

WCDMA 시스템을 위한 유사 역상관기의 성능 분석

The Performance Analysis of the Pseudo-decorrelator for WCDMA Systems

박 중 후*, 이 용 업**
(Joong-Hoo Park*, Yong Up Lee**)

*한양대학교 공학대학 전자컴퓨터공학부, **한림대학교 정보전자공과대학 정보통신공학부
(접수일자: 2001년 11월 19일; 채택일자: 2001년 12월 28일)

본 논문에서는 일반적인 코드분할 다중화 시스템을 위해 저자가 제안하였던 유사 역상관기 (pseudo-decorrelator)를 변형하여 광대역 코드분할 다중화 시스템에 적합한 다중사용자 수신기를 설계하고, 레일리 다중 경로 채널 환경에서 성능을 분석하고 있다. 설계된 수신기에서는 판단변수 (decision statistics)에 포함되어 있는 다중사용자 간섭신호를 분석하여, 송신된 신호의 각 비트에 대응되는 상호상관 행렬을 얻게 된다. 이 상호상관 행렬에 대한 일반 역행렬을 구한 후 기존의 수신기에서 얻어진 판단변수에 적용함으로써, 수신기의 성능을 향상시킬 수 있다. 제안된 수신기는 원근저항성을 가질뿐만 아니라, 동기검출 회로가 완전하지 않아서 시간지연 오차나 위상 오차가 생기는 경우에도 기존의 수신기에 비해 좋은 성능을 보여준다.

핵심용어: 유사 역상관기, 다중사용자 수신기, WCDMA 시스템

투고분야: 음향 통신기술 분야 (6,5)

As a new type of a linear decorrelating receiver, the Pseudo-Decorrelator was presented for asynchronous code division multiple access systems by the author. In this paper, the concept of the Pseudo-Decorrelator is extended to derive a multiuser receiver for WCDMA uplink systems over a Rayleigh fading multipath channel. Starting with the analysis of the multiple access components of the decision statistics, a non-square cross-correlation matrix for each bit is obtained. This cross-correlation matrix is then inverted, and the inverted matrix is applied to the decision statistics obtained from a conventional receiver. This receiver is near-far resistant and outperforms conventional receivers even for the cases in which synchronization errors, such as time delay errors and phase errors exist.

Keywords: Pseudo-decorrelator, Multiuser receiver, WCDMA system

ASK subject classification: Acoustic communication (6,5)

I. 서론

코드분할 다중화 시스템 (CDMA 시스템)은 아날로그 셀룰라 시스템에서의 용량부족 문제를 해결하기 위하여 개발되었다. CDMA 시스템 중에서 직접 시퀀스를 이용한 DS-SS 시스템이 많이 쓰이고 있다. DS-SS 방식은 현재 사용 중인 IS-95와 같은 2세대 이동통신 시스템에 채택되고 있을뿐만 아니라, cdma2000 이나 WCDMA

(wideband code division multiple access) 시스템과 같은 차세대 이동통신 시스템에도 그대로 적용될 전망이다.

DS-SS 시스템에서는 다중사용자 간섭 (multiple access interference; MAI)이 시스템의 용량과 성능을 제약하는 요인 중의 하나이다. 하나의 사용자에 의한 MAI의 영향은 작지만, 사용자의 수나 송신전력이 증가하면 이 성분은 무시할 수 없을 정도로 커진다. 또한 사용자의 수가 적더라도 송신 전력이 차이가 나는 경우에는 원하는 사용자의 신호가 상대적으로 전력이 큰 다른 사용자의 신호에 묻혀버리는 경우가 있다.

MAI를 줄이기 위한 방법으로 전송전력을 제어하는 방

책임저자: 박중후 (jhpark1@hanyang.ac.kr)
425-822 경기도 안산시 사1동 1271번지
한양대학교 공학대학 전자컴퓨터공학부
(전화: 031-400-5298; 팩스: 031-400-5298)

법, 상호상관 관계가 적은 확산코드의 채택, 성능이 우수한 채널코드의 적용, 적응 안테나 (adaptive antenna)의 사용 등을 고려할 수 있다. 그 밖의 방법으로는 다중사용자 검출 (multiuser detection)이 있다.[1] 다중사용자 검출에서는 개개의 사용자 검출을 효과적으로 하기 위하여 여러 사용자의 코드와 타이밍 정보를 모두 이용한다. 여기에서 사용자들에게 할당된 코드는 수신기에서 알고 있다고 가정한다. 많은 문헌에서 다중사용자 검출의 개념을 적용한 다중사용자 수신기를 제안하고 분석하고 있다[1,2]. 대표적인 다중사용자 수신기로는 역상관 수신기 (decorrelating receiver), MMSE (minimum mean square error) 수신기, 병렬 간섭제거기, 직렬 간섭제거기 등이 있다.

