

# 그룹형 하이브리드 위너 필터링 간섭제거 기법을 이용한 다중 데이터 율 DS/CDMA 시스템의 성능분석

정회원 최원태\*, 박상규\*\*

## Performance Analysis of GHICW(Group-wise Hybrid Interference Cancellation scheme based on Wiener filtering) in Multi Rate DS/CDMA System

Won Tae Choi\*, Sang Kyu Park\*\* *Regular members*

### 요약

본 논문에서는 서로 다른 데이터 율 신호들의 다중 접속 간섭을 제거하기 위해 그룹형 하이브리드 위너 필터링 간섭 제거 기법(Group-wise Hybrid Interference Cancellation scheme based on Wiener filtering : GHICW)을 제안하고 AWGN 채널과 레일리 페이딩 채널환경에서 그 성능을 상용검파기와 비교 분석하였다. 본 논문에서 제시한 수신 기법은 동일 데이터 율을 가진 사용자들 그룹으로 묶어 처리함으로써 기존의 간섭제거 시스템보다 시스템 처리 지연이 적고, 하드웨어 구현이 간단하며, 큰 전력으로 전송되는 높은 데이터 율 사용자의 신호들을 위너 필터를 이용해 재생하여 낮은 데이터 율 사용자와 높은 데이터 율 사용자의 수신 성능을 향상시킨다.

### ABSTRACT

In this paper, we propose a GHICW(Group-wise Interference Cancellation scheme based on Wiener filtering) receiver in order to cancel the multiple access interference from different rate signals in a multi-processing gain DS/CDMA system. The proposed receiver is analyzed and compared with the conventional detector with respect to the signal to noise ratio in AWGN and Rayleigh fading channel environment. The GHICW receiver has a small processing delay by grouping users with the same data rate users and also has the simple hardware complexity, which is compared with ordinary interference cancellation schemes. In addition, the performance of our receiver is improved by using the Wiener filter, which precisely estimates high rate users' bits transmitted with higher power, for both low and high rate users.

### 1. 서론

제 3세대 IMT-2000시스템은 2세대 시스템과는 달리 음성뿐만 아니라 고속의 데이터와 멀티미디어 서비스까지 지원하게 된다. 따라서 수신기에서도 다양

한 데이터 율을 처리할 수 있는 능력을 요구한다<sup>[1]</sup>.

다중처리 이득 기법을 사용했을 때 높은 데이터 율의 사용자가 낮은 데이터 율의 사용자에 비해 보다 높은 전력으로 전송하므로 모든 사용자가 단일 데이터 율을 가진 기존의 시스템보다 심각한 원근

\* LG전자 이동통신 연구소

\*\* 한양대학교 전자전기컴퓨터공학부(skpark@hanyang.ac.kr)

논문번호: K01080-0226, 접수일자: 2001년 2월 26일

문제(near-far problem)가 야기된다. 특히, 낮은 데이터 율을 사용하는 사용자의 성능은 더욱 저하된다<sup>[2]</sup>.

CDMA 시스템은 원근 문제에 따른 불균등한 수신신호의 세기와 사용자들간의 확산부호(spreading code)의 비 직교성(nonorthogonality)으로 인해 다중 접속간섭(Multiple Access Interference : MAI)이 생기게 되는데, CDMA 통신 시스템은 이러한 다중 접속간섭에 의해 검파의 성능과 시스템의 용량이 제한된다<sup>[3]</sup>.

다중 접속 간섭을 없애는 방법에는 부호 파형(code waveform) 설계를 좀더 직교성을 가지게 하는 방법, 전력 제어(power control) 방법, FEC(forward error correction) 부호를 사용하는 방법, 안테나 선택화 및 적응화를 시키는 방법, 그리고 현재 크게 각광을 받고 있는 다중사용자 검파기(multiuser detection)를 이용하는 방법등이 있다<sup>[4]</sup>.

근래에는 발전된 형태의 여러 적응 다중 사용자 검파기가 연구되고 있고, 비선형 검파기에서는 직·병렬 혼합형태인 혼합 간섭 제거 방식(hybrid interference cancellation), 다른 데이터 율 그룹간의 간섭을 제거하는 그룹형 간섭 제거 방식(group-wise interference cancellation) 등 여러 개선된 형태의 간섭제거 방식이 연구 되어왔다<sup>[5][6]</sup>.

