

무선통신 시스템 환경에서 다중 사용자를 위한 간섭제거

김학춘*, 이병관**

*관동대학교 전자계산학과

**관동대학교 컴퓨터공학과

e-mail:hakchun@chollian.net

Interference Cancellation for Multiuser under Wireless Communications system.

Hak-Chun Kim*, Byung-Kwan Lee**,

*Dept of Computer Science, Kwandong University

**Dept of Computer Engineering, Kwandong University

요약

본 논문에서는 간섭을 제거하기 위해 MMSE 다중사용자 검파기를 사용하여 성능을 분석하고, 가우시안 채널과 페이딩 채널 환경하에서 비동기식으로 전송된 다중 사용자 신호와 수신전력을 설정하고 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 전력제어에 따른 BER을 줄이고 연속적인 간섭을 제거하고 이에 따른 지연 시간 문제와 시스템의 복잡도를 동시에 연구하였다.

1. 서론

다중 경로 전송로에서 DS-CDMA 신호들의 복조는 관례적으로 RAKE 수신기를 이용하였다. 하지만 RAKE 수신기는 단일 사용자 다중 경로 전송로에는 적합하지만 다중 사용자 간섭(MUI)은 다중 사용자에 성능에 제한을 두게 된다.

디지털 이동 통신 채널에 가장 심각하게 나타나는 현상인 다경로 성분들의 각각 다른 시간 지연에 의한 주파수 선택적 페이딩과 심볼간 간섭(ISI; Inter Symbol Interference)으로 디지털 이동 통신 채널의 성능을 저하시키며 데이터 전송 속도에 제약을 준다. 이때 다중 사용자 검파는 코드 분할 다중 접속(CDMA)의 스펙트럼의 효율성을 증가시키기 위해 백색 가우시안을 잡음을 갖는 동기 다중 접속 채널에 대한 전력의 효율성과 스펙트럼 효율성 간 이론적으로 제시하고 선형 및 비선형 다중 사용자(MU: Multiple) 검파기들의 상이한 형태로서 양자화 시키고 신호대 잡음비 Eb/No가 주어질 때, 매우 높은 부하에 걸리게 되며, 다중 사용자 fast flat fading 전송로들에 대하여 이 수신기를 분석하고 신호 추적을 단순화하

기 위하여 미분 부호화 및 복호화를 이용하는 최소 평균 제곱 오차(MMSE) 적응성을 제안하여 다중 사용자 수신기는 다중 사용자 간섭과 다중 경로 간섭을 감소시키기 위해 다중 경로 MMSE 필터 뱅크를 이용하여 내부에 발생하는 간섭을 무시되도록 제안하였다.

II. 시스템 모델

단일 셀 시스템의 전방향 링크(forward link)에 기준을 두고 식 (1)은 기지국에서 기저대역 신호를 전송한다.

$$x(t) = \sum_{k=1}^K \sum_i A_k b_k(i) \cdot s_k(t-iT) \quad (1)$$

여기서 $b_k(i)$ 는 사용자 k에 의해 전송된 i 번째 부호이고, $S_k(t)$ 는 사용자 k에 의해 정규화된 확산 스펙트럼 형태이고 A_k 는 사용자 k의 진폭이다. 본 논문에서는 $b_k(i) \in (\pm 1)$ 에 대응하는 간섭을 검파하게 되고 BPSK 변조 신호를 가정하였다.

$$s_k(t) = \sum_{n=0}^{N-1} a_k(n) \cdot \Psi(t-nT_c) \quad (2)$$

여기서 $a_k(n) \in (\pm 1/\sqrt{N}), n=0,1,\dots,N-1$ 은 사용자 k 의 확산 순열이고, $\Psi(t)$ 는 구형 칩 파형이며, T_c 는 칩 수이고 T 는 부호구간, $N=T/T_c$ 는 처리 이득을 나타냈다. 이때 주파수 선택적 페이딩 채널을 통해 수신된 기저대역 신호는 식 (3)으로 정의할 수 있다.

$$y(t) = \sum_{l=1}^L h_l \sum_{k=1}^K A_k \sum_{i=1}^N b_k(i) \cdot s_k(t-iT-tl) + n(t) \quad (3)$$