저자는 [3,4]에서 가우시안 채널과 레일레이 다중 경로 채널 환경에서 유사 역상관기 (pseudo-decorrelator)라는 일종의 역상관 수신기를 제안하였다. 유사 역상관기에서는 판단변수 (decision statistics)에 포함되어 있는 다중사용자 간섭 성분을 분석하여 전송되는 개개의 비트에 해당되는 상호상관 (cross-correlation) 행렬을 얻은 후에, Penrose가 제안한 일반 역행렬 개념[5]을 적용하여 주어진 행렬의 역행렬을 구하고, 정합필터 출력에 적용하여 얻어진 새로운 판단변수를 사용하여 수신기의 성능 향상을 도모하고 있다. [6]에서는 백색 가우시안 채널 환경에서의 광대역 코드분할 다중화 시스템 (WCDMA 시스템)을 위한 유사 역상관기를 제안하고, 그 성능을 분석하였다. 이 논문에서는 레일레이 다중 경로 채널 환경에서의 WCDMA 상향링크 시스템을 위한 유사 역상관기를 제안하고 그 성능을 분석하고자 한다.

이 논문의 구성은 다음과 같다. 서론에 이어 II장에서는 WCDMA 상향링크 시스템을 위한 유사 역상관기를 설계한다. III장에서는 레일레이 다중 경로 채널 환경에서의 컴퓨터 시뮬레이션을 통해서 II장에서 설계한 유사 역상관기의 성능을 평가하며, 마지막 IV장에서 결론을 내린다.

II. WCDMA 시스템을 위한 유사 역상관기

레일레이 다중 경로 채널 환경에서 동작하고 데이터를 QPSK방식으로 변조한, 사용자 수가 K인 WCDMA 상향링크 시스템을 생각하자. 사용자 k는 식 (1)과 같이 주어지는 이진 데이터를 전송한다.

$$b_k(t) = \sum_{i=0}^{N-1} [b_k^i(t) + jb_k^o(t)] p_b(t - iT_b), \quad (1)$$

$$b_k^i(t), b_k^o(t) \in \{\pm 1\}$$

여기서 T_b 는 비트 지속시간이고, N 은 입력 데이터 시퀀스의 길이이다. $b_k^i(t)$ 는 사용자 k의 i번째 DPDCH (dedicated physical data channel) 비트이고, $b_k^o(t)$ 는 i번째 DPCCCH (dedicated physical control channel) 비트이다. $p_b(t)$ 는 식 (2)로 주어지는 단위 사각펄스 (unit rectangular pulse)이다.

$$p_b(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < T_b \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2)$$

사용자 k의 I-/Q-branch로 전송되는 데이터는 각각 채널코드 (channelization code), $c_k^i(t)$, $c_k^o(t)$ 에 의해 확산된다. 주어진 채널코드는 한 칩 (chip)의 길이가 T_c 인 단위사각펄스라고 가정한다. 식 (1)에 의해 주어지는 신호는 식 (3)에 나타낸 복소값을 가지는 (complex-valued) 확산코드에 의해 확산된다.

$$s_k(t) = s_k^i(t) + js_k^o(t) \quad (3)$$

사용자 k의 송신기 출력은 그림 1을 통해서 알 수 있는 것처럼 다음 식으로 표현된다.

$$x_k(t) = \sqrt{2P_k} [b_k^i(t) c_k^i(t) s_k^i(t) - b_k^o(t) c_k^o(t) s_k^o(t)] \times \cos(\omega_c t + \varphi_k) - \sqrt{2P_k} [b_k^i(t) c_k^i(t) s_k^o(t) + b_k^o(t) c_k^o(t) s_k^i(t)] \times \sin(\omega_c t + \varphi_k) \quad (4)$$

여기서 P_k 는 송신 전력이고, φ_k 는 반송파 위상이며, ω_c 는 반송파 주파수이다.

