 비교적 우수한 성능을 가지고 있다^[3].

기존의 다단계 병렬간섭제거기에서 단계-s의 신호 검파는 앞 단계의 신호검파 결과로부터 추정된 MAI의 값을 수신신호에서 제거하여 신호를 검파하

* 국방과학연구소 (shlee4u@hanmail.net),
논문번호 : 010159-0628, 접수일자 : 2001년 9월 8일

** 충북대학교 정보통신공학과 (namkim@cuss.ac.kr)

며, 제거단계를 여러 단계로 연결하여 성능을 증가시킨다. 이와 같은 제거방법은 각 제거단계에서 추정된 MAI의 전부를 수신신호에서 제거하는 완전 제거방식(total interference cancellation)을 사용하고 있어, 앞 단계에서 추정된 MAI가 부정확할 경우 간섭은 오히려 증가하게 된다^{[4],[6]}.

Divsalar는 각 단계에서 고정된 값의 가중치(weight, $0 < \text{가중치} \leq 1$)를 이용하여 MAI의 일부분을 제거하는 부분 간섭제거방법을 제안하였다^[6]. 초기 제거단계에서는 작은 값의 가중치를 사용하고, 제거단계가 증가 할 수록 MAI의 추정이 정확해지므로, 후단에서 가중치를 증가시키는 방법이다. 이와 같은 방법은 기존의 PIC보다 상당한 성능의 향상을 가져온다. 또한 PIC의 성능은 사용하는 시험검파기(TDD: Tentative Decision Device)에 따라서 그 성능이 좌우된다. 기존의 시험검파기에는 H(Hard), NZ(null zone) 및 HT(Hyperbolic Tangent)방식이 있으며, 성능으로는 H방식보다는 NZ 방식이 우수하며, NZ방식 보다 HT방식이 우수하다.

본 논문에서는 첫째, 가중치 계산에 있어서 trial-and-error 방법 대신에 복잡도가 비교적 낮은 NLMS 적응 알고리즘을 이용하여 적응적으로 가중치를 계산하는 적응 병렬간섭제거기를 제안한다. NLMS 알고리즘은 수신신호와 제거기에서 추정된 수신신호의 차의 제곱의 평균이 최소가 되도록 가중치를 적응적으로 계산한다. 둘째, 적응 병렬간섭제거기에 사용되는 시험검파기의 파라미터 최적화를 통하여 성능을 분석하였으며, HT 검파기에서 null zone을 이용하는 새로운 형태의 HTNZ 검파기를 제안한다. HTNZ 검파기의 출력은 입력신호가 NZ에 있을 경우 영이고, 그 외의 경우는 HT 곡선에 따라서 신호가 출력된다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 제안하는 HTNZ 방식의 적응 병렬 간섭제거기가 기존의 방식에 비해 성능이 향상되었음을 입증하였다.

II. 시스템 모델

BPSK 변조방식의 동기식 DS-CDMA 시스템에서 K 명의 가입자가 동시에 송신하고 한다고 가정할 때, AWGN 채널을 통하여 수신되는 기저대역 신호는 다음 식과 같이 표현된다.

$$r(t) = \sum_{i=1}^K a_i(t)b_i(t)c_i(t) + n(t) \quad (1)$$

여기서, $a_i(t)$ 는 i 번째 사용자의 수신신호의 세기, $b_i(t)$ 는 펄스주기가 T_b , 크기가 ± 1 범위에서 확률이 균일한 분포를 갖는 송신 데이터, $c_i(t)$ 는 확산부호이며, $n(t)$ 는 스펙트럼 밀도가 $N_0/2$ 인 AWGN 잡음이다.

