CDMA 시스템을 위한 Multistage Adaptive Partial PIC

준회원 전 재 춘*, 이 봉 희*, 정회원 황 인 관

Multistage Adaptive Partial PIC for CDMA System

Jae-Choon Jeon*, Bong-Hee Lee*, In-Kwan Hwang *Regular members*

요 약

본 논문에서는 DS-CDMA 기반의 W-CDMA 상향링크 시스템에서 타사용자 간섭 및 다중 경로 간섭 신호를 효율적으로 제거할 수 있는 Multistage Adaptive Partial PIC를 설계하고 모의실험을 통해 그 성능을 분석하였다. 적응 방식은 연판정기의 가중치를 수신 신호에 따라 제어하는 방식이기 때문에 연판정의 효과를 극대화 시킬 수 있고 더욱 정밀한 간섭 신호의 재생을 통해 검출 오류 포화 현상을 해결하여 우수한 성능을 얻을 수 있다. 결과적으로 Multistage Adaptive Partial PIC는 시변 특성의 다양한 채널환경에서 단순한 최적화 방법을 제공하고 기존 Multistage Partial PIC보다 적은 단계에서 최적성능을 보였다. 줄어든 단계이외에도 레이크 수신기의 출력단에서 간섭 신호를 제거하는 방식으로 설계하여 시스템의 복잡도를 대폭 줄였다. Multistage Adaptive Partial PIC를 사용함으로써 고속의 데이터 전송에서도 간섭 신호의 정밀한 재생과 효율적인 제거를 통해 초기 검출 오류로 인한 검출 오류 포화 현상을 해결하고 성능을 향상시킬 수 있음을 제시하였다.

키워드 : CDMA, 병렬간섭제거기, 적응형

ABSTRACT

In this paper, Multistage Adaptive Partial PIC eliminating effectively the multiple access and multipath interference for DS-CDMA based W-CDMA uplink system is designed and its performance is evaluated with computer simulation. By adaptively controlling the slope of the soft limiter with received signals, the efficiency of the soft limiter can be maximized and the better performance is obtained by solving error floor problem using further precise generation of interference signal. As a result, The proposed Multistage Adaptive Partial PIC with simple optimizing method for time-variant channel showed optimum performance at fewer stages. Besides fewer stages, the interference cancellation at the output of the rake receiver considerably reduced system complexity. The Multistage Adaptive Partial PIC with precise generation and efficient cancellation of interference signal can solve error floor problem, resulted from initial false detection and improve system performance of high data rate system.

Keyword : CDMA, PIC, Adaptive

* 충북대학교 위성통신시스템연구실(resetup@dreamwiz.com)

논문번호 : 030092-0306, 접수일자 : 2003년 3월 6일

Ⅰ. 서 론

2 Mbps까지의 서비스를 목표로 한 제 3세대 통신 시스템은 DS-CDMA 방식을 사용함으로써 타 사용자 신호에 의한 간섭, MAI(Multiple Access Interference)와 다중 경로 페이딩 채널로 인한 경로간 간섭, IPI(Inter-Path Interference)를 항상 가지게 된다. 또한 부호간 간섭이 없는 직교 부호를 사용하더라도 시변특성의 페이딩 채널에서는 직교 부호의 직교성이 손상될 뿐만 아니라, 다중 경로 채널에서 다이버시티 효과의 극대화를 위한 레이크 수신기는 더욱 복잡한 경로간 간섭을 발생시켜 MUD(Multi-User Detection)를 더욱 복잡하게 만드는 원인이 되고 심각한 성능열화를 가져온다. 더욱이 사용자마다 차별화된 서비스를 위한 다중 전송 속도 시스템의 구현은 복잡도를 가중시키고 낮은 데이터 전송 속도를 갖는 채널은 높은 데이터 전송 속도의 채널로부터 강한 간섭을 받게 되어 심각한 성능열화가 발생된다.

이러한 문제를 해결하기위해 MUD 개념이 제안되고 많은 연구결과들이 발표되었다. 그러한 연구들 중에는 최적 성능을 얻을 수 있는 MLS(Maximum Likelihood Sequence) 검출기가 있지만 사용자의 증가에 따라 복잡도가 지수적으로 증가하고 실시간 구현이 어려운 단점을 가지고 있다. 때문에 회로의 복잡도가 낮고 성능 개선 효과가 뛰어나며 실시간 구현이 가능한 준최적의 MUD 기법들이 활발하게 연구되어 왔다[1]-[8].

준최적의 MUD 가운데 선형 MUD는 백색 잡음 채널에서 좋은 성능을 얻을 수 있으나 시변채널에서는 성능이 심하게 열화된다. 채널의 시변특성을 극복하기 위한 적응적(adaptive) 선형 MUD는 학습시퀀스의 사용에 따른 채널 사용 효율이 떨어지는 단점이 있으며 긴 주기의 코드를 사용하는 고속 데이터 채널의 경우, 사용자 부호간 상관계수를 매우 빠른 시변특성에 수렴시키는데 한계가 있고 그러한 문제를 해결하기위해 짧은 주기의 코드를 사용하여 cyclostationarity 특성을 이용할 수 있으나 회로의 복잡도가 증가하고 국부적인 최소값(local minimum) 문제가 추가 발생되어 성능열화의 근본적인 해결이 어렵다.

또 다른 접근방식으로써, 신경망을 이용한 MUD는 병렬 처리가 가능하여 계산량을 줄일 수 있고 적응속도가 매우 빠르다. 또한 회로의 구조가 단순하여 구현이 쉽고 백색 잡음 채널에서 최적에 가까운 성능을 얻을 수 있다.

그 중 다계층 신경망(MLP)은 시변 채널에서 뛰어난 적응성을 가지고 아날로그 VLSI를 이용한 실시간 구현이 가능하다. 그러나 학습 신호가 필요하여 채널 효율이 떨어지고 사용자가 증가할수록 뉴런의 수가 증가하여 더 빠른 역전파(BP) 알고리즘이 필요한 단점이 있으며 주기적인 특성을 이용하기 때문에 긴 주기의 코드 사용은 사실상 어렵다.

에너지 함수를 도입하여 학습 신호가 불필요한 홉필드 신경망(HNN)은 신경망의 장점인 실시간 구현 및 수렴속도에서 우수하다. 그러나 사용자가 증가할수록 국부적인 최소값(local minimum)의 수도 증가하여 전역적인 최소값(global minimum)에 수렴하지 못하는 경우가 발생될 수 있다. 이러한 문제를 해결하기위해 활성함수의 기울기를 제어하여 최적성능을 얻는 Annealing HNN이 제안되었으나[24] 실시간 구현에는 어려움이 따른다. 또한 MLP와 마찬가지로 긴 주기의 코드의 적용은 성능 개선을 이룰 수 없다.

이에 반하여 비선형 MUD인 병렬 간섭 제거기는 긴 주기 코드의 시변특성 한계를 극복하기 위한 가장 현실적인 구조로서, 이의 성능을 개선하기 위한 다단 병렬 간섭 제거기는 저속 데이터 채널의 경우 매우 효과적이나, 고속 데이터 채널의 경우 초기단계의 부정확한 검출 신호는 심각한 검출오류 포화 현상을 야기시킨다. 사용자별 수신 신호의 세기를 측정하여 수신신호 세기순으로 간섭을 제거하고자 하는 순차 간섭 제거기[1] 또한 채널의 부하가 큰 경우 초기 신호검출 오류문제를 완전히 개선하지 못할 뿐 아니라 처리 지연시간은 매우 취약한 단점으로 지적되고 있다. 특히 낮은 확산이득을 갖는 시스템에서 초기 단계에서의 잘못 검출된 비트 정보는 더 많은 오류를 유발할 수 있기 때문에 간섭신호의 양을 일시에 제거하기 보

다는 간섭신호의 양을 조절하고자 하는 Multistage Partial PIC 방법들이 연구되고 있다[13]-[16].