레일레이 다중 경로 채널은 식 (5)와 같은 임펄스 응답을 갖도록 모델링할 수 있다.

$$h_k(t) = \sum_{l=1}^L a_{k,l} e^{j\varphi_{k,l}} \delta(t - \tau_{k,l}) \quad (5)$$

여기서 L 은 경로의 수이고, $a_{k,l}$ 과 $\varphi_{k,l}$ 은 각각 사용자

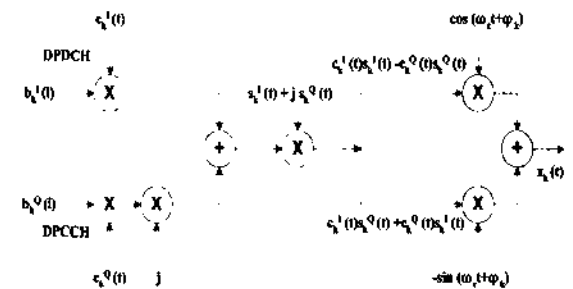


그림 1. WCDMA 상향링크 송신기 구조
Fig. 1. WCDMA uplink transmitter.

k 의 l 번째 경로에서의 이득과 위상 지연을 나타낸다. 또한 $\tau_{k,l}$ 은 사용자 k 의 l 번째 경로에서의 지연시간을 나타낸다. 참고로 $\alpha_{k,l}$ 은 표준편차가 σ_l 인 레일레이 분포를 가지는 랜덤 신호이고, $\varphi_{k,l}$ 은 균일분포를 가지는 랜덤 신호이다. 수신기에서 받는 신호는 여러 사용자의 신호와 잡음의 합으로 나타나며, 식 (6)과 같이 표현할 수 있다.

$$r(t) = \sum_{k=1}^K s_k(t) * h_k(t) + n(t) \quad (6)$$

여기서 $n(t)$ 는 평균이 0이고, 양방향 스펙트럼 밀도가 $N_b/2$ 인 백색 가우시안 잡음이다. 수신된 신호를 저역통과 필터에 통과시키면 식 (6)은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$r^I(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{2P_k} \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l} [b_k^I(t - \tau_{k,l})c_k^I(t - \tau_{k,l})s_k^I(t - \tau_{k,l}) - b_k^Q(t - \tau_{k,l})c_k^Q(t - \tau_{k,l})s_k^Q(t - \tau_{k,l})] \times \cos \theta_{k,l} + n^I(t) \quad (7)$$

$$r^Q(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{2P_k} \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l} [b_k^I(t - \tau_{k,l})c_k^I(t - \tau_{k,l})s_k^Q(t - \tau_{k,l}) + b_k^Q(t - \tau_{k,l})c_k^Q(t - \tau_{k,l})s_k^I(t - \tau_{k,l})] \times \sin \theta_{k,l} + n^Q(t) \quad (8)$$

여기서 $r^I(t)$ 는 수신된 신호의 in-phase 성분이고, $r^Q(t)$ 는 수신된 신호의 quadrature 성분이다. 마찬가지로 $n^I(t)$ 는 백색 가우시안 잡음 $n(t)$ 를 저역통과 필터에 통과시켜 얻은 잡음 신호의 in-phase 성분이고, $n^Q(t)$ 는 quadrature 성분이다. 또한 식 (7)과 식 (8)에 표현된 위상 $\theta_{k,l} =$

$\varphi_{k,l} - \varphi_{k,l} - \omega_c \tau_{k,l}$ 이다.

송신한 신호를 복원하기 위하여 모든 사용자에 대해 L 개의 가지를 갖는 RAKE 수신기를 적용한다고 하자. 진폭 $\alpha_{k,l}$ 의 추정값을 $\hat{\alpha}_{k,l}$, 지연시간 $\tau_{k,l}$ 의 추정값을 $\hat{\tau}_{k,l}$ 라고 하고, 위상 $\theta_{k,l}$ 의 추정값을 $\hat{\theta}_{k,l}$ 라고 하자. 그림 2에 표시한 것처럼 사용자 k 의 RAKE 수신기의 l 번째 가지에서는 식 (9)와 같은 출력을 얻을 수 있다.

