

다중경로 레일레이 페이딩 채널에서 동기복조 방식의 직렬 간섭제거기 성능 해석

정희원 구 제 길*, 최 형 진**

Performance analysis of successive interference cancellation of coherent detection over multipath Rayleigh-fading channels

Je-gil Koo*, Hyung-jin Choi** *Regular Members*

요 약

본 논문은 다중경로 레일레이 페이딩 채널에서 기존 직렬 간섭제거기를 이용하여 단위 셀 비동기 W-CDMA 시스템 역방향 링크를 위한 동기복조 방식의 간섭제거기(SIC : Successive interference cancellation) 구조를 제안하고 해석하였다. 다중경로를 갖는 직렬 간섭제거기 제안 구조의 특징은 동기복조에 의한 위상정보를 이용하여 역확산과 재확산 과정을 수행하는 것이다. 직렬 간섭제거기의 평균 오류율(BER) 성능을 셀 내의 사용자 수, 수신 경로 수, 수신전력의 분포, 처리이득(PG) 및 간섭제거단에 대해 구하고, 간섭을 제거하지 않는 기존 검출방식의 성능과 비교하였다. 그 결과 평균 오류율 성능이 사용자와 페이딩 조건에 따라 기존 검출방식에 비해 약 2~4dB 이상 우수하였다. 그리고 사용자와 경로 수가 증가하면서 타 경로에 의한 간섭과 제거되지 않는 간섭성분이 증가하여 E_b/N_o 의 증가에도 불구하고 성능개선이 둔화되었다. 또한 불완전한 전력제어 조건에서의 성능은 $E_b/N_o=8dB$ 이하에서 동일전력 조건의 성능보다 뒤지지만 8dB 이상에서는 큰 폭의 성능 향상을 얻었다.

ABSTRACT

This paper proposes and analyzes the successive interference cancellation(SIC) structure of coherent detection for an asynchronous wideband DS-SS-CDMA system reverse link in a single cell using the existing SIC over multipath fading channels. A characteristic of the proposed SIC with multipath structure is to perform de-spreading and re-spreading processes using phase information in terms of coherent detection. We compare the average bit error rate(BER) performance for the proposed SIC of coherent detection to the conventional detector performance without interference cancellation. The average BER performance is derived for the number of active users in a cell, the number of paths, the distribution of receive power, processing gain, and cancellation stages. The results show that the average BER performance of the proposed scheme is superior to the conventional scheme by about 2~4dB depending on the number of users and fading conditions. We observe that as the number of users and paths are increased, the interference power for other paths and uncanceled components is increased. Thus, the performance improvement of the proposed scheme becomes smaller in spite of increasing E_b/N_o . At imperfect power control condition, the performance of the proposed scheme is worse than that of the same power scheme below $E_b/N_o=8dB$, whereas the proposed scheme has better performance over $E_b/N_o=8dB$.

* 용인송담대학 디지털전자정보과 (jgkoo@dragon.ysc.ac.kr),

** 성균관대학교 전기.전자 컴퓨터 공학부 통신시스템 연구실(hjchoi@skku.ac.kr)

논문번호 : 00315-0804, 접수일자 : 2000년 8월 4일

I. 서론

DS-CDMA 시스템에서는 동일한 주파수 대역을 다수의 사용자가 점유함에 따라 스펙트럼의 밀도가 높아져 채널의 배경 잡음이 증가한다. 이것은 셀 내에서 자신의 신호를 제외한 다른 사용자들의 신호가 일종의 간섭 신호로 작용하기 때문이다. 이러한 다중 접속 간섭(MAI : Multiple Access Interference)을 제거하는 방법으로 다중 사용자 검출(Multi-User Detection) 기술을 이용한 방법이 제안되었다^[1].

다중접속 간섭제거 알고리즘은 크게 최적(optimal) 방식과 준 최적(suboptimal) 방식으로 나눌 수 있다. 1986년 Verdú에 의해 제안된 최적방식^[1]은 계산량이 너무 많아 현실적으로 구현이 어려운 단점을 갖고 있기 때문에 알고리즘들의 성능개선 상한을 설정하는 지표로서 많이 쓰이고 있다. 최적 방식의 복잡도를 개선하기 위한 준 최적방식 중에서는 구현 가능성이 높은 감산 방식이 많은 관심을 끌고 있다. 감산방식 연구 중에서 P. Patel 등의 순차적 (또는 직렬) 간섭제거(SIC : Successive Interference Cancellation) 연구^[2]는 비동기 복조방식의 다중경로에 대해서 해석하였고, L. M. A. Jalloul 등의 연구^[3]은 비동기 복조방식의 다중경로 레일레이 채널에서 직렬 간섭제거를 수행하였다. 그리고 A-L. Johansson 등^[4]은 단일경로에서 직렬 간섭제거기를 이용한 다중속도(Multi-rate) M-Level 동기 복조방식의 성능을 연구하였다. 한편, 병렬 간섭제거(PIC : Parallel Interference Cancellation)는 B. D. Woerner^[5-6]과 D. Divsalar 등^[7]에 의해 많은 연구가 수행되었다. 또한 직렬 간섭제거 방식과 병렬 간섭제거 방식을 조합한 하이브리드(Hybrid) 방식^[8-9]등의 연구가 진행되고 있다. 최근에는 감산방식에서 실시간 처리에 초점을 맞춘 구현 연구가 활발하다^[10-11].

본 논문은 기존 연구에서 접근하지 않는 다중경로 레일레이 페이딩 채널에서의 동기방식의 복소 확산 직렬 간섭제거에 관한 것이다. 이와 같은 접근을 IMT-2000 비동기 W-CDMA 시스템 역방향 링크에 적용하여 직렬 간섭제거기 구조를 제안하고 성능을 해석하였다. 그리고 스크램블 부호의 복소 확산 결과 간섭성분의 증가로 인한 각종 변수에 대한 오류율 성능을 간섭을 제거하지 않는 기존 검출 방식과 비교하였다.

