

레이레이 감쇄 채널에서 타이밍 또는 위상 오류를 갖는 혼합 간섭 제거 기법의 성능 분석

정희원 전성진*, 박상규**

Performance Analysis of Hybrid Interference Cancellation Scheme with Timing or Phase Errors over Rayleigh Fading Channel

Sung Jin Chun*, Sang Kyu Park** *Regular Members*

요 약

이 논문에서는 레이레이 감쇄 채널에서 타이밍 또는 위상 오류를 갖는 혼합 간섭 제거 기법을 이용한 DS/CDMA 시스템의 평균 비트 오류 확률을 분석한다. 유도한 결과를 타이밍 또는 위상 오류를 갖는 일반 상관 수신기의 평균 비트 오류 확률과 비교 분석한다. 평균 비트 오류 확률은 정규 근사법을 이용하여 유도하며, 칩 시간에 대한 타이밍 오류의 비, 위상 오류의 정도, Eb/No에 따라 혼합 간섭 제거 기법을 이용한 수신기의 성능을 분석한다. 혼합 간섭 제거 기법을 이용한 수신기의 평균 비트 오류 확률은 타이밍 또는 위상 오류에 의해 증가하나 타이밍 또는 위상 오류가 작은 경우 오류가 없는 일반 상관 수신기에 비해 성능이 크게 개선된다.

ABSTRACT

In this paper, we analyze the average bit error probability of a DS/CDMA system using a hybrid Interference Cancellation (IC) scheme with timing and phase errors under Rayleigh fading channel. We compare the performance of the proposed receiver with that of a conventional receiver with timing or phase errors in terms of the average bit error probability. The bit error probability is derived by using the Gaussian approximation. The performance of the hybrid IC scheme with respect to timing errors (fraction of chip), degree of phase errors, and Eb/No is evaluated. Although an increase of the average bit error probability of the hybrid IC scheme can be observed with increasing timing or phase errors, we obtain much better performance for small timing or phase errors compared to the conventional receiver with no errors.

I. 서론

직접 수열 CDMA 방식은 다른 접속 방식에 비해 용량 및 동일한 주파수 재사용 등과 같은 유리한 점이 있어 차세대 이동 통신 시스템에 적합한 접속 방식으로 인식되고 있다^[1]. 그러나, DS/CDMA 시스템의 용량은 확산 부호들간의 직교성 불일치에 의한 다중 접속 간섭에 의해 크게 제한을 받는다.

이러한 다중 접속 간섭 제거를 위해 사용되는 간섭 제거 기법은 각 사용자에게 할당된 확산 부호를 사용하여 송신된 신호를 추정, 재생하고 수신된 전체 신호로부터 검출하고자 하는 기준 사용자 신호를 제외한 사용자의 간섭 신호를 제거한다^[2].

간섭 제거 기법은 크게 직렬 간섭 제거 기법과 병렬 간섭 제거 기법으로 나누어진다. 직렬(successive) 간섭 제거 기법은 하드웨어 구조가 단순하다는

* 두일 전자통신

** 한양대학교 전자전기공학부(skpark@email.hanyang.ac.kr)

논문번호: 00089-0308, 접수일자: 2000년 3월 8일

※ 이 논문은 1999년 한양대학교 교내연구비에 의하여 연구되었음.

장점과 사용자 수에 따라 지연 시간이 증가하는 단점을 갖고 있으며, 병렬(parallel) 간섭 제거 기법은 직렬 간섭 제거 기법에 비해 더 나은 성능을 갖는다는 장점이 있으나 하드웨어 구조가 복잡하다는 단점이 있다^{[3][4]}. 이러한 간섭 제거 기법은 타이밍 또는 위상 오류가 발생하면 시간과 위상 동기가 맞지 않은 간섭 신호를 재생하게 되므로 타이밍 또는 위상 오류의 영향을 크게 받으며, 타이밍 또는 위상 오류에 대한 분석은 AWGN 채널에서 병렬 간섭 제거 기법을 이용한 경우만이 나타나있다^[5].

이 논문에서는 직렬 간섭 제거 기법과 병렬 간섭 제거 기법의 장점을 갖는 여러 가지 혼합 (hybrid) 간섭 제거 기법 중에서 지연 시간과 하드웨어 구조의 복잡성을 최소화하기 위해 수신 신호를 먼저 직렬 간섭 제거 기법으로 처리한 뒤 단일 단계를 갖는 병렬 간섭 제거 기법으로 처리하는 혼합 간섭 제거 기법을 제안하고 동시에 타이밍 또는 위상 오류가 성능에 미치는 영향을 실제 이동 통신 채널로 모형화하는 레일레이 감쇄 채널에서 분석한다.

II. 혼합 간섭 제거 기법을 이용한 시스템 모형

2.1 송신기 및 채널 모형

송신기 모형으로는 직접 수열 방식과 BPSK 변조를 이용하며, k 번째 사용자의 송신 신호 $s_k(t)$ 는 식 (1)과 같다.

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

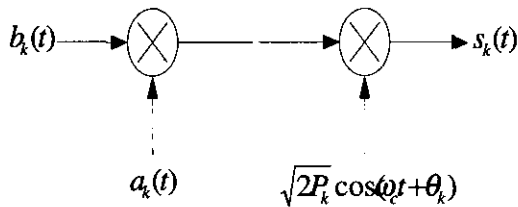


그림 1. DS/CDMA 시스템 송신기 모형

식 (1)에서 P_k , θ_k , ω_c 는 k 번째 사용자의 신호 전력, 위상, 반송파 주파수이며, 정보신호 $b_k(t)$ 와 확산신호 $a_k(t)$ 는 식 (2), (3)과 같다.

$$b_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_{k,i} p_{T_b}(t - iT_b) \quad b_{k,i} \in \{+1, -1\} \quad (2)$$

$$a_k(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} a_{k,j} p_{T_c}(t - jT_c) \quad a_{k,j} \in \{+1, -1\} \quad (3)$$

여기서 $b_{k,i}$ 는 k 번째 사용자의 i 번째 정보 비트, $p_{T_b}(t)$ 는 단위 진폭과 시간 T_b 를 갖는 펄스열이고, $a_{k,j}$ 는 k 번째 사용자의 j 번째 확산 부호 칩, $p_{T_c}(t)$ 는 단위 진폭과 시간 T_c 를 갖는 펄스열이다. 칩 시간 T_c 에 대한 비트 시간 T_b 의 비는 처리 이득 $N = T_b/T_c$ 으로 정의한다.