$$Z_{k,l}(i) = Z_{k,l}^I(i) + jZ_{k,l}^Q(i) \quad (9)$$

여기서 $Z_{k,l}^I(i)$ 는 in-phase 성분으로 식 (10)과 같이 주어지고, DPDCH 데이터를 복원하는데 사용되는 판단변수이다. 또한 $Z_{k,l}^Q(i)$ 는 quadrature 성분으로 식 (11)과 같이 주어지며 DPCCH 데이터를 복원하는데 사용되는 판단변수이다.

$$Z_{k,l}^I(i) = \int_{T_s + \hat{\tau}_{k,l}}^{(i+1)T_s + \hat{\tau}_{k,l}} [r^I(t)s_k^I(t - \hat{\tau}_{k,l})c_k^I(t - \hat{\tau}_{k,l})\cos \hat{\theta}_{k,l} + r^Q(t)s_k^Q(t - \hat{\tau}_{k,l})c_k^Q(t - \hat{\tau}_{k,l})\sin \hat{\theta}_{k,l}] / 2dt \quad (10)$$

$$Z_{k,l}^Q(i) = \int_{T_s + \hat{\tau}_{k,l}}^{(i+1)T_s + \hat{\tau}_{k,l}} [-r^I(t)s_k^I(t - \hat{\tau}_{k,l})c_k^Q(t - \hat{\tau}_{k,l})\cos \hat{\theta}_{k,l} + r^Q(t)s_k^Q(t - \hat{\tau}_{k,l})c_k^I(t - \hat{\tau}_{k,l})\sin \hat{\theta}_{k,l}] / 2dt \quad (11)$$

기존의 수신기에서는 사용자 k 의 DPDCH의 i 번째 비트를 판단변수 $Z_{k,l}^I(i)$ 의 부호를 이용하여 결정한다. 즉,

$$\hat{b}_k^I(i) = \text{sgn}[Z_{k,l}^I(i)] \quad (12)$$

같은 식으로 사용자 k 의 DPCCH의 i 번째 비트를 다음과 같이 결정한다.

$$\hat{b}_k^Q(i) = \text{sgn}[Z_{k,l}^Q(i)] \quad (13)$$

여기서 설계한 유사 역상관계에서는 진폭과 위상 및 지연시간의 추정값을 이용하여 판단변수 $Z_{k,l}^I(i)$, $Z_{k,l}^Q(i)$ 를 분석할 필요가 있다. 우선 식 (14)와 식 (15)로 표현된 두 개의 함수를 정의하자.

$$D_{i,k}^{m,n}(\tau) = \frac{1}{T_b} \int_0^\tau s c_j^m(t + T_b - \tau) s c_k^n(t) dt \quad m, n = 1, 2, 3, 4, \quad (14)$$

$$U_{i,k}^{m,n}(\tau) = \frac{1}{T_b} \int_\tau^{T_b} s c_j^m(t - \tau) s c_k^n(t) dt \quad m, n = 1, 2, 3, 4, \quad (15)$$

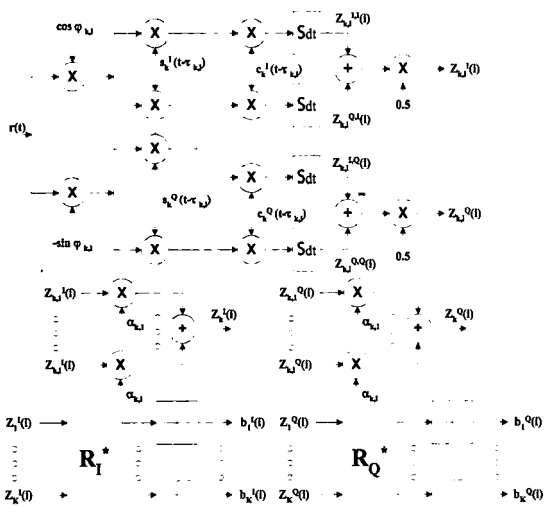


그림 2. WCDMA 시스템을 위한 유사 역상관계의 블록도
Fig. 2. Block diagram of the pseudo-decorrelator for WCDMA systems.