여기서 $n(t)$ 는 전력 스펙트럼 밀도 σ^2 을 갖는 0 평균 복소수 백색 가우시안 잡음 처리이고, h_l 과 $t_l = \tau_l T_c$ 는 제 각각 τ_l 번째 경로에서 발생한 소멸 이득이다. τ_l 는 0과 $N-1$ 사이의 범위인 정수로 가정하였으며, 이때 내부에서 부호 간섭이 발생되고 수신기는 임펄스 반응 $\Psi^*(t)$ 를 갖는 정합 필터를 포함하고, 수신기는 간섭이 없을 때 필터 출력에서 신호 대 잡음비는 증가하게 된다. 그리고 $r(i)$ 를 i 번째 전송 부호 동안 정합 필터의 출력에서 샘플링 신호를 추출하여 N -벡터로 놓고 수신기는 각 사용자의 빠른 경로를 동기화 하였을 때 아래 식 (4)로 정의할 수 있다.

$$r(i) = \sum_{k=1}^K A_k (b_k(i) \cdot s_k^+ + b_k(i-1) \cdot s_k^-) + n(i) \quad (4)$$

III. 개선된 MMSE 검파기

C 는 N 차원 계수 벡터를 의미하고 시간 i 에서 추정 비트는 식 (5)을 통해 얻을 수 있다.

$$b_1(i) = \text{sing}\{c^H r(i)\} \quad (5)$$

이때 전송된 부호의 추정치는 식 (5)을 통해 구할 수 있고 평균 제곱 오차는 아래 식 (6)로 정의할 수 있다.

$$MSE = E\{|c^H r(i) - b_1(i)|^2\} \quad (6)$$

MSE를 최소화하여 선택된 C 는 식 (7)로 주어진다.

$$c_{mmse} = R^{-1} \cdot P \quad (7)$$

여기서 분산 행렬은 식 (8)에서 정의되고

$$R = E\{r(i)r(i)^H\} = \sum_{k=1}^K A_k^2 [s_k^+ s_k^{+H} s_k^- s_k^{-H}] + \sigma^2 I_N \quad (8)$$

원하는 벡터는 식 (9)임을 알 수 있다.

$$R = E\{r(i)r(i)\} = A_1 s_1^+ \quad (9)$$

그러므로 최소 평균 제곱 오차는 식 (10)이다.

$$MMSE = 1 - P^H c_{mmse} = 1 - P^H R^{-1} P \quad (10)$$

MMSE에서의 성능 실험은 신호 대 간섭 잡음비(SINR)이다. SINR은 필터 C 의 출력에서 발생된 잡음과 다중 사용자 간섭이 발생하게 되고 전력의 합은 신호 전력의 비율로 식 (11)으로 정의된다.

$$SINR = \frac{(c^H p)^2}{c_H (R - p p^H) c} \quad (11)$$

MMSE 해 C_{mmse} 는 또한 SINR을 극대화하기 위해서 식 (12)와 같이 나타낼 수 있다.

$$MSINR = \frac{p^H c_{mmse}}{1 - p^H c_{mmse}} = \frac{1}{MMSE} - 1 \quad (12)$$

이때 MMSE 수신기에 의해 최대 사용자 수를 결정할 수 있다.

최소 평균 제곱 오차(MMSE) 수신기 또한 수신 신호에 의해 다중 사용자의 잡음을 최소화 시키게 되고 느린 주파수 선택적 페이딩 환경에서 신호 대 역폭은 일정하게 유지하면서 반송파 수를 증가시키는 경우의 BER을 줄일 수 있다. 또한 MMSE 합성기법은 수신신호 중에서 다른 사용자의 간섭 성분과 잡음성분의 합에 직교가 되는 탭 계수를 곱하여 간섭성분을 제거하는 방식으로 다른 사용자의 확산부호나, 비트 정보를 관리하지 않는다.