수신기에서 i -사용자의 matched filter출력을 $z_i(t)$ 라 할때, K 명의 사용자에 대한 matched filter출력을 matrix 형태로 나타내면 다음 식과 같다.

$$\hat{Z} = RAB + \eta \quad (2)$$

여기서 $\hat{Z} = [z_1, z_2, \dots, z_K]^T$, $A = \text{diag}[a_1, a_2, \dots, a_K]$, $B = [b_1, b_2, \dots, b_K]^T$, $\eta = [\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_K]^T$ 이다. 또한 R 은 각 사용자의 PN코드간의 상관함수 $\rho_{ij} = 1/T_b \cdot \int_0^{T_b} c_i(t)c_j(t)dt$ 를 요소로 하는 matrix로 다음 식과 같이 정의된다.

$$R = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{12} & \dots & \rho_{1K} \\ \rho_{21} & 1 & \dots & \rho_{2K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{K1} & \rho_{K2} & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

식 (2)와 같이 표현되는 DS-CDMA의 기존 수신기는 다음과 같이 H 검파방식으로 사용자 신호를 검파한다.

$$\hat{\delta}_k(t) = \text{sgn}(z_k) \quad (4)$$

여기서 $\text{sgn}\{\cdot\}$ 는 signum 함수이다.

III. 적응 병렬간섭제거기

병렬간섭제거기는 MAI의 제거를 위하여 여러 개의 제거 단계를 연결하는 다단계 병렬간섭제거기로 구성된다. 임의의 제거단계 ($s-1$)에서 검파한 데이터를 $\hat{\delta}_i^{(s-1)}$ 라 할 때, 식 (2)의 관계식으로부터 단계 s 에서 MAI 성분인 $\hat{I}_i^{(s)}$ 는 다음 식과 같이 추정된다.

$$\hat{I}_i^{(s)} = \sum_{j \neq i}^K a_j \hat{\delta}_j^{(s-1)} \rho_{ij} \quad (5)$$

따라서 수신신호에서 MAI 성분인 상기 식의 $\hat{I}_i^{(s)}$ 를 제거한 후, H 방식으로 검파한 최종 데이터는 다음 식과 같다.

$$\hat{\delta}_i^{(s)} = \text{sgn}\{Z_i - \hat{I}_i^{(s)}\} \quad (6)$$

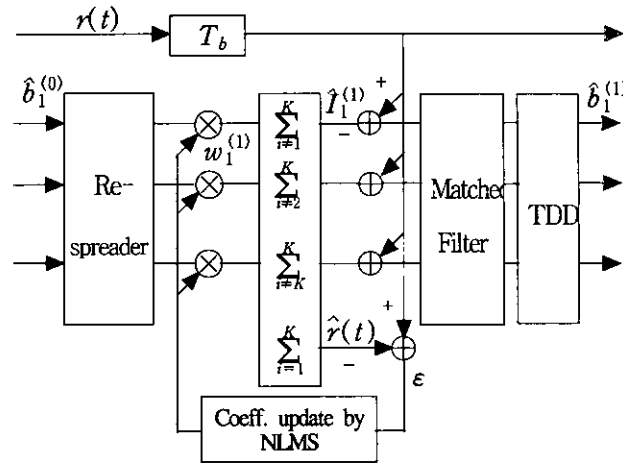


그림 1. 한 개의 제거단계를 갖는 적응 병렬간섭제거기의 구성도

식 (6)에서 기존 병렬간섭제거기의 간섭 제거방식은 서론에서 언급하였듯이 완전 간섭제거 방식으로써, 표현식은 MAI 성분을 완전히 제거하는 것으로 표현되나, 식 (5)의 단계 (s-1)에서 H 방식으로 검파한 $\hat{\delta}_i^{(s-1)}$ 값이 다음 단계의 MAI 추정값 $\hat{r}_i^{(s)}$ 에 포함되어 있으므로, 단계 (s-1)에서 부정확하게 데이터가 검파가 될 경우, 간섭을 제거하지 않은 경우보다 성능이 저하된다. 이러한 문제를 보완하기 위하여 부분 간섭제거방식이 Divsalar에 의해서 제안되었다^[6]. 식 (7)은 부분 간섭제거 방식을 수식으로 나타내고 있으며, 부분 간섭제거 방식은 부정확한 MAI추정에 의한 성능저하 영향과 정확한 MAI 제거 사이를 절충하는 방식으로써, 기존 병렬 간섭제거와 같은 $\{Z_i - \hat{r}_i^{(s)}\}$ 항에 가중치 $p^{(s)}$ 를 곱한 성분과 앞 단계의 소프트 출력 $\hat{\delta}_i^{(s-1)}$ 에 가중치 $\{1-p^{(s)}\}$ 를 곱한 성분의 합으로 구성되어 있으며, 시험검파방식으로 H 방식을 사용하고 있다.