본 논문의 구성은 I 장의 서론에 이어서, II 장

에서는 직렬 간섭제거를 위한 시스템 모델을 제시하였다. III 장에서는 본 논문의 시스템 모델에 따른 직렬 간섭제거 해석을 기술하였다. IV 장에서는 III 장에서 해석한 직렬 간섭제거의 성능을 수치 분석하였다. 마지막으로 V 장에서는 본 논문의 결과를 종합하여 결론을 맺었다.

II. 시스템 모델

1. 송신기 모델

본 논문의 시스템 모델은 단위 셀에서 비동기 W-CDMA 시스템의 역방향 링크 규격^[12]을 적용한다. 따라서 k -번째 사용자에게 대한 송신기 모델은 그림 1과 같다.

BPSK 데이터 채널 $d_k(t)$ 과 제어채널 $c_k(t)$ 을 각각의 채널부호 $b_{ch}^d(t)$ 와 $b_{ch}^c(t)$ 으로 확산시킨 다음, k -번째 사용자의 칩 주기 T_c 를 갖는 I 와 Q -채널의 스크램블 부호 $a_k^{I/Q}(t) (= \sum_{n=1}^N a_{k,n}^{I/Q} p(t-nT_c))$ 로 최종 확산시켜 송신신호 $s_k(t)$ 를 발생한다.

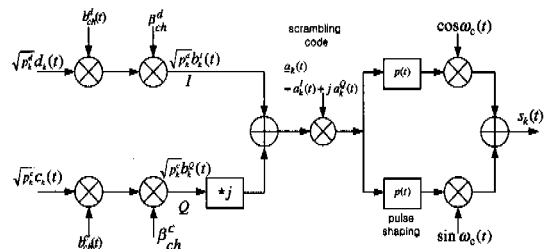


그림 1. 역방향 링크 송신기 모델

펄스정형 필터의 임펄스 응답 $p(t)$ 는 칩(chip) 구간동안 단위 직각 펄스로 가정한다. P_k^d 와 P_k^c 는 k -번째 사용자의 데이터 채널 및 제어 채널 전력을 나타낸다. 그리고 $b_k^{I/Q}(t)$ 는 비트 주기 T 를 갖는 k -번째 사용자의 데이터 채널 및 제어 채널의 이진 데이터 열을 나타내며, 각각 $b_k^d(t) = \beta_{ch}^d d_k(t) b_{ch}^d(t)$ 와 $b_k^c(t) = \beta_{ch}^c c_k(t) b_{ch}^c(t)$ 와 같다. β_{ch}^d 와 β_{ch}^c 는 데이터 채널과 제어 채널 이득을 나타내고, $N (= T/T_c)$ 은 처리이득을 의미한다.

2. 채널 및 수신기 모델

본 논문은 전체 K 명의 사용자 신호가 저속 레일레이 페이딩 채널환경에서 서로 다른 지연을 갖는 P 개의 다중 경로를 통해 수신기에 입력된다고 가정

한다. 그리고 수신되는 k -번째 사용자의 송·수신기 간 페이딩 채널의 저역통과 등가 임펄스 응답을 식 (1)과 같이 정의한다.

$$h_k(t) = \sum_{l=1}^P \alpha_k^l \delta(t - \tau_k^l) e^{j\theta_k^l} \quad (1)$$

여기서 $\delta(\cdot)$ 는 Dirac 임펄스 함수를 나타내고, l 은 P 개의 전송경로 중 l -번째 경로를 나타낸다. 전체 P 개의 경로 중 L 개의 경로 신호만을 복조할 수 있다고 가정하고 L 개의 경로 중 l -번째 경로를 l_T 라고 한다. α_k^l 는 k -번째 사용자 신호의 l -번째 경로 이득을 나타내며, 평균 경로전력이 $E[(\alpha_k^l)^2] \approx 2\rho$ 인 레일레이 확률분포로 가정한다. k -번째 사용자 신호의 l -번째 경로위상 θ_k^l 은 $[0, 2\pi)$ 에서 균일분포를 가진다고 가정한다. 그리고 τ_k^l 는 k -번째 사용자의 l -번째 경로에 대한 비동기 전송지연을 나타내며, $[0, T)$ 사이에서 균일분포를 가진다고 가정한다.

따라서 전체 K 명의 수신신호는 식 (2)와 같이 P 개의 다중경로를 통한 경로지연 및 위상이동에 의한 신호의 조합형태로 입력된다.

$$\begin{aligned} r(t) &= Re \left[\sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^P h_k(t) s_k(t - \tau_k^l) \right] + n(t) \\ &= \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^P \alpha_k^l \{ [(\sqrt{P_k^d} b_k^d(t - \tau_k^l) a_k^d(t - \tau_k^l) \\ &\quad - \sqrt{P_k^c} b_k^c(t - \tau_k^l) a_k^c(t - \tau_k^l)] \cdot \cos(\omega_c t + \phi_k^l) \\ &\quad + [(\sqrt{P_k^d} b_k^d(t - \tau_k^l) a_k^d(t - \tau_k^l) \\ &\quad + \sqrt{P_k^c} b_k^c(t - \tau_k^l) a_k^c(t - \tau_k^l)] \\ &\quad \cdot \sin(\omega_c t + \phi_k^l) \} + n(t) \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 k -번째 사용자 신호의 l -번째 경로의 순수 위상 오프셋 ϕ_k^l 은 $\phi_k^l = \theta_k^l - \omega_c \tau_k^l + \omega_c T_k$ 이 되며, $[0, 2\pi)$ 에서 균일분포를 가진다고 가정한다. $n(t)$ 는 양측(two-sided) 스펙트럼 밀도가 $N_0/2$ 이고 ‘제로’ 평균을 갖는 부가 백색 가우시안 채널 잡음 프로세스이다. 그리고 $n(t)$ 는 두 개의 직교 가우시안 잡음 프로세스의 합 $n(t) = n_c(t) + j n_s(t)$ 으로 나타낼 수 있다.