채널 모형으로는 다중 경로 주파수 선택적 감쇄 대신에 신호가 단일 경로로 수신되며 신호의 감쇄 지수 및 위상 천이가 신호의 한 비트 간격 동안 변하지 않는다고 가정하는 느린 주파수 비선택적 레일레이 감쇄를 고려하여 분석한다.

레일레이 분포를 갖는 채널의 감쇄 지수 $a_{k,i}$ 의 확률 밀도 함수는 식 (4)와 같다.

$$f_{a_{k,i}}(x) = \frac{x}{\sigma_c^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_c^2}\right) \quad , \quad x \geq 0 \quad (4)$$

여기서, $E[a_{k,i}^2] = 2\sigma_c^2$ 이다.

2.2 수신기 모형

감쇄 채널을 통해 수신된 신호는 식 (5)와 같다

$$r(t) = \sum_{k=1}^K a_k \sqrt{2P_k} a_k(t - \tau_k) b_k(t - \tau_k) \cos(\omega_c t + \phi_k) + n(t) \quad (5)$$

여기서 K 는 동시 사용자 수, a_k 는 채널의 감쇄 지수로 레일레이 확률 분포를 갖는다. 또, $n(t)$ 는 양측전력 스펙트럼 밀도가 $N_0/2$ 인 AWGN이며 τ_k 는 $[0, T_c]$ 의 범위를 갖는 시간 지연을 나타내는 확률 변수, ϕ_k 는 위상 지연을 나타내는 확률 변수로 $\phi_k = (\theta_k - \omega_c \tau_k) \bmod 2\pi$ 이다.

이 논문에서 사용하는 혼합 간섭 제거 기법에서는 수신 신호를 직렬 간섭 제거 기법으로 처리한 다음 병렬 간섭 제거 기법으로 처리하며, k 번째로 큰 전력으로 수신된 신호를 위한 혼합 간섭 제거 기법의 처리 과정은 그림 2와 같다. 추정 신호를 재생하기 위해 식 (6)과 같은 k 번째로 큰 전력으로 수신된 신호의 결정 변수를 구한다.

$$Z_k = \int_{\tau_k}^{T_b + \tau_k} r(t) a_k(t - \tau_k) \cos(\omega_c t + \phi_k) dt \quad (6)$$

다중 접속 간섭의 평균은 0으로 놓을 수 있으므로, 결정 변수 Z_k 의 평균이 식 (7)과 같다.

$$E[Z_k] = a_k \sqrt{\frac{P_k}{2}} b_k T_b \quad (7)$$

k 번째로 큰 전력으로 수신된 신호의 추정 신호는 결정 변수 Z_k 를 이용, P_k 를 추정한다. 결정변수 Z_k 는 $\sqrt{P_k} b_k$ 를 추정하기 위해 사용되며, k 번째로 큰 전력으로 수신된 신호의 정보 신호의 추정은 $\hat{s}_k = \frac{Z_k}{|Z_k|}$, 전력의 추정은 $\hat{P}_k = 2 \left[\frac{Z_k}{a_k T_b} \right]^2$ 이다. 시간 지연과 위상 지연을 알고 있다고 가정하고, 추정된 전력을 식 (1)에 대입하면 k 번째로 큰 전력으로 수신된 신호의 추정 신호는 식 (8)과 같다.

$$\hat{s}_k(t - \tau_k) = \frac{2Z_k}{a_k T_b} a_k(t - \tau_k) \cos(\omega_c t + \phi_k) \quad (8)$$

그림 2의 처리과정을 간략히 살펴보면, 먼저 가장 큰 전력으로 수신된 신호를 추정해서 처음 수신된 신호 $x(t)$ 에서 빼준 다음 이 신호를 두 번째로 큰 전력으로 수신된 신호에 대해 역 확산하여 정보 신호를 판별한다. 다시 두 번째로 큰 전력으로 수신된 신호를 추정해서 가장 센 전력의 사용자 신호가 없어진 수신 신호에서 빼준 뒤 다음 순서로 수신된 전력을 갖는 신호에 대해 역 확산하여 정보 신호를 판별하며, 이러한 과정을 가장 약한 전력으로 수신된 신호까지 반복한다. 식의 복잡도를 줄이기 위해서 타이밍 오류와 위상오류는 모든 사용자에게 대해 같은 값으로 둔다.

직렬 간섭 제거 기법을 사용한 다음 그림 2와 같

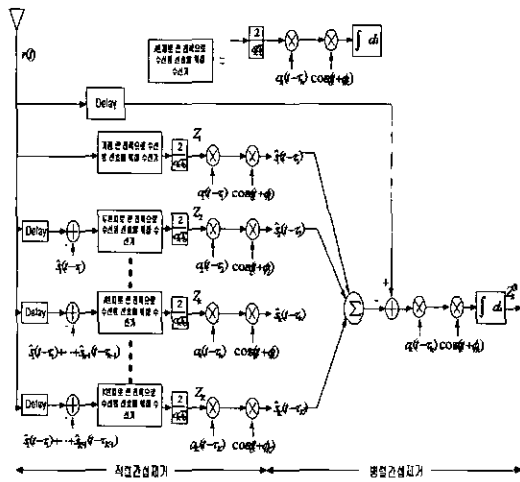


그림 2. k 번째로 큰 전력으로 수신된 신호를 위한 혼합 간섭 제거 기법

이 k 번째로 큰 전력으로 수신된 신호를 제외한 추정된 모든 다른 신호를 처음 수신된 신호 $x(t)$ 에서 빼주고 k 번째로 큰 전력으로 수신된 신호에 대해서 역 확산하여 정보 신호를 판별하는 병렬 간섭 제거 기법을 사용한다. 이처럼 그림 2와 같은 혼합 간섭 제거 기법을 각각의 모든 신호에 대해 사용한다.