여기서 τ 는 양수이고, $sc_k^i(t)$, $i=1,2,3,4$ 는 다음 식으로 주어진다.

$$sc_k^1(t) = s_k^I(t) c_k^I(t) \quad (16)$$

$$sc_k^2(t) = s_k^I(t) c_k^Q(t) \quad (17)$$

$$sc_k^3(t) = s_k^Q(t) c_k^I(t) \quad (18)$$

$$sc_k^4(t) = s_k^Q(t) c_k^Q(t) \quad (19)$$

이 함수들을 이용하여 판단변수 $Z_k^i(i)$ 를 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$Z_k^i(i) = \sum_{j=1}^K \{ b_j(i-1) S_{j,k}^{1,1}(\tau_{k,i}) + b_j^I(i) S_{j,k}^{2,2}(\tau_{k,i}) + b_j^I(i+1) S_{j,k}^{1,3}(\tau_{k,i}) + b_j^Q(i-1) S_{j,k}^{2,1}(\tau_{k,i}) + b_j^Q(i) S_{j,k}^{2,2}(\tau_{k,i}) + b_j^Q(i+1) S_{j,k}^{3,3}(\tau_{k,i}) \} + n_{k,i}^I(i) \quad (20)$$

여기서 $W_j = \sqrt{2P_j T_b}$ 이다. 또한 $S_{j,k}^{m,n}(\tau_{k,i})$, $m=1,2$, $n=1,2,3$ 은 다음 식들과 같이 표현할 수 있다. 전송지연 시간이 $\tau_{j,k}^I = \tau_{j,p} - \hat{\tau}_{k,i} > 0$ 인 경우에는 식 (21)-(25)와 같이 표현된다.

$$S_{j,k}^{1,1}(\tau_{k,i}) = \sum_{\rho=1}^L \alpha_{j,\rho} [D_{j,k}^{1,1}(\tau_{j,k}^I) \cos \theta_{j,\rho} \cos \hat{\theta}_{k,i} + D_{j,k}^{3,3}(\tau_{j,k}^I) \sin \theta_{j,\rho} \sin \hat{\theta}_{k,i}] / 2 \quad (21)$$

$$S_{j,k}^{2,1}(\tau_{k,i}) = \sum_{\rho=1}^L \alpha_{j,\rho} [-D_{j,k}^{1,1}(\tau_{j,k}^I) \cos \theta_{j,\rho} \cos \hat{\theta}_{k,i} + D_{j,k}^{3,3}(\tau_{j,k}^I) \sin \theta_{j,\rho} \sin \hat{\theta}_{k,i}] / 2 \quad (22)$$

$$S_{j,k}^{1,2}(\tau_{k,i}) = \sum_{\rho=1}^L \alpha_{j,\rho} [U_{j,k}^{1,1}(\tau_{j,k}^I) \cos \theta_{j,\rho} \cos \hat{\theta}_{k,i} + U_{j,k}^{3,3}(\tau_{j,k}^I) \sin \theta_{j,\rho} \sin \hat{\theta}_{k,i}] / 2 \quad (23)$$

$$S_{j,k}^{2,2}(\tau_{k,i}) = \sum_{\rho=1}^L \alpha_{j,\rho} [-D_{j,k}^{1,1}(\tau_{j,k}^I) \cos \theta_{j,\rho} \cos \hat{\theta}_{k,i} + U_{j,k}^{3,3}(\tau_{j,k}^I) \sin \theta_{j,\rho} \sin \hat{\theta}_{k,i}] / 2 \quad (24)$$

$$S_{j,k}^{1,3}(\tau_{k,i}) = S_{j,k}^{2,3}(\tau_{k,i}) = 0 \quad (25)$$

또한 전송지연 시간이 $\tau_{j,k}^I = \tau_{j,p} - \hat{\tau}_{k,i} > 0$ 인 경우에는 식 (26)-(30)과 같이 표현된다.

$$S_{j,k}^{1,1}(\tau_{k,i}) = S_{j,k}^{2,1}(\tau_{k,i}) = 0 \quad (26)$$

$$S_{j,k}^{1,2}(\tau_{k,i}) = \sum_{\rho=1}^L \alpha_{j,\rho} [U_{j,k}^{1,1}(-\tau_{j,k}^I) \cos \theta_{j,\rho} \cos \hat{\theta}_{k,i} + U_{j,k}^{3,3}(-\tau_{j,k}^I) \sin \theta_{j,\rho} \sin \hat{\theta}_{k,i}] / 2 \quad (27)$$