이와 같은 수신신호 $r(t)$ 가 I 와 Q -채널에 따라 기저 대역으로 다운 변환되고 저역통과 필터를 통과한 다음, 정합 필터를 거쳐 이상적인 칩 주기의

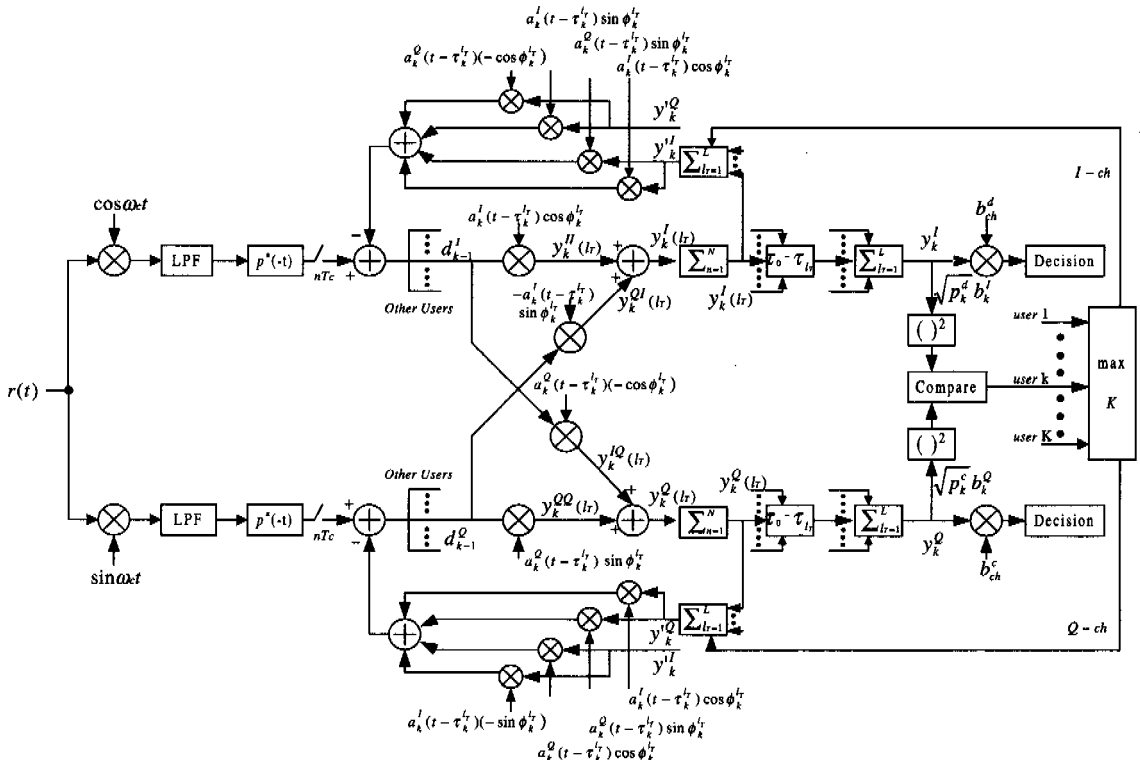


그림 2. 동기복조 방식의 직렬 간섭 제거기 블록도

샘플링 신호를 얻는다. 신호 $d_0(t)$ 는 식 (3)과 같이 기저대역 신호의 I -채널 성분 $d_0^I(t)$ 와 Q -채널 성분 $d_0^Q(t)$ 로 나타낼 수 있다.

$$d_0(t) = LPF\{r(t)e^{j\omega_c t}\} = d_0^I(t) + jd_0^Q(t) \quad (3)$$

그림 2는 제안한 동기복조 방식의 직렬 간섭제거기 블록도를 나타낸다. 이것은 다중경로를 고려한 동기복조 방식의 W-CDMA 시스템 모델에서 효율적인 간섭제거를 위한 해석결과를 적용한 구조이다. 직렬 간섭제거기는 칩 주기의 이상적인 샘플링 신호를 역확산시킨 다음, 각 경로에 대해 N -칩 누적과 결합을 통해 I 와 Q -채널 데이터를 검출한다. 그리고 가장 큰 전력 사용자 신호부터 차례대로 재확산시켜 전체 신호에서 제거하는 과정을 반복적으로 수행한다.

III. 직렬 간섭제거 해석

1. 다중 사용자 신호 검출

직렬 간섭제거에 의한 다중 사용자 신호검출은 이상적인 샘플링에 의해서 얻은 신호 d_0^{IIQ} 를 스크램블 부호 $a_k^{IIQ}(t)$ 와 채널 부호 $b_{ck}^{IIQ}(t)$ 로 차례대로 역확산시켜서 구한다. 일반적으로 k -번째 사용자의 l -번째 경로에 있어서 I -채널 성분과 Q -채널 성분의 샘플링 신호에 대한 복소 역확산 신호는 4가지 성분 즉, $y_k^{II}(l)$, $y_k^{IQ}(l)$, $y_k^{QI}(l)$ 및 $y_k^{QQ}(l)$ 로 나눌 수 있다. 사용자 신호전력들은 가장 큰 신호부터 내림차순으로 정렬되어 있다고 가정한다. 따라서 가장 큰 신호인 첫 번째 사용자 신호부터 검출한다.