$$\begin{aligned} \hat{\delta}_i^{(s)} &= p^{(s)}\{Z_i - \hat{r}_i^{(s)}\} + \{1-p^{(s)}\} \hat{\delta}_i^{(s-1)} \\ \hat{\delta}_i^{(s)} &= \text{sgn}\{\hat{\delta}_i^{(s)}\} \end{aligned} \quad (7)$$

여기서 가중치 $p^{(s)}$ 는 각 제거단계의 성능이 최대가 되도록 컴퓨터를 이용하여 시행착오 방법으로 구해진다^[9].

그림 1은 본 논문에서 제안하는 한 개의 제거단계를 갖는 적응 병렬 간섭제거기의 구성도이며, 여러 단계로 연결되어 다단계 제거기를 구성한다. 적응 병렬간섭제거기는 앞 단계의 검파 출력의 재확

산기(respreader), NLMS 알고리즘에 의한 가중치 계산, MAI 및 수신신호를 추정하는 부분 가산기 (partial summer)가 순서적으로 연결되어 한 개의 제거 단계를 구성한다. 적응 병렬간섭제거의 방법은 단계-0의 검파출력을 재확산시킨 후, NLMS 적응 알고리즘에서 계산된 가중치를 곱한 다음, i-사용자 신호를 제외한 나머지 사용자의 신호를 합하게 되면 i-사용자에 대한 추정된 MAI 성분이므로, 이 MAI 신호를 수신신호에서 대증으로써 간섭을 제거하게 된다. 여기서 NLMS알고리즘은 재확산된 모든 사용자 신호의 합이 한 개의 데이터 비트 내에서 수신신호와 같아지도록 즉, ϵ 이 영이 되도록 가중치를 계산한다.

부분 간섭제거 방식에서 가중치는 각 단계마다 정해지는 고정된 값을 사용한다. 적응 제거방식은 가중치를 이용하는 점에서는 부분 제거방식과 유사하지만, 실제로 통신채널의 특성 변화로 인하여 MAI는 각 사용자와 데이터 비트마다 다른 값을 갖게되므로, 이에 적응하도록 평가함수(cost function)를 정하고, 평가함수가 최소가 되도록 환경변화에 적응하는 간섭 제거방식이다. 수신기에서 사용자의 수신전력을 알 수 있다고 가정할 때, 적용되는 평가함수는 다음 식과 같이 정의 할 수 있다.

$$\epsilon(t) = \int_0^{T_1} \left| r(t) - \sum_{i=0}^K w_i(t) a_i(t) \hat{\delta}_i(t) c_i(t) \right|^2 dt \quad (8)$$

여기서 w_i 는 i-사용자에 대한 가중치이다. 적응 제거방식은 각 데이터 및 사용자마다 식 (8)의 평가함수 $\epsilon(t)$ 을 최소화하는 최적가중치 w_i^0 구한 다음,