III. 타이밍 오류를 갖는 혼합 간섭 제거기법의 평균 비트 오류 확률

사용자의 확산 부호에서 발생하는 타이밍 오류는 $0 \leq \epsilon \leq T_c$ 범위를 갖으며 가장 큰 전력으로 수신된 신호의 결정 변수를 나타내면 식 (9)와 같다.

$$Z_1 = \int_{\tau_1 - \epsilon}^{\tau_1 + \tau_1 - \epsilon} x(t) a_1(t - \tau_1 + \epsilon) \cos(\omega_c t + \phi_1) dt \quad (9)$$

식 (9)의 결정 변수에 식 (8)과 같은 처리 과정을 거친 타이밍 오류를 갖는 가장 큰 전력으로 수신된 신호의 추정 신호는 식 (10)과 같다.

$$\hat{s}_1(t - \tau_1 + \epsilon) = \frac{2Z_1}{a_1 T_b} a_1(t - \tau_1 + \epsilon) \cos(\omega_c t + \phi_1) \quad (10)$$

식 (10)과 같이 추정된 신호를 처음에 수신된 신호 $x(t)$ 에서 빼준 뒤, 두 번째로 큰 전력으로 수신된 신호의 결정변수를 구하게 되며, 이와 같은 과정을 $k-1$ 개의 신호에 대해 처리한 k 번째로 큰 전력으로 수신된 신호의 결정 변수는 식 (11)과 같다.

$$\begin{aligned} Z_k &= \int_{\tau_k - \epsilon}^{\tau_k + \tau_k - \epsilon} \left[x(t) - \sum_{j=1}^{k-1} \hat{s}_j(t - \tau_j + \epsilon) \right] \\ &\quad \times a_k(t - \tau_k + \epsilon) \cos(\omega_c t + \phi_k) dt \\ &= a_k \sqrt{\frac{P_k}{2}} [NT_c - (2B + 1 - Q_k)\epsilon] + U_{MAI}^{(k)} + \eta \end{aligned} \quad (11)$$

여기서 η 는 평균이 0이고 분산이 $\frac{N_a T_b}{4}$ 인 정규 확률 변수, B 는 사용자의 확산 신호가 한 칩 시간 동안 교차하는 수를 나타내는 평균이 $\frac{N-1}{2}$ 인 이항 확률 변수, Q_k 는 같은 확률로 발생하는 +1 또는 -1 값을 갖는 이진 확률 변수이다. 식 (11)에서 k 번째로 큰 전력으로 수신된 신호의 다중 접속 간섭 $U_{MAI}^{(k)}$ 는 식 (12)와 같다.

$$U_{MAI}^{(k)} = \sum_{j=k+1}^K a_j I_{j,k}(\tau_{j,k}, \phi_{j,k}) + \sum_{j=1}^{k-1} a_j R_{j,k}(\tau_{j,k}, \phi_{j,k}) \quad (12)$$

여기서

$$I_{j,k}(\tau_{j,k}, \phi_{j,k}) = \sqrt{\frac{P_j}{2}} \cos(\phi_j - \phi_k) \times \int_{\tau_k - \epsilon}^{\tau_k + \tau_k - \epsilon} [a_j(t - \tau_j) \times b_j(t - \tau_j) a_k(t - \tau_k + \epsilon)] dt \quad (13)$$

$$= \sqrt{\frac{P_j}{2}} T_c \cos(\phi_j - \phi_k) W_j$$

$$R_{j,k}(\tau_{j,k}, \phi_{j,k}) = \int_{\tau_k - \epsilon}^{\tau_k + \tau_k - \epsilon} [s_j(t - \tau_j) - \hat{s}_j(t - \tau_j + \epsilon)] \times a_k(t - \tau_k + \epsilon) \cos(\omega_c t + \phi_k) dt \quad (14)$$

$$= T_c \cos(\phi_j - \phi_k) \left[\sqrt{\frac{P_j}{2}} b_j W_j - \frac{Z_j}{a_j T} S_j \right]$$

식 (13)에서 W_j 는 평균이 0, 분산이 $\frac{2N}{3}$ 인 확률 변수로 식 (15)와 같다^[5].

$$W_j = X_j + \left(1 - \frac{2\delta}{T_c}\right) Y_j + \left(1 - \frac{\delta_j}{T_c}\right) U_j + \left(\frac{\delta_j}{T_c}\right) V_j \quad (15)$$

여기서 X_j, Y_j 는 평균이 $\frac{N-1}{2}$ 인 이항 확률 변수, U_j, V_j 는 같은 확률을 갖는 이진 확률 변수이다. δ_j 는 기준 사용자에서 발생하는 확산 부호에 대해 j 번째 사용자의 오프셋을 나타내는 확률 변수로써 $[0, T_c]$ 에서 일정하게 분포하며, 식 (14)의 S_j 도 평균이 0이고 분산이 $\frac{2N}{3} + \frac{2N\epsilon^2}{T_c^2}$ 인 확률 변수로 식 (16)과 같다^[5].

$$S_j = X_j + \left(1 - \frac{2(\delta + \epsilon)}{T_c}\right) Y_j + \left(1 - \frac{\delta_j + \epsilon}{T_c}\right) U_j + \left(\frac{\delta_j + \epsilon}{T_c}\right) V_j \quad (16)$$

k 번째로 큰 전력으로 수신된 신호의 다중 접속 간섭 $U_{MAI}^{(k)}$ 의 분산을 구하면 식 (17)과 같다.