첫 번째 사용자의 복소 역확산 신호 $y_1^{II}(l)$, $y_1^{IQ}(l)$, $y_1^{QI}(l)$ 및 $y_1^{QQ}(l)$ 은 각각 식 (4)~식 (7)과 같이 구한다. 각각의 역확산 신호는 1) 신호처리가 가능한 독립 경로(l_T) 성분, 2) 신호처리가 불가능한 경로($L+1 \sim P$) 성분, 3) 검출 사용자를 제외한 나머지 신호 성분, 그리고 4) 백색 가우시안 잡음(AWGN) 성분으로 구성된다.

$$y_1^{II}(l_T) = d_0^I \cdot a_1^I(t - \tau_1^{l_T}) \cos \phi_1^{l_T} \quad (4)$$

$$y_1^{QI}(l_T) = d_0^Q \cdot (-)a_1^I(t - \tau_1^{l_T}) \sin \phi_1^{l_T} \quad (5)$$

$$y_1^{IQ}(l_T) = d_0^I \cdot (-)a_1^Q(t - \tau_1^{l_T}) \cos \phi_1^{l_T} \quad (6)$$

$$y_1^{QQ}(l_T) = d_0^Q \cdot a_1^Q(t - \tau_1^{l_T}) \sin \phi_1^{l_T} \quad (7)$$

위의 역확산 신호 식 (4)와 식 (5)를 합함으로써 식 (8)과 같은 I -채널 성분 $y_1^I(l_T)$ 를 구해서 이진 데이터 신호 $b_1^I(t)$ 를 얻을 수 있다. 또한 역확산 신호 식 (6)과 식 (7)을 합함으로써 Q -채널 성분 $y_1^Q(l_T)$ 를 구해서 이진 데이터 신호 $b_1^Q(t)$ 를 얻을 수 있다. 여기서 A_k^I 는 $a_k^I \sqrt{P_k^I} b_k^I(t - \tau_k^I)$ 을, B_k^I 는 $a_k^I \sqrt{P_k^I} b_k^Q(t - \tau_k^I)$ 을 나타낸다.

$$\begin{aligned} y_1^I(l_T) &= y_1^{II}(l_T) + y_1^{QI}(l_T) \\ &= \frac{1}{2} a_1^{l_T} \sqrt{P_1^I} b_1^I(t - \tau_1^{l_T}) \\ &\quad - \frac{1}{2} a_1^{l_T} \sqrt{P_1^I} b_1^Q(t - \tau_1^{l_T}) a_1^Q(t - \tau_1^{l_T}) a_1^I(t - \tau_1^{l_T}) \\ &\quad + \sum_{l=L+1}^P \{ [A_l^I a_1^I(t - \tau_l^I) - B_l^I a_1^Q(t - \tau_l^I)] \\ &\quad \cdot a_1^I(t - \tau_1^{l_T}) \times \frac{1}{2} \cos(\phi_l^I - \phi_1^{l_T}) \\ &\quad + [A_l^I a_1^Q(t - \tau_l^I) + B_l^I a_1^I(t - \tau_l^I)] \\ &\quad \cdot a_1^I(t - \tau_1^{l_T}) \times \frac{1}{2} \sin(\phi_l^I - \phi_1^{l_T}) \} \\ &\quad + \sum_{k=2}^K \sum_{l=1}^L \{ [A_k^I a_k^I(t - \tau_k^I) - B_k^I a_k^Q(t - \tau_k^I)] \\ &\quad \cdot a_1^I(t - \tau_1^{l_T}) \times \frac{1}{2} \cos(\phi_k^I - \phi_1^{l_T}) \\ &\quad + [A_k^I a_k^Q(t - \tau_k^I) + B_k^I a_k^I(t - \tau_k^I)] \\ &\quad \cdot a_1^I(t - \tau_1^{l_T}) \times \frac{1}{2} \sin(\phi_k^I - \phi_1^{l_T}) \} \\ &\quad + \frac{n_c(t)}{2} a_1^I(t - \tau_1^{l_T}) \cos \phi_1^{l_T} \\ &\quad - \frac{n_s(t)}{2} a_1^I(t - \tau_1^{l_T}) \sin \phi_1^{l_T} \end{aligned} \quad (8)$$

2. 직렬 간섭제거

이상적인 샘플링한 신호 d_0^I 와 d_0^Q 에서 첫 번째 사용자의 I -채널과 Q -채널 성분의 역확산 신호성분을 제거함으로써 다중 사용자의 직렬 간섭제거를 수행한다. 즉, 샘플링 신호 d_0^I 와 d_0^Q 에서 $y_1^I(l_T)$ 와 $y_1^Q(l_T)$ 을 복소 재 확산시킨 다음 제거한다. 이와 같이 얻은 첫 번째 사용자 신호의 간섭제거 결과는 식 (9)와 같다.

$$\begin{aligned} d_1^I &= d_0^I - \left\{ \sum_{l=1}^{l_T} [y_1^I(l_T) \cdot a_1^I(t - \tau_1^{l_T}) \cos \phi_1^{l_T} \right. \\ &\quad \left. + y_1^Q(l_T) \cdot (-)a_1^Q(t - \tau_1^{l_T}) \right. \\ &\quad \left. \cdot \cos \phi_1^{l_T} + y_1^I(l_T) \cdot a_1^Q(t - \tau_1^{l_T}) \sin \phi_1^{l_T} \right. \\ &\quad \left. + y_1^Q(l_T) \cdot a_1^I(t - \tau_1^{l_T}) \sin \phi_1^{l_T} \right\} \\ &= \sum_{l=L+1}^P \{ [A_l^I a_1^I(t - \tau_l^I) - B_l^I a_1^Q(t - \tau_l^I)] \\ &\quad \times \frac{1}{2} \cos \phi_l^I \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & + [A_1^i a_1^Q(t - \tau_1^i) + B_1^i a_1^I(t - \tau_1^i)] \times \frac{1}{2} \sin \phi_1^i \} \\
 & + \sum_{k=2}^K \sum_{l=1}^L \{ [A_k^i a_k^I(t - \tau_k^i) - B_k^i a_k^Q(t - \tau_k^i)] \\
 & \quad \times \frac{1}{2} \cos \phi_k^i \\
 & + [A_k^i a_k^Q(t - \tau_k^i) + B_k^i a_k^I(t - \tau_k^i)] \times \frac{1}{2} \sin \phi_k^i \} \\
 & - C_1^I a_1^I(t - \tau_1^{I'}) \cos \phi_1^{I'} + C_1^Q a_1^Q(t - \tau_1^{I'}) \cos \phi_1^{I'} \\
 & \quad - C_1^I a_1^Q(t - \tau_1^{I'}) \sin \phi_1^{I'} - C_1^Q a_1^I(t - \tau_1^{I'}) \sin \phi_1^{I'} \\
 & + \frac{n_c(t)}{2} \tag{9}
 \end{aligned}$$

식 (9)와 같이 첫 번째 사용자 신호가 제거된 나머지 신호는 1) 첫 번째 사용자의 처리 불가능한 경로 성분, 2) (K-1)개의 다른 사용자의 신호 성분, 3) 백색 가우시안 잡음 성분 및 4) 첫 번째 사용자의 완벽하지 못한 간섭제거로 인한 잔류성분으로 구성된다. 여기서 $C_1^{I/Q}$ 은 I-채널과 Q-채널의 역확산 신호에서 첫 번째 사용자의 간섭과 잡음신호 성분의 총합을 나타낸다.

