

PCS 환경에서 윈도우 기법을 적용한 새로운 직렬 간섭 제거 기술

正會員 도 상 현*, 김 의 묵**, 최 형 진*

A New Interference Cancellation Applying Windowing Technique in PCS Environment

Sang-Hyun Do*, Euy-Mook Kim**, Hyung-Jin Choi* *Regular Members*

※이 논문은 한국과학재단 핵심연구지원과제 연구비에 의하여 연구되었음

요 약

본 논문에서는 PCS 환경에서 다중 사용자 간섭의 제거를 위한 직렬 간섭 제거 방식을 분석하고, 이를 개선한 새로운 직렬 간섭 제거 방식을 제안한다. DS/CDMA 통신 시스템에서는 성능 열화의 원인이 되는 원근 효과(near-far effect)와 다중 사용자 간섭(Multiple Access Interference)에 대한 보상이 요구되며, 이러한 문제를 보상하는 방법으로 다중 사용자 간섭 제거를 위한 직렬 간섭 제거 기술이 제안된 바 있다. 그러나 이러한 직렬 제거 방식은 사용자간의 간섭 제거 횟수의 가변성으로 인하여 안정된 성능을 보이기가 어렵다. 본 논문에서는 이러한 단점을 개선한 방식으로 윈도우 기법을 적용한 직렬 간섭 제거 방식을 제안하고, 이에 대한 성능 평가를 수행하였다.

ABSTRACT

In this paper, we analyzed the serial interference cancellation scheme and proposed the new serial interference cancellation scheme suppressing multiple access interference. Compensating for the near-far effect and the multiple access interference is critical for the stable performance of DS/CDMA system, and the serial multiple access interference cancellation has been proposed as one of the compensation methods. But this serial interference cancellation scheme has a linear variation in the number of cancellation operation each users. Because of this variation, it

*성균관대학교 전자공학과
**한송 PCS 정보통신연구원
論文番號:96206-0713
接受日字:1996年 7月 13日

is difficult to show a stable performance. Hence, We suggested a new serial interference applying window technique to overcome this fault and made a performance estimation.

I. 서 론

DS/CDMA 방식의 송수신 기술은 의사 잡음 부호를 사용하여 정보를 기저대역 신호보다 훨씬 넓은 대역으로 확산시켜 전송하는 방식으로 종래의 협대역 전송 시스템보다 페이딩에 강한 특성을 보인다. 또한, 단위 대역 당 송신 전력이 적어 송신 신호의 존재를 은닉할 수 있으므로 정보의 보호 차원에서도 매우 뛰어나며, 특히 페이딩 채널 환경에서는 TDMA와 같은 협대역 방식에 비해 용량도 뛰어난 것으로 알려지고 있다 [1], [2].

DS/CDMA 방식을 도입한 PCS 시스템에서 안정된 성능을 보장하기 위하여 셀 내의 사용자 분포에 의해서 발생하는 원근 효과(near-far effect)와 다중 사용자 간섭(MAI: Multiple Access Interference)을 고려한 설계가 필수적이다. 이러한 원근 효과의 보상을 위한 방법으로는 사용자의 전력 레벨을 제어하는 전력 제어 방식과 다중 사용자 신호를 제거하는 간섭 제거 방식을 들 수 있다. 첫째로, 전력 제어 방식은 현재 상용중인 CDMA 셀룰라 시스템에서 사용하고 있는 방법으로 기지국에서 각 사용자 단말기의 전력 레벨을 검사하여 단말기의 전력 레벨을 관리하여 원근 효과와 다중 사용자 간섭에 대한 보상을 수행한다 [3], [4]. 둘째로, 간섭 제거 방식은 간섭신호의 분류 방법에 따라 두 가지로 분류되며, 그에 따라 다음과 같은 간섭 제거 방법이 제시되어 왔다 [5], [6].

첫째로, 간섭신호를 단순한 협대역 신호로 보는 관점에서의 간섭 제거 방법이 있다. 이 방법은 협대역 신호를 단순히 가우시안 협대역 간섭으로 보고 선형 신호 처리 이론을 이용한 시간 영역에서 Linear Transversal Prediction Filter, Linear Transversal Interpolation Filter를 사용하거나 주파수 영역에서 SAW (Surface Acoustic Wave) 장비를 이용한 FFT(Fast Fourier Transform)를 사용하여 간섭신호를 제거하는 방법이 있고, 다음으로는 비 가우시안 협대역 잡음으로 보고, 비선형 필터링(Nonlinear filtering)을 사용한

방법이 있으며, 이러한 선형, 비선형 필터링 방법에 적용 알고리즘(adaptive algorithm)을 이용한 필터도 제안되어 왔다 [7], [10].

둘째로, 간섭신호를 같은 DS/CDMA 방식을 사용하는 사용자로부터 발생하는 다중 사용자 간섭신호(MAI: Multiple Access Interference)로 보는 관점이 있다. 이 때, 기지국 장비인 다중 사용자 검출기(MUD: Multi-User Detector)를 사용하여 MAI를 제거하는 방법이 제안되어 왔다. 이 경우도 다음 두 가지로 나누어지는데, 첫째로는 다중 사용자 검출기 자체를 설계할 때, 다중 사용자 간섭을 제거를 고려하여 설계하는 방식이다. 이 방식에 대한 최적 방법으로 MLSE(Maximum Likelihood Sequence Estimation) 알고리즘을 이용한 최적 다중 사용자 검출 방법이 제안되었다. 이 알고리즘은 정합 필터 뱅크와 MLSE를 사용하는데, MLSE 알고리즘의 상태가 사용자 수 (N명)에 대하여 2^{N-1} 상태를 갖게 되어 계산상의 복잡성이 사용자 수에 따라 지수적으로 증가한다는 단점 때문에 현실화가 불가능하며, 이에 대한 준 최적 방법으로 역상관 다중 사용자 검출을 이용한 방법이 제안되었다 [11], [13]. 그러나, 이 방법이 최적 다중 사용자 검출 방법에 비하여 계산상의 복잡도를 많이 감소시켰지만, 비동기 채널에서는 실현 가능성이 희박하였다. 이에 대하여, 최근에는 좀 더 실현 가능한 방법으로 다중 사용자 검출기를 다단(Multistage)으로 이용한 방법이 제안되고 있다.[14]~[17] 이때, 사용자 신호에 대한 간섭 제거 방법에 따라 한 단계마다 한 사용자의 신호에 대한 성분만 제거하는 직렬 다중 사용자 간섭 제거 방식과 한 단계에서 모든 다중 사용자 간섭신호 부분을 추정하여 한 번에 제거하는 병렬 다중 사용자 간섭 제거 방식으로 분류된다.

본 논문에서는 이러한 직렬 제거 방식에 대한 기존 방식에 대하여 알아보고, 윈도우 기법을 적용하여 PCS 환경에 맞게 개선된 직렬 제거 구조에 대한 수학적 모델을 제시하며, 다중 사용자 환경에서의 분석을 통하여 전력 제어와의 연동이 중요함을 보였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. I 장은 서론이며, II 장에서는 시스템 모델을 설정하고, 기존의 직렬 제거 방식에 대한 분석하였다. III 장에서는 II 장에서 분석한 직렬 제거 방식을 PCS 환경에 알맞게 윈도우 기법을 적용한 직렬 간섭 제거 방식을 제안하고, 이에 대한 분석을 수행하였다. IV 장에서는 본 논문에서 제안한 방식에 대하여 여러 조건에서 성능 평가를 수행하였다. 마지막으로 V 장의 결론으로 구성되어 있다.