$$Var[U_{MAI}^{(k)}] = \sum_{j=k+1}^K \frac{NT_c^2 E[a_j^2]}{6} P_j$$

$$+ \sum_{j=1}^{k-1} \frac{NT_c^2 E[a_j^2]}{3} \left[\frac{1}{2} - \left(1 - \frac{\epsilon}{T_c}\right) \right] P_j + \sum_{j=1}^{k-1} \frac{NT_c^2 E[a_j^2]}{6} \left[\left(1 - \frac{\epsilon}{T_c}\right)^2 \left(1 + \frac{3\epsilon^2}{T_c^2}\right) \right] P_j + \sum_{j=1}^{k-1} \frac{\left(1 + \frac{3\epsilon^2}{T_c^2}\right)}{3N} Var[Z_j] \quad (17)$$

타이밍 오류를 갖는 k 번째로 큰 전력으로 수신된 신호의 결정 변수의 평균과 분산은 식 (18), (19)와 같다.

$$E[Z_k] = a_k \sqrt{\frac{P_k}{2}} b_k N(T_c - \epsilon) \quad (18)$$

$$Var[Z_k] = \sum_{j=k+1}^K \frac{NT_c^2 E[a_j^2]}{6} P_j + \sum_{j=1}^{k-1} \frac{NT_c^2 E[a_j^2]}{3} \left[\frac{1}{2} - \left(1 - \frac{\epsilon}{T_c}\right) \right] P_j + \sum_{j=1}^{k-1} \frac{NT_c^2 E[a_j^2]}{6} \left[\left(1 - \frac{\epsilon}{T_c}\right)^2 \left(1 + \frac{3\epsilon^2}{T_c^2}\right) \right] P_j + \sum_{j=1}^{k-1} \frac{\left(1 + \frac{3\epsilon^2}{T_c^2}\right)}{3N} Var[Z_j] + \frac{N_o T_b}{4} \quad (19)$$

$$= \sum_{j=k+1}^K \frac{NT_c^2 E[a_j^2]}{6} P_j$$

$$+ \sum_{k=0}^{j-1} \sum_{h=k}^K \frac{NT_c^2 E[a_j^2]}{6} P_j \left[\frac{\left(1 + \frac{3\epsilon^2}{T_c^2}\right)}{3N} \right]^{k+1} + \sum_{k=0}^{j-1} \sum_{h=k}^{j+k} \frac{NT_c^2 E[a_j^2]}{3} \times \left[\frac{1}{2} - \left(1 - \frac{\epsilon}{T_c}\right) \right] P_j \left[\frac{\left(1 + \frac{3\epsilon^2}{T_c^2}\right)}{3N} \right]^h + \sum_{k=0}^{j-1} \sum_{h=k}^h \frac{NT_c^2 E[a_j^2]}{6} \left[\left(1 - \frac{\epsilon}{T_c}\right)^2 \left(1 + \frac{3\epsilon^2}{T_c^2}\right) \right] \times P_j \left[\frac{\left(1 + \frac{3\epsilon^2}{T_c^2}\right)}{3N} \right]^h + \frac{N_o T_b}{4} \sum_{k=0}^{j-1} \left[\frac{\left(1 + \frac{3\epsilon^2}{T_c^2}\right)}{3N} \right]^h$$

식 (19)에서 순서적으로 수신되는 전력의 크기를 나타내는 $E[a_j^2]$ 는 식 (20)과 같다.

$$E[a_j^2] = \int_0^\infty x^2 f_{\alpha_j}(x) dx = \frac{K! 2\sigma_c^2}{(K-j)!(j-1)!} \times \sum_{r=0}^{K-j} \binom{K-j}{r} (-1)^r \frac{1}{(r+j)^2} \quad (20)$$

여기서 $f_{\alpha_j}(x)$ 는 전체 K 명의 사용자의 신호중에

서 j 번째 순서의 전력으로 수신되는 신호의 확률 밀도 함수로써 식 (21)과 같이 표현된다^[5].

$$f_b(x) = \frac{K!}{(K-j)!(j-1)!} F_{a_i}^{K-i}(x) \times [1 - F_{a_i}(x)]^{j-1} f_{a_i}(x) \\ = \frac{K!}{(K-j)!(j-1)!} \times \sum_{r=0}^{K-j} \binom{K-j}{r} (-1)^r \frac{x^r}{\sigma_c^2} \exp\left[-\frac{(r+j)x^2}{2\sigma_c^2}\right] \quad (21)$$

식 (21)에서 $f_{a_i}(x)$ 는 식 (4)와 같고 $F_{a_i}(x) = 1 - \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_c^2}\right)$ 는 a_i 의 누적 분포 함수이다.

위와 같은 과정으로 수신신호는 직렬 간섭 제거 기법으로 처리한 뒤 병렬 간섭 제거 기법으로 처리하며, 추정된 간섭 신호를 이용해서 병렬 간섭 제거한 k 번째로 큰 전력으로 수신된 신호의 결정 변수는 식 (22)와 같다.

$$Z_k^{(1)} = \int_{\tau_k - \epsilon}^{\tau_k + \tau_c - \epsilon} \left[r(t) - \sum_{j=1}^k \hat{s}_j(t - \tau_j + \epsilon) \right] \times a_k(t - \tau_k + \epsilon) \cos(\omega_c t + \phi_k) dt \quad (22) \\ = a_k \sqrt{\frac{P_k}{2}} b_k [NT_c - (2B + 1 - Q_k)\epsilon] + U_{MAI}^{(k)(1)} + \eta$$

식 (22)에서 k 번째로 큰 전력으로 수신된 신호를 제외한 간섭 신호를 병렬 간섭 제거한 다중 접속 간섭 $U_{MAI}^{(k)(1)}$ 는 식 (23)처럼 나타낼 수 있다.

$$U_{MAI}^{(k)(1)} = \sum_{j=1, j \neq k}^K a_j R_{j,k}(\tau_{j,k}, \phi_{j,k}) \quad (23)$$

여기서 $R_{j,k}(\tau_{j,k}, \phi_{j,k})$ 는 식 (14)와 같다.