이상과 같은 간섭제거 과정을 반복하여 h-번 간섭제거 후, I-채널 신호의 일반식은 식 (10)과 같다.

$$\begin{aligned}
 d_h^I &= \sum_{k=h+1}^K \sum_{l=1}^L \{ [A_k^i a_k^I(t - \tau_k^i) - B_k^i a_k^Q(t - \tau_k^i)] \\
 & \quad \times \frac{1}{2} \cos \phi_k^i \\
 & + [A_k^i a_k^Q(t - \tau_k^i) + B_k^i a_k^I(t - \tau_k^i)] \times \frac{1}{2} \sin \phi_k^i \} \\
 & + \sum_{j=1}^h \sum_{l=L+1}^L \{ [A_j^i a_j^I(t - \tau_j^i) - B_j^i a_j^Q(t - \tau_j^i)] \\
 & \quad \times \frac{1}{2} \cos \phi_j^i \\
 & + [A_j^i a_j^Q(t - \tau_j^i) + B_j^i a_j^I(t - \tau_j^i)] \times \frac{1}{2} \sin \phi_j^i \} \\
 & - \sum_{i=1}^h \{ C_i^I a_i^I(t - \tau_i^{I'}) \cos \phi_i^{I'} \\
 & \quad - C_i^Q a_i^Q(t - \tau_i^{I'}) \cos \phi_i^{I'} \\
 & - \sum_{i=1}^h \{ C_i^I a_i^Q(t - \tau_i^{I'}) \sin \phi_i^{I'} \\
 & \quad + C_i^Q a_i^I(t - \tau_i^{I'}) \sin \phi_i^{I'} \} \\
 & + \frac{n_c(t)}{2} \tag{10}
 \end{aligned}$$

3. 오류율 성능해석

h-번 간섭제거 후, I-채널의 역확산 신호의 일반식은 식 (11)과 같이 (h+1)-번째 사용자의 검출 신호와 백색 가우시안 잡음 및 간섭항으로 표현된다. 식 (11)의 두 번째 항인 잡음과 간섭 성분은 식

(12)와 같이 다시 6개 항으로 구성된다. 즉, 1) 직교성분에 의한 자기 간섭(Self interference) 성분, 2) (h+1)-번째 사용자의 제거되지 않는 다중경로(Uncancelled multipath) 성분에 의한 간섭성분, 3) (h+2)-번째 이후의 나머지 사용자의 다중접속 간섭 성분, 4) 백색 가우시안 잡음(AWGN) 성분, 5) h-번째까지 제거되지 않는 다중경로 성분에 의한 간섭성분 및 6) h-번째까지 불완전 간섭제거에 의한 간섭성분으로 구성된다.

$$\begin{aligned}
 y_{h+1}^I(l_T) &= \frac{1}{2} a_{h+1}^{I'} \sqrt{P_{h+1}^d} b_{h+1}^I(t - \tau_{h+1}^{I'}) \\
 & \quad + \frac{1}{2} C_{h+1}^I(l_T) \tag{11}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 C_{h+1}^I(l_T) &= S_{h+1, h+1}^I(l_T) + I_{h+1, h+1}^I(l_T) + I_{h+1}^I(l_T) \\
 & \quad + N_{h+1}^I + \sum_{i=1}^h R_i^I \\
 & \quad - \sum_{i=1}^h [C_i^I I_{i, h+1}(\tau_{i, h+1}) \cos(\phi_i^{I'}) \\
 & \quad \quad - C_i^Q I_{i, h+1}(\tau_{i, h+1}) \cos(\phi_{i'} - \phi_{h+1}^{I'})] \\
 & \quad - \sum_{i=1}^h [C_i^I I_{i, h+1}(\tau_{i, h+1}) \sin(\phi_{i'} - \phi_{h+1}^{I'}) \\
 & \quad \quad + C_i^Q I_{i, h+1}(\tau_{i, h+1}) \sin(\phi_{i'} - \phi_{h+1}^{I'})] \tag{12}
 \end{aligned}$$

식 (12)에서 $I_{i, h+1}(\tau_{i, h+1})$ 는 상호 상관항을 나타내며 식 (13)과 같이 정의한다.

$$I_{i, h+1}(\tau_{i, h+1}) = \frac{1}{T} \int_0^T a_i^{I/Q}(t - \tau_i^i) a_{h+1}^{I/Q}(t - \tau_{h+1}^i) dt \tag{13}$$

식 (12)와 같은 I-채널 역확산 신호잡음의 분산값은 식 (14)와 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \sigma_{h+1}^I &= \frac{N_e}{4} \\
 & \quad + \frac{2}{3N} \sum_{l=1, l \neq l_T}^L E[(a_{h+1}^I)^2] (P_{h+1}^d + P_{h+1}^c) \\
 & \quad + \frac{2}{3N} \sum_{k=h+2}^K \sum_{l=1}^L E[(a_k^I)^2] (P_k^d + P_k^c) \\
 & \quad + \frac{2}{3N} \sum_{i=1}^h \sum_{l=L+1}^L E[(a_i^I)^2] (P_i^d + P_i^c) \\
 & \quad + \frac{2}{3N} \sum_{i=1}^h [L \eta_{i, n}^I(l_T) + L \eta_{i, n}^Q(l_T)] \tag{14}
 \end{aligned}$$

여기서 $E[\cdot]$ 는 평균값을 나타낸다. 그리고 식 (14)의 두 번째 항부터 다섯 번째 항은 스크램블 부호의 복소 확산으로 인한 Q-채널 성분이 부가된 것이다.