본 논문에서는 서로 전력이 틀린 다중 데이터 율 신호의 다중접속 간섭을 없애기 위해 비 선형 다중 사용자 검파기에서 개선된 형태인 위너 필터(Wiener filter)에 근거한 그룹형 혼합 간섭 제거기법(Group-wise Hybrid Interference Cancellation scheme based on Wiener filtering : GHICW)을 이용한 수신기를 제안한다. 이 수신기는 상대적으로 간섭량이 큰 높은 데이터 사용자 신호의 추정을 위해 일반 정합필터보다 성능이 우수하고 랜덤신호의 입력 시 최적인 위너 필터를 이용하여 성능을 개선한 형태이며 데이터 율이 같은 사용자끼리, 즉 전력이 같은 사용자끼리 한 그룹으로 묶어 시스템의 처리 지연을 최소화시키는 장점을 가진다. 위너 필터는 처리이득 만큼의 탭수를 필요로 하는데, 시스템의 복잡도를 고려해서 처리이득이 낮은 높은 데이터 율 그룹의 신호 재생에 국한하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 다중 데이터 율 기법과 송 수신신호의 모델링을 하고, 3장에서는 위너 필터에 대한 설명을 한 후 GHICW 수신 기법을 제시하고 오율식을 유도한다. 4장에서는 AWGN과 레일리 페이딩 채널에서 유도한 오율

식을 바탕으로 수치해석을 통해서 수신기의 성능을 비교 분석하고, 끝으로 5장에서 결론을 도출한다.

## II. 시스템 모델링

### 1. 다중 처리이득 시스템

다양한 데이터 속도를 지원하기 위한 방식으로 가변 확산 계수(variable spreading factor)시스템이라 부르는 다중 처리이득 시스템은 단일 칩(chip) 율을 모든 다른 데이터 율에 적용한다. 이 방식은 IMT-2000의 대표적인 두 개 표준인 동기 방식의 3GPP2(3rd Generation Partnership Project 2)와 비동기 방식의 3GPP(3rd Generation Partnership Project)에서 채택한 다중 데이터 율 방법 중 하나로 처리이득  $G=R_d/R_b$  (여기서  $R_b$ 는 데이터 속도,  $R_c$ 는 칩 속도)가 데이터의 속도에 따라 바뀌는 시스템이다.

본 논문에서는 모든 사용자는 BPSK 변조방식을 사용하고 모든 사용자는 동일한 비트 에너지로 전송한다. 그러므로, 높은 데이터 율의 사용자가 낮은 데이터 율의 사용자보다 상대적으로 높은 전력으로 전송된다.

### 2. 송수신 신호 모델링

그림 1은 낮은 데이터 율 부시스템의 데이터 율이  $R_0$  Kbps이고 높은 데이터 율 부시스템의 데이터 율이  $R_1$  Kbps인 두 개의 부시스템이 존재하는 비동기 DS/CDMA 시스템이다. 부시스템 j의 k번째 사용자의 송신 신호,  $s_k^{(j)}(t)$ 는 식 (1)과 같이 정의된다.

$$s_k^{(j)}(t) = \sqrt{2P_k^{(j)}} b_k^{(j)}(t) a_k^{(j)}(t) \cos(\omega_c t + \theta_k^{(j)}), j=0,1 \quad (1)$$

식 (1)에서  $P_k^{(j)}$ 는 부시스템 j의 k번째 사용자의 송신전력,  $\omega_c$ 는 반송파 주파수,  $\theta_k^{(j)}$ 는 부시스템 j의 k번째 사용자 신호의 위상,  $a_k^{(j)}(t)$ ,  $b_k^{(j)}$ 는 각각 확산 부호(spreading code)와 정보신호로서 식 (2), (3)과 같이 정의한다.

$$a_k^{(j)}(t) = \sum_{\zeta} a_{k,\zeta}^{(j)} P_{T_c}(t - \zeta T_c) \quad (2)$$

$$b_k^{(j)}(t) = \sum_{\zeta} b_{k,\zeta}^{(j)} P_{T_c}(t - \zeta T_c) \quad (3)$$