이를 이용하여 환경변화에 적응토록 하는 방식이다. 식 (8)에서 채널잡음이 없을 경우, 최적 가중치는 $w_i^* = b_i / \hat{b}_i$ 이고, \hat{b}_i 의 부호에 따라서 +1 혹은 -1의 값을 가지며, 평가함수는 $\epsilon(t)$ 은 영이 된다. 채널잡음이 존재하는 경우에 $w_i=1$ 인 기존의 간섭제거기와 $0 < w_i \leq 1$ 범위에서 고정값을 갖는 부분 간섭제거 방식은 평가함수를 최소화하는 최적의 가중치가 아니다. 최적의 해를 구하는 방법으로 가중치를 $w_i=1$ 로 고정시키고, $\epsilon(t)$ 이 최소가 되는 $\hat{b}_1, \dots, \hat{b}_K$ 를 구하는 MLS(Maximum Likelihood Sequence)방법이 있으며, RLS(Recursive Least Square) 알고리즘으로 가중치를 구하는 역행렬 탈상관검파기(matrix inverse decorrelating detector)⁽¹⁰⁾ 방법이 있다. MLS의 경우 복잡도가 사용지수에 따라 지수적으로 증가가 하며, RLS의 경우 복잡도는 $O(NK^2)$ 로 CDMA시스템에서 $N > K$ 이므로 실제로 복잡도는 $O(K^3)$ 이 된다. 따라서 복잡도를 줄이기 위하여 본 논문에서 제안하는 방법은 식 (8)의 평가함수를 식 (9)과 같이 변형하여 NLMS알고리즘으로 준최적(suboptimal)의 해를 구하고자 한다.

그림 1에서 수신신호를 확산부호의 반복주기로 샘플한 신호를 $r(n)$ 이라 할 때, 제거단계- s 에서 변형된 평가함수는 다음 식과 같이 표현된다.

$$\epsilon = \min_{w^{(s)}} E \left[\left| r(n) - \sum_{i=1}^K w_i^{(s)}(n) \hat{b}_i^{(s-1)} a_i(n) \right|^2 \right] \quad (9)$$

식 (9)에서 $w_i^{(s)}$ 는 단계- s 에서 i -사용자에 대한 가중치이다. $w_i^{(s)}$ 는 각 데이터 비트 내에서 칩(chip) 펄스 주기로 동작하는 다음과 같은 NLMS알고리즘⁽¹¹⁾에 의해 구해진다.

$$W^{(s)}(n+1) = W^{(s)}(n) + \mu [\hat{V}^{(s)}(n)] \{ r(n) - \hat{r}^{(s)}(n) \} \quad (10)$$

$$\mu = \frac{\bar{\mu}}{c + \|\hat{V}^{(s)}(n)\|^2} \quad (11)$$

여기서 $\bar{\mu}$ 는 $0 < \bar{\mu} \leq 1$ 범위의 상수, $W^{(s)} = [w_1^{(s)}, w_2^{(s)}, \dots, w_K^{(s)}]$, $\hat{V}^{(s)} = [\hat{u}_1^{(s)}, \dots, \hat{u}_K^{(s)}]^T$ 이며, $\hat{V}^{(s)}$ 는 NLMS알고리즘의 입력벡터로서 구성요소 $\hat{u}_i^{(s)}(n)$ 는 다음 식과 같다.

$$\hat{u}_i^{(s)}(n) = a_i(n) \hat{b}_i^{(s-1)} \quad (12)$$

NLMS 알고리즘에서 갱신이득 μ 는 알고리즘의 안정성과 수렴속도를 결정하는 상수로서 큰 값의 사용할 경우 수렴 속도는 빠르나, 과도한 잡음이 발생한다. 또한 갱신이득의 분모에 포함된 c 는 입력벡터의 절대값이 HTNZ검파의 threshold보다 작을 경우 알고리즘의 발산 방지를 위해 사용된 상수이다.

IV. 시험검파기

시험검파기는 각 제거단계에서 matched filter의 다음에 연결되어 있다(그림1 참조). 참고문헌[6]은 기존의 시험검파 방식으로 H, L, HT, NZ 등 4 가지 종류를 제시하고, 성능면에서 H 방식 보다 NZ 방식이 우수하며, NZ 방식보다 HT 방식이 우수하다고 제시하고 있다. 본 논문에서는 기존의 시험검파기 중에서 H, NZ와 HT, 그리고 본 논문에서 제안하는 HTNZ 방식을 시험검파 방식으로 고려한다. 식 (13)은 NZ 방식의 검파 특성식이며, 식 (14)는 HTNZ 방식의 검파 특성식이다.

$$\hat{b}_i^{(s)} = \begin{cases} 1, & z_i^{(s)} \geq \delta^{(s)} \\ 0, & -\delta^{(s)} < z_i^{(s)} < \delta^{(s)} \\ -1, & z_i^{(s)} \leq -\delta^{(s)} \end{cases} \quad (13)$$