또한 Q -채널 잡음 분산값의 총합은 I -채널 잡음 분산값의 총합과 동일하다.

$$\eta_{h+1}^Q = \eta_{h+1}^I \quad (15)$$

따라서 h -번 간섭제거 후, $(h+1)$ -번째 크기의 신호 전력을 갖는 사용자의 신호 대 잡음비(SNR : signal to noise ratio)는 식 (16)과 같다.

$$SNR_{h+1} = \frac{(a_{h+1}^{I_r})^2 P_{h+1}^d}{\eta_{h+1}^I} \quad (16)$$

여기서 BPSK 데이터 비트 발생확률이 동일하다고 가정할 때, h -번 간섭제거 후 $(h+1)$ -번째 사용자의 시불변 감쇄계수(경로이득) $a_{h+1}^{I_r}$ 에 대한 조건 오류율은 식 (17)과 같다.

$$\begin{aligned} P_{e,h+1}(a_{h+1}^{I_r}) &= P\{y_{h+1}^{I_r}(l_T) < 0 \mid b_{h+1}^I = +1\} \\ &= P\{y_{h+1}^{I_r}(l_T) > 0 \mid b_{h+1}^I = -1\} \\ &= Q(\sqrt{SNR_{h+1}}) \end{aligned} \quad (17)$$

한편, 경로이득 $a_{h+1}^{I_r}$ 가 불규칙할 때 오류율을 구하기 위해서는 $P_{e,h+1}(a_{h+1}^{I_r})$ 를 레일레이 분포를 갖는 $a_{h+1}^{I_r}$ 의 확률밀도함수 $p(a_{h+1}^{I_r})$ 로 평균을 취해야 한다. 이렇게 얻은 평균 오류율은 식 (18)과 같다^[13].

$$\begin{aligned} P_e^I &= \int_0^\infty P_e^I(a_{h+1}^{I_r}) p(a_{h+1}^{I_r}) da_{h+1}^{I_r} \\ &= \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{E[SNR_{h+1}]}{1 + E[SNR_{h+1}]}} \right] \end{aligned} \quad (18)$$

여기서 $E[SNR_{h+1}]$ 은 SNR_{h+1} 의 평균값을 나타낸다.

이상과 같은 동일한 방법으로 Q -채널 평균 오류율을 구할 수 있다.

IV. 성능 결과

본 논문에서는 전체 K 명의 사용자 신호가 저속 레일레이 페이딩 채널 환경에서 P 개의 다중경로를 통해 수신기에 입력된다고 가정하였다. 그리고 각 사용자의 전력은 내림차순으로 정렬되어 있고, 위상 추정이 완벽하다고 가정하였다. 부호화와 다기화 기법을 고려하지 않고 동기복조 방식의 직렬 간섭제거기의 평균 오류율 성능을 기존 검출방식 성능과 비교하였다.

먼저, 그림 3은 단일 경로의 레일레이 페이딩 채널에서 처리이득 $PG=64$ 이고, 동일한 전력(1)을 갖는 사용자 10과 20에 대해 직렬 간섭제거기의 평균 오류율 성능을 나타낸 것이다. 사용자 10인 경우 페이딩이 없을 때 $BER=3.0 \times 10^{-2}$ 에서 2dB 이상, 페이딩이 존재할 때 $BER=5.0 \times 10^{-2}$ 에서 4dB 이상 기존 검출방식 성능보다 우수한 결과를 얻었다. 또한 레일레이 페이딩에 따라 성능이 급격히 저하됨을 볼 수 있다. 그림 4는 레일레이 페이딩과 경로 수의 변화에 대한 평균 오류율을 나타낸 것이다. 여기서 각 경로의 전력은 정규화된 것이다. 경로 수가

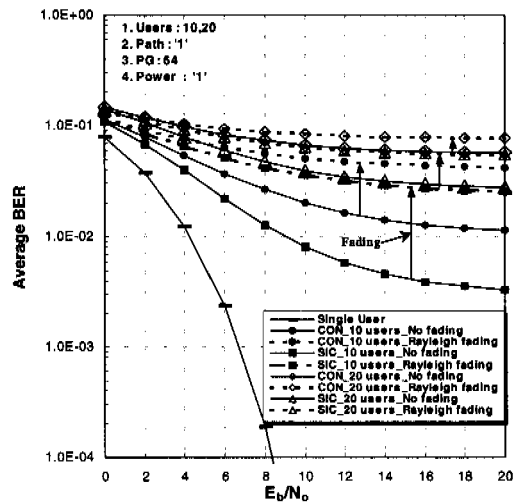


그림 3. 레일레이 페이딩에 대한 평균 오류율 성능

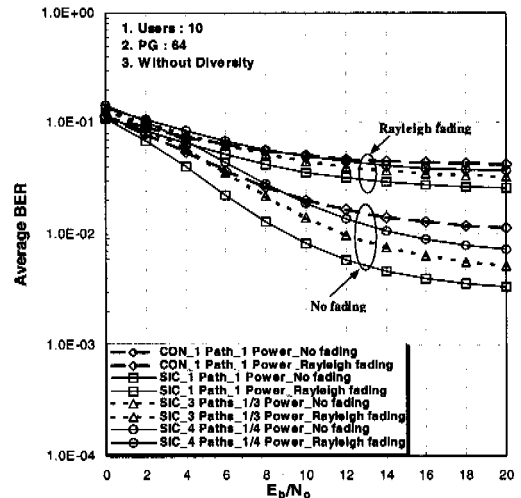


그림 4. 레일레이 페이딩과 정규화 전력의 경로 수에 대한 평균 오류율 성능

증가함에 따라 간섭량이 증가하여 3개와 4개 경로에서의 성능은 각각 6dB와 9dB 이하의 E_b/N_0 에 대해 오히려 기존 검출방식 성능보다 뒤짐을 알 수 있다.