식 (2)에서  $a_{k,\zeta}^{(j)} \in \{-1, +1\}$ 은 부시스템 j의 k

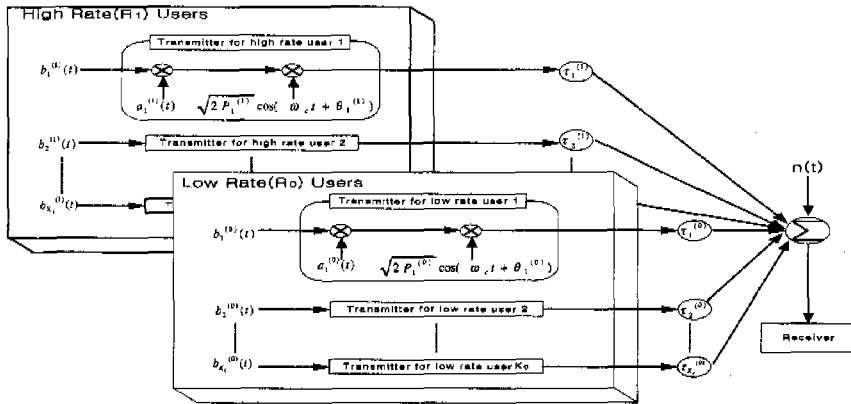


그림 1. 다중 데이터 율 DS/CDMA 송신 모델

번째 사용자에게 할당된 확산 부호의  $\xi$  번째 칩,  $T_c$ 는 칩 주기이며,  $P_{T_c}(\cdot)$ 는  $T_c$ 주기를 가지는 단위 사각파(unit rectangular pulse)를 나타낸다. 그리고 식 (3)에서  $b_{k,\xi}^{(j)} \in \{-1, +1\}$ 은 부시스템 j의 k 번째 사용자 정보부호의  $\xi$  번째 비트,  $P_{T_j}(\cdot)$ 는 부시스템 j의 비트 주기  $T_j$ 를 가지는 단위 사각파이다. 여기서 부시스템 j의 처리이득(processing gain)을  $G_j$ 이라고 하면,  $T_j$ 와  $T_c$  사이에는 식 (4)와 같은 관계가 성립한다.

$$T_j = G_j T_c \quad (4)$$

그림 1의 2개의 부시스템에서 낮은 데이터 율 사용자와 높은 데이터 율 사용자가 동시에 존재한다면 송신신호  $s(t)$ 는 식 (5)와 같다.

$$s(t) = \sum_{j=0}^1 \sum_{k=1}^{K_j} \sqrt{2P_k^{(j)}} b_k^{(j)}(t) a_k^{(j)}(t) \cos(\omega_c t + \theta_k^{(j)}) \quad (5)$$

여기서,  $K_j$ 는 부시스템 j의 사용자 수를 나타낸다. 기지국이 수신하는 수신신호는 식 (6)과 같다.

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{j=0}^1 \sum_{k=1}^{K_j} s_k^{(j)}(t - \tau_k^{(j)}) + n(t) \\ &= \sum_{k=1}^{K_0} s_k^{(0)}(t - \tau_k^{(0)}) + \sum_{k=1}^{K_1} s_k^{(1)}(t - \tau_k^{(1)}) + n(t) \\ &= \sum_{k=1}^{K_0} \sqrt{2P_k^{(0)}} b_k^{(0)}(t - \tau_k^{(0)}) a_k^{(0)}(t - \tau_k^{(0)}) \cdot \cos(\omega_c t + \phi_k^{(0)}) \\ &\quad + \sum_{k=1}^{K_1} \sqrt{2P_k^{(1)}} b_k^{(1)}(t - \tau_k^{(1)}) a_k^{(1)}(t - \tau_k^{(1)}) \cdot \cos(\omega_c t + \phi_k^{(1)}) + n(t) \end{aligned} \quad (6)$$

여기서  $\tau_k^{(j)}$ 는 부시스템 j의 k 번째 사용자의 시간 지연을 나타낸 것으로  $[0, T_c)$  범위에 균일하게 분포한다. 그리고  $\phi_k^{(j)}$ 는 위상 변이를 나타낸 것으로서  $[0, 2\pi)$  사이의 균일 분포 값을 가지며  $\phi_k^{(j)} = \theta_k^{(j)} - \omega_c \tau_k^{(j)}$ 와 같이 정의된다.  $n(t)$ 는 양측 전력 스펙트럼 밀도(two-sided power spectral density)가  $\eta_0/2$ 인 AWGN이다.

### III. 다중사용자 검파기 (GHICW 수신기법)

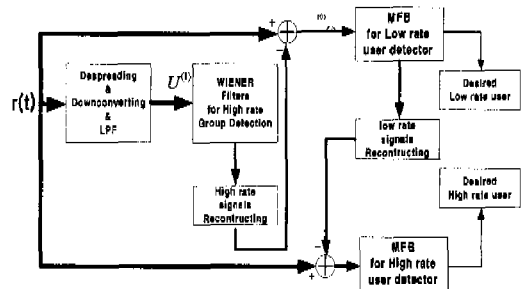


그림 2. GHICW 수신기 구조

그림 2는 위너 필터에 근거한 GHICW 기법을 이용한 수신기를 나타내고 있으며, 이중 높은 데이터 율의 1 번째 사용자 신호를 재생하는 위너 필터의 구조는 그림 3과 같다.