경판정기를 사용하는 다단 병렬 간섭 제거기의 성능은 초기의 비트 결정에 의해 큰 영향을 받기 때문에 잘못 판별된 비트 정보는 간섭을 가중시켜 성능을 급격하게 열화시킨다. 더욱이 고속 데이터 전송을 위한 낮은 확산이득의 시스템에서 초기 검출 오류는 단계가 증가하여도 제거되지 않고 계속적으로 영향을 주어 검출 오류 포화 현상의 원인이 된다. 이러한 단점을 극복하기 위해 간섭 신호 제거를 일부만 하도록 하는 Multistage Partial PIC가 제안되었고 간섭신호의 제거량을 조절함으로써 성능을 개선시키고 검출 오류 포화현상을 해결하고자 하였다[13]-[19].

이러한 Multistage Partial PIC는 표 1과 같이 경판정 혹은 연판정기와 가중치를 판정기 전후에서 결합하여 구성할 수 있다. 경판정을 사용하는 방법은 기본적으로 복잡도를 줄일 수 있는 장점이 있으나 연판정기에 비해 성능이 열화되는 단점을 갖는다. 또한 연판정기와 가중치를 결합하더라도 판정기 앞에서 가중치를 주어 판정하는 방법이 더욱 효과적이다. 가중치를 판정기 뒤에서 제어하게 되면, 정확하게 판정된 비트신호의 전력이 줄어들게 되어 비트오류율 감소에 큰 영향을 줄 수 없다. 참고문헌 [15]의 경우 가중치를 연판정기 전단에서 제어하기 보다는 기울기 자체를 단계별로, 점증적으로 고정하였기 때문에 성능개선에는 한계가 있어 가중치의 효율적인 제어가 필요하다.

표 1 경판정 혹은 연판정과 가중치의 결합

가중치의 위치			참고문헌
전	판정기	후	
X	경판정	O	[13],[14]
X	연판정 (기울기제어)	X	[15]
X	연판정	O	[16]

이러한 가중치 제어는 원근문제와 사용자 수의 변화 및 시변특성으로 인한 채널 환경의 변화에 따라 적응적으로 제어해야 한다. 표 2와 같이 판정기 전후에서 가중치를 주고, 그러한 가중치를 적응적으로 제어하는 Multistage Partial PIC는 적응적 기법에 따른 시스템 복잡도의 증가가 발생하지만 적응적인 제어를 통해 스스로 가중치를 변화시킴으로써 다양한 채널환경에서도 적용 가능하다. 여기서 A는 수신신호의 크기를 나타낸다.

그러나 경판정기와 LMS알고리즘 및 $\frac{A}{A+\sqrt{(\sigma^2-A^2)}}$을 이용한 적응기법은 단순한 제어가 가능하고 복잡도가 낮지만 판정기의 뒤에서 가중치를 제어하기 때문에 성능 개선에 한계가 있다. 또한 참고문헌 [19]에서는 판정기의 평균 자승 오차를 최소화하는 연판정기의 기울기를 계산하였으나 H/W적으로는 기울기를 제어할 수 없는 한계를 지적하고 있다. 더욱이 A/σ^2는 백색 잡음 특성을 가정하였기 때문에 백색 잡음 채널이 아닌 페이딩 채널에서 시변 특성을 극복하는데 어려움이 있다.

표 2 적응적 방법을 이용한 가중치의 제어

가중치의 위치 및 제어방법			참고문헌
전	판정기	후	
X	경판정	LMS	[17]
X	경판정	$\frac{A}{A+\sqrt{(\sigma^2-A^2)}}$	[18]
X	연판정 (기울기: A/σ^2)	X	[19]

본 논문에서는 다중경로 페이딩 채널환경에서 짧은 주기의 스크램블링 코드와 왈쉬코드를 이용하는 DS-CDMA 상향링크 시스템을 구성하고 Multistage Partial PIC의 장점과 연판정기의 기울기를 단계별로 제어하는 Annealing HNN의 장점을 이용하여 개선된 Multistage Partial PIC를 설계하였다. 또한 다양한 채널 환경에 대해서도 강인한(robust)성능을 얻기 위해 연판정기의 기울기를 적응적으로 제어하는 방식을 도입하였다. 적응방식을 이용하여 연판정기의 기울기를 제어하는, 제안된 Multistage Adaptive Partial PIC는 기존

의 PIC, SIC, HNN 등의 다른 간섭제거기보다 효율적으로 간섭 신호를 제거하여 성능을 월등하게 개선시킬 수 있다. 이를 입증하기위해 Multistage PIC 기반의 기존 MUD중에서 연판정기의 기울기를 제어하여 정합필터의 출력값을 연판정하고 연판정된 값에 단계별로 가중치를 부여함으로써 개선된 성능을 얻을 수 있는 Multistage Partial PIC와 성능을 평가 및 비교하였다. 뿐만 아니라 한명의 사용자를 가정하여 얻은 최적성능과 비교하여 제안된 Multistage Adaptive Partial PIC가 최적성능을 얻을 수 있음을 입증하였다. 또한 이러한 적응적 기법은 보다 적은 단계에서 최적 성능을 얻을 수 있어 시간 지연 문제를 해결하고 그만큼 복잡도가 줄어들게 된다.

제안된 기법이외에 보다 나은 성능을 얻기 위하여 두개의 수신 안테나를 사용하여 다이버시티 효과를 극대화하였으며, 직교부호의 직교성이 손상되지 않도록 하기 위하여 레이크 수신기의 출력신호를 정규화시키는 방식의 변형된 레이크 수신기를 추가 연구하였다.

II. 시스템 모델

이동통신의 발전과 정보통신 사회로의 급격한 변화로 다양한 정보 서비스에 대한 욕구가 증가하면서 차별화된 멀티미디어 서비스에 대한 필요성이 점차적으로 확대되고 있다. 이러한 서비스를 만족하기 위해 제3세대 통신 시스템인 IMT-2000에 대한 실용화에 많은 투자와 연구가 진행 중이며, IMT-2000시스템의 규격중 하나인 W-CDMA시스템은 2 Mbps까지의 전송속도를 목표로 광대역의 DS-CDMA 기술을 기반으로 설계되고 있다.

본 논문에서는 W-CDMA 시스템의 구현을 전제로 DS-CDMA 방식을 사용하는 상향링크 시스템을 고려하고 표 3의 파라미터를 추가하여 K명의 사용자를 가정한 시스템을 구성하였다.

k번째 사용자의 신호크기를 A_k라 하고 비트 정보를 b_k라 하면 다중 경로페이딩 채널을 거친 후, 백색잡음 $n(t)$와 결합된 수신신호 $r(t)$는 식 (1)로 표현된다.

표 3 시스템 주요 파라미터

구분	파라미터
다중접속방식	DS-CDMA
칩 전송률	3.84 Mcps
프레임 길이	10 ms
변조 방식	BPSK
확산 코드	Short Scrambling Code
확산 이득	4
채널 코딩	Rate 1/3, Turbo Code
인터 리빙	블록 인터리빙(960, 9600)

$$r(t)=\sum_{k=1}^{K}\sum_{l=1}^{L}A_k b_k \beta_{kl}(t-\tau_{kl})s_k(t-\tau_{kl})w(t-\tau_{kl}) + n(t),\ for\ t\in(0,T) \quad (1)$$

여기에서 β_{kl}과 τ_{kl}은 각각 k번째 사용자의 l번째 경로의 레일리 페이딩 이득과 지연시간이고 $s_k(t)$와 $w(t)$는 사용자를 구분하는 스크램블링 코드와 채널을 구분하기 위한 왈쉬 코드이다. 여기서 왈쉬코드는 채널 구분용으로 사용하였으나 사용자마다 하나의 채널만을 사용하는 것으로 가정하여 왈쉬코드는 동일하게 적용시켰다. 또한 수신단의 동기는 정확히 일치하는 것으로 가정한다.