병렬 간섭 제거를 마친 타이밍 오류를 갖는 k 번째로 큰 전력으로 수신된 신호의 결정 변수의 평균과 분산을 구해 보면 식 (24), (25)과 같다.

$$E[Z_k^{(1)}] = a_k \sqrt{\frac{P_k}{2}} b_k N(T_c - \epsilon) \quad (24)$$

$$\text{Var}[Z_k^{(1)}] = \sum_{j=1, j \neq k}^K \frac{NT_c^2 E[a_j^2]}{3} \left[\frac{1}{2} - \left(1 - \frac{\epsilon}{T_c}\right) \right] P_j \\ + \sum_{j=1, j \neq k}^K \frac{NT_c^2 E[a_j^2]}{6} \left[\left(1 - \frac{\epsilon}{T_c}\right)^2 \left(1 + \frac{3\epsilon^2}{T_c^2}\right) \right] P_j \\ + \sum_{j=1, j \neq k}^K \frac{\left(1 + \frac{3\epsilon^2}{T_c^2}\right)}{3N} \text{Var}[Z_j] + \frac{N_o T_b}{4} \quad (25)$$

병렬 간섭 제거를 마친 k 번째 큰 전력으로 수신된 신호의 평균과 분산에 관한 식을 이용하여 비트 오류 확률을 구하면 식 (26)과 같다.

$$P_b^{(k)} = \int_0^\infty Q\left(\sqrt{\frac{E^2[Z_k^{(1)}]}{\text{Var}[Z_k^{(1)}]}}\right) f_{b_k}(x) dx \quad (26)$$

여기서 $f_{b_k}(x)$ 는 식 (21)과 같다.

타이밍 오류를 갖는 혼합 간섭 제거 기법의 평균 비트 오류 확률은 모든 신호에 대한 각각의 비트 오류 확률에 대해 평균을 취한 것으로 식 (27)과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_b = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K P_b^{(k)} \quad (27)$$

IV. 위상 오류를 갖는 혼합 간섭 제거 기법의 평균 비트 오류 확률

위상 오류를 갖으며 가장 큰 전력으로 수신된 신호의 결정 변수는 식 (28)과 같다.

$$Z_1 = \int_{\tau_1}^{\tau_1 + \tau_c} r(t) a_1(t - \tau_1) \cos(\omega_c t + \phi_1 + \psi) dt \quad (28)$$

여기서 기준 사용자에서 발생하는 반송파의 위상 오류 ψ 는 $0 \leq \psi \leq \frac{\pi}{2}$ 범위를 갖는다.

식 (28)과 같은 결정 변수에 식 (8)과 같은 처리 과정을 거친 위상 오류를 갖는 가장 큰 전력으로 수신된 신호의 추정 신호는 식 (29)와 같다.

$$\hat{s}_1(t - \tau_1) = \frac{2Z_1}{a_1 T_b} a_1(t - \tau_1) \cos(\omega_c t + \phi_1 + \psi) \quad (29)$$

식 (29)와 같이 추정된 신호를 처음에 수신된 신호 $r(t)$ 에서 빼준 뒤, 두 번째로 큰 전력으로 수신된 신호의 결정 변수를 구하게 되며, 이와 같은 과정을 $k-1$ 개의 신호에 대해 처리한 k 번째로 큰 전력으로 수신된 신호의 결정 변수는 식 (30)과 같다.

$$Z_k = \int_{\tau_k}^{\tau_k + \tau_c} \left[r(t) - \sum_{j=1}^{k-1} \hat{s}_j(t - \tau_j) \right] a_k(t - \tau_k) \times \cos(\omega_c t + \phi_k + \psi) dt \quad (30) \\ = a_k \sqrt{\frac{P_k}{2}} b_k T_b \cos(\psi) + U_{MAI}^{(k)} + \eta$$

식 (30)에서 k 번째로 큰 전력으로 수신된 신호의

다중 접속 간섭 $U_{MAI}^{(k)}$ 는 식 (31)과 같다.

$$U_{MAI}^{(k)} = \sum_{j=k+1}^K a_j I_{j,k}(\tau_{j,k}, \phi_{j,k}) + \sum_{j=1}^{k-1} a_j R_{j,k}(\tau_{j,k}, \phi_{j,k}) \quad (31)$$

여기서 $I_{j,k}(\tau_{j,k}, \phi_{j,k})$ 는 식 (13)과 같고 $R_{j,k}(\tau_{j,k}, \phi_{j,k})$ 는 식 (32)와 같다.

$$R_{j,k}(\tau_{j,k}, \phi_{j,k}) = \int_{\tau_k}^{\tau_k + \tau_j} [s_j(t - \tau_j) - \widehat{s}_j(t - \tau_j)] a_k(t - \tau_k) \times \cos(\omega_c t + \phi_k + \phi) dt \quad (32)$$

식 (32)의 $s_j(t - \tau_j) - \widehat{s}_j(t - \tau_j)$ 에서 k 번째로 큰 전력으로 수신된 신호의 위상 성분 ϕ_k 를 0으로 가정하면 식 (33)처럼 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} & s_j(t - \tau_j) - \widehat{s}_j(t - \tau_j) \\ &= \sqrt{2P_j} a_j(t - \tau_j) b_j(t - \tau_j) \cos(\omega_c t + \phi_j) \\ & \quad - \frac{2Z_j}{a_j T_b} a_j(t - \tau_j) \cos(\omega_c t + \phi_j + \phi) \\ &= \left[\sqrt{2P_j} b_j(t - \tau_j) \cos(\phi_j) - \frac{2Z_j}{a_j T_b} \cos(\phi_j + \phi) \right] \\ & \quad \times a_j(t - \tau_j) \cos(\omega_c t) \\ & \quad - \left[\sqrt{2P_j} b_j(t - \tau_j) \sin(\phi_j) - \frac{2Z_j}{a_j T_b} \sin(\phi_j + \phi) \right] \\ & \quad \times a_j(t - \tau_j) \sin(\omega_c t) \end{aligned} \quad (33)$$