II. 다중 사용자 검출기를 이용한 직렬 제거 방식

2.1. 시스템 환경 설정

직렬 간섭 제거의 수학적 분석을 위한 수신 신호는 다음과 같이 한다.

$$r(t) = \sum_{k=1}^K s_k(t) + n(t) \quad (2.1)$$

여기서, $r(t)$ 는 수신 신호를 의미하며, K 는 셀 내의 사용자 수이고, $n(t)$ 는 전력 스펙트럼 밀도 $N_0/2$ 를 갖는 AWGN를 의미하며, $s_k(t)$ 는 각 사용자로부터 전송된 신호로서 이상적인 채널 환경에서 시간 지연과 위상 지연만 존재한다고 가정한다. 다음 식 (2.2)는 이러한 $s_k(t)$ 를 나타낸다.

$$s_k(t) = A_k p_k(t - \tau_k) b_k(t - \tau_k) \cos(\omega_c t + \phi_k) \quad (2.2)$$

이 때 A_k 는 k 번째 사용자의 진폭을, $b_k(t)$ 는 bit rate R_b 인 bit 시퀀스를, $p_k(t)$ 는 chip rate R_c 를 갖는 k 번째 사용자의 확산 chip 시퀀스를 의미하며, 이에 대하여 $N = T/T_c$ 를 프로세싱 이득이라고 놓는다. 여기서, T 는 bit period를, T_c 는 chip period 말한다. 또한 τ_k 와 ϕ_k 는 k 번째 사용자의 지연 정도를 나타내는데, ϕ_k 는 $[0, 2\pi]$ 에서 균일 분포를 가지고, τ_k 는 $[0, T)$ 에서 균일 분포를 가진다고 가정한다. 그리고, 시스템에 대한 가정으로 수신기는 모든 사용자의 확산 시퀀스와 각 사용자 신호의 세기에 대한 정보는 가지고 있다고 가정한다. 그림 2-2는 각기 다른 확산 부호에 의하여 확산된 신호가 각기 다른 시간 지연과 위상 지연을 거치면서 열 잡음이 부가되는 수신신호 $r(t)$ 를 나타낸다.

이 수신신호 $r(t)$ 가 기저대역으로 복조 후에 저역

대역 필터를 거친 결과를 $d(t)$ 로 놓았을 때, 이 $d(t)$ 의 직교 성분 중 In-phase 성분인 $d^I(t)$ 채널과 Quadrature-phase 성분인 $d^Q(t)$ 채널의 성분은 다음 식(2.3)과 같이 나타낼 수 있다.

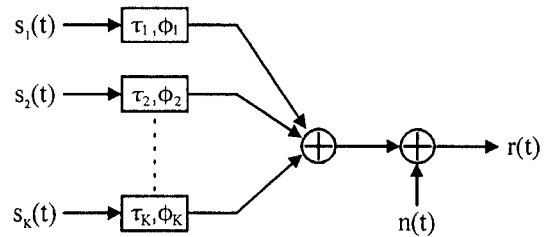


그림 2-1. 역방향 링크에서 DS/CDMA 수신신호 모델
Fig 2-1. DS/CDMA Received Signal Modeling in Reverse Link

$$\begin{aligned} d^I(t) &= LPF\{r(t) \cos(\omega_c t)\}^I \\ &= \sum_{k=1}^K A_k p_k(t - \tau_k) b_k(t - \tau_k) \frac{\cos(\phi_k)}{2} + \frac{n_c(t)}{2} \\ d^Q(t) &= LPF\{r(t) \sin(\omega_c t)\}^Q \\ &= - \sum_{k=1}^K A_k p_k(t - \tau_k) b_k(t - \tau_k) \frac{\sin(\phi_k)}{2} + \frac{n_s(t)}{2} \end{aligned} \quad (2.3)$$

이 기저대역 신호 $d(t)$ 를 같이 각 사용자의 chip 시퀀스로 재확산시킨 값의 적분을 통하여 우리는 각 사용자의 원래의 bit 시퀀스를 복구시킬 수 있다. 이 과정에서 같이 수신되는 다른 사용자의 chip 시퀀스와 자신의 chip 시퀀스간의 상호상관이 완벽한 직교성을 이루지 못하여 다중 사용자 간섭의 원인이 된다. 여기서, i 번째 사용자와 k 번째 사용자간의 상호상관값 $I_{k,i}$ 를 식(2.4)와 같이 정의하자.

$$I_{k,i}(\tau_{k,i}) = \frac{1}{T} \left[\int_0^T p_k(t - \tau_{k,i}) p_i(t) dt \right] \quad (2.4)$$

그리고, τ_k 와 ϕ_k 는 서로 독립적으로 발생하므로, 식 (2.5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} I_{k,i}(\tau_{k,i}, \phi_{k,i}) &= \frac{1}{T} \left[\int_0^T p_k(t - \tau_{k,i}) p_i(t) \cos(\phi_k - \phi_i) dt \right] \\ &= I_{k,i}(\tau_{k,i}) \cos(\phi_k - \phi_i) \end{aligned} \quad (2.5)$$

이를 이용하여 얻어낸 i 번째 사용자에 대한 값의 추정치 \hat{Z}_i 의 직교 성분인 In-phase 성분과 Quadrature-phase 성분은 각각 식 (2.6)과 (2.7)같이 나타난다.

$$\begin{aligned} \hat{Z}_i^I &= \frac{1}{T} \int_0^T d^I(t) p_i(t - \tau_i) \cos(\phi_i) dt \\ &= \frac{1}{2} A_i b_i \cos^2(\phi_i) + \sum_{k=1, k \neq i}^K \frac{1}{2} A_k I_{k,i}(\tau_{k,i}, \phi_{k,i}) \\ &\quad \cos(\phi_k) \cos(\phi_i) + \frac{1}{2} n_i^I \end{aligned} \quad (2.6)$$

$$\begin{aligned} \hat{Z}_i^Q &= \frac{1}{T} \int_0^T d^Q(t) p_i(t - \tau_i) \sin(\phi_i) dt \\ &= -\frac{1}{2} A_i b_i \sin^2(\phi_i) - \sum_{k=1, k \neq i}^K \frac{1}{2} A_k I_{k,i}(\tau_{k,i}, \phi_{k,i}) \\ &\quad \sin(\phi_k) \sin(\phi_i) + \frac{1}{2} n_i^Q \end{aligned} \quad (2.7)$$

식 (2.6), (2.7)에서 n_i^I 와 n_i^Q 은 열 잡음이 i 번째 사용자의 추정치에 미치는 영향을 In-phase 성분과 Quadrature-phase 성분으로 나타낸 값으로 다음과 같다.

$$\begin{aligned} n_i^I &= \frac{1}{T} \int_0^T n_c(t) p_i(t - \tau_i) \cos(\phi_i) dt \\ n_i^Q &= \frac{1}{T} \int_0^T n_s(t) p_i(t - \tau_i) \sin(\phi_i) dt \end{aligned}$$

그러므로, 식 (2.6)과 (2.7)을 사용하여 구할 수 있는 i 번째 사용자의 신호에 대한 추정치는 식 (2.8) 같다.

$$\begin{aligned} \hat{Z}_i &= \frac{1}{2} A_i b_i + \sum_{k=1, k \neq i}^K \frac{1}{2} A_k I_{k,i}(\tau_{k,i}, \phi_{k,i}) + \frac{1}{2} (n_i^I + n_i^Q) \\ &= \frac{1}{2} A_i b_i + \frac{1}{2} C_i \end{aligned} \quad (2.8)$$

여기서, C_i 는 \hat{Z}_i 의 열 잡음 부분과 간섭 부분을 합하여 표시한 것이다.