그림 3의 필터를 통과하는 신호는 식 (7)과 같다.

$$U_1^{(1)} = \int_{\tau T_c}^{(\xi+1)T_c} r(t) a_1^{(1)}(t) \cos(\omega_c t) dt \quad (7)$$

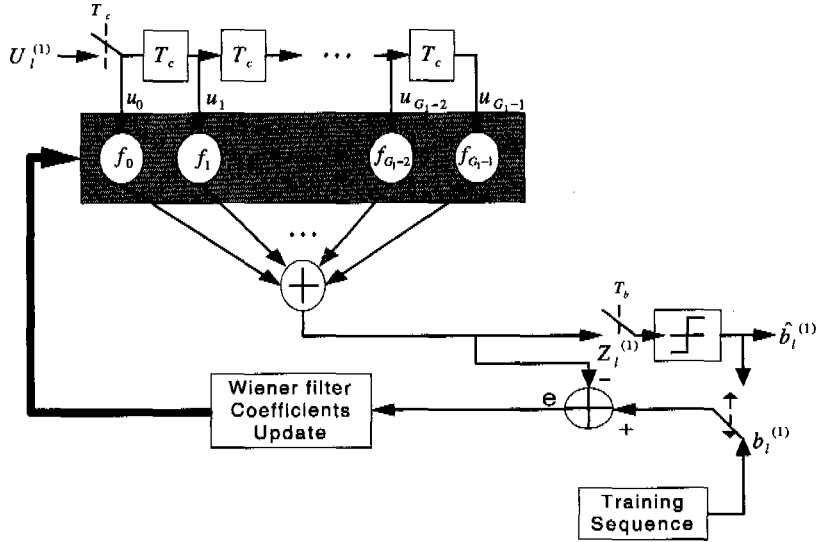


그림 3.  $G_1$ -tap FIR Wiener 필터

식 (7)에서 적분 구간에 따라  $U_i^{(1)} = \{u_\zeta^{(1)}\}$  이고,  $\zeta = 0, 1, 2, \dots, G_1 - 1$  의 값을 가지며  $\zeta$ 는 필터를 통과 후 각각 칩 주기 ( $T_c$ )만큼 지연 시간을 나타낸다. 위너 필터의 탭 입력  $u_\zeta^{(1)}$ 는 식 (8)과 같이 나타낼 수 있다<sup>[7]</sup>.

$$u_\zeta^{(1)} = b_\zeta^{(1)} + J_\zeta^{(1)} + \eta_\zeta \quad (8)$$

여기서  $b_\zeta^{(1)}$ 는 수신기에서 수신한 사용자의 정보 신호로 한 비트 동안 일정 하므로  $b_\zeta^{(1)} = b_i^{(1)} = \sqrt{\frac{P_k^{(1)}}{2}} b_{i,0}^{(1)} T_c$  으로 표시할 수 있고,  $\eta_\zeta$ 는 평균이 0 이고 분산이  $\frac{\eta_0 T_c}{4}$  인 가우시안 랜덤 변수이다. 간섭 성분  $J_\zeta^{(1)}$ 은 식 (9)와 같이 표현된다.

$$J_\zeta^{(1)} = \sum_{k=1}^{K_1} \sqrt{\frac{P_k^{(1)}}{2}} \int_{\tau_c}^{(\zeta+1)T_c} b_k^{(1)}(t - \tau_k^{(1)}) a_k^{(1)}(t - \tau_k^{(1)}) \cdot a_i^{(1)}(t) \cos(\phi_k^{(1)}) dt + \sum_{k=1}^{K_1} \sqrt{\frac{P_k^{(0)}}{2}} \int_{\tau_c}^{(\zeta+1)T_c} b_k^{(0)}(t - \tau_k^{(0)}) a_k^{(0)}(t - \tau_k^{(0)}) \cdot a_i^{(1)}(t) \cos(\phi_k^{(1)}) dt \quad (9)$$

위너 필터계수  $f_w$ 는 식 (10)과 같다<sup>[8]</sup>.

$$f_w = (\Gamma + \beta\beta^T)^{-1} \beta \quad (10)$$

여기서  $f_w = [f_0, f_1, \dots, f_{G_1-1}]^T$ 이고  $T$ 는 전치 행렬을 의미한다.  $G_1 \times G_1$  행렬  $\Gamma$ 와  $G_1 \times 1$  행렬  $\beta$ 는 아래와 같이 정의한다.

$$\Gamma = E[J J^T] + \frac{\eta_0 T_c}{4} I_{G_1, G_1} \quad (11)$$

$$\beta = [\sqrt{\frac{P_1}{2}} T_c, \sqrt{\frac{P_1}{2}} T_c, \dots, \sqrt{\frac{P_1}{2}} T_c]^T \quad (12)$$