식 (33)을 이용하여 식 (32)를 정리하면 식 (34)와 같다.

$$\begin{aligned} & R_{j,k}(\tau_{j,k}, \phi_{j,k}) \\ &= \frac{\sqrt{2P_j} \cos(\phi_j)}{2} \cos(\phi) \\ & \quad \times \int_{\tau_k}^{\tau_k + \tau_j} b_j(t - \tau_j) a_j(t - \tau_j) a_k(t - \tau_k) dt \\ & \quad - \frac{Z_j}{a_j T_b} \cos(\phi_j + \phi) \cos(\phi) \\ & \quad \times \int_{\tau_k}^{\tau_k + \tau_j} a_j(t - \tau_j) a_k(t - \tau_k) dt \\ &= \left[\frac{\sqrt{2P_j} \cos(\phi_j)}{2} T_c W_j \right. \\ & \quad \left. - \frac{Z_j}{a_j T_b} \cos(\phi_j + \phi) T_c b_j V_j \right] \cos(\phi) \end{aligned} \quad (34)$$

식 (34)에서 V_j 는 W_j 와 같은 평균과 분산 값을 갖는 확률 변수이다.

k 번째로 큰 전력으로 수신된 신호의 다중 접속 간섭 $U_{MAI}^{(k)}$ 의 분산을 구하면 식 (35)와 같다.

$$\begin{aligned} \text{Var}[U_{MAI}^{(k)}] &= \sum_{j=k+1}^K \frac{NT_c^2 E[a_j^2]}{6} P_j \\ & \quad + \sum_{j=1}^{k-1} \frac{NT_c^2 E[a_j^2]}{3} \left[\frac{1}{2} - \cos^2(\phi) \right] P_j \\ & \quad + \sum_{j=1}^{k-1} \frac{NT_c^2 E[a_j^2]}{3} \left[\frac{\cos^2(\phi)}{2} \right] P_j \\ & \quad + \sum_{j=1}^{k-1} \frac{\cos^2(\phi)}{3N} \text{Var}[Z_j] \end{aligned} \quad (35)$$

위상 오류를 갖는 k 번째로 큰 전력으로 수신된 신호의 결정 변수의 평균과 분산을 구하면 식 (36), (37)과 같다.

$$E[Z_k] = \alpha_k \sqrt{\frac{P_k}{2}} b_k T_b \cos(\phi) \quad (36)$$

$$\begin{aligned} \text{Var}[Z_k] &= \sum_{j=k+1}^K \frac{NT_c^2 E[a_j^2]}{6} P_j \\ & \quad + \sum_{j=1}^{k-1} \frac{NT_c^2 E[a_j^2]}{3} \left[\frac{1}{2} - \cos^2(\phi) \right] P_j \\ & \quad + \sum_{j=1}^{k-1} \frac{NT_c^2 E[a_j^2]}{6} \left[\frac{\cos^2(\phi)}{2} \right] P_j \\ & \quad + \sum_{j=1}^{k-1} \frac{\cos^2(\phi)}{3N} \text{Var}[Z_j] + \frac{N_o T_b}{4} \\ & \quad + \sum_{j=k+1}^K \frac{NT_c^2 E[a_j^2]}{6} P_j \\ & \quad + \sum_{k=0}^{k-1} \sum_{j=k-h}^K \frac{NT_c^2 E[a_j^2]}{6} P_j \left[\frac{\cos^2(\phi)}{3N} \right]^{h+1} \\ & \quad + \sum_{k=0}^{k-1} \sum_{j=1}^h \frac{NT_c^2 E[a_j^2]}{3} \\ & \quad \times \left[\frac{1}{2} - \cos^2(\phi) \right] P_j \left[\frac{\cos^2(\phi)}{3N} \right]^h \\ & \quad + \sum_{k=0}^{k-1} \sum_{j=1}^{h+1} \frac{NT_c^2 E[a_j^2]}{6} \left[\frac{\cos^2(\phi)}{2} \right] P_j \left[\frac{\cos^2(\phi)}{3N} \right]^h \\ & \quad + \frac{N_o T_b}{4} \sum_{k=0}^{k-1} \left[\frac{\cos^2(\phi)}{3N} \right]^h \end{aligned} \quad (37)$$

위상 오류의 경우도 직렬 간섭 제거 기법을 처리한 뒤 병렬 간섭 제거 기법으로 처리하며, 추정된 간섭 신호를 이용해서 병렬 간섭 제거한 k 번째로 큰 전력으로 수신된 신호의 결정 변수는 식 (38)과 같다.

$$\begin{aligned} Z_k^{(1)} &= \int_{\tau_k}^{\tau_k + \tau_k} \left[r(t) - \sum_{j=k}^K \widehat{s}_j(t - \tau_j) \right] \\ & \quad \times a_k(t - \tau_k) \cos(\omega_c t + \phi_k + \phi) dt \\ &= \alpha_k \sqrt{\frac{P_k}{2}} b_k T_b \cos(\phi) + U_{MAI}^{(k)(1)} + \eta \end{aligned} \quad (38)$$

식 (38)에서 k 번째로 큰 전력으로 수신된 신호를

제외한 간섭 신호를 병렬 간섭 제거한 다중 사용자 간섭 $U_{MAI}^{(k),(1)}$ 은 식 (39) 와 같다.

$$U_{MAI}^{(k),(1)} = \sum_{j \neq k}^K a_j R_{j,k}(\tau_{j,k}, \phi_{j,k}) \quad (39)$$

식 (39)에서 $R_{j,k}(\tau_{j,k}, \phi_{j,k})$ 는 식 (34) 와 같다.