그림 1은 BPSK 변조방식을 사용하는 DS-CDMA 상향링크 시스템을 나타낸다. 채널 코딩 및 블록 인터리빙을 거친 사용자별 신호는 스크램블링 코드와 왈쉬 코드와 곱해지고 다중 경로 페이딩과 백색잡음의 채널을 통과하여 수신된다. 사용된 다중 경로 페이딩 채널을 만들기 위해 GSM에서 사용되는, 도심 환경의 다중 경로페이딩 모델인 COST207 모델을 사용한다[25]. 채널 모델의 6개 경로 중에서 3개의 탭을 이용하여 채널을 구성하였고 구성된 채널 경로의 지연시간 및 이득은 표 4와 같다.

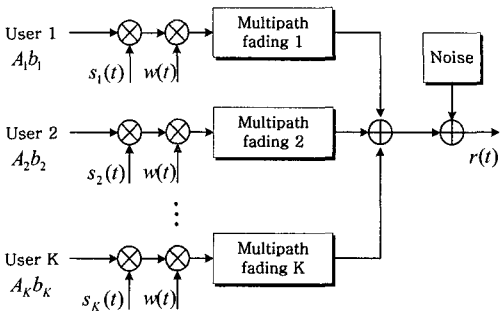

그림 1 BPSK DS-CDMA 상향링크 시스템

표 4 다중 경로 페이딩 채널 파라미터

채널 경로	1	2	3
채널 지연(Tc)	0	1	2
채널 이득(dB)	-3	0	-2

Ⅲ. Multistage Partial PIC

DS-CDMA시스템은 직교하지 않는 사용자 부호를 사용함으로서 타 사용자 간섭이 항상 존재하게 된다. 이러한 간섭을 제거하기 위해 많은 다중 사용자 신호 검출기가 설계되었고 그 중 Multistage Partial PIC는 긴 주기의 코드, 원근 문제 등의 해결에 가장 적당한 수신기이다. 그러나 다중 경로 페이딩 채널에서 좋은 성능을 얻기 위한 레이크 수신기는 낮은 확산이득에서 심각한 경로간 간섭을 발생시키게 된다. 비록 부호간 직교성을 갖는 사용자 부호를 쓰더라도 지연시간을 가지고 수신되는 각 경로의 사용자 부호는 더 이상 직교성을 유지하지 못하여 간섭을 일으킨다. 따라서 단순한 사용자 간섭 이외에 경로간 간섭을 포함한 좀더 정밀한 간섭 신호의 제거가 필요하게 된다. 또 Multistage Paritial PIC의 구조는 채널 환경에 따라 각기 다른 연판정기의 기울기와 단계별 가중치 값을 가져 최적화의 어려움이 있기 때문에 다양한 채널에서도 성능 개선을 이루면서 좀더 단순한 최적화 방법을 갖는 Multistage Partial PIC가 필요하다.

1. 변형된 레이크 수신기

시변특성의 이동통신 채널에서 수신된 신호는 다중경로 페이딩의 영향으로 일정한 크기를 갖지 못하게 되어 직교부호의 직교성이 손상 받게 된다. 이에 Fig 2는 레이크 수신기의 출력신호를 레이크 수신기의 탭 이득을 이용하여 보정하는 블록을 보여준다. 선택적

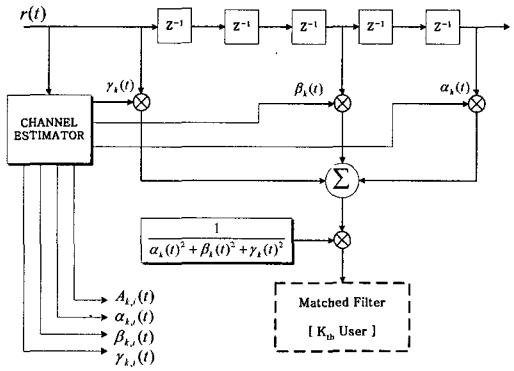

그림 2 직교성 보상을 위한 변형된 레이크 수신기

페이딩을 갖는 다중경로 채널 모델에서는 시변요인에 의해서 정확한 검출이 어려워 원하는 성능을 얻을 수 없다. 그러므로 레이크 수신기의 출력신호에 탭 이득을 곱하여 보정하는 정규화기법을 적용하면 자기신호의 시변 요인을 최소화하고, 2개(또는 L개)의 수신안테나를 이용하여 수신채널 특성을 향상시킴으로서 다중사용자 간섭, 패스간 간섭, 및 서브스트림 데이터 간에 간섭신호의 시변 요인을 최소화시킨다. Fig. 2는 1개의 경로를 가지는 보정된 레이크 수신기로 K는 사용자를 1은 패스 경로를 나타낸다. 채널 추정을 통해서 나온 채널이득을 각각의 경로마다 적용하고 모든 경로를 더한 후 채널이득의 합으로 정규화시켜 기존의 레이크 수신기에서 다른 경로에 의한 간섭을 완전히 제거하지 못한 문제점을 개선하였다. 이 신호에 신경망 수신기를 사용하면 최적성능에 가까운 성능개선을 얻을 수 있다.

2. 간섭 신호의 정밀한 재생

그림 2와 같이 이득이 α_k, β_k, γ_k이고 지연 시간이

각각 $2T_c$, $3T_c$인 다중 경로 페이딩 채널에서 k번째 사용자의 수신단 응답은 식 (2)로 쓸 수 있다.

$$h_k(t)=\alpha_k(t)\delta(t)+\beta_k(t-2T_c)\delta(t-2T_c) +\gamma_k(t--5T_c)\delta(t-5T_c) \quad (2)$$

이러한 채널을 고려할 때 레이크 수신기의 입력에서 k번째 사용자이고 i번째 단계의 타 사용자 간섭, MAI는 식 (3)과 같이 재생될 수 있다.

$$MAI_{k,i}(t)=\sum_{\substack{l=1\\ l\neq k}}^{K} z_{ol,i}(t) \quad (3)$$

여기에서,

$$z_{ok,i}(t)=\alpha_{k,i}(t)z_{k,i}(t)+\beta_{k,i}(t-2T_c)z_{k,i}(t-2T_c) +\gamma_{k,i}(t-5T_c)z_{k,i}(t-5T_c), \quad for\ \ k=1\sim K\ \ and\ \ i=1\sim N \quad (4)$$

$$z_{k,i}(t)=A_k\hat{b}_{k,i}s_k(t)w(t),\ \ for\ \ t\in(0,T) \quad (5)$$

이고 k번째 사용자의 신호크기는 A_k, i번째 단계에서 검출된 비트 정보를 $\hat{b}_{k,i}$이며 $s_k(t)$, $w(t)$는 각각 스크램블링 코드와 왈쉬 코드이다.

재생된 신호인 수식 (4)는 레이크 수신기를 통과하

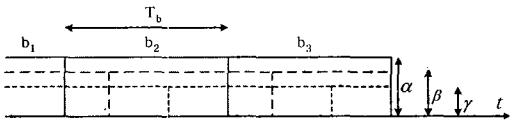

그림 3 다중 경로 채널에 의한 신호

여 식 (6), 즉 레이크 수신기 출력에서의 MAI가 된다.

$$MAI_{ok,i}(t)=\alpha_{k,i}(t)MAI_{k,i}(t) +\beta_{k,i}(t)MAI_{k,i}(t+3T_c) +\gamma_{k,i}(t)MAI_{k,i}(t+5T_c) \quad (6)$$

다중 경로 페이딩 채널과 레이크 수신기로 인해 발생되는 경로간 간섭, 즉 IPI는 그림 3과 같은 상황에서 발생된다. 주기 T_b의 한 비트는 다중 경로 페이딩 채널을 거치면서 인접비트에 간섭을 주고 레이크 수신기는 각 경로에 대해 동기를 맞춰 수신하기 때문이다. 그러나 이러한 간섭은 서로 다른 비트 정보에 대해서만 간섭으로 작용하고 동일 비트 정보에 대해서는 신호의 전력을 높여주는 역할을 한다. 따라서 간섭 신호의 재생에서 자기신호 성분은 제외하고 재생시키는 좀더 정밀한 과정이 필요하게 되고 식 (7)은 그러한 과정을 고려하여 재생된 레이크 수신기 출력에서의 경로간 간섭이다.