식 (11)에서  $I_{G_1, G_1}$ 은  $G_1 \times G_1$  항등행렬(identity matrix)이고,  $J$ 는 식 (13)과 같이 나타낼 수 있다.

$$J = [J_0, J_1, \dots, J_{G_1-1}]^T \quad (13)$$

위의 사항을 종합하면 높은 데이터 윌  $l$  번째 사용자의 결정변수는 식 (14)와 같다.

$$Z_i^{(1)} = \sqrt{\frac{P_k^{(1)}}{2}} b_{i,0}^{(1)} T_c \sum_{\zeta=0}^{G_1-1} f_\zeta + \sum_{\zeta=0}^{G_1-1} J_\zeta^{(1)} f_\zeta + \sum_{\zeta=0}^{G_1-1} \eta_\zeta f_\zeta \quad (14)$$

송신신호에서 재생된 정보신호  $\hat{b}_i^{(1)} = Z_i^{(1)} / |Z_i^{(1)}|$ 와 송신신호에서 재생된 정보신호의 전력  $\hat{P}_i^{(1)} = 2(Z_i^{(1)} / T)^2$ 를 식 (5)에 대입하면 추정된 송신신호로 높은 데이터 윌  $l$  번째 사용자의 재생된 신호가 되고 식 (15)와 같다<sup>[9]</sup>.

$$\widehat{s}(t)^{(1)} = \frac{2}{T} a_i^{(1)} \cos(\omega_c t + \phi_i^{(1)}) \cdot \sum_{q=-\infty}^{\infty} Z_{i,q}^{(1)} P_{T_1}(t - qT_1) \quad (15)$$

수신신호에서 \$K\_1\$명의 높은 데이터 율 사용자 신호들을 제거하면 남은 낮은 데이터 율 신호는 식 (16)이 된다.

$$\begin{aligned} r^{(0)}(t) &= r(t) - \sum_{k=1}^{K_1} \widehat{s}_k^{(1)}(t - \tau_k^{(1)}) \\ &= \sum_{k=1}^{K_0} s_k^{(0)}(t - \tau_k^{(0)}) + \sum_{k=1}^{K_1} [s_k^{(1)}(t - \tau_k^{(1)}) - \widehat{s}_k^{(1)}(t - \tau_k^{(1)})] + n(t) \\ &= \sum_{k=1}^{K_0} \sqrt{2P_k^{(0)}} b_k^{(0)}(t - \tau_k^{(0)}) a_k^{(0)}(t - \tau_k^{(0)}) \cdot \cos(\omega_c t + \phi_k^{(0)}) \\ &\quad + \sum_{k=1}^{K_1} a_k^{(1)}(t - \tau_k^{(1)}) \cos(\omega_c t + \phi_k^{(1)}) \cdot \left[ \sqrt{2P_k^{(1)}} b_k^{(1)}(t) - \frac{2}{T_1} Z_k^{(1)} \right] + n(t) \end{aligned} \quad (16)$$

식 (16)은 낮은 데이터 율 신호들, 제거되고 남은 높은 데이터 율 신호들과 잡음으로 구성되는데, 식 (16)의 신호를 정합필터뱅크에 통과시키면 원하는 \$l\$ 번째 낮은 데이터 율 사용자 신호의 비트 오류 확률은 식 (17)에서 \$j\$에 0을 대입하면 된다.

$$P_e^{(j)} = Q \left( \frac{\sqrt{\frac{P_k^{(j)} T_c^2}{2}}}{\sqrt{\text{var}[J_l^{(j)}] + \frac{\eta_0 T_c}{4}}} \right) \quad (17)$$

여기서, \$j=0\$ 일 때 \$\text{var}[J\_l^{(j)}]\$는 \$l\$ 번째 낮은 데이터 율 사용자에게 간섭으로 작용하는 신호의 분산으로 식 (18)과 같다.

$$\begin{aligned} \text{var}[J_l^{(0)}] &= \sum_{k=1}^{K_1} \frac{P_k^{(0)} \eta_0^2 T_c^3}{6T_0} + \frac{L\eta_0^2 T_c^3}{6T_0} \\ &\quad \cdot \left[ \sum_{k=1}^{K_1} \left( \frac{P_k^{(1)} (G_1 - 2 \sum_{j=0}^{G_1-1} f_j)}{G_1} \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \frac{P_k^{(1)} T_c^2 \left( \sum_{j=0}^{G_1-1} f_j \right)^2 + 4(G_1 - 1)}{T_1} \right) \right] \end{aligned} \quad (18)$$

여기서, \$L\$은 데이터속도의 비로 \$L = R\_1 / R\_0\$와 같다.