$$S_{j,k}^{2,2}(\tau_{k,i}) = \sum_{\rho=1}^L \alpha_{j,\rho} [-U_{j,k}^{1,1}(-\tau_{j,k}^I) \cos \theta_{j,\rho} \cos \hat{\theta}_{k,i} + U_{j,k}^{3,3}(-\tau_{j,k}^I) \sin \theta_{j,\rho} \sin \hat{\theta}_{k,i}] / 2 \quad (28)$$

$$S_{j,k}^{1,3}(\tau_{k,i}) = \sum_{\rho=1}^L \alpha_{j,\rho} [D_{j,k}^{1,1}(-\tau_{j,k}^I) \cos \theta_{j,\rho} \cos \hat{\theta}_{k,i} + D_{j,k}^{3,3}(-\tau_{j,k}^I) \sin \theta_{j,\rho} \sin \hat{\theta}_{k,i}] / 2 \quad (29)$$

$$S_{j,k}^{2,3}(\tau_{k,i}) = \sum_{\rho=1}^L \alpha_{j,\rho} [-D_{j,k}^{1,1}(-\tau_{j,k}^I) \cos \theta_{j,\rho} \cos \hat{\theta}_{k,i} + D_{j,k}^{3,3}(-\tau_{j,k}^I) \sin \theta_{j,\rho} \sin \hat{\theta}_{k,i}] / 2 \quad (30)$$

같은 방법으로 판단변수 $Z_k^Q(i)$ 를 얻을 수 있다. 기존의 수신기에서는 $S_{j,k}^{m,n}(\tau_{k,i})$, $m=1,2$, $n=1,2,3$ 을 구하지 않아도 되기 때문에 구조가 간단해진다. 유사 역상관기에서는 $S_{j,k}^{m,n}(\tau_{k,i})$, $m=1,2$, $n=1,2,3$ 을 구해야 한다. 수신기에서는 정확한 지연시간 $\tau_{j,p}$ 와 위상 $\theta_{j,p}$ 를 알 수 없기 때문에 이들에 대한 추정값 $\hat{\tau}_{j,p}$ 와 $\hat{\theta}_{j,p}$ 를 이용하여 $S_{j,k}^{m,n}(\tau_{k,i})$, $m=1,2$, $n=1,2,3$ 을 구할 수 밖에 없다. 추정값 $\hat{S}_{j,k}^{m,n}(\tau_{k,i})$, $m=1,2$, $n=1,2,3$ 은 식 (21)-(30)에서 $\tau_{j,k}^I = \tau_{j,p} - \hat{\tau}_{k,i}$ 을 $\hat{\tau}_{j,k}^I = \hat{\tau}_{j,p} - \hat{\tau}_{k,i}$ 로 대체하여 얻을 수 있다.

사용자 k 의 전송정보를 복원하기 위한 최종적인 판단변수를 얻기 위해서는 RAKE 수신기의 각 가지에서 얻어진 판단변수인 $Z_k^i(i)$ 들을 결합할 필요가 있다. 이를 위해서 최대비 결합(maximal ratio combining) 방법을 적용하면, 판단변수 $Z_k^i(i)$ 는 식 (31)과 같이 표현할 수 있다.

$$Z_k^i(i) = \sum_{j=1}^K \hat{\alpha}_{k,i} Z_{k,i}^i(i) \quad (31)$$

모든 사용자에 대한 판단변수들을 동시에 표현하기 위해서는 행렬-벡터식을 사용하면 편리하다. 정합필터의 출력벡터를

$$\mathbf{Z}_I = [Z_1^I(i) \ Z_2^I(i) \ \dots \ Z_K^I(i)]^T \quad (32)$$

라고 하고, 사용자의 송신전력 행렬을

$$\mathbf{W} = \text{diag}\{ W_1, \dots, W_K, W_1, \dots, W_K, \dots, W_1, \dots, W_K \} \quad (33)$$

라고 하자. 송신전력 행렬 \mathbf{W} 는 $(6K \times 6K)$ 대각행렬(diagonal matrix)이다. 또한 데이터 시퀀스 벡터를 다음과 같이 정의하자.

$$\mathbf{B} = [\mathbf{b}(i-1) \ \mathbf{b}(i) \ \mathbf{b}(i+1)]^T \quad (34)$$

여기서 $\mathbf{b}(n)$, $n = i-1, i, i+1$ 은 식 (35)로 주어진다.