$$\begin{aligned} IPI_{k,i}(t)=&\Pi\left(\frac{t-\frac{3}{2}T_c}{3T_c}\right)\alpha_{k,i}(t)\beta_{k,i}(t-3T_c)z_{k,i}(t-3T_c)\\ &+\Pi\left(\frac{t-\frac{5}{2}T_c}{5T_c}\right)\alpha_{k,i}(t)\gamma_{k,i}(t-5T_c)z_{k,i}(t-5T_c)\\ &+\Pi\left(\frac{t-(R_k-\frac{3}{2})T_c}{3T_c}\right)\beta_{k,i}(t)\alpha_{k,i}(t+3T_c)z_{k,i}(t+3T_c)\\ &+\Pi\left(\frac{t-T_c}{2T_c}\right)\beta_{k,i}(t)\gamma_{k,i}(t-2T_c)z_{k,i}(t-2T_c)\\ &+\Pi\left(\frac{t-(R_k-\frac{5}{2})T_c}{5T_c}\right)\gamma_{k,i}(t)\alpha_{k,i}(t+5T_c)z_{k,i}(t+5T_c)\\ &+\Pi\left(\frac{t-(R_k-1)T_c}{2T_c}\right)\gamma_{k,i}(t)\beta_{k,i}(t+2T_c)z_{k,i}(t+2T_c) \end{aligned} \quad (7)$$

여기에서

$$\Pi\left(\frac{t}{T}\right)\equiv\begin{cases}1, & |t|\le T/2\\ 0, & |t|>T/2\end{cases} \quad (8)$$

이고 비트 주기를 T_b라 하고 칩(chip) 주기를 T_c라 하면 $R_k = T_b/T_c$로 확산 이득과 같다. 결국 사용자의 간섭 신호는 식 (6), (7)에서 구한 MAI와 IPI를 더하고 변형된 레이크 수신기에 의한 정규화 과정을 적용시킨 식 (9)와 같다.

$$I_{k,i}(t) = \left(MAI_{ok,i}(t) + IPI_{k,i}(t)\right) / B_{k,i}(t) \quad (9)$$

여기에서

$$B_{k,i}(t) = \alpha_{k,i}^2(t) + \beta_{k,i}^2(t) + \gamma_{k,i}^2(t) \quad (10)$$

3. 기울기를 제어하는 Multistage Partial PIC

Multistage Partial PIC를 구현하기위해서는 경판정기, 연판정기, 그리고 단계별 가중치를 조합하여 사용 가능하며 그 중 성능 개선 효과가 가장 큰 것은 연판정기와 단계별 가중치를 동시에 사용하는 방법이다. 하지만 연판정기를 사용하여 정합필터의 출력값을 연판정하고 연판정된 값에 대해 단계별로 가중치를 주어 간섭 제거량를 제어하는 방법은 연판정기의 기울기와 단계별 가중치를 동시에 최적화해야하는 어려움이 있다. 이러한 문제는 전력제어가 실패하거나 사용자 수의 증가와 채널의 변화로 인한 다양한 채널에서 각기 다른 최적화가 요구되기 때문에 연판정기의 기울기와 단계별 가중치의 최적화는 더욱 어려워진다. 그러나 hyperbolic tangent 함수를 결합하여 기울기 제어가 가능한 연판정기를 사용하고 처음 단에서 마지막 단에 이르기까지 각각의 단에서 hyperbolic tangent 함수의 기울기만을 단조증가 시킴으로써 최적화를 좀더 단순화할 수 있다. 또한 사용자 수와 채널 변화로 인한 문제에 대해서도 단계별 기울기 변화를 사용자와 채널 환경에 따라 다르게 제어함으로써 다양한 채널에서도 성능의 열화를 막을 수 있다. 이러한 연판정기를 사용하는 Multistage Partial PIC를 구현하기위해 신경망에서 사용된 뉴런의 활성함수인 식 (11)의 hyperbolic tangent 함수를 이용하여 연판정기의 설계가 가능하다.

$$\tanh(\alpha U) = \frac{e^{\alpha U} - e^{-\alpha U}}{e^{\alpha U} + e^{-\alpha U}} \quad (11)$$

여기에서 U는 연판정기의 입력이 되고 α는 제어 가능한 연판정 함수의 기울기를 의미한다.

연판정기의 기울기를 제어하는 구조는 실제로 기울기를 제어하는 것이 아니라, 연판정기 앞에 가중치를 두어 제어할 수 있으며 사용된 가중치 제어는 채널의 변화에 따라 단계별로 가중치를 단조 증가시킬 수 있다. 또한 원근 문제나 전력제어 실패 시 사용자의 신호 크기에 따라 다르게 최적화할 수 있도록 하여 채널 환경에 따라 다른 가중치의 최적값을 가질 수 있게 된다. 이러한 접근 방식은 검출 오류 포화현상을 해결하고 개선된 성능을 얻을 수 있지만 간섭 신호를 세밀하게 만드는 과정에서 다소 복잡하게 생각될 수 있다. 그러나 간섭 신호의 정밀한 재생 개념 자체는 간단한 것이고 레이크 수신기를 통과한 신호를 메모리에 저장하여 단계마다 계속적으로 사용할 수 있으므로 ASIC 또는 DSP를 이용하여 그림 4와 같이 반복 궤환 구조를 구현하면 수신 검출신호 및 페이딩 신호 정보를 메모리에 저장하여 각 단에 사용하여 하나의 구조로도 다단구조를 구현할 수 있어 단계마다 레이크 수신기를 계속 사용하던 기존의 시스템보다 회로의 복잡도를 대폭 줄일 수 있게 된다.

Ⅳ. Multistage Adaptive Partial PIC

단계별로 연판정기의 기울기만을 제어하는 Multistage Partial PIC는 기존의 방법보다 더욱 단순한 제어 방법을 제공하고 있으나 전력제어, 사용자 수, 채널 등의 상황에 따라 변화하는 다양한 채널환경에 대해서 역시 일반적인 해결책을 주지 못하고 시변 특성에 대해 완벽하게 대처할 수 없다. 때문에 기울기를 채널환경에 따라 특정 값으로 변경하는 것이 아닌 채널환경에 맞게 스스로 변할 수 있는 적응적 기법이 필요하게 되었다.

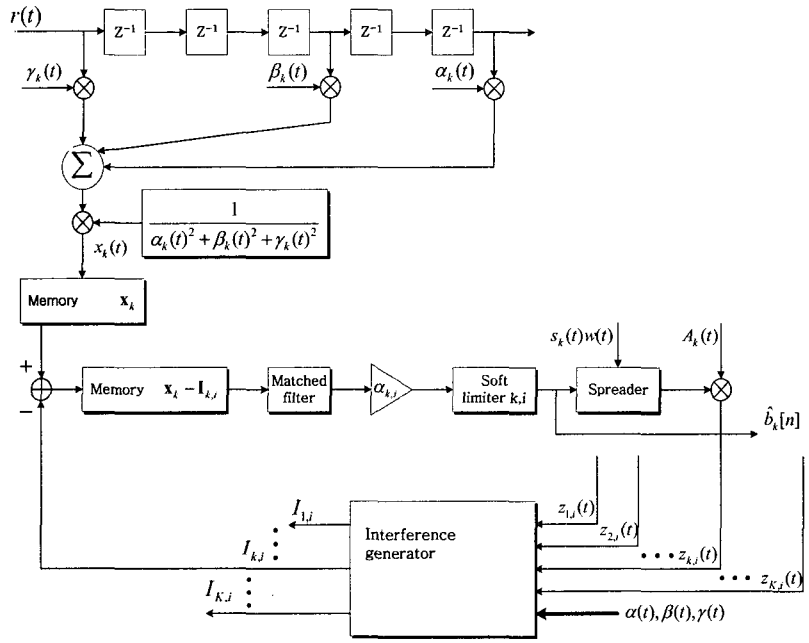

그림 4 간섭제거기의 반복 궤환 구조

1. 연판정기 설계

수신된 신호에 대해 평균 자승 오차(MSE : Mean Square Error)를 최소화하는 판정기를 설계하여 오차를 최소화할 수 있고 간섭 신호를 더욱 효율적인 값으로 재생할 수 있다. 사용자의 연판정 함수를 $g(\cdot)$라고 할 때 조건부 평균 자승 오차, $E\{((b-g(r))^2 \mid r)\}$를 최소화하는 연판정 함수를 구할 수 있다. 조건부 평균 자승 오차를 연판정 함수 $g(r)$로 미분하여 전개하면 식 (12)와 같이 수신 신호에 대해 비트 정보의 기대값으로 판정 함수가 얻어지고 결과적으로 사후 확률(a posteriori probability)의 차로 계산된다.