여기서 $\delta^{(s)}$ 는 제거단계- s 에서 null zone을 정하는 threshold이다. 만약 $\delta^{(s)}=0$ 일 경우 식 (13)은 H 검파방식과 같은 결과를 갖는다. 제안하는 HTNZ 방식은 HT와 NZ 방식을 혼합한 형태로서, hyperbolic tangent 곡선에 null zone을 두는 방식이다. NZ 방식과 마찬가지로 $\delta^{(s)}=0$ 일 경우 HT방식과 동일한 결과를 갖는다.

$$\hat{b}_i^{(s)} = \begin{cases} \tanh\{\alpha^{(s)} z_i^{(s)}\}, & |z_i^{(s)}| \geq \delta^{(s)} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (16)$$

여기서 $\alpha^{(s)}$ 는 제거단계- s 에서 hyperbolic tangent 곡선의 기울기이다. 이 방식에서 $\delta^{(s)}$ 와 $\alpha^{(s)}$ 는 각 제거 단계별로 최대의 성능을 갖도록 정해야된 파라미터이다. 그리고 마지막 제거단계에서는 최종 검파를 위하여 검파방식은 H 방식을 이용한다.

V. 모의 실험 결과

본 장에서는 기존의 시험검파기와 제안하는 시험

검파기를 이용하는 적응 병렬 간섭제거기의 성능을 Monte Carlo 시뮬레이션을 통하여 분석한다. 본 시뮬레이션에 사용된 PN코드는 길이 $N=63$ 인 random 코드이며, 모든 사용자의 신호는 전력 제어된 상태에서 $E_b/N_0=7$ dB로 하였다. 분석의 첫 단계로 기존 시험검파기의 파라미터의 최적화를 수행하였다. 그림-2는 NZ 방식에서 각 단계의 threshold의 변화에 따른 성능을 보여 주고 있다. 초기 단계의 threshold는 MAI와 과도한 채널의 잡음을 제거하기 위하여 다른 단계의 threshold보다 비교적 큰 값이 사용되며, 단계가 증가할수록 threshold의 값은 보다 작은 값을 갖게된다. NZ 방식에서 최적의 threshold는 단계-0에서 단계-3까지 각각 0.2, 0.06, 0.04, 0.04이다. 마지막 제거단계-4에서는 H 검파방식을 사용하므로 최적화 하여야 할 파라미터는 없다.

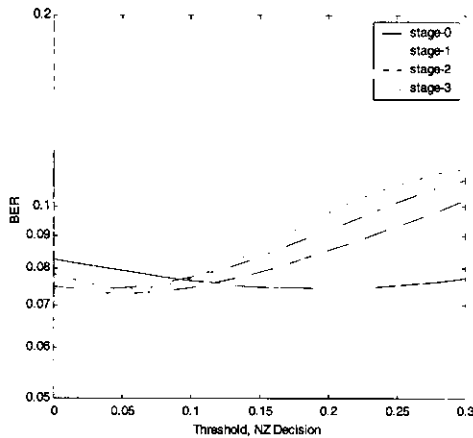


그림 2. NZ 검파방식에서 threshold 변화에 따른 성능변화

HT 방식에서는 hyperbolic tangent 곡선의 기울기, 즉 $\alpha^{(k)}$ 가 각 제거 단계별로 최적화되어야 할 파라미터이다. 그림-3은 HT 방식에서 기울기의 변화에 따른 성능의 변화를 나타내고 있다. 단계-0에서는 기울기가 1에서 증가할수록 성능이 감소하나, 단계-1, -2, -3에서는 반대로 성능이 증가하며, 각 제거단계별로 6, 8 및 10에서 성능변화 없이 일정한 값을 갖는다. 이것은 제거단계가 증가할수록 MAI의 추정이 정확해지므로, MAI가 제거된 후단에서 기울기를 증가시켜 최상의 성능을 갖는 결과이다. HTNZ 방식에서는 hyperbolic tangent곡선의 기울기와 NZ를 정하는 threshold가 최적화 되어야 할 파라미터이다.