그림 2에서 낮은 데이터 율 사용자 신호를 정합 필터뱅크로 재생한 후 입력신호에서 빼주면 낮은 데이터 율 사용자로부터의 간섭이 제거된 신호가 된다. 이 신호로 원하는 높은 데이터 율 사용자의 비트오류 확률 값을 구한다. 먼저 낮은 데이터 율 \$l\$ 번째 사용자의 결정 변수는 식 (19)이다.

$$Z_l^{(0)} = b_l^{(0)} + J_l^{(0)} + \eta_0 = \sqrt{\frac{P_k^{(0)}}{2}} b_{l_0}^{(0)} T_0 + J_l^{(0)} + \eta_0 \quad (19)$$

낮은 데이터 율 \$l\$ 번째 사용자의 재생된 신호는 식 (20)과 같다<sup>[9]</sup>.

$$\widehat{s}(t)^{(0)} = \frac{2}{T} a_l^{(0)} \cos(\omega_c t + \phi_l^{(0)}) \cdot \sum_{q=-\infty}^{\infty} Z_{l,q}^{(0)} P_{T_0}(t - qT_0) \quad (20)$$

식 (20)은 송신신호에서 재생된 정보신호 \$\widehat{b}\_0^{(0)} = Z\_l^{(0)} / |Z\_l^{(0)}|\$와 송신신호에서 재생된 정보신호의 전력 \$\widehat{P}\_l^{(0)} = 2(Z\_l^{(0)} / T)^2\$을 식 (5)에 대입해서 얻을 수 있다.

\$K\_0\$명의 낮은 데이터 율 사용자의 신호를 재생 후 수신신호에서 제거하면 남은 높은 데이터 율 신호는 식 (21)이 된다.

$$\begin{aligned} r^{(1)}(t) &= r(t) - \sum_{k=1}^{K_0} \widehat{s}_k^{(0)}(t - \tau_k^{(0)}) \\ &= \sum_{k=1}^{K_1} s_k^{(1)}(t - \tau_k^{(1)}) + \sum_{k=1}^{K_0} [s_k^{(0)}(t - \tau_k^{(0)}) - \widehat{s}_k^{(0)}(t - \tau_k^{(0)})] + n(t) \\ &= \sum_{k=1}^{K_1} \sqrt{2P_k^{(1)}} b_k^{(1)}(t - \tau_k^{(1)}) a_k^{(1)}(t - \tau_k^{(1)}) \cdot \cos(\omega_c t + \phi_k^{(1)}) \\ &\quad + \sum_{k=1}^{K_0} a_k^{(0)}(t - \tau_k^{(0)}) \cos(\omega_c t + \phi_k^{(0)}) \cdot \left[ \sqrt{2P_k^{(0)}} b_k^{(0)}(t) - \frac{2}{T_1} Z_k^{(0)} \right] + n(t) \end{aligned} \quad (21)$$

식 (21)은 높은 데이터 율 신호들, 제거되고 남은 낮은 데이터 율 신호들과 잡음으로 구성되는데, 식 (21)의 신호를 정합필터뱅크에 통과시키면 원하는 \$l\$ 번째 높은 데이터 율 사용자 신호의 비트 오류 확률은 식 (17)에서 \$j\$에 1을 대입하면 된다.

식 (17)에서 \$j=1\$ 일 때 \$\text{var}[J\_l^{(j)}]\$는 \$l\$ 번째 높은 데이터 율 사용자에게 간섭으로 작용하는 신호의 분산으로 식 (22)와 같다.

$$\begin{aligned} \text{var}[J_l^{(1)}] &= \sum_{k=1}^{K_1} \frac{P_k^{(1)} G_1^2 T_c^3}{6T_1} + \frac{G_1 G_0 T_c^3}{6T_1} \left[ \sum_{k=1}^{K_1} \frac{P_k^{(0)}}{2} T_0^2 \right. \\ &\quad + \sum_{k=1}^{K_0} \frac{P_k^{(0)} G_0^2 T_c^3}{6T_0} + \frac{L G_0^2 T_c^3}{6T_0} \\ &\quad \cdot \left[ \sum_{k=1}^{K_1} \left( \frac{P_k^{(1)} (G_1 - 2 \sum_{j=0}^{G_1-1} f_j)}{G_1} \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \frac{P_k^{(1)} T_c^2 \left( \sum_{j=0}^{G_1-1} f_j \right)^2 + 4(G_1 - 1)}{T_1} \right) \right] \end{aligned} \quad (22)$$

#### IV. 수치해석 결과 및 분석

본 논문에서는 32Kbps 낮은 데이터 율 사용자와 256Kbps의 높은 데이터 율 사용자에 대해 3.84 Mcps의 고정된 칩 율로 확산하고, 낮은 데이터 율 사용자의 처리이득은 120, 높은 데이터 율 사용자의 처리이득은 15로 낮은 데이터 율 사용자에 대한 높은 데이터 율 사용자의 처리이득 비율은 8이 된다. 또, 완벽한 전력제어를 가정하였고, 송신된 신호가 한 경로(single path)로 수신되고 신호의 감쇄지수 및 위상 천이는 최소한 비트 간격동안 변하지 않고 일정하다고 가정한다.