2.2. 기존의 직렬 간섭 제거 구조

PCS 역방향 링크에서 다중 사용자 검출기를 사용한 다중 사용자 간섭의 직렬 제거 시스템에 대한 구조도는 다음 그림 2-2와 같다. 다중 사용자 간섭은 사용자의 수신신호 크기가 클 수록 다른 사용자에게 간섭으로 크게 작용한다. 그러므로, 직렬 간섭 제거에서는 사용자의 수신신호가 큰 순으로 제거해야 한다.

또한 기존의 간섭 제거 방식에서는 신호 크기가 가장 큰 사용자의 신호부터 판단기로 보냄과 동시에 재확산 시켜 제거하게 된다. 그러므로, 다음에 전개될 분석은 이 점을 고려하여 그림 2-2의 분석을 위한 기본 전제로, 수신기에서 관찰되는 모든 사용자가 전력 분포에 따라 내림차순으로 정렬되며, 전력 분포 상에서 제일 큰 전력 레벨을 갖는 첫 번째 사용자의 신호부터 수신신호에서 제거해 나간다고 가정한다.

Z 신호를 출력함과 동시에 재확산시켜 $d(t)$ 에서 제거한 후의 신호 $d_1(t)$ 의 직교 성분 중 In-phase 성분, $d_1^I(t)$ 는 다음 식 (2.9) 와 같다.

$$\begin{aligned} d_1^I(t) &= d^I(t) - \hat{Z}_1 \cdot p_1(t - \tau_1) \cos(\phi_1) \\ &= \sum_{k=2}^K A_k b_k(t - \tau_k) p_k(t - \tau_k) \frac{\cos(\phi_k)}{2} + \frac{n_c(t)}{2} \\ &\quad - \frac{1}{2} C_1 p_1(t - \tau_1) \cos(\phi_1) \end{aligned} \quad (2.9)$$

그리고, Quadrature-phase 성분인 $d_1^Q(t)$ 는 식(2.9)에서 In-phase 성분, $d_1^I(t)$ 를 구한 방법과 동일한 방법으로 나타낼 수 있다. 이렇게, 한 사용자 신호에 대한 부분을 제거한 후, 두 번째 사용자에 대한 추정치는 식 (2.6), (2.7), (2.8)의 방법을 따라 식 (2.10) 과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{Z}_2 &= \frac{1}{2} A_2 b_2 + \sum_{k=3}^K \frac{1}{2} A_k I_{k,2}(\tau_{k,2}, \phi_{k,2}) \\ &\quad + \frac{1}{2} (n_2^I + n_2^Q) - \frac{1}{2} C_1 I_{1,2}(\tau_{1,2}, \phi_{1,2}) \\ &= \frac{1}{2} A_2 b_2 + \frac{1}{2} C_2 \end{aligned} \quad (2.10)$$

이를 일반화하여, j 번째 사용자까지 제거한 후 $j+1$ 번째 사용자에 대한 추정값, \hat{Z}_{j+1} 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{Z}_{j+1} = \hat{Z}_{j+1}^I - \hat{Z}_{j+1}^Q = \frac{1}{2} A_{j+1} b_{j+1} + \frac{1}{2} C_{j+1} \quad (2.11)$$

여기서 $j+1$ 번째 사용자에 대한 추정치, \hat{Z}_{j+1} 에 대한 잡음부, C_{j+1} 는 다음 식 (2.12)와 같다.

$$\begin{aligned} C_{j+1} &= \sum_{k=j+2}^K A_k I_{k,j+1}(\tau_{k,j+1}, \phi_{k,j+1}) + (n_{j+1}^I + n_{j+1}^Q) \\ &\quad - \sum_{i=1}^j C_i I_{i,j+1}(\tau_{i,j+1}, \phi_{i,j+1}) \end{aligned} \quad (2.12)$$

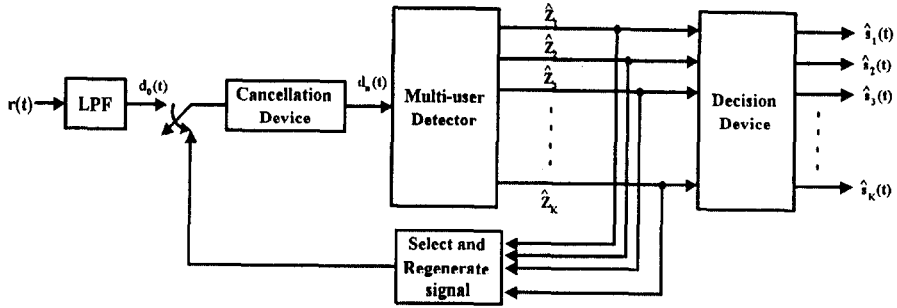


그림 2-2. 직렬 다중 사용자 간섭 제거 및 검파를 위한 수신기 구조

Fig 2-2. Receiver Structure for Serial Multiuser Interference cancellation and Decision

2.3. 간섭 제거에 대한 분석

j번째 사용자 신호까지 제거한 후 j+1번째 사용자에 대한 추정치 \widehat{Z}_{j+1} 의 성능 향상을 측정하기 위하여서는 j+1번째의 사용자에 대한 간섭을 제거하기 전과 j번째까지의 간섭을 제거한 후의 신호 대 간섭, 잡음의 비, SNR값을 비교함으로써 나타낼 수 있다.

간섭을 제거를 수행하지 않는 j+1번째 사용자의 신호의 추정치 \widehat{Z}_{j+1} 는 식 (2.8)을 이용하면 다음과 같다.

$$\widehat{Z}_{j+1} = \frac{1}{2} A_{j+1} b_{j+1} + \sum_{k=1, k \neq j+2}^K \frac{1}{2} A_k I_{k,j+1}(\tau_{k,j+1}, \phi_{k,j+1}) + \frac{1}{2} (n_{j+1}^I + n_{j+1}^Q) \quad (2.13)$$

여기서 j+1번째 사용자에 대한 추정치는 \widehat{Z}_{j+1} 의 잡음부 C_{j+1} 는 다음과 같다.

$$C_{j+1} = \sum_{k=1, k \neq j+2}^K A_k I_{k,j+1}(\tau_{k,j+1}, \phi_{k,j+1}) + n_{j+1}^I + n_{j+1}^Q$$

이렇게 나타낸 잡음부 C_{j+1} 의 분산, η_{j+1} 은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \eta_{j+1} &= \text{Var}[C_{j+1} | A_k] \\ &= \sum_{k=1, k \neq j+1}^K A_k^2 \text{Var}[I_{k,j+1}(\tau_{k,j+1}, \phi_{k,j+1})] \\ &\quad + \text{Var}[(n_{j+1}^I + n_{j+1}^Q)] \end{aligned} \quad (2.14)$$

먼저, n_j^I, n_j^Q 는 가우시안 잡음에 대한 In-phase 채널과, Quadrature-phase 채널의 값으로 각각에 대한 분산치는 전력 스펙트럼 밀도와 신호의 대역폭의 곱으로 나타낼 수 있으므로 식 (2.15)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\text{Var}[n_j^I] = \frac{N_0}{2T}, \quad \text{Var}[n_j^Q] = \frac{N_0}{2T} \quad (2.15)$$

그러므로, 열 잡음에 의한 잡음 성분의 분산값은 $\frac{N_0}{T}$ 가 된다.