병렬 간섭 제거를 마친 위상 오류를 갖는 k 번째로 큰 전력으로 수신된 신호의 결정 변수의 평균과 분산을 구해 보면 식 (40), (41)과 같다.

$$E[Z_k^{(1)}] = a_k \sqrt{\frac{P_k}{2}} b_k T_b \cos(\phi) \quad (40)$$

$$\begin{aligned} \text{Var}[Z_k^{(1)}] &= \sum_{j \neq k}^K \frac{NT_c^2 E[a_j^2]}{3} \left[\frac{1}{2} - \cos^2(\phi) \right] P_j \\ &+ \sum_{j \neq k}^K \frac{NT_c^2}{6} \left[\frac{\cos^2(\phi)}{2} \right] P_j \\ &+ \sum_{j \neq k}^K \frac{\cos^2(\phi)}{3N} \text{Var}[Z_j] + \frac{N_o T_b}{4} \end{aligned} \quad (41)$$

비트 오류 확률과 평균 비트 오류 확률은 병렬 간섭 제거를 마친 k 번째로 큰 전력으로 수신된 신호의 평균과 분산에 관한 식과 식 (26), (27)을 이용하여 구한다.

V. 분석 결과

사용자 수는 10명, 처리 이득은 63으로 놓고 일반 상관 수신기와 비교 분석한다. 그림 3은 $E_b/N_o=5\text{dB}$ 인 시스템에서 확산 부호의 칩 시간의 비로 주어지는 타이밍 오류를 갖는 혼합 간섭 제거 기법의 평균 비트 오류 확률을 나타낸다. 타이밍 오류가 증가함에 따라 일반 상관 수신기와 혼합 간섭 제거 기법의 평균 비트 오류 확률은 높아지나 혼합 간섭 제거 기법의 평균 비트 오류 확률은 일반 상관 수신기의 평균 비트 오류 확률에 비해 큰 기울기를 갖고서 높아진다. 혼합 간섭 제거 기법은 시간 동기가 맞지 않는 간섭 신호를 재생했기 때문에 상대적으로 일반 상관 수신기보다 타이밍 오류의 영향을 크게 받음을 이 그림을 통해 알 수 있다.

그림 4는 타이밍 오류를 갖는 경우 E_b/N_o 에 따른 혼합 간섭 제거 기법의 평균 비트 오류 확률을 나타낸다. $0.2T_c$ 의 타이밍 오류를 갖는 혼합 간섭 제거 기법은 낮은 E_b/N_o 에서는 타이밍 오류가 없는 일반 상관 수신기에 비해 조금 높은 평균 비트 오류 확률을 갖지만 높은 E_b/N_o 에서는 타이밍 오류가

없는 일반 상관 수신기에 비해서 평균 비트 오류 확률이 크게 낮음을 알 수 있다. 따라서, 높은 E_b/N_o 에서는 타이밍 오류를 갖는 혼합 간섭 제거 기법은 일반 상관 수신기에 대해 평균 비트 오류 확률에 대한 성능 이득을 갖는다.

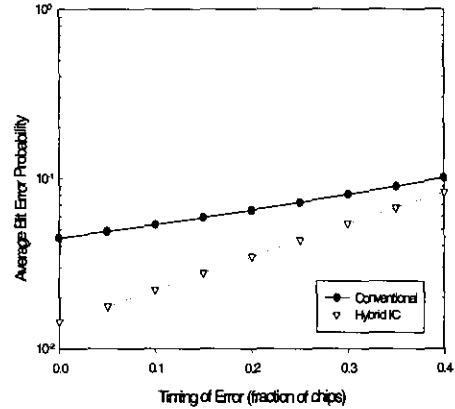


그림 3. 타이밍 오류를 갖는 혼합 간섭 제거 기법의 평균 비트 오류 확률($E_b/N_o=5\text{dB}$)

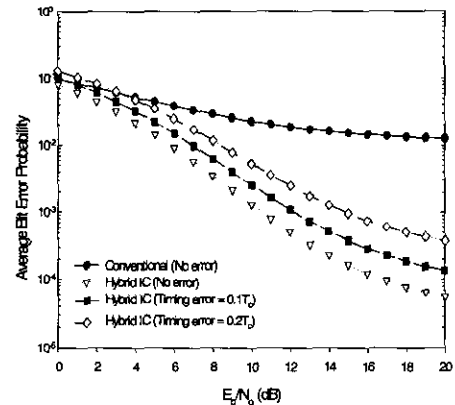


그림 4. 타이밍 오류를 갖는 경우 E_b/N_o 에 따른 혼합 간섭 제거 기법의 평균 비트 오류 확률

그림 5는 $E_b/N_o=5\text{dB}$ 인 시스템에서 위상 오류를 갖는 혼합 간섭 제거 기법의 평균 비트 오류 확률을 나타낸다. 일반 상관 수신기와 혼합 간섭 제거 기법의 평균 비트 오류 확률은 위상 오류에 따라 높아지나 위상 오류가 증가함에 따라 위상 동기가 맞지 않게 재생된 간섭 신호로 인해서 혼합 간섭 제거 기법의 평균 비트 오류 확률은 일반 상관 수신기의 평균 비트 오류 확률에 비해 상대적으로 크게 높아짐을 볼 수 있다.