그림-4는 HTNZ 방식에서 threshold의 변화에 따

른 성능의 변화를 나타내고 있다. hyperbolic tangent 곡선의 원점 부근에서 MAI의 크기가 줄었기 때문에 각 제거단계에서 0.014의 동일한 최적 threshold 값을 보이고 있다. 그리고 곡선의 기울기는 HT 방식에서 구한 최적의 기울기 값을 HTNZ 방식에도 적용한다.

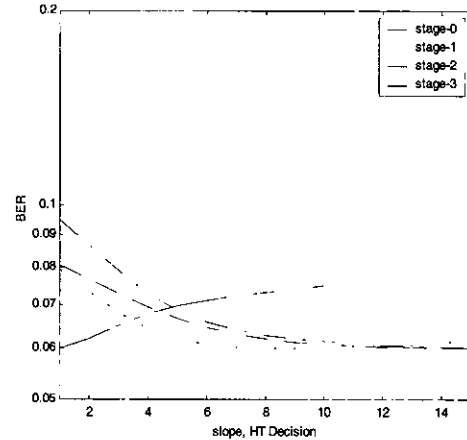


그림 3. HT 방식에서 기울기 변화에 따른 성능변화

각 시험검파기별의 최적 파라미터를 이용하여 제안하는 적응 병렬간섭제거기의 성능을 분석한다. H 검파방식을 이용한 APIC의 성능은 그림 5와 그림 6에 나타내고 있다. 적응 병렬간섭제거기를 사용함으로써 기존 CDMA 수신기보다 상당한 성능 향상을 보이고 있다. 예를 들어 사용자가 10명인 경우 $E_b/N_0=12$ dB 이상에서는 제거단계-1에서 BER이 영에 가까운 우수한 성능을 보이고 있으며, BER 기준으로 평가하였을 때, 10^{-2} 에서 기존수신기는

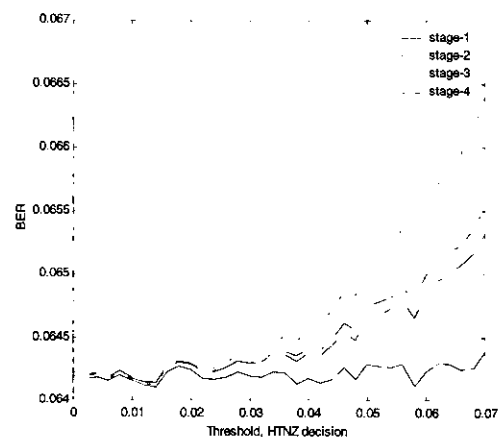


그림 4. HTNZ 방식에서 threshold 변화에 따른 성능변화

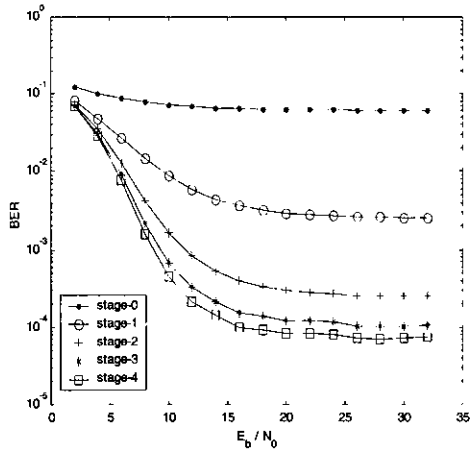


그림 5. H 방식에서 K=30일 때 S/N변화에 따른 BER

$E_b/N_0=10\text{dB}$, 적응 병렬간섭제거기의 제거단계-1는 $E_b/N_0=5\text{dB}$ 로 약 5dB 정도 성능이 향상되었다. 사용자 수가 30명으로 증가하였을 경우에는 다중 사용자간섭으로 인하여 성능이 감소하고 있으며, $E_b/N_0=10\text{dB}$ 기준으로 하였을 때, 제거단계 3에서 7×10^{-4} 의 BER 성능을 보이고 있다. 요구되는 최대 사용자 수, E_b/N_0 및 BER이 결정되면 해당되는 제거단계의 수를 결정할 수 있으나, 그림 6에서 보는 바와 같이 단계가 증가할 수록 성능 증가율은 감소하고 있으며, 단계 4이상에서는 증가율이 현저히 떨어진다. 따라서 병렬간섭제거기의 적정 제거단계는 단계 4까지로 판단된다.