그러나 원하는 신호벡터는 필터의 탭 계수에 의해 방향이 결정되고 신호의 크기가 줄어들어 실제 잡음이 증가하는 현상이 발생되며, 잡음 전력의 증가에 따른 성능 열화현상이 나타나고 다중 사용자 환경에서는 간섭에 따른 전력이 줄어들게 되고 따라서 시스템의 성능이 향상 되므로써 용량과 탭수가 증가되므로 시스템의 복잡도는 비례하게 된다.[10,12]

이때 MMSE 수신기는 정합 필터를 통해 출력된 $y = RAb + Sn = Rd + Sn$ 으로 주어지게 되고 또한 R 은 상관 행렬로 나타나게 된다. 이때 $d = Ab, S = [s_1 \dots s_k], s_k = [s_{i,k} \dots s_{L,k}]^t$ 이고 여기서 n 은 순차 길이인 변수 σ 와 L 을 갖는 가우시안의 변수를 나타냈으며, 벡터 d 또한 $(\infty, -\infty)$ 사이의 값을 갖는 임의의 변수이고 d 는 가장 성능이 뛰어난 것의 의

미하며 L 은 d 의 성능을 개선하기 위해 식 (13)으로 정의할 수 있다.

식 (13)을 이용하였을 때 배경 잡음을 고려해야하고 MMSE 수신기는 일반적으로 Decorrelating 수신기보다 개선된 BER을 얻을 수 있고 배경 잡음이 0에 가까이 접근함에 따라 MMSE 수신기의 수행은 Decorrelating 수신기의 성능이 개선된다.[5,8,10]

$$\begin{aligned} \text{Now } E(dy^t) &= E(dd^t R^t + bn^t S^t) \\ &= E(dd^t) R^t = A^2 R^t \\ \text{Also, } E(yy^t) &= E((Rd + S\hat{n})(d^t R^t + n^t S^t)) \\ &= RE(dd^t) R^t + S^t e(mn^t) S^t \\ &= RA^2 R^t + \sigma^2 R^t \quad (13) \\ L &= A^2 R^t / (RA^2 R^t + \sigma^2 R^t) \\ &= [R + \sigma^2 A^2]^{-1} \end{aligned}$$

여기서 $D \leq 3N$ 정규 직교를 형성하는 열 벡터를 갖는 $N \times D$ 행렬을 나타내는 것으로 놓는다. i 번째 부호에 대응하는 수신 벡터는 식 (14)이다.

$$r_e(i) = S_D^H r_e(i) \quad (14)$$

D 차원 계수 벡터 C_e 는 평균 제곱 오차 $E\{|c_e^H r_e(i) - b_1(i)|^2\}$ 를 최소화시키게 되고 MMSE 정의는 아래 식 (15)에 의해 주어진다.

$$C_{e,mmse} = R_e^{-1} p_e \quad (15)$$

여기서 분산 행렬을 식 (16)과 같다.

$$R_e = E\{b_1(i) r_e(i)\} = S_D^H R_e S_D \quad (16)$$

식 (16)의 확장 벡터는 식 (17)이 되고

$$P_e = E\{b_1(i) r_e(i)\} = S_D^H p_e \quad (17)$$

R_e 의 고유 벡터가 되는 S_D 열을 선택함으로써 확장 수신 벡터는 R_e 의 신호와 결합하여 적응 탭 계수 손실을 줄일 수 있다. 또한 통계적 경사는 선형 적응 필터 구현을 위해 기본적인 구조로서 탭 지연선 또는 횡단선 필터를 이용하게 된다. 선형 적응 필터 알고리즘은 필터링에 있어 탭 수의 입력의 의해 생성되는 횡단선 필터의 출력 값을 계산하며 실제 출력과 원하는 응답 신호를 비교하여 에러를 측정하게 되고 측정된 결과를 이용하여 필터의 가중치를 적응 알고리즘을 이용하여 조절하게 된다. [6,11]

$$c_e(i+1) = c_e(i) + \mu r_e(i) \cdot e^*(i) \quad (18)$$

여기서 오차 신호 $e_i = \hat{b}_1(i) - c_e^H(i) \cdot r_e(i)$ 이고

단계 크기 $\mu = \frac{\mu}{r_e^H r_e(i)}$ 정규화된 단계 크기 $0 \leq \mu < 1$

이다. 알고리즘은 초기 수열에 적용되어질 수 있고, 연속적으로 DDM(decision-directed mode)형태로 바뀔 수 있다. μ 의 선택은 정확성과 집중적으로 빠르게 방출하기 위해서 이용하게 된다. 이때 I 에 근접하는에 대해 집중적으로 빠르게 최적화가 이루어지고 MSE는 분산 행렬 R_e 은 확산된 고유값에 의존하게 된다.[9]