그림 4, 5는 유도한 식 (17)을 이용하여 32Kbps의 낮은 데이터 율 사용자 10명, 256Kbps의 높은 데이터 율 사용자 10명일 경우 AWGN 채널에서 정합 필터에 근거한 상용검파기와 본 논문에서 제시한 GHICW의 성능을 나타낸 그래프이다. 그림 4는 낮은 데이터 율 사용자의 신호대 잡음비에 따른 오류 확률을 나타내었고, 본 논문에서 제시한 GHICW 수신기의 오율이 상용검파기의 오율에 비해 신호대 잡음비의 증가에 따라 지수적으로 감소함을 보여준다. 그림 5는 높은 데이터 율 사용자의 신호대 잡음비에 따른 오류 확률을 나타내었고 높은 데이터 율을 이용하는 사용자의 비트 오율은 제시한 GHICW 수신 기법이 상용검파기보다 낮아지나, 처리이득도 낮고 제거되는 간섭성분이 적으므로 낮은 데이터 율 사용자보다 얻을 수 있는 이득이 작아짐을 보여준다.

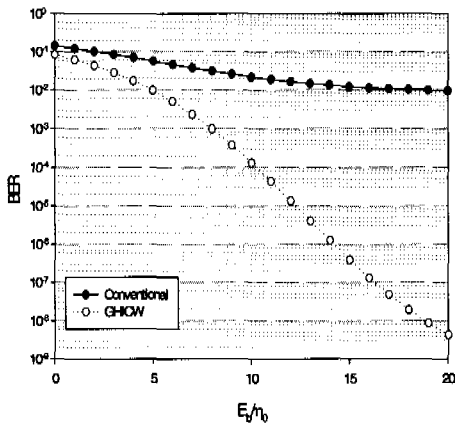


그림 4. 낮은 데이터 율 사용자에 대한 상용검파기와 GHICW 수신 기법의 성능 비교 ( $K_0:10, K_1:10$ , AWGN 환경)

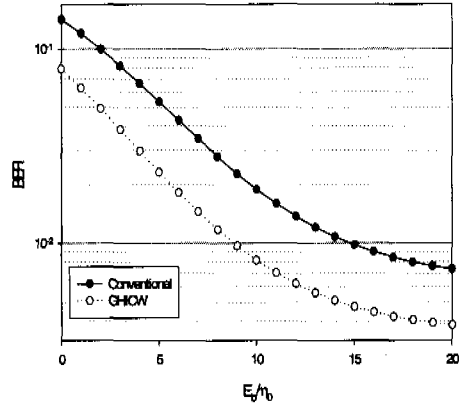


그림 5. 높은 데이터 율 사용자에 대한 상용검파기와 GHICW 수신 기법의 성능 비교 ( $K_0:10, K_1:10$ , AWGN 환경)

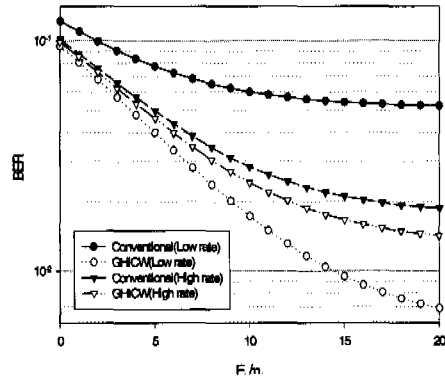


그림 6. 낮은 데이터 율 사용자와 높은 데이터 율 사용자에 대한 상용검파기와 GHICW의 성능 비교 ( $K_0:10, K_1:10$ , 레일리 페이딩 환경)

그림 6은 레일리 페이딩 채널환경하에서의 성능 비교 그래프로 수신기의 비트오류확률식  $P_{ch}$ 은 식 (23)과 같다.