그림 6은 위상 오류를 갖는 경우 E_b/N_o 에 따른 혼합 간섭 제거 기법의 평균 비트 오류 확률을 나

타낸다. 낮은 E_b/N_0 에서 20° 의 위상 오류를 갖는 혼합 간섭 제거 기법은 위상 오류가 없는 일반 상관 수신기에 비해 평균 비트 오류 확률이 조금 높지만 높은 E_b/N_0 에서는 혼합 간섭 제거 기법의 평균 비트 오류 확률이 낮아진다. 타이밍 오류와 마찬가지로 위상 오류를 갖는 혼합 간섭 제거 기법은 일반 상관 수신기에 대해서 높은 E_b/N_0 에서 평균 비트 오류 확률에 대한 성능 이득을 갖는다.

그림 3과 그림 5를 비교해 보면 타이밍 오류는 $0.5T_c$ 이하, 위상 오류는 45° 이하일 경우의 범위에서 혼합 간섭 제거 기법의 성능이 일반 상관 수신기에 성능에 비해 좋으며, 타이밍 또는 위상 오류가 위에 주어진 범위 이상으로 증가하게 되면 혼합 간섭 제거 기법의 성능이 감소한다. 그리고 그림 4와 그림 6을 비교하면 타이밍 오류를 갖는 경우의 혼합 간섭 제거 기법의 성능이 위상 오류를 갖는 경우보다 상대적으로 크게 성능 이득이 감소하므로 위상 오류는 타이밍 오류보다는 혼합 간섭 제거 기법의 성능에 적게 영향을 준다.

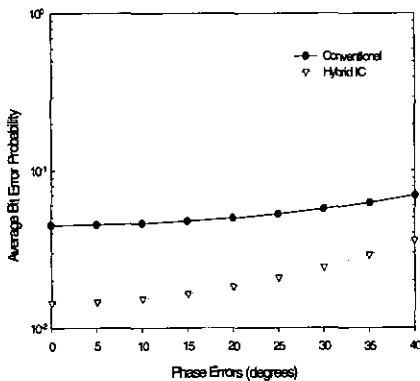


그림 5. 위상 오류를 갖는 혼합 간섭 제거 기법의 평균 비트 오류 확률($E_b/N_0=5dB$)

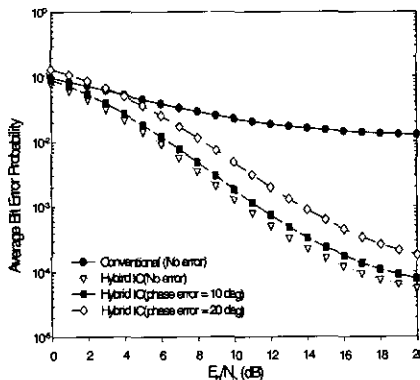


그림 6. 위상 오류를 갖는 경우 E_b/N_0 에 따른 혼합 간섭 제거 기법의 평균 비트 오류 확률

VI. 결론

이 논문은 독립적으로 각각 타이밍 또는 위상 오류를 갖는 혼합 간섭 제거 기법의 평균 비트 오류 확률을 유도하여 일반 상관 수신기의 평균 비트 오류 확률과 비교, 분석하였다. 각각 같은 양의 타이밍 또는 위상 오류를 갖는 경우 혼합 간섭 제거 기법을 갖는 수신기와 일반 상관 수신기의 성능을 비교해 보면 타이밍 오류는 $0.5T_c$ 이하, 위상 오류는 45° 이하일 때 일반 상관 수신기에 비해 혼합 간섭 제거 기법을 갖는 수신기가 더 나은 성능을 갖는다. 또한 상대적으로 타이밍 오류가 위상 오류보다 성능에 영향을 크게 미친다.

혼합 간섭 제거 기법을 갖는 수신기의 평균 비트 오류 확률은 각각 타이밍 또는 위상 오류에 의해서 크게 영향을 받는다. 그러나, 각각 타이밍 또는 위상 오류를 갖는 경우에도 높은 E_b/N_0 에서는 일반 상관 수신기 비해 나은 성능을 나타내므로 이 논문에서 제안한 혼합 간섭 제거 기법은 시스템의 성능 개선에 효과적이다.

참고 문헌

- [1] K. S. Gilhousen, I. M. Jacobs, R. Padovani, A. J. Viterbi, L. A. Weaver, Jr, and C. E. Wheatly III, "On the capacity of a cellular CDMA system," *IEEE Trans. Veh. Tech.*, vol. 40, no. 2, pp. 303-312, May 1991
- [2] A. Duel-Hallen, J. Holtzman, and Z. Zvonar, "Multiuser Detection for CDMA Systems," *IEEE Personal Comm. Magazine*, vol. 2, no. 2, pp. 46-98, April 1995
- [3] P. Patel and J. M. Holtzman, "Analysis of a simple successive interference cancellation scheme in a DS/CDMA system," *IEEE J. Select. Areas. Commun.*, vol. 12, no. 5, pp. 796-807, June 1994
- [4] P. Patel and J. M. Holtzman, "Performance comparison of a DS/CDMA system using a successive interference cancellation (IC) scheme and a parallel IC scheme under fading," *Proceeding of ICC*, pp. 510-514, New Orleans, USA, May 1994
- [5] 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. Select. Areas. Commun.*, vol. 14, no. 8, pp. 1522-1535, Oct. 1996

전 성 진(Sung Jin Chun)

정회원



1998년 2월 : 서울산업대학교
전자 공학과 졸업
2000년 2월 : 한양대학교 전자
통신공학 석사
2000년~현재 : 독일 전자통신
재직

<주관심 분야> 디지털 이동통신

박 상 규(Sang Kyu Park)

정회원



1974년 2월 : 서울대학교 전기
공학과 졸업
1980년 5월 : Duke University
통신공학석사
1987년 5월 : University of
Michigan 통신공학박사

1976년 7월~1978년 10월 : 국방과학연구소

1990년 8월~1991년 8월 : University of Southern
California 객원 교수

1987년 3월~현재 : 한양대학교 공과대학 전자 전기
공학부 교수

<주관심 분야> 디지털 통신, 확산 대역 통신, 부호 이
론, PCS, IMT-2000