$$\begin{aligned}
&\frac{\partial E\{(b-g(r))^2 \mid r\}}{\partial g(r)} = 0,\\
&2E\{b \mid r\} - 2E\{g(r) \mid r\} = 0,\\
&g(r) = E\{b \mid r\}\\
&\quad = (+1)P(b=+1 \mid r) + (-1)P(b=-1 \mid r)\\
&\quad = P(H_0 \mid r) - P(H_1 \mid r)
\end{aligned} \tag{12}$$

식 (12)에서 백색 잡음과 간섭 제거에 의한 잡음 전력의 합을 σ^2으로 정의하고 Bayes 이론을 이용하면 식 (13)으로 정리된다.

$$\begin{aligned}
&P(H_0 \mid r) - P(H_1 \mid r)\\
&= \frac{p(r \mid H_0)P(H_0) - p(r \mid H_1)P(H_1)}{p(r)}\\
&= \frac{\frac{1}{2}\left[\exp\left[-\frac{(r-A)^2}{2\sigma^2}\right] - \exp\left[-\frac{(r+A)^2}{2\sigma^2}\right]\right]}{\frac{1}{2}\left[\exp\left[-\frac{(r-A)^2}{2\sigma^2}\right] + \exp\left[-\frac{(r+A)^2}{2\sigma^2}\right]\right]}\\
&= \frac{\exp\left[-\frac{r^2+A^2}{2\sigma^2} + \frac{rA}{\sigma^2}\right] - \exp\left[-\frac{r^2+A^2}{2\sigma^2} - \frac{rA}{\sigma^2}\right]}{\exp\left[-\frac{r^2+A^2}{2\sigma^2} + \frac{rA}{\sigma^2}\right] + \exp\left[-\frac{r^2+A^2}{2\sigma^2} - \frac{rA}{\sigma^2}\right]}\\
&= \frac{\exp\left[\frac{rA}{\sigma^2}\right] - \exp\left[-\frac{rA}{\sigma^2}\right]}{\exp\left[\frac{rA}{\sigma^2}\right] + \exp\left[-\frac{rA}{\sigma^2}\right]}
\end{aligned} \tag{13}$$

hyperbolic tangent 함수를 식 (14)와 같이 정의

하면 연판정 함수는 식 (15)와 같이 기울기가 A/σ^2 인 hyperbolic tangent 함수의 형태를 갖는다[19].

$$\tanh(\alpha r) \equiv \frac{e^{\alpha r} - e^{-\alpha r}}{e^{\alpha r} + e^{-\alpha r}} \tag{14}$$

$$g(r) = \tanh\left(r\frac{A}{\sigma^2}\right) \tag{15}$$

이러한 방식은 수신신호 , r을 판정하는데 있어 기울기를 제어하는 구조와 동일하며 결국 연판정기의 입력단에서 A/σ^2의 가중치를 주는 것과 같다. 수신 신호의 평균대 분산비에 따라 가중치를 변화시킴으로써 다양한 채널환경에 대해 연판정기의 효과를 극대화시킬 수 있게 된다. 즉, 잡음과 간섭에 대한 영향이 클수록 분산값이 커져 가중치의 값이 상대적으로 작은 값을 가지게 되고 이러한 작은 가중치가 부여된 신호의 연판정은 간섭 신호의 제거를 그만큼 적게 하게 된다. 이와 반대로 잡음과 간섭에 대한 영향이 작을 경우, 가중치가 커져 경판정에 가까운 판정을 하게 되고 간섭 신호의 제거를 보다 많이 하는 구조가 된다. 따라서 이러한 수신 신호의 평균대 분산비에 따른 적응적 기법은 채널 환경에 따라 연판정기의 기울기를 단계별로 제어하거나 사용자별로 제어하는 방법에 비해 더욱 단순한 제어 방법을 제공하게 된다. 그리하여 연판정기의 H/W적인 구조를 그대로 유지하면서 연판정기의 최적 기울기를 간접적으로 제어할 수 있고 간단하게 회로를 구성할 수 있다.

2. Forgetting factor를 이용한 적응적 제어

연판정기의 기울기를 제어하기 위한 가중치 A/σ^2는 백색 잡음 특성을 갖는 채널을 가정하여 계산되었다. 따라서 시변 특성의 다중 경로 페이딩 채널에서는 그 시변 특성에 따라 A/σ^2의 값을 변화시키는 적응적 제어가 필요하다. 이를 위해, 최근의 데이터일수록 큰 비중을 갖도록 하는 forgetting factor 개념을 적용하여 시변특성의 시스템에 적용하였다. forgetting factor, α는 $0 < \alpha < 1$의 값을 가지며 가중치를 구하기 위해 식 (16), (17)로 평균과 분산을 구할 수 있다. 단계마다 각각 구해진 가중치가 연판정 함수에 이용되고 그 판정된 신호를 이용하여 간섭 신호를 재생한다. 재생된 간섭 신호는 다음 단계에서 수신 신호에서 제거되고 여기에서 얻어진 신호에 대해 가중치를 구하여 그 과정을 반복한다.

$$\bar{A}_{k,i}[n] = (1-\alpha)\cdot\sum_{l=0}^{n}\alpha^{n-l}\left(r_k[l-iT_b]\cdot\hat{b}_k[l-iT_b]\right) \tag{16}$$

$$\sigma^2{}_{k,i}[n] = (1-\alpha)\cdot\sum_{l=0}^{n}\alpha^{n-l}\left(r_k[l-iT_b] - \bar{A}_k[l-iT_b]\cdot\hat{b}_k[l-iT_b]\right)^2 \tag{17}$$

여기에서 k번째 사용자의 i번째 단계에서 n번째 수신 신호에 대한 평균은 $\bar{A}_{k,i}[n]$이고 분산은 $\sigma^2_{k,i}[n]$이다.

이러한 방법으로 마지막 단계에서 얻어진 신호와 실제 비트 정보 사이의 평균 자승 오류(MSE), 식 (18)을 구하고 MSE를 최소가 되도록 하는 forgetting factor를 찾을 수 있다.

$$MSE[n] = \frac{1}{K}\sum_{k=1}^{K}\frac{1}{n}\sum_{l=0}^{n}\left(r[l]-\bar{A}[l]\cdot b[l]\right)^2 \tag{18}$$

V. 모의 실험 결과

간섭 제거기를 기본 구조로 사용한 다중 사용자 신호 검출기와 새롭게 제안된 검출기 각각의 성능을 평가 및 비교하였다.