그림 5는 전력제어가 불완전하여 사용자 전력이 '2' (30%), ' $\sqrt{2}$ ' (30%), '1' (40%)으로 구성된 경우의 성능을 나타낸 것이다. 전력이 동일하지 않은 경우 사용자가 10인 직렬 간섭제거기 성능은 $E_b/N_0=8\text{dB}$ 이하에서 동일 전력 사용자 성능보다 뒤지지만 8dB 이상에서는 큰 폭의 성능 향상을 얻을 수 있다. 이것은 내림차순으로 간섭제거를 수행

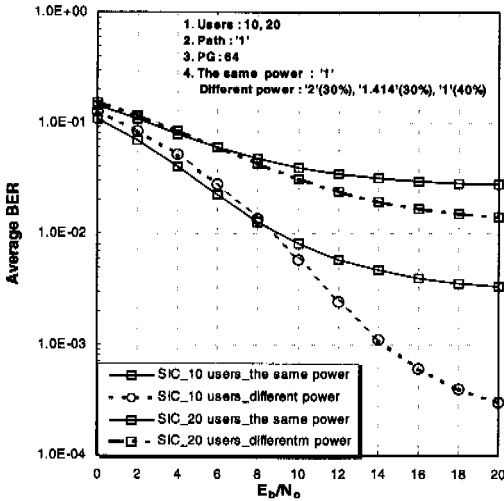


그림 5. 다른 전력 사용자에 대한 평균 오류율 성능

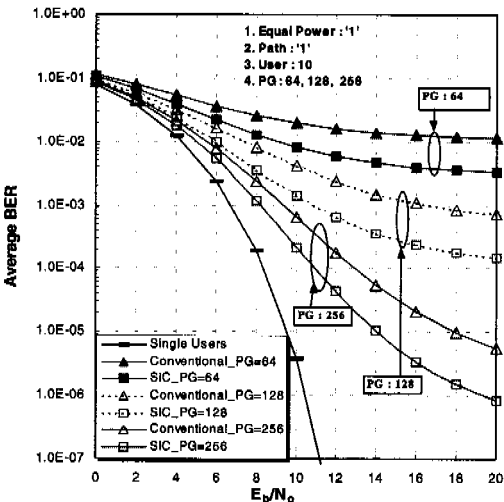


그림 6. 처리이득(PG) 변화에 대한 평균 오류율 성능

함으로써 간섭제거단이 증가할 수록 상대적인 잡음 전력이 줄어들기 때문이다. 그림 6은 처리이득(PG)이 64, 128, 256 일 때 각각의 평균 오류율 성능을 나타낸 것이다. E_b/N_0 의 증가에 대해 직렬간섭 제거에 의한 처리이득간의 성능이 거의 일정함을 보여준다.

그림 7은 $E_b/N_0=4, 8, 12\text{dB}$ 에 대해서 사용자 증가에 대한 오류율 성능을 나타낸 것이다. E_b/N_0 가 증가함에 따라 성능개선이 더욱 커진다. 그리고 사용자가 증가함에 따라 간섭제거 성능차가 증가하다가 사용자가 '45' 이상일 경우 기존 검출방식보다 오히려 저하된다. 이것은 간섭제거단이 증가하면서 완전히 제거되지 못한 성분이 누적되어 사용자 신호 전력을 초과한 결과이다.

한편, 그림 8은 E_b/N_0 를 변수로 하여 간섭제거단에 대한 평균 오류율 성능변화를 사용자 10과 20에 의해 나타낸 것이다. $E_b/N_0=16\text{dB}$ 이상에서는 성능개선이 크지 않음을 알 수 있다. 이것은 E_b/N_0 의 증가에 따른 가우시안 백색잡음 감소량보다 간섭성분의 잔류량 증가가 더욱 커지기 때문이다.

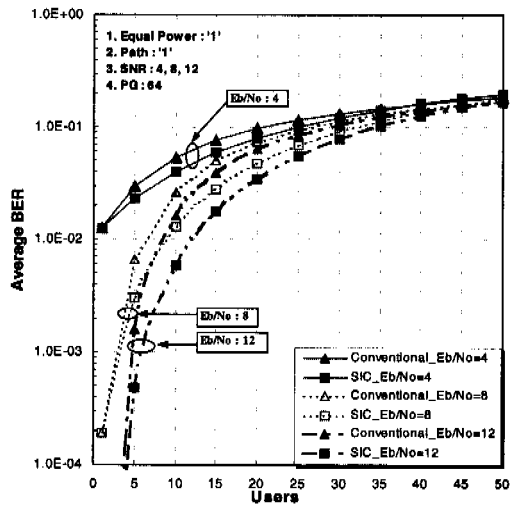


그림 7. 사용자 증가에 대한 평균 오류율 성능

V. 결론

본 논문은 다중경로 레일레이 페이딩 채널에서 동기복조 방식의 W-CDMA 시스템 역방향 링크의 직렬 간섭제거기 구조를 제안하고 성능을 해석하였다.

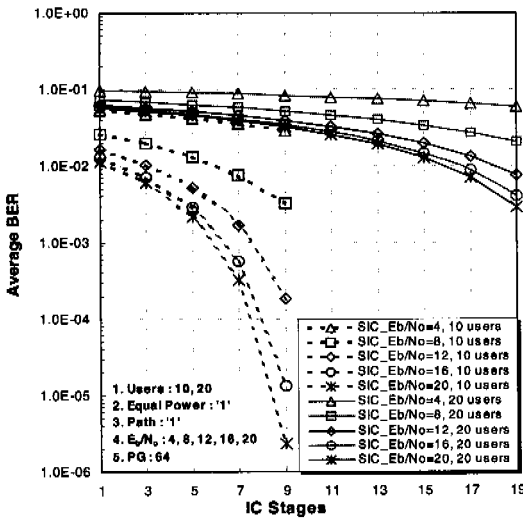


그림 8. 간섭 제거단에 대한 평균 오류율 성능(사용자 수 : 10, 20)

동기복조 방식의 직렬 간섭제거기의 평균 오류율 성능을 셀내의 사용자 수, 수신 경로 수, 수신전력의 분포, 처리이득(PG) 및 간섭제거단에 대해 구하고 간섭을 제거하지 않는 기존 검출방식 성능과 비교하였다.