$$P_{ch} = \int_0^{\infty} P_e(r) f_a(r) dr \quad (23)$$

여기서,  $P_e(r)$ 는 감쇄지수가 일정한 임의의 수신기의 비트오류확률이고,  $f(r)$ 는 감쇄지수  $\alpha$ 를 갖는 레일리 페이딩 채널의 확률 밀도로  $f_a(r) = \frac{r}{\sigma_c^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma_c^2}\right)$ ,  $r \geq 0$ 와 같고 분산값  $2\sigma_c^2 = \frac{1}{2}$ 로 가정하였다. 그림 6은 식 (23)을 이용해서 낮은 데이터 율 사용자와 높은 데이터 율 사용자에 대해 각각 신호대 잡음비(dB)를 증가 시켰을 경우 비트

오류 확률 분포를 나타내었고, 본 논문에서 제시한 GHICW 수신 기법이 레일리 페이딩 채널 환경에서도 AWGN 채널 환경에서의 같이 높은 데이터 율 사용자에게서 얻을 수 있는 이득이 작아짐을 보여 준다.

### V. 결론

본 논문에서는 다중처리 이득 기법으로 다중 데이터 율을 지원하는 DS/CDMA 시스템에서 데이터 율이 높은 사용자의 원근 효과의 영향을 줄이기 위한 수신 기법으로 그룹형 하이브리드 위너 필터링 간섭제거 기법(GHICW)을 새롭게 제시하였고 AWGN 채널 및 레일리 페이딩 채널에서 그 오율 식을 유도하여 성능을 분석하였다.

본 논문에서 제시한 수신기는 데이터 율에 따라 사용자를 그룹으로 묶어 처리함으로써 시스템 처리 시간 지연이 작고, 상대적으로 간섭량이 큰, 높은 데이터 율 사용자의 신호를 위너 필터를 이용해 재생하여 AWGN 채널 뿐만 아니라 레일리 페이딩 채널에서도 낮은 데이터 율 사용자와 높은 데이터 율 사용자의 성능을 개선시켰다.

### 참 고 문 헌

[1] Ramjee Prasad, Werner Mohr and Walter Konhauser, *Third Generation Mobile Communication System*, Artech House, 2000

[2] T. Ottosson and Arne Svensson, "Multi-Rate Scheme in DS/CDMA Systems", *Tech. Report* no.14, Dept. of Information Theory, Chalmers University of Technology, Goteborg, Sweden, March 1995

[3] N.R. Patel and T. O'Farrell, "Achieving MAI Cancellation In An Asynchronous DS/CDMA System by Optimum Single-User Detection", *Proc. of IEEE PIMRC* Vol 2, pp900-904, 1998

[4] S. Verdu, *Multiuser Detection*, Cambridge University Press, 1998

[5] S. Sun, L. K. Rasmussen, H. Sugimoto, and T. J. Lim, "A Hybrid Interference Cancellation in CDMA", *Proceedings of the IEEE Fifth International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications* Vol. 1, pp150-154 Sept. 1998

[6] Frank van Wijk, and Gerard M. J. Janssen, "Groupwise Successive Interference Cancellation in a DS/CDMA System", *Proc. of IEEE PIMRC* Vol. 2, V.2, pp742-746 Sept. 1995

[7] T. S. Rappaport, *Wireless Communications*, Prentice Hall, 1996

[8] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 3rd Edition, Prentice Hall, 1996

[9] R. Michael Buehrer and Brain D. Woerner. "Analysis of Adaptive Multistage Interference Cancellation for CDMA Using an Improved Gaussian Approximation", *IEEE Trans. on comm.* Vol. 44, No. 10, Oct. 1996

최 원 태(Won Tae Choi)

정희원



1999년 2월 : 광운대학교  
공과대학 전자통신공학과  
(공학사)

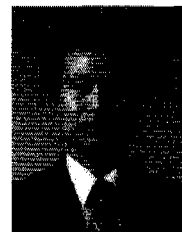
2001년 2월: 한양대학교 대학원  
전자통신공학과(공학석사)

2001년 1월 ~ 현재: LG전자  
이동통신 연구소 근무중

<주관심 분야> 디지털통신, 확산대역통신, PCS,  
IMT-2000

박 상 규(Sang Kyu Park)

정희원



1974년 2월 : 서울대학교  
전기공학(공학사)

1980년 5월 : Duke University  
통신공학(공학석사)

1987년 5월: University of  
Michigan 통신공학  
(공학박사)

1976년 7월~1978년 10월 : 국방과학연구소

1990년 8월~1991년 8월: University of Southern  
California 객원교수

1987년 3월 ~ 현재: 한양대학교 공과대학  
전자전기컴퓨터공학부 교수

<주관심 분야> 디지털통신, 확산대역통신, 부호이론,  
PCS, IMT-2000

e-mail : skpark@hanyang.ac.kr