1. 다단 병렬 간섭 제거기

다단 병렬 간섭 제거기는 병렬 간섭 제거기를 반복적으로 이용하여 성능을 개선시키고자 한 구조로써,

정규화 기법을 제외시키고 1개의 수신 안테나를 사용하며 정밀한 간섭 신호를 재생하지 않은 다단 병렬 간섭 제거기의 성능을 그림 5에 나타내었다. 결과에서 단계가 증가하고 신호 대 간섭비가 커져도 성능의 개

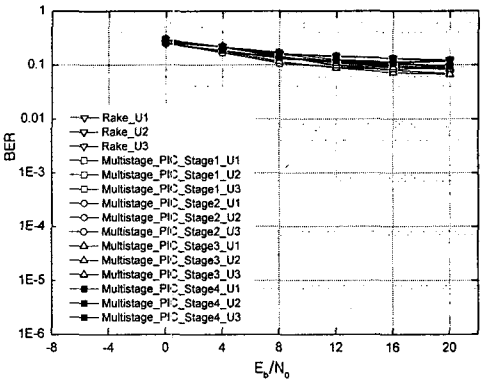

그림 5 다단 병렬 간섭 제거기 성능

선 여지가 보이지 않고 있음을 알 수 있다. 이는 초기 검출 오류가 커다란 성능 열화를 일으키기 때문에 터보 코더를 쓰고 단계를 증가시켜 간섭 신호를 제거하더라도 간섭신호가 제대로 제거되지 않아 열화된 성능과 검출 오류 포화 현상을 보이게 된다. 이러한 다중 사용자 신호 검출기는 현재와 같이 멀티미디어 서비스를 목표로 한 시스템에 적용하기 어렵기 때문에 타사용자 간섭이 적은 저속 데이터 전송을 하는데 사용될 수 있다.

2. Multistage Partial PIC

Multistage Partial PIC는 병렬 간섭 제거기 기반의 구조들이 초기 검출 오류의 영향이 크기 때문에 간섭 신호의 제거를 일부만 하도록 하는 기법이다. 이러한 기법은 단순 연판정기나 기울기를 제어할 수 있는 연판정기를 사용하여 구현될 수 있다. 또한 경판정기와 단계별 가중치, 연판정기와 단계별 가중치를 결합하는 조합도 가능하지만, 본 논문에서는 그 중 연판정기와 단계별 가중치를 결합한 Multistage Partial PIC와 단계별로 연판정기의 기울기를 제어하는 Multistage Partial PIC의 두 가지에 대하여 살펴보았다. 추가적으로 다이버시티 효과를 얻기 위해 수신 안테나를 두개로 증가시켰고 시변특성을 보상하기 위해 변형된 레이크 수신기를 사용하였으며 정밀한 간섭 신호를 재생하여 보다 완벽한 간섭 신호의 제거를 하고자 하였다.

1) 연판정기와 단계별 가중치 제어

표 5의 값으로 연판정기의 기울기를 제어하여 정합필터의 출력값을 연판정하고 연판정된 값에 단계별로 가중치를 부여하는 Multistage Partial PIC는 연판정기의 장점을 살릴 수 있고 단계를 증가시킬수록 한 명의 사용자를 가정한 최적 성능에 근사할 수 있게 된다. 이러한 파라미터를 최적화시키기 위해 연판정

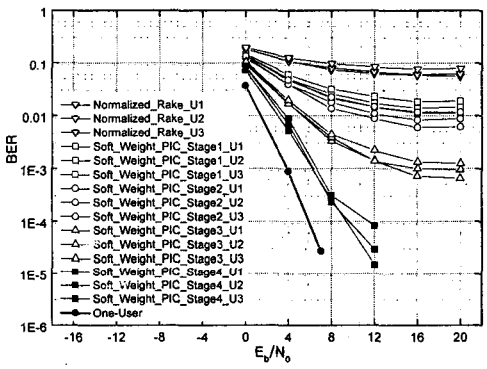

그림 6 연판정기와 가중치가 결합된 Multistage Partial PIC 성능

기의 기울기와 단계별 가중치를 각각 변화시켜 최종단의 성능이 가장 우수한 값을 선택하였다.

표 5 연판정기의 기울기와 단계별 가중치

연판정기	가중치				
기울기	단계	1	2	3	4
1	값	0.3	0.4	0.6	0.9

그림 6은 단계가 증가함에 따라 기존의 다단 병렬 간섭 제거기보다 성능이 개선되고 검출 오류 포화 현상이 해결됨을 보여주고 있다. 이러한 시스템은 비록 연판정기와 단계별 가중치를 동시에 최적화해야하는 어려움이 있지만, 단계를 더 늘리고 연판정기와 단계

별 가중치를 더욱 정교하게 최적화 시킨다면 한명의 사용자를 가정한 최적성능을 얻을 수 있다.

2) 연판정기의 기울기 제어

연판정기의 기울기와 단계별 가중치를 제어하는 Multistage Partial PIC는 단계를 늘리고 두개의 파라미터를 최적화함으로써 최적성능을 얻을 수 있으나 기울기와 가중치를 동시에 최적화해야하는 어려움이 있다. 이러한 문제에 대해 연판정기의 기울기만을 제어하는 Multistage Partial PIC는 좀더 단순한 최적화 방법을 제공한다. hyperbolic tangent 함수를 이용하여 연판정기를 설계하고 단계별로 hyperbolic tangent 함수의 기울기를 변화시켜 최종단의 성능이 가장 우수하도록 단계별 기울기를 최적화시킨 값이 표 6과 같다.

표 6 연판정기의 기울기

기울기				
단계	1	2	3	4
값	0.1	0.3	0.7	1.5

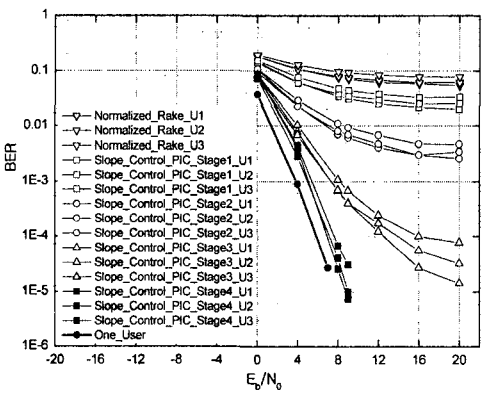

그림 7 기울기를 제어하는 Multistage Partial PIC의 성능

그림 7은 단순히 연판정기의 기울기를 제어하는 것만으로도 연판정기의 기울기와 단계별 가중치를 동시에 제어하는 Multistage Partial PIC와 마찬가지로 성능 개선과 검출 오류 포화 현상이 해결될 수 있음

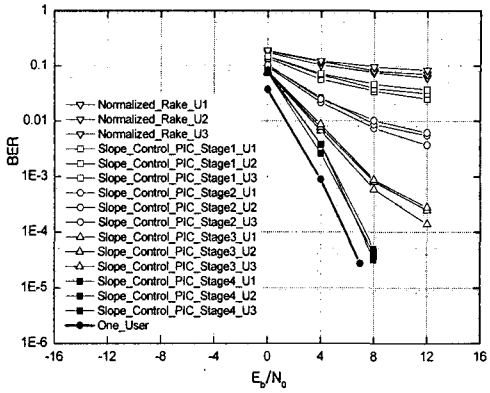

그림 8 도플러 환경에서 기울기를 제어하는 Multistage Partial PIC 성능

을 알 수 있다. 또한 단계를 더 늘리고 기울기를 최적화시킨다면 동일한 채널 환경에서 한명의 사용자를 가정한 최적성능을 얻을 수 있다.

3) 도플러가 적용된 환경에서의 성능

W-CDMA 시스템에서 이동체가 120 km/h의 속도로 움직이고 있을 때를 가정하고 표 6의 값으로 기울기를 제어하는 Multistage Partial PIC의 성능을 그림 8에 보였다. 도플러가 적용되지 않았던 그림 7의 성능과 비교할 때 성능 열화가 거의 일어나지 않았음을 볼 수 있다. 이는 120 km/h의 속도로 인한 도플러 주파수는 218 Hz의 값을 가져 심각한 도플러가 아니며 기울기를 제어하는 Multistage Partial PIC를 이용한 간섭 신호의 효과적인 제거와 두개의 수신안테나 및 변형된 레이크 수신기를 사용하여 도플러 영향이 크지 않기 때문이다.