앞에서 가정된 것처럼 ϕ_k 는 $[0, 2\pi]$ 에서 균일 분포를 가지고, τ_k 는 $[0, T]$ 에서 균일 분포를 가진다. 이러한 조건에서 i번째 사용자와 k번째 사용자간의 한 심벌내에서의 partial crosscorrelation에 대한 통계적 분산 특성은 다음 식 (2.16)과 같이 나타낼 수 있다. [18]

$$\sigma_{k,i}^2 = \text{Var}[I_{k,i}(\tau_{k,i}, \phi_{k,i})] = \frac{1}{3N} \quad (2.16)$$

그러므로, j+1번째 사용자의 잡음부, C_{j+1} 에 대한 분산치, η_{j+1} 는 다음과 같다.

$$\eta_{j+1} = \frac{1}{3N} \sum_{k=1, k \neq j+1}^K A_k^2 + \frac{N_0}{T} \quad (2.17)$$

최종적인 j+1 번째 사용자에 대한 신호 대 잡음, 간섭의 비 SNIR은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \text{SNIR}_{\text{NonICS}} &= \frac{\frac{1}{4} A_{j+1}^2}{\frac{1}{4} \eta_{j+1}} \\ &= \frac{A_{j+1}^2}{\frac{1}{3N} \sum_{k=1, k \neq j+1}^K A_k^2 + \frac{N_0}{T}} \end{aligned} \quad (2.18)$$

다음으로는 j번째 신호까지 제거한 후의 SNIR을 구하기 위해 식(2.11)을 이용하여 잡음의 분산치, η_{j+1} 는 다음 식(2.19)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \eta_{j+1} &= \text{Var}[C_{j+1} | A_k] \\ &= \sum_{k=j+2}^K A_k^2 \text{Var}[I_{k,j+1}(\tau_{k,j+1}, \phi_{k,j+1})] \\ &\quad + \text{Var}[(n_{j+1}^I + n_{j+1}^Q)] \\ &\quad + \sum_{i=1}^j \eta_i \text{Var}[I_{i,i+1}(\tau_{i,i+1}, \phi_{i,i+1})] \end{aligned} \quad (2.19)$$

위의 경우와 유사하게 식(2.15)과 식(2.16)을 이용하면 다음 식(2.20)과 같은 결과를 나타낸다.

$$\eta_{j+1} = \frac{1}{3N} \sum_{k=j+2}^K A_k^2 + \frac{N_0}{T} + \frac{1}{3N} \sum_{i=1}^j \eta_i \quad (2.20)$$

그러므로, j번째 사용자의 신호까지 제거한 후의 최종적인 j+1 번째 사용자에 대한 신호 대 잡음, 간섭의 비 SNIR은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \text{SNIR}_{\text{conventional}} &= \frac{\frac{1}{4} A_{j+1}^2}{\frac{1}{4} \eta_{j+1}} \\ &= \frac{A_{j+1}^2}{\frac{1}{3N} \sum_{k=j+2}^K A_k^2 + \frac{N_0}{T} + \frac{1}{3N} \sum_{i=1}^j \eta_i} \end{aligned} \quad (2.21)$$

III. 실시간 구현을 위한 직렬 제거 방식

3.1. 윈도우 알고리즘을 도입한 직렬 제거 방식의 개요

지금까지 살펴 본 직렬 간섭 제거 방식에 대한 기존 방식은 n번째 사용자에 대한 간섭 제거 수행 횟수는 n-1 번으로서 각 사용자의 정렬 순서에 따라 각기 다른 횟수의 간섭 제거를 수행한 후 이 결과로 산출된 BER값에 대한 평균을 취함으로써 성능 평가의 기준으로 제시한다.

그림 2.1과 그림 2.3에서 묘사한 것처럼 한 단계의 간섭 제거를 거치는데 소요되는 시간을 t_c 라 할 때 n 번째 사용자의 총 간섭 수행 시간 t_{ICS} 는

$$t_{ICS} = t_c \times (n-1) \quad (3.1)$$

가 된다. 그런데, PCS 환경에서 음성 전송 서비스와 같은 실시간 처리를 요하는 시스템에서 수신신호의 실시간 처리를 위하여 총 간섭 제거 수행 시간 t_{ICS} 가 bit rate의 역수 $1/R_b$ 보다 작아야 한다. 이런 이유로 기존 직렬 간섭 제거 방식에는 다음과 같은 두 가지 문제가 대두된다. 첫째, 시스템의 가능한 간섭 제거 수행 횟수를 i 번이라고 가정하였을 때, 수신신호의 순위가 $i+1$ 보다 낮은 사용자에 대한 실시간 처리에 대하여 2장에서 제시한 것과 같은 기존의 직렬 간섭 제거 모델과 같은 간섭 제거를 수행 할 수 없다. 이 결과, 실제의 경우와 기존 방식에 의한 분석 결과와 매우 큰 오차를 보이게 된다. 둘째, 수신신호 순위가 i 번째 이내의 사용자에 대한 간섭 제거 횟수는 총 간섭 제거 횟수에 못 미치게 되고 출력되어 자신보다 낮은 전력 레벨의 사용자 신호에 대한 간섭 제거를 수행함으로써 얻을 수 있는 성능 개선을 기대할 수 없었다.

본 논문에서는 이러한 기존 직렬 간섭 제거 분석의 두 가지 단점을 개선하기 위하여 윈도우 알고리즘을 적용하였다. 여기서 윈도우 크기는 시스템에서 가능한 간섭 제거 수행 횟수로 정의한다. 이러한 윈도우 알고리즘을 적용한 직렬 제거 구조는 다음 그림 3.1와 같이 나타낼 수 있다. 이 간섭 제거 구조는 기존의 직렬 간섭제거 구조와 다른 점이 있다.

첫째, 각 사용자마다 적응성 있는 간섭 제거 장치를 갖게 됨으로서 자신의 신호에 대한 제거 시간 이외의 간섭신호 성분의 제거를 병렬로 처리하게 되어 한 번 제거 과정을 거친 신호를 다시 복조할 수 없는 점을 개선하여 각 사용자 신호마다 일정수 만큼의 간섭신호의 제거를 수행 할 수 있다.

둘째, 이와 같은 구조를 사용하여 사용자간의 간섭 제거 순서에 따른 심한 비트 에러율의 변화를 최소화 할 수 있다. 이와 같은 현상을 특히 전력제어가 완벽하게 될수록 셀 내의 사용자의 비트 에러율이 안정된다. 이 결과는 다음 제 IV장에서 보인다. 개선된 간섭 제거 방식의 분석을 위하여 II장과 같이 사용자로부터

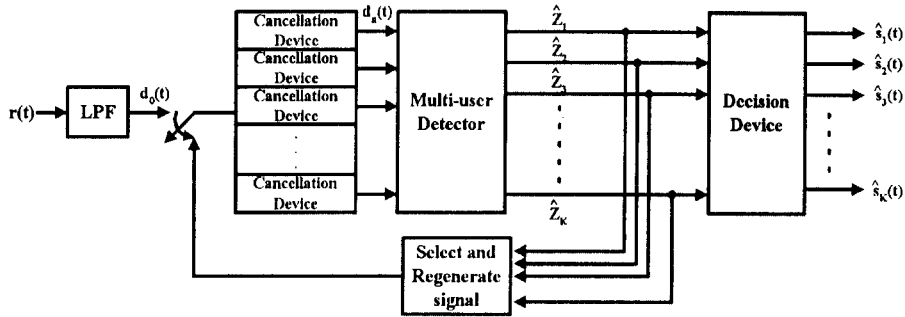
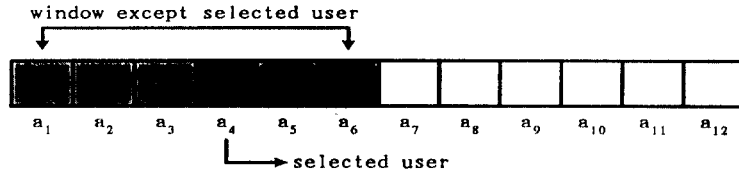
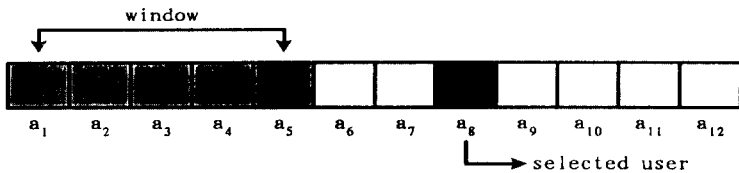