성능 결과에 의하면 기존 검출방식에 비해 사용자 10에서 페이딩이 없을 때 BER = 3.0×10^{-2} 에서 2dB 이상 우수하고, 페이딩이 존재할 때 BER = 5.0×10^{-2} 에서 4dB 이상 우수하였다. 그리고 사용자와 경로 수가 증가하면서 경로에 의한 간섭량과 제거되지 않는 간섭량이 증가하여 E_b/N_0 의 증가에도 불구하고 성능개선이 둔화되었다. 또한 불완전한 전력제어 조건에서의 성능은 $E_b/N_0 = 8\text{dB}$ 이하에서 동일전력 조건의 성능보다 뒤지지만 8dB 이상에서는 큰 폭의 성능 향상을 얻었다.

이상의 성능 결과를 통해 앞으로 기대되는 연구는 사용자 증가에 따라 성능개선이 둔화되는 단점을 보완하고, 간섭제거단의 증가에 따른 처리시간 지연을 효율적으로 줄이기 위해 일정한 사용자 군 단위로 직렬 간섭제거를 수행하는 알고리즘 개발이 필요하다.

참 고 문 헌

[1] S. Verdú, "Minimum Probability of Error for Asynchronous Gaussian Multiple- Access Channels," IEEE Trans. on Information

Technology, Vol. 32, No. 1, pp. 85-96, Jan. 1986.

[2] P. R. Patel, and J. M. Holtzman, "Analysis of a Simple Successive Interference Cancellation Scheme in a DS/CDMA Systems," IEEE J. Selected Areas in Comm., Vol. 12, No. 5 pp. 796-807, Jun. 1994.

[3] L. M. A. Jalloul and J. M. Holtzman, "Performance Analysis of DS/CDMA Noncoherent M-ary Orthogonal Modulation in Multipath Fading Channels," IEEE J. Selected Areas in Comm., Vol. 12, No. 5 pp. 862-870, Jun. 1994.

[4] A-L. Johansson and A. Svensson, "Successive Interference Cancellation in Multiple Data Rate DS/CDMA Systems," Proceedings of IEEE VTC, pp. 704-708, 1995.

[5] R. M. Buehrer, and B. D. Woerner, "Analysis of Adaptive Multistage Interference Cancellation for CDMA Using an Improved Gaussian Approximation," IEEE Trans. on Comm., Vol. 44, No. 10, pp. 1308-3121, Oct. 1996.

[6] R. M. Buehrer, A. Kaul, S. Striglis, and B. D. Woerner, "Analysis of DS-CDMA Parallel Interference Cancellation with Phase and Timing Errors," IEEE J. Selected Areas in Comm., Vol. 14, No.8, pp. 1522-1534, Oct. 1996.

[7] D. Divsalar, M. K. Simon, and D. Raphaeli, "Improved Parallel Interference Cancellation for CDMA," IEEE Trans. on Comm., Vol. 46, No. 2, pp. 258-268, Feb. 1998.

[8] T-B. Oon, R. Steele, and Y. Li, "Performance of an Adaptive Successive Serial-Parallel Interference Cancellation Scheme in Flat Rayleigh Fading Channels," Proceedings of IEEE VTC, pp. 193-197, 1997.

[9] 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 Comm., Letters, Vol. 2, No. 3, pp. 61-63, March 1998.

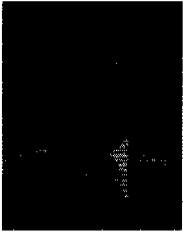
[10] K. I. Pedersen, T. E. Kolding, I. Seskar, J. M. Holtzman, "Practical Implementation of

Successive Interference Cancellation in DS/CDMA Systems,"Proceedings of IEEE ICUPC, pp. 321-325. 1996

- [11] N. S. Correal, R. M. Buehrer, and B. D. Woerner, "A DSP-Based DS-CDMA Multiuser Receiver Employing Partial Parallel Interference Cancellation," IEEE J. Selected Areas in Comm., Vol. 17, No. 4, pp. 613-630, Apr. 1999.
- [12] 3GPP, "Technical Specifications of Physical channels and mapping of transport channels onto Physical channels(FDD)," Version 2.0, Apr. 1999.
- [13] J. G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, 1995.

구 제 길(Je-gil Koo)

정회원



1984년 2월: 성균관대학교
전자공학과 졸업(학사)
1986년 2월: 성균관대학교
일반대학원 전자공학과
졸업(석사)

- 1996년 3월~2001년 2월: 성균관 대학교 일반대학원
전자공학과 공학박사 (Ph.D)
- 1986년 1월~1998년 1월: 삼성전자(주) 정보통신(본)
정보통신 및 CDMA 개발연구소 근무
(선임연구원)
- 1998년 3월~현재: 용인송담대학 디지털전자정보과
교수
- <주관심 분야> 디지털통신, 이동 및 무선통신, IMT-
2000 CDMA 시스템 개발과 신호 처리기술
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 중앙연구
소 근무 (선임연구원)
- 1979년 9월~1982년 12월: 미국 University of
Southern California 전기공학과 공학
박사 (Ph.D)
- 1982년 10월~1989년 2월: 미국 LinCom Corp. 근무
(연구원)
- 1989년 3월~현재: 성균관대학교 전기전자 컴퓨터
공학부 정교수
- <주관심 분야> 디지털통신, 무선통신, 이동통신, 위성
통신 및 동기화 기술을 포함한 MODEM 기
술 등임.