LMS 알고리즘에 대한 최소 제곱(LS) 비용 함수를 최소화하기 아래 식 (19)에서 C_e 를 선택한다.

$$C_{LS} = \sum_{j=i-B+1}^i \lambda^{i-j} \{b_1(j) - c_e^H r_e(j)\} \quad (19)$$

여기서 B 는 데이터에 의해 걸쳐진 window의 길이이고, λ 는 데이터를 감소시키기 위한 지수 가중 요소이다. RLS에 대해 $B=i$ 와 LS의 최적해는 각 반복 과정을 통해 귀납적 방법으로 벡터 이득은 식 (20)에 의해 얻을 수 있다.

$$k(i) = \frac{\lambda^{-1} T(i-1) r_e(i)}{1 + \lambda^{-1} r_e^H(i) T(i-1) r_e(i)} \quad (20)$$

반면에 계수 벡터는 MMSE 이득 벡터 $K(i)$ 와 동일할 때까지 계수 벡터 값을 증가시킴으로서 식 (21)에 의해 갱신된다.

$$c_e(i) = c_e(i-1) + k(i) \cdot e^*(i) \quad (21)$$

여기서 $\varepsilon(i) = \hat{b}_1(i) - c_e^H(i-1) r_e(i)$ 는 선행 추정 오류이고 확장 분산 행렬의 역함수는 식 (22)에 의해 갱신하게 된다.

$$T(i) = \lambda^{-1} T(i-1) - \lambda^{-1} k(i) r_e^H T(i-1) \quad (22)$$

RLS 알고리즘은 LMS 알고리즘보다는 복잡하지만 평균 에러율 면에서 빠르게 처리 순서를 결정하게 되고 RLS의 확장 분산 행렬 R_e 의 고유값 확산에 독립적이다. LMS 알고리즘에 반해서, RLS 알고리즘은 반복 처리 횟수가 근접할 때 MSE를 통해 산출할 수 있다.[7,9,12]

IV. 컴퓨터 시뮬레이션 및 결과

(그림1)은 평균 비트 에러율(BER)과 SINR를 MMSE 수신기의 비트 당 평균 SINR을 비교한 것이다. 시스템에 동시에 접속하는 사용자 수 $K=20$ 이고 경로의 탭수의 $L=10$ 이다. 신호의 간섭은 사용자 신호보다 더 강한 $P_{int}=10\text{dB}$ 로 나타냈으며, 개선된 MMSE 수신기

는 15dB의 비트당 다소 높은 SNR에서 10^{-3} 의 성능을 개선하였다. RLS의 집중과 추적 성능은 분산 행렬의 고유값에 독립적이고 필터 계수 직접적으로 비례하여 갱신되고, (그림 2)는 최소 평균 제곱 오차를 위해 유도된 식을 기본으로 하여 수신기의 성능을 개선할 수 있으며 이때 검출기를 통해 출력된 신호는 E_b/N_0 를 증가시키면서 칩을 사용할 때와 사용하지 않을 때 평균 BER에 별 차이는 발생되지 않으며 또한 낮은 E_b/N_0 에서 MAI의 간섭이 AWGN에 비해 상대적으로 작기 때문에 칩을 사용해도 별 이득은 발생되지 않음을 알 수 있다. MAI의 양이 상대적으로 증가하게 되어 칩을 사용했을 때 성능이 향상되었다.

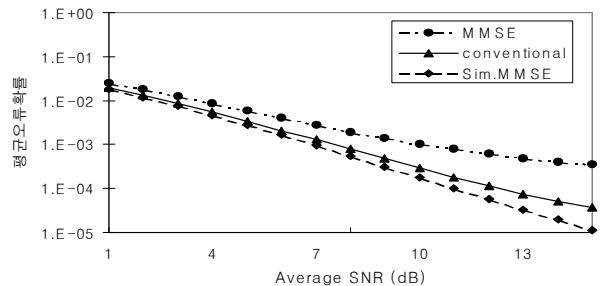
V. 결 론

DS/CDMA 시스템에 다중 사용자 검파 방법을 사용하였을 경우 기존의 수신 방식 보다 5dB 이상의 성능 향상을 얻을 수 있고 또한 PIC 검파를 이용했을 경우 부호화에 따른 이득은 기존의 비동기 검파 방식에 비해 성능이 개선됨을 알 수 있었다. 이때 단일 사용자 검파 방식보다 본 논문에서 제시한 MMSE 수신기는 다중 사용자 검파 방식을 사용하였을 경우 다중 접속 간섭에 뛰어난 성능을 보였으나 심각한 원근 환경 하에서는 성능이 저하되는 tradoff가 존재하므로 탭 수의 선택이 중요하다. 또한 MMSE 알고리즘은 다중 사용자 검파기의 성능평가에 있어서 연산의 복잡성에 따른 비용을 줄일 수 있다.