그림 3-1. 윈도우 알고리즘을 적용한 직렬 간섭 제거 구조도
 Fig 3-1. Structure of the serial interference cancellation scheme using window algorithm



(a) 선택된 사용자 전력 순위가 윈도우 크기보다 큰 경우
 (a) Case of selected user power level being larger than window size



(b) 선택된 사용자 전력 레벨이 윈도우 크기보다 작은 경우
 (b) Case of selected user power level being smaller than window size

그림 3-2. 윈도우 기법을 적용한 직렬 간섭 제거의 예(윈도우 크기 = 5)
 Fig 3-2. Example of Serial Interference Cancellation using Window Algorithm (window size = 5)

터 수신된 신호는 동일하지 않고, 신호의 전력 분포 순으로 정렬되어 있다고 가정한다. 이 때의 분석은 사용자의 정렬 순위와 윈도우 크기에 따라 두 가지로 분리하여 분석을 하여야 하는데, 이를 도시하면 그림 3.2(a)의 경우와 (b)의 경우로 나누어 나타낼 수 있다. 본 논문에서 제안된 방식을 분석하는 데에는 II장에서 기존 방식에 대한 분석에 사용한 수학적 표현을 이용한다.

3.2. 선택된 사용자 전력 순위가 윈도우 크기보다 큰 경우

이러한 경우는 그림 3-2(a)에 나타내고 있다. 이 경우에는 윈도우의 크기를 w , 선택된 사용자의 번호를 j 로 정의했을 때, $w > j$ 인 경우를 의미하며, 직렬 간섭 제거의 분석은 첫째, 선택된 사용자보다 큰 전력 레벨을 갖는 사용자로 인한 간섭을 제거 경우와 둘째, 선택된 사용자보다 작은 전력 레벨을 갖는 사용자로

인한 간섭을 제거 경우로 나누어 분석하여야 한다. 이 경우는 그림 3-2(a)에서 선택된 사용자의 각각 좌, 우 윈도우에 대한 경우이다. 먼저, j-1번째 사용자 신호까지 제거한 $d_{j-1}^I(t)$ 의 In-phase 채널 성분, $d_{j-1}^I(t)$ 은 식 (2.9)와 (2.13)을 이용하면 식 (3.2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} d_{j-1}^I(t) &= d_{j-2}^I(t) - \widehat{Z}_{j-1} \cdot p_{j-1}(t - \tau_{j-1}) \cos(\phi_{j-1}) \\ &= \sum_{k=j}^K A_k b_k(t - \tau_k) p_k(t - \tau_k) \frac{\cos(\phi_k)}{2} \\ &\quad + \frac{n_c(t)}{2} - \sum_{i=1}^{j-2} \frac{1}{2} C_i p_i(t - \tau_i) \cos(\phi_i) \end{aligned} \quad (3.2)$$

Quadrature 성분인 $d_{j-1}^Q(t)$ 도 식 (3.2)와 마찬가지로 나타낼 수 있다.

다음으로, 이 값을 이용하여 j+1 번째의 사용자 신호의 추정치 \widehat{Z}_{j+1} 를 구하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \widehat{Z}_{j+1} &= \frac{1}{2} A_{j+1} b_{j+1} + \frac{1}{2} A_j I_{j,j+1}(\tau_{j,j+1}, \phi_{j,j+1}) \\ &\quad + \sum_{k=j+2}^K \frac{1}{2} A_k I_{k,j+1}(\tau_{k,j+1}, \phi_{k,j+1}) \\ &\quad + \frac{1}{2} (n_{j+1}^I + n_{j+1}^Q) - \sum_{i=1}^{j-1} \frac{1}{2} C_i I_{i,j}(\tau_{k,j+1}, \phi_{k,j+1}) \end{aligned} \quad (3.3)$$

위의 j+1번째 사용자에 대한 추정치 \widehat{Z}_{j+1} 에 대한 잡음부 C_{j+1} 은 다음 식 (3.4)와 같다.

$$\begin{aligned} C_{j+1} &= A_j I_{j,j+1}(\tau_{j,j+1}, \phi_{j,j+1}) \\ &\quad + \sum_{k=j+2}^K A_k I_{k,j+1}(\tau_{k,j+1}, \phi_{k,j+1}) \\ &\quad + (n_{j+1}^I + n_{j+1}^Q) - \sum_{i=1}^{j-1} C_i I_{i,j}(\tau_{k,j+1}, \phi_{k,j+1}) \end{aligned} \quad (3.4)$$

그러므로 $\widehat{Z}_{j+1} = \frac{1}{2} A_{j+1} b_{j+1} + \frac{1}{2} C_{j+1}$ 로 간략화하여 나타낼 수 있다.

그리고, 식 (2.9)을 이용하면 식 (3.2)에서 j+1번째 사용자의 값을 제거한 신호, d_{j+1}^I 의 In-phase 채널은 식 (3.5)와 같이 나타낼 수 있다. Quadrature-phase 채널도 같은 형으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} d_{j+1}^I(t) &= d_{j-1}^I(t) - \widehat{Z}_{j+1} \cdot p_{j+1}(t - \tau_{j+1}) \cos(\phi_{j+1}) \\ &= A_j b_j(t - \tau_j) p_j(t - \tau_j) \frac{\cos(\phi_j)}{2} \\ &\quad + \sum_{k=j+2}^K A_k b_k(t - \tau_k) p_k(t - \tau_k) \frac{\cos(\phi_k)}{2} \\ &\quad + \frac{n_c(t)}{2} - \sum_{i=1, i \neq j}^{j+1} \frac{1}{2} C_i p_i(t - \tau_i) \cos(\phi_i) \end{aligned} \quad (3.5)$$

이런 식으로 w번 간섭 제거를 수행하고 난 후의 d_j 의 In-phase 채널 신호는 식 (3.6)과 같이 나타난다.

$$\begin{aligned} d_j^I(t) &= d_w^I(t) - \widehat{Z}_{w+1} \cdot p_{w+1}(t - \tau_{w+1}) \cos(\phi_{w+1}) \\ &= A_j b_j(t - \tau_j) p_j(t - \tau_j) \frac{\cos(\phi_j)}{2} \\ &\quad + \sum_{k=w+2}^K A_k b_k(t - \tau_k) p_k(t - \tau_k) \frac{\cos(\phi_k)}{2} \\ &\quad + \frac{n_c(t)}{2} - \sum_{i=1, i \neq j}^{w+1} \frac{1}{2} C_i p_i(t - \tau_i) \cos(\phi_i) \end{aligned} \quad (3.6)$$

이를 이용하여 산출된 j번째 사용자 신호에 대한 최종 결과 Z_j 는 식 (3.7)과 같이 나타난다.