$$\mathbf{b}(n) = [b_1^i(n) \ b_1^q(n) \ \dots \ b_K^i(n) \ b_K^q(n)] \quad (35)$$

마지막으로 임펄스 잡음 벡터를

$$\mathbf{v}_1 = [v_1^i(i) \ v_1^q(i) \ \dots \ v_1^i(i)]^T \quad (36)$$

라고 하고, 상호상관 행렬을

$$\mathbf{R}_1 = [\mathbf{R}_1(i-1) \ \mathbf{R}_1(i) \ \mathbf{R}_1(i+1)]^T \quad (37)$$

으로 정의한다. 여기서 $\mathbf{R}_1(n)$, $n = i-1, i, i+1$ 은 식 (38)과 같이 주어진다.

$$\mathbf{R}_1(n) = \begin{bmatrix} r_{1,1}^i(n) & r_{1,1}^q(n) & \dots & r_{1,K}^i(n) & r_{1,K}^q(n) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ r_{K,1}^i(n) & r_{K,1}^q(n) & \dots & r_{K,K}^i(n) & r_{K,K}^q(n) \end{bmatrix} \quad (38)$$

상호상관 행렬 \mathbf{R}_1 는 $(K \times 6K)$ 비정방행 행렬 (non-square matrix)이다. 위에서 정의한 행렬과 벡터들을 이용하여 모든 사용자의 판단변수들을 한꺼번에 표현할 수 있다. 즉,

$$\mathbf{Z}_1 = \mathbf{R}_1 \mathbf{W} \mathbf{B} + \mathbf{v}_1 \quad (39)$$

상호상관 행렬 \mathbf{R}_1 의 구성원소들은 식 (40)-(45)로 표시할 수 있다. 주어진 $k=1, \dots, K$, $j=1, \dots, K$,에 대해

$$r_{k,j}^i(i-1) = \sum_{\tau_{k,l}} \hat{a}_{k,l} S_{j,k}^{1,1}(\hat{\tau}_{k,l}) \quad (40)$$

$$r_{k,j}^q(i-1) = \sum_{\tau_{k,l}} \hat{a}_{k,l} S_{j,k}^{2,1}(\hat{\tau}_{k,l}) \quad (41)$$

$$r_{k,j}^i(i) = \sum_{\tau_{k,l}} \hat{a}_{k,l} S_{j,k}^{1,2}(\hat{\tau}_{k,l}) \quad (42)$$

$$r_{k,j}^q(i) = \sum_{\tau_{k,l}} \hat{a}_{k,l} S_{j,k}^{2,2}(\hat{\tau}_{k,l}) \quad (43)$$

$$r_{k,j}^i(i+1) = \sum_{\tau_{k,l}} \hat{a}_{k,l} S_{j,k}^{1,3}(\hat{\tau}_{k,l}) \quad (44)$$

$$r_{k,j}^q(i+1) = \sum_{\tau_{k,l}} \hat{a}_{k,l} S_{j,k}^{2,3}(\hat{\tau}_{k,l}) \quad (45)$$

유사 역상관기에서는 상호상관 행렬 \mathbf{R}_1 의 일반 역행렬 \mathbf{R}_1^{-1} 을 구한 다음, 정합필터 출력 \mathbf{Z}_1 에 적용한다. 이렇게 해서 얻은 새로운 판단변수를 이용하여 사용자들의 전송정보를 복원해 낸다. 이를 수식으로 표현하면 다음과 같다. 사용자 k 의 DPDCH 비트를 복원하기 위해서는 식 (46)을 사용한다.

$$\hat{b}_k^i(i) = \text{sgn} [\hat{Z}_{1,2(K+k)}(i)] \quad (46)$$

여기서 $\hat{Z}_{1,2(K+k)}(i)$ 는 식 (47)로 주어지는 새로운 판단변수 벡터 $\hat{\mathbf{Z}}_1$ 의 $2(K+k)$ 번째 구성원소이다.

$$\hat{\mathbf{Z}}_1 = \mathbf{R}_1^{-1} * \mathbf{Z}_1 = \mathbf{R}_1^{-1} * \mathbf{R}_1 \mathbf{W} \mathbf{B} + \mathbf{R}_1^{-1} * \mathbf{v}_1 \quad (47)$$

같은 방식으로 사용자 k 의 DPCCH 비트를 복원하기 위해서는 식 (48)을 사용한다.

$$\hat{b}_k