4) 프레임 크기에 따른 성능

W-CDMA의 규격에 따라 10ms의 한 프레임에 들어가는 심벌의 크기에 맞게 채널 코딩과 블록 인터리빙의 크기를 9600으로 적용하였으며 표 6의 기울기를 제어하는 Multistage Partial PIC를 사용하였다. 블록의 크기가 커지면서 블록 인터리빙은 데이터를 더욱 분산시켜 페이딩을 랜덤(random)하게 만들고 터보코드는 블록 크기가 커짐으로써 개선된 성능을 얻을 수 있다. 프레임의 크기가 960인 성능과 목표 BER을 10^{-3}에서 비교 하였을 때 프레임의 크기가 커

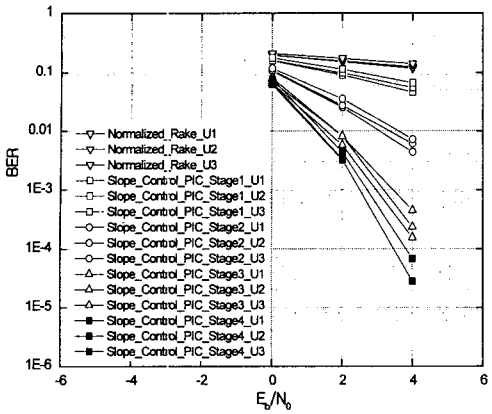

그림 9 프레임의 크기가 9600일 때 기울기를 제어하는 Multistage Partial PIC 성능

지면 약 2-3dB의 이득을 얻을 수 있었다. 따라서 고속의 데이터 전송일수록 프레임의 크기가 큰 실제 W-CDMA 시스템에 적용할 경우, 더 좋은 성능 개선을 이룰 수 있음을 알 수 있다.

3. Multistage Adaptive Partial PIC

가중치를 이용하거나 기울기를 제어하는 시스템은 간섭 신호를 조금씩 제거하면서 단계를 증가시켜 최적성능을 얻을 수 있었다. 그러나 단계가 증가할수록 시스템의 복잡도가 증가하고 사용자의 수가 변하거나 채널 환경이 변경되면 연판정기의 기울기와 단계별 가중치를 다시 최적화해야하는 문제가 발생한다. 때문에 단계를 줄이면서 다양한 채널 환경에서 강인한 성능을 얻을 수 있는 방법이 필요하고 이를 위해 적응적으로 기울기를 제어하도록 하였다.

그림 10은 forgetting factor($\alpha = 0.5$)를 이용하여 기울기가 적응적으로 변화되도록 하여 얻은 성능이며, 기존의 방법들에 비해 적은 단계에서도 최적성능(Optimal performance)을 얻을 수 있어 복잡도가 현저히 줄어들 수 있다. 또한 원근문제 및 사용자 증가와 채널변화 등의 다양한 채널에 대해서 보다 편리한 제어가 가능하다.

이상의 모의실험결과를 토대로 병렬 간섭 제거기 기반의 다중 사용자 신호 검출기들의 성능을 그림 11

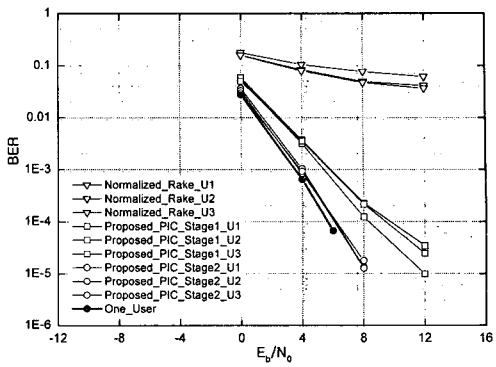

그림 10 Multistage Adaptive Partial PIC 성능

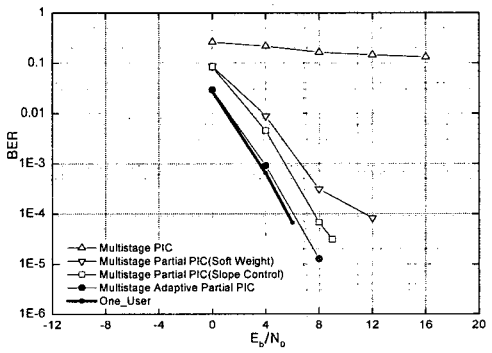

그림 11 여러 PIC들의 성능 비교

에 나타내었다. forgetting factor를 이용하여 적응적으로 연판정기의 가중치, A/σ^2를 제어하는 Multistage Adaptive Partial PIC는 단순한 제어방식을 제공하면서 연판정기와 단계별 가중치를 적용한 Multistage Partial PIC보다 적은 두 번째 단계에서 10^{-3}의 목표 BER을 가정할 때 2-3 dB의 이득을 얻을 수 있었다. 또한 동일한 채널 환경에서 한명의 사용자를 가정한, 즉 MAI가 전혀 없는 환경에서의 최적성능과 거의 일치함을 볼 수 있다. 이는 Multistage Adaptive Partial PIC가 타사용자의 간섭신호를 완벽하게 제거하고 있음을 입증하는 것이다.

추가적으로 용량의 증가에 대한 제안된 방법의 성능을 알아보기 위해 사용자를 1명 추가하고 forgetting factor($\alpha = 0.1$)를 이용하여 4명의 사용자에 대한 Multistage Adaptive Partial PIC의 성능을 그림 12

에 나타내었다. 결과에서 알 수 있듯이 그림 11의 3명의 사용자에 대한 결과에 비해 다소 열화된 성능을 얻었지만 열악한 채널 환경에서 용량이 증가하여도 간섭 신호검출오류 포화 현상을 해결하여 성능개선을 이룰 수 있음을 볼 수 있다.

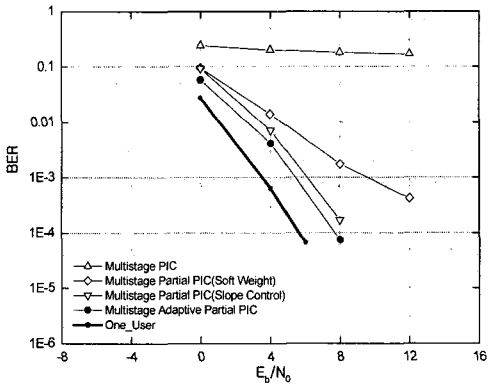

그림 12 4명의 사용자에 대한 여러 PIC들의 성능 비교

VI. 결 론

본 논문에서는 시변특성의 다중 경로 페이딩 채널에서 다단 병렬 간섭 제거기의 복잡도를 줄이면서 판정기 출력신호의 평균 자승 오차를 최소화하는 최적 연판정기를 설계하고 연판정기의 기울기를 적응방식으로 제어하는 알고리즘을 이용하여 검출 오류 포화 현상을 해결함으로써 성능을 보다 개선시켰다. 제안된 Multistage Adaptive Partial PIC는 기존의 병렬 간섭 제거기를 비롯한 Partial PIC, SIC, 신경망등의 장점을 결합함으로써 효과적으로 다중 사용자 간섭 및 다중 경로 간섭을 제거하였고 제안된 간섭제거기의 효율성을 높이기 위해 레이크 수신기의 정규화와 더욱 세밀한 간섭신호를 재생함으로써 성능 향상을 이루었으며, 두개의 수신 안테나를 사용하여 다이버시티 효과를 높였다. 더욱이 레이크 수신기의 뒤에서 간섭신호를 제거하는 방법은 메모리에 저장하여 단계마다 이용할 수 있어 시스템의 복잡도가 줄어들 수 있다.

모의실험을 통한 성능 평가 결과, 경판정기를 사용하는 다단 병렬 간섭 제거기는 초기 검출 오류의 영향으로 단계가 증가하여도 검출 오류 포화 현상을 해결하지 못하였다. 이러한 문제를 해결하기 위해 사용된 연판정기와 단계별 가중치를 사용한 Multistage Partial PIC는 다단 병렬 간섭 제거기보다 월등한 성능 개선을 이루었고 단계가 증가할수록 검출 오류 포화 현상을 해결할 수 있음을 보였다. 또한 hyperbolic tangent 함수의 기울기만을 단계별로 변화시켜 최적화면에서 연판정기와 단계별 가중치를 제어하는 방법에 비해 좀더 단순화하였고, 성능면에서도 연판정기와 가중치를 사용한 Multistage Partial PIC보다 BER이 10^{-3}일 때 약 1 dB의 이득을 얻을 수 있었다.