$$\begin{aligned} \widehat{Z}_j &= \frac{1}{2} A_j b_j + \sum_{k=w+2}^K \frac{1}{2} A_k I_{k,j}(\tau_{k,j}, \phi_{k,j}) \\ &\quad + \frac{1}{2} (n_j^I + n_j^Q) - \sum_{i=1, i \neq j}^{w+1} \frac{1}{2} C_i I_{i,j}(\tau_{k,j}, \phi_{k,j}) \\ &= \frac{1}{2} A_j b_j + \frac{1}{2} C_j \end{aligned} \quad (3.7)$$

이 식(3.7)에 대한 잡음부인 C_j 의 분산치, η_j 는 식 (3.8)와 같으므로,

$$\eta_j = \frac{1}{3N} \sum_{k=w+2}^K A_k^2 + \frac{N_0}{T} + \frac{1}{3N} \sum_{i=1, i \neq j}^{w+1} \eta_i \quad (3.8)$$

위 결과를 토대로 구한 신호 대 잡음, 간섭의 비, SNIR은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \text{SNIR}_{\text{window}} &= \frac{\frac{1}{4} A_j^2}{\frac{1}{4} \eta_j} \\ &= \frac{A_j^2}{\frac{1}{3N} \sum_{k=w+2}^K A_k^2 + \frac{N_0}{T} + \frac{1}{3N} \sum_{i=1, i \neq j}^{w+1} \eta_i} \end{aligned} \quad (3.9)$$

3.3. 선택된 사용자 전력 순위가 윈도우 크기보다 작은 경우

이 경우는 그림 3-2의 (b)에서 나타나고 있는데, 윈도우의 크기를 w , 선택된 사용자의 번호를 j 로 정의했을 때, $w < j$ 인 경우를 의미하며, 이러한 경우에는 II 장에서의 유도 과정을 상당수 이용할 수 있다.

먼저, w 번째 사용자 신호까지 제거한 후의 $d_w(t)$ 의 In-phase 채널 성분은 식 (2.9)와 (2.13)을 이용하면 식 (3.10)과 같다.

$$d_w^I(t) = d_w^I(t) - \widehat{Z}_w \cdot p_w \cos(\phi_w) \\ = \sum_{k=w+1}^K A_k b_k(t-\tau_k) p_k(t-\tau_k) \frac{\cos(\phi_k)}{2} \\ + \frac{n_c(t)}{2} - \sum_{i=1}^w \frac{1}{2} C_i p_i(t-\tau_i) \cos(\phi_i) \quad (3.10)$$

마찬가지로 Quadrature-phase 채널 성분 $d_w^Q(t)$ 도 표현할 수 있다. 이러한 w 번 간섭 제거를 수행한 후에 $d_w(t)$ 를 입력으로 하는 다중 사용자 검출기의 출력값 중 j 번째 사용자 값에 대한 출력은 식 (3.11)과 같다.

$$\widehat{Z}_j = \frac{1}{2} A_j b_j + \sum_{k=w+2}^K \frac{1}{2} A_k I_{k,j}(\tau_{k,j}, \phi_{k,j}) \\ + \frac{1}{2} (n_j^I + n_j^Q) - \sum_{i=1, i \neq j}^w \frac{1}{2} C_i I_{i,j}(\tau_{k,j}, \phi_{k,j}) \\ = \frac{1}{2} A_j b_j + \frac{1}{2} C_j \quad (3.11)$$

위의 (a)와 같은 방법을 사용하면, 식 (3.12)와 같은 잡음부의 분산, η_j 는 식 (3.12)와 같이 구할 수 있다.

$$\eta_j = \frac{1}{3N} \sum_{k=w+1, k \neq j}^K A_k^2 + \frac{N_0}{T} + \frac{1}{3N} \sum_{i=1}^w \eta_i \quad (3.12)$$

이를 이용한 SNIR은 식 (3.13)와 같이 된다.

$$\text{SNIR}_{\text{window}} = \frac{\frac{1}{4} A_j^2}{\frac{1}{4} \eta_j} \\ = \frac{A_j^2}{\frac{1}{3N} \sum_{k=w+1, k \neq j}^K A_k^2 + \frac{N_0}{T} + \frac{1}{3N} \sum_{i=1}^w \eta_i} \quad (3.13)$$

이상과 같이 선택된 사용자 전력 순위가 윈도우 크기보다 큰 경우와 선택된 사용자 전력 순위가 윈도우 크기보다 작은 경우에 대한 각각의 SNIR 값에 대하여 분석하였다.

IV. 성능 분석

지금까지 분석한 수신기의 성능을 평가하는데 있어 j 번째 사용자의 수신신호의 신호부 및 잡음부는 각각 독립적인 랜덤변수로 나타낼 수 있으므로 중심극한 정리에 의하여 잡음부 C_j 를 평균은 0이고, 분산은 η_j 인 Gaussian 랜덤변수로 가정한다 [19]. 그리고, j 번째 사용자 비트의 부호, $\hat{b}_j = \text{sgn}(\widehat{Z}_j)$ 이라고 할 때, 진폭 A_j 라는 조건에서의 비트 에러 확률은 다음과 같이 나타낸다.

$$P_e = Q\left(\frac{A_j}{\sqrt{\eta_j}}\right) = Q(\sqrt{\text{SNIR}_j}) \quad (4.1)$$

다음 그림 4.1은 단일 셀 환경에서 프로세싱 이득을 16으로, 신호 대 배경 열잡음비를 6dB로 놓은 상태에서 셀 내의 총 사용자가 20명이며, 전력 제어가 완벽할 때에 기존의 간섭 제거 방식과 제안한 방식에서 간섭 제거 순위별로 정돈된 각 사용자의 비트 에러율을 비교하고 있다.

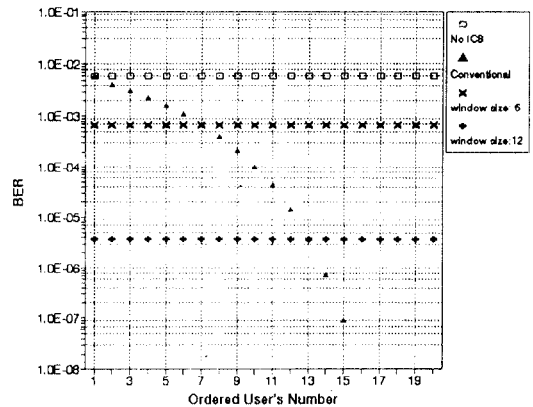


그림 4-1. 기존의 성능 분석과 제안된 성능 분석과의 비교
Fig 4-1. Performance Comparison with Existing Case and Proposed Case

그림 4-1에서 기존의 직렬 간섭 제거 방법에 의한 비트 에러율을 보면 사용자의 간섭 제거 순위에 따라 비트 에러율이 약 6×10^{-3} 에서 10^{-8} 이하까지 내려가는 큰 편차를 보이는 반면, 제안된 직렬 간섭 제거 기법에 의한 비트 에러율은 윈도우 크기가 6인 경우 약 6.8×10^{-4} 로, 윈도우 크기가 14인 경우 약 3.8×10^{-6} 로 윈도우의 크기에 따라 셀 내의 전체 사용자가 일정한 성능을 보여 안정된 간섭 제거 성능을 보이고 있다.