그림 7은 기존의 시험검파기와 제안하는 HTNZ 검파기의 성능을 비교하고 있다. BER 2×10^{-3} 기준으로 H, NZ, HT 및 HTNZ 검파방식은 각각

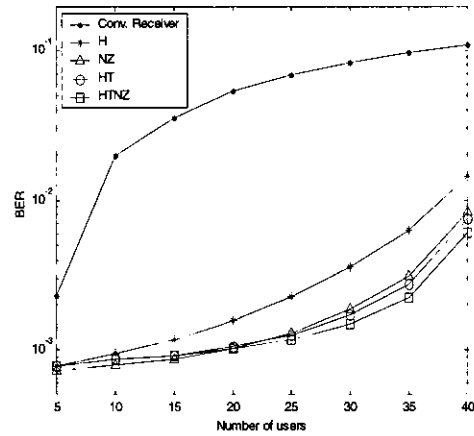


그림 7. 제거단계 4에서 각 시험검파기별 성능

23, 30, 33 및 36명의 사용자 용량을 갖는다. HT 방식에서 HTNZ 방식으로 하였을 때의 성능 증가보다, H방식에서 NZ 방식을 변경하였을 때의 성능 증가가 큼을 알 수 있다. HTNZ 방식에서 성능향상은 NZ 방식과 동일하게 threshold 이하의 잡음을 제거하였기 때문이며, NZ방식에 비해 낮은 threshold는 원점부근에서 낮은 이득값 때문이다. 제안하는 HTNZ 검파방식은 H 방식보다는 사용자 용량이 57%, 기존에 가장 우수하다는 HT 방식보다는 9%가 증가하는 우수한 성능을 보이고 있다. 그림-8은 HTNZ 방식을 이용한 APIC의 성능을 각 제거 단계별로 나타내고 있다. BER 2×10^{-3} 기준으로 제거단계-4의 사용자 수는 단계-1에 비해 약 4배 증가하였으며, 제거단계가 증가할수록 사용자 용량의 증가율은 감소하고 있다.

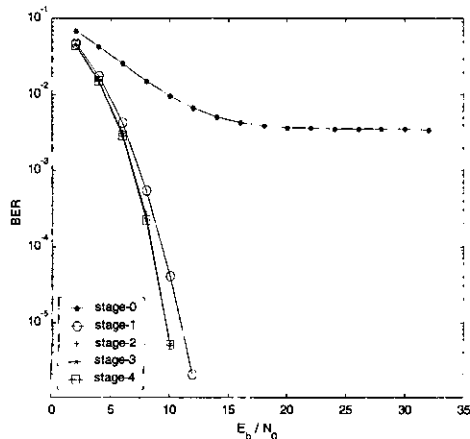


그림 6. H 방식에서 K=10일 때 S/N변화에 따른 BER

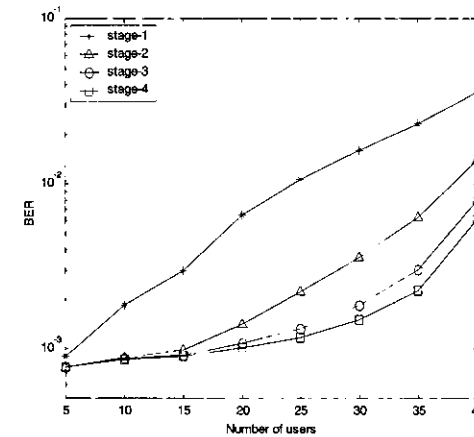


그림 8. HTNZ 방식에서 제거 단계별 성능