이러한 기울기 제어 방식을 전력제어가 이루어지지 않은 원근문제, 사용자수 변화, 채널상태 변경 등의 다양한 채널에서 사용하기 위해 적응적으로 기울기를 변화시켜 시뮬레이션 함으로써 최적화 면에서 더욱 효율적임을 알 수 있었다. 더욱이 Partial PIC 개념은 가중치를 작은 값부터 변화시키기 때문에 성능 개선을 위해서는 단계가 늘어나는 단점이 있었으나, forgetting factor를 사용한 적응방식을 이용하여 적은 단계에서도 월등한 성능개선 및 검출 오류 포화 현상을 해결하였다. 10^{-3}의 BER성능을 고려할 때, 같은 단계에서는 비교가 될 수 없는 성능 개선을 이루었으며 최종단과 비교하더라도 약 2-3 dB의 이득을 얻을 수 있었다. 또한 4명의 사용자로 용량을 증가시켰을 경우에도 3명에 대한 성능과 비교할 때 단계는 늘어났으나 큰 성능 열화 없이 검출 오류 포화 현상을 해결하고 성능 향상을 이룰 수 있었다. 이상의 결과를 볼 때, 본 논문에서 제안한 Multistage Adaptive Partial PIC는 적은 단계에서도 최적성능을 얻을 수 있고 고속의 데이터 전송과 용량 증가 및 다양한 채널에서 강인한 성능을 얻을 수 있다. 또한 기존의 병렬간섭제거기와 같은 구조를 가져 PIC를 고려한 어떤 통신 시스템에도 쉽게 적용이 가능할 뿐만 아니라 긴 주기의 사용자 코드에 대해서도 사용가능하여 보다 현실적인 구조이다. 따라서 2 Mbps속도로 유선망에 버금가는 고품질의 서비스를 제공하는 IMT-2000시스템에서 Multistage Adaptive Partial PIC를 적용함으로써 성능 향상을 이루고 시스템의 용량 증대를 가져올 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

[1] Sergio. Verdu, Multiuser Detection, Cambridge University Press, 1998.

[2] Tero. Ojanpera, "Overview of Multiuser Detection/Interference Cancellation for DS-CDMA", *IEEE ICPWC' 97*, pp.115-119, Dec. 1997.

[3] Ruxandra Lupas and Sergio. Verdu, "Linear Multiuser Detectors for Synchronous Code-Division Multiple-Access Channels", *IEEE Transaction Information theory*, vol.35, no.1, Jan. 1989.

[4] Mahesh K. Varanasi and Behnaam Aazhang, "Multistage Detection in Asynchronous Code-Division Multiple-Access Communications", *IEEE Transaction on Communications*, vol.38, no.4, pp.509-519, Apr. 1990.

[5] Mahdi Mozaffaripour and Rahim Tafazolli, "Multisensor Partial Parallel Interference Cancellation for UMTS Uplink", *IEEE 3G Mobile Communication Technologies*, no.477 pp.392-395, Mar. 2001.

[6] Sunghwan Kim and JaeHong Lee, "Performance of Iterative Multiuser Detection with a Partial PIC Detector and Serially Concatenated Codes", *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol.1, pp.487-491, Oct. 2001.

[7] Slavica Marinkovic, Branka Vucetic, and Akihisa Ushirokawa, "Space-time Iterative and Multistage Receiver Structures for CDMA Mobile Communication Systems", *IEEE Journal, Selected Areas in Communications*, vol.19, no.8, pp.1594-1604, Aug. 2001.

[8] Do-Sik Yoo andWayne E. Stark, "Interference Cancellation for Multirate Multiuser Systems", *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol.3, pp.1584-1588, May 2001.

[9] Harry Holma and Antti Toskala, WCDMA for UMTS, Wiley, 2000.

[10] 3GPP, "UMTS : Multiplexing and Channel Coding (FDD)", 3GPP TS 25.212, ver.4.2.0, Sep. 2001.

[11] 3GPP, "UMTS : Spreading and Modulation (FDD)", *3GPP TS 25.213*, ver.4.1.0, Jun. 2001.

[12] John G. Proakis, Digital Communications, 3rd ed., McGraw Hill, 1995.

[13] Tao Xiaofeng, Li Lihua and Zhang Ping, "Multistage non-linear parallel interference cancellation with small spread factor", *Vehicular Technology Conference*, 2001. VTC 2001 Spring. IEEE VTS 53rd, vol.3, pp.1533-1537, May 2001.

[14] Yue Heng Li, et al., "A reduced complexity partial PIC detector", *Vehicular Technology Conference*, 2001. VTC 2001 Fall. IEEE VTS 54th, vol.4, pp.2299-2303, Oct. 2001.

[15] Bong Youl Cho, et al., "Performance of the improved PIC receiver for DS-CDMA over Rayleigh fading channels", *2000 IEEE Sixth International Symposium on*, vol.1, pp.45-49, Sep. 2000.

[16] M. Mostofa, K. Howlader and Brian D. Woerner, "Iterative interference cancellation and decoding using a soft cancellation factor for DS-CDMA", *Vehicular Technology Conference Proceedings*, 2000. VTC 2000-Spring Tokyo. 2000 IEEE 51st, vol.3, pp.2076-2080, May 2000.

[17] Chin Liang Wang, Kuo Ming Wu and Ming Shiang Lai, "On weight initialization for adaptive multistage parallel interference cancellation in CDMA systems", *2001 IEEE Third Workshop on Signal Processing Advances in*, pp.194-197, Mar. 2001.

[18] N. Prapavong and W. Benjapolakul, "Improvement of partial interference cancellation receiver using variance from matched filter for weight factor assignment and adaptation in multirate CDMA cellular mobile communication systems", 2001 *IEEE Third Workshop on Signal Processing Advances in*, pp.210-213, Mar. 2001.

[19] Jeong Hoon Ko, Jung Suk Joo and Yong Hoon Lee, "On the use of Sigmoid Functions for Multistage Detection in Asynchronous CDMA Systems", *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol.48, pp.522-526, Mar. 1999.

[20] Simon Haykin, Neural Network, 2nd ed., Prentice Hall, 2000.

[21] 김대수, 신경망의 이론과 응용(I), (주) 하이테크정보세계, 1999.

[22] D. R. Hush and B. G. Horne, "Progress in supervised neural networks", *IEEE Signal Processing Magazine*, vol.10, pp.8-39, Jan. 1993.

[23] George I. Kechriotis and Elias S. Manolakos, "Hopfield Neural Network Implementation of the Optimal CDMA Multiuser Detection", *IEEE Trans.* on Neural Networks, vol.7, no.1, pp.131-141, Jul. 1996.

[24] S.H. Yoon and S.S. Rao, "Annealed Neural Network Based Multiuser Detector in codedivision Multiple Access Communications", *IEEE Communications*, vol.147, no.1, pp.57-62, Feb. 2000.

[25] H. Khoshbin-Ghomash, "An adaptive neural network receiver for CDMA multi-user interference cancellation in multipath environments", *Proc. of IEEE MILCOM '98*, vol.3, pp.767-771, Mar. 1998.

전 재 춘(Jae-Choon Jeon) 준회원
2001년 2월 : 충북대학교 정보통신공학과 졸업
2003년 2월 : 충북대학교 전파공학과 석사졸업

<주관심분야> 이동/위성통신, 디지털통신, ITS

이 봉 희(Bong-Hee Lee) 준회원
2002년 2월 : 충북대학교 전파공학과 졸업
2002년 3월~현재 : 충북대학교 전파공학과 석사과정

<주관심분야> 이동통신, 다중사용자 신호검출,
신경망, ITS

황 인 관(In-Kwan Hwang) 정회원
1975년 : 아주대학교 전자공학과졸업
1987년 : Polytehnic University 공학석사
1990년 : Polytehnic University 공학박사
1982년~1997년 2월 :한국전자 통신연구원
위성망연구실
1997년 3월~현재 : 충북대학교 전기전자
공학부 부교수

<주관심분야> 이동통신, 위성통신, 디지털통신,
신경망, 다중사용자 검출