만약, 수신된 신호의 비트 에러율이 10^{-3} 이하인 경우에 올바른 접속이 유지된다고 가정할 때, 기존의 방식의 경우에 전체의 평균 비트 에러율이 9.9×10^{-4} 으로 20명의 사용자를 서비스 가능하다고 수치적으로는 판단할 수 있으나, 실제로는 그림 4-1에서 보는 바와 같이 6번째 간섭 제거 순위를 갖는 사용자까지는 기준이 되는 비트 에러율을 만족시키지 못하므로 실질적으로는 14명만 서비스 가능하게 된다. 제안된 방식에서는 윈도우 크기를 6이상으로 하면 전체 사용자에 대하여 비트 에러율을 10^{-3} 이하로 유지할 수 있어 안정된 비트 에러율로 서비스를 제공할 수 있다.

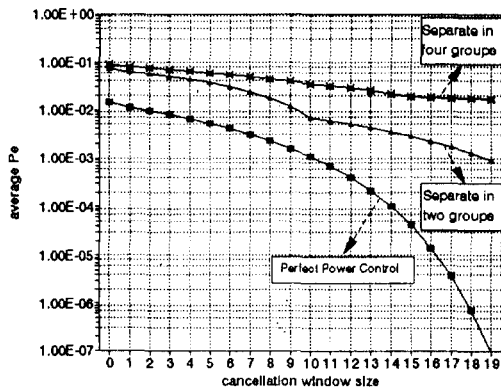


그림 4-2. 전력 제어에 따른 DS/CDMA의 직렬 간섭 제거 성능 평가

Fig 4-2 Interference Cancellation Performance of DS/CDMA with Power Control

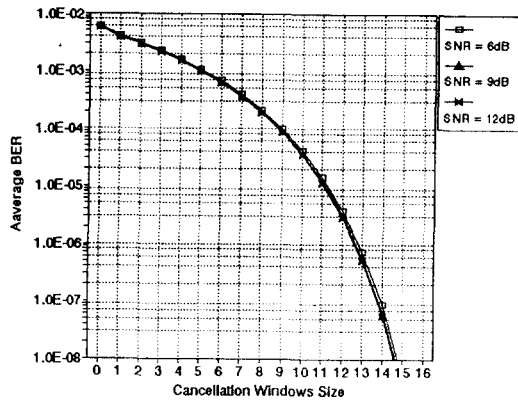
다음 그림 4-2는 전력 제어가 DS/CDMA 시스템의 성능에 미치는 영향에 대하여 결과를 보이 보았다. 이 경우 단일 셀 환경에서 셀 내의 사용자의 수를 20명으로, 신호 대 배경 열 잡음을 6 dB로, CDMA 프로

세싱 이득을 16으로 가정하였다. 완벽한 전력 제어로 인하여 셀 내 전체 사용자 전력이 동일한 경우와 불완전한 전력 제어로 인하여 사용자 전력군이 둘, 넷으로 나누어지는 경우에 대하여 윈도우 크기에 따른 전체 사용자의 비트 에러율의 평균으로 성능을 분석하였다. 이 때, 사용자의 전력 분포가 각 그룹에 10명으로 구성되고 두 그룹간의 전력비가 3:1인 경우에 대하여 성능 평가를 하였다. 4개의 그룹으로 이루어져 있는 경우는 5명씩 4개의 그룹의 전력비가 각각 7:5:3:1이었을 경우에 대하여 전체 사용자의 비트 에러의 평균값을 취함으로써 각각 그 결과를 나타내었다.

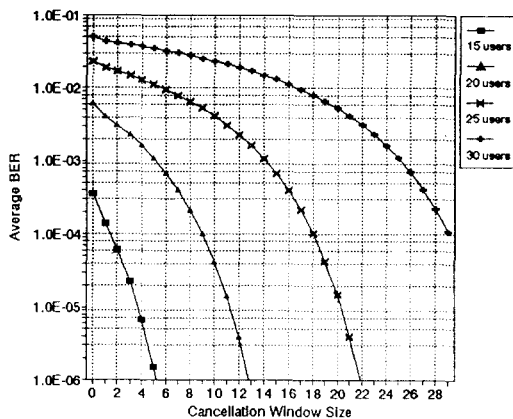
이 결과를 살펴보면 전력 제어가 완벽한 경우에 윈도우 크기에 따른 전체 시스템의 성능이 뛰어나고 불완전한 전력 제어로 인한 전력군이 늘어날수록 간섭 제거의 성능이 열화되며, 전력 제어가 잘 될 수록 윈도우 사이즈에 따른 비트 에러의 감쇄율이 더욱 커짐을 보이고 있어 작은 윈도우 크기에서 다중 사용자 간섭 제거 시스템의 성능을 높이기 위해서는 전력 제어를 매우 필요로 함을 알 수 있다. 일례로 10^{-3} 이하의 비트 에러율을 얻기 위하여 필요로 하는 윈도우 크기가 완전한 전력 제어가 되는 경우는 6인데 비하여 셀 내의 사용자가 두 개의 그룹으로 나누어지는 경우에는 10, 네 개의 그룹으로 나누어지는 경우에는 15로서 전력 제어가 불안할 수록 요구되는 윈도우 크기가 커지게 되고, 실시간 처리에 상당한 문제가 발생된다.

그림 4-3에서는 제안된 직렬 간섭 제거에 따른 DS/CDMA의 성능을 완벽한 전력 제어가 이루어져 있을 때 각각 DS/CDMA의 성능에 영향을 미치는 요소인 신호 대 배경잡음비(SNR), 셀 내의 사용자수에 따라 간섭 제거 윈도우 크기에 따라 산출하였다.

(a)의 경우는 동일한 프로세싱 이득을 갖는 단일 셀 내의 20명의 사용자에게 대하여 SNR이 각각 6dB, 9dB, 12dB인 경우에서 윈도우 크기에 따른 평균 비트 에러율의 성능을 분석하였다. 이 경우 SNR의 변화에 따라 성능 변화의 추이가 거의 차이가 없음을 보이고 있다. 이것은 SNR의 변화보다 셀내의 사용자간의 다중 사용자 간섭이 성능 변동에 더 큰 영향을 미치게 됨을 나타내며, 이런 결과는 셀 내의 사용자 수의 증가에 따른 간섭 제거의 성능 변화를 보이고 있는 (b)에서 명확히 보이고 있다.



(a) SNR 변화에 따른 간섭 제거 시스템의 평균 비트 에러율
 (a) Average Bit Error Ratio of Interference Cancellation System due to SNR



(b) 사용자수 변화에 따른 간섭 제거 시스템의 평균 비트 에러율
 (b) Average Bit Error Ratio of Interference Cancellation System due to Users per Cell

그림 4-3. 파라메타에 따른 DS/CDMA시스템의 직렬 간섭 제거 성능
 Fig 4-3. Interference Cancellation Performance in DS/CDMA System following Parameters.

여기서는 비트 에러율 10^{-3} 를 기준으로 하여 사용자수의 증가에 따라 요구되는 윈도우 크기가 셀 내의 사용자 수가 15명인 경우에는 간섭제거의 필요성이 없는 반면, 셀 내의 사용자 수가 20명인 경우는 크기가 6인 윈도우가, 25명인 경우는 크기가 15인 윈도우

가, 30명인 경우는 크기가 24인 윈도우가 각각 요구된다.

V. 결론

본 논문에서는 기존의 직렬 간섭 제거 방식을 분석하고, 이 방식에서 나타난 간섭 제거 수행 시간이 사용자의 정렬 순서에 따라 선형적으로 변하는 방식을 취하는 단점을 개선하기 위하여 윈도우 알고리즘을 적용한 직렬 간섭 제거 방식에 대하여 제안하고 이에 대한 분석을 수행하였다.