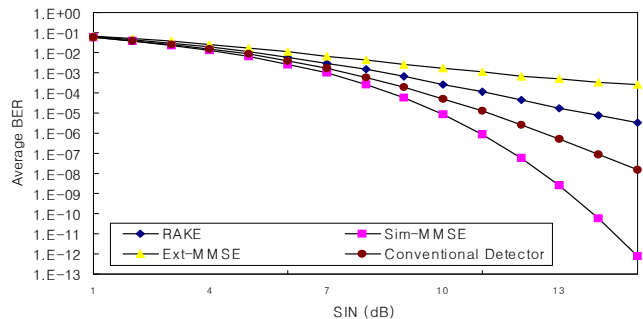
[참고문헌]

[1] M.S.MUELLER, "On the Rapid Initial Convergence of Least-Squares Equalizer Adjustment Algorithms", The Bell System Tech. Vol.60, No.10, Decem. 1981.
 [2] John.M Cioffi "MMSE Decision feedback Equalizers and Code-Part I :Equalization Results IEEE Tran Vol.43,NO.10. OCTOBER 1995.
 [3] T. R. Giallorenzi and S. G. Wilson, "Detection feedback multi-user receivers for asynchronous CDMA systems," IEEE GlobeCom'93, pp.1677-1682, Houston, TX, Dec. 1993
 [4] D. Divsalar, M. Simon, and D. Raphaeli, "A new approach to parallel interference cancellation for CDMA," IEEE GlobeCom'96, vol. 3, pp. 1452-1457, London. Nov.1996
 [5] N. S. Correal, R. M Buehrer and B. D. Woerner, "Improvcd CDMA performance through bias reduction for partial interference cancellation," Proc. of IEEE PIMRC'97, col. 2, pp.565-569, Helsinki. Finland, Sept. 1997.
 [6] H.V.Poor, X. Wang, Adaptlve Multiuser Detection in Fading channels, Proc. of 34th

Annual Allerton Conference on Communtca tions, control and Computers, University of Illinois, Urbana, USA, 1996, pp.603-612
 [7] L.J.Zhu. U. Madhow, Adaptive Interference Suppression for Direct sequence CDMA over Severely Time-varying channels, IEEE Proc. of GLOBECOM'97, Phoenix, Arizona, November 1997, vol.2,pp.917-922
 [8] X. Wang, H.V. Poor, Multiuser Diversity Receivers for Frequency-selective Rayleigh Fading CDMA Channels, IEEE Proc. of 47th Vehicular Technology Confernce(VTC'97), 1997, vol.1, pp.198-202
 [9] M. L Honig, P. B Rapajic, and G. K. Woodward, "Multjuser decision-feedback detect ion: Performance bounds and adaptive algorithms," IEEE International Symposium on Information Theory 1998,(Boston USA),IEEE, Aug, 1998.
 [10] R. Ratasuk and M. L. Honig, "Adaptive multiuser decision-feedback demodulation for GSM," in Allerton conference on Communication, Control, and Computing, (Monticello, IL), Oct. 1998.
 [11] M.L.Honig, A Comparison of Subspace Adaptive Filtering Techniques for DS-CDMA Interference Suppression. IEEE Proc. of MILCOM, 1997, vol.2,pp.836-840
 [12] A. Klein, G. K. Kaleh, and P. W. Baier, "Zero forcing and minimum mean-square-error equalization for multiuser detection in code-division multiple-access channels," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol.45, pp. 276-287, May 1996



(그림 1) MMSE 검파기에 따른 평균 오류 확률



(그림 2) $E_b/N_0=10dB$ 일 때 사용자 수에 따른 비트 오류 확률