완벽한 전력 제어의 조건에서는 기존 방식에서는 사용자의 간섭 제거 순위에 따라 성능의 큰 편차가 있으나, 제안된 간섭 제거 방식에 의한 결과에서는 윈도우 크기에 대하여 일정한 성능을 보임으로 안정된 서비스를 제공할 수 있음을 보였다.

제안된 직렬 제거 방식을 이용한 DS/CDMA 시스템에서 전력 제어와 윈도우 크기에 성능을 분석에서는 전력 제어가 완벽해 질수록 직렬 제거 방식을 적용한 시스템의 평균 비트 에러율이 향상되며, 직렬 간섭 제거를 도입한 시스템의 안정된 성능 향상을 보장하기 위해서는 매우 안정된 전력 제어가 필요함을 확인할 수 있었다.

마지막으로는 전력 제어 이외에 제안된 간섭 제거 방식에 의한 성능의 변화에 영향을 미치는 요소로서 SNR과 셀 내 사용자 수에 따른 간섭 제거 성능을 비교하였는데, 특히, 셀 내의 사용자 수로 인한 다중 사용자 간섭에 따른 성능의 편차가 매우 큼을 알 수 있었다.

이상의 결과를 보면, 본 논문에서는 기존의 직렬 간섭제거 방식의 단점을 개선하여 윈도우 크기에 따라 안정된 성능을 갖는 간섭 제거 구조를 제안하였다. 이를 이용하여 셀 내의 환경에 따른 적정 윈도우 크기와 이용자 수를 계산하여 실제적인 셀 내의 서비스 가능한 이용자의 수를 올바르게 추정할 수 있다.

향후, 좀더 실제 상황에 맞는 사용자 전력 분포에 대한 성능 평가와 전력 제어와 연계되는 간섭 제거 분석을 수행할 예정이다.

참고 문헌

1. R. L. Pickholtz, D. L. Schilling, and L. B. Milstein, "Theory of Spread-Spectrum Communications-A Tutorial," IEEE Trans. on Comm., VOL. COM-30, No. 5, pp. 855-884, May 1982.
2. K. S. Gilhousen, I. M. Jacobs, R. Padovani, A. J. Viterbi, L. A. Weaver, and C. W. III, "On the Capacity of a Cellular CDMA System," IEEE Trans. Vehic. Technol., Vol. 41, No. 4, pp. 303-311, May 1991.
3. M. A. Mokhtar, and S. C. Gupta, "Power Control Consideration for DS/CDMA Personal Communication System," IEEE Trans. Vehic. Technol., Vol. 41, No. 4, pp. 479-487, May 1991.
4. *CDMA System Engineering Training Handbook*, Qualcomm Inc., 1993.
5. H. V. Poor, and L. A. Rush, "Narrowband Interference Suppression in Spread Spectrum CDMA," IEEE Personal Comm., pp. 14-27, 3rd quarter 1982.
6. L. B. Milstein, "Interference Rejection Technique in Spread Spectrum Communications," Proceedings of IEEE, VOL. 76, No. 6, pp. 657-671, Jun 1988.
7. F. M. Hsu, and Arthur A. Giordano, "Digital Whitening Techniques for Improving Spread Spectrum Communications Performance in the Presence of Narrowband Jamming and Interference," IEEE Trans. on Comm., VOL. COM-26, No. 2, pp. 209-216, Feb. 1978.
8. R. Vijayan, and H. V. Poor, "Nonlinear Techniques for Intereference Suppression," IEEE Trans. on Comm., VOL. COM-38, No. 7, pp. 1060-1065, Jul. 1990.
9. L. M. Li, and L. B. Milstein, "Rejection of Narrowband Interference in PN Spread Spectrum Signals Using Transversal Filter," IEEE Trans. on Comm., VOL. COM-30, No. 5, pp. 925-928, May 1982.
10. J. W. Ketchum, and J. G. Proakis, "Adaptive Algorithms for Estimating and Suppressing Narrow-Band Interference in PN Spread Spectrum Systems," IEEE Trans. on Comm., VOL. COM-30, No. 5, pp. 913-924, May 1982.
11. R. Lupas, and S. Verdu, "Linear Multiuser Detector for Synchronous Code-Division-Multiple-Access Channels," IEEE Trans. on Info. Theory VOL. IT-30, No. 2, pp. 123-136, Feb. 1992.
12. R. Lupas, and S. Verdu, "Near-Far Resistance of Multiuser Detectors in Asynchronous Channels," IEEE Trans. on Comm., VOL. COM-38, No. 4, pp. 496-508, Apr. 1990.
13. A. Duel-Hallen, "Decorrelating Decision-Feedback Multiuser Detector for Synchronous Code-Division Multiple-Access Channel," IEEE Trans. on Comm., VOL. COM-31, No. 2, pp. 285-290, Feb. 1993.
14. M. K. Varanasi, and B. Aazhang, "Multistage Detector in Asynchronous Code Division Multiple Access Communications," IEEE Trans. on Comm. VOL. COM-38, No. 4, pp. 509-519, Apl. 1990.
15. A. J. Viterbi, "Very Low Rate Convolutional Codes for Maximum Theological Performance of Spread Spectrum Multiple Access Channels," IEEE Trans. on Comm., VOL. COM-28, No. 6, pp. 641-649, Jun. 1990.
16. P. Patel, J. Holzman, "Analysis of a Simple Successive Intereference Cancellation Scheme in a DS/CDMA System," IEEE journal on S. A. C., Vol. 4., No. 5, pp. 796-807, May 1994.
17. Y. C. Yoon, R. Kohno, and H. Imai, "Cascade Co-Channel Interference Cancelling and Diversity Combination for Spread-Spectrum Multi-Access over Multipath Fading Channel," IEICE Trans. on Comm. Vol. E76-B, No. 2, pp. 163-168, Feb. 1993.
18. M. B. Pursley, "Performance Evaluation of Phase-Coded Spread-Spectrum Multiple Access Communication-Part I: System Analysis," IEEE Trans. on Comm. VOL. COM-25, No. 8, Agu. 1977.
19. A. Papoulis, *Probability, Random Variables, and Stochastic Process*, McGraw-Hill, 1993.



도 상 현(Sang Hyun Do) 정회원
1996년 2월:성균관대학교 전자공학과 졸업(학사)
1996년 3월~현재:성균관대학교 대학원 석사과정
※주관심분야:무선통신, 이동통신, 디지털통신 및 동기화 기술 등임



김 의 묵(Euy Mook Kim) 정회원
1991년 2월:성균관대학교 전자공학과 졸업(학사)
1993년 2월:성균관대학교 대학원 전자공학과 졸업(석사)
1997년 2월:성균관대학교 대학원 전자공학과 졸업(박사)

1997년 3월~현재:한솔 PCS 정보통신 연구원 근무
※ 주관심분야: 위성통신, 이동통신, 디지털통신 기술 및 개인휴대통신(PCS) 동기화 및 DSP 기술 등임



최 형 진(Hyung Jin Choi) 정회원
1974년 2월:서울대학교 전자공학과 졸업(학사)
1976년 2월:한국과학기술원 전기전자공학과 졸업(석사)
1976년 3월~1979년 7월:주식회사 금성사 중앙연구소 근무(연구원)

1979년 9월~1982년 12월:미국 University of Southern California 전기공학과 박사(Ph. D)

1982년 10월~1989년 2월:미국 LinCom Corp. 연구원으로 근무

1989년 3월~현재:성균관대학교 전자공학과(부교수)
※주관심분야:디지털통신, 무선통신, 이동통신, 위성통신 및 동기화 기술을 포함한 Modem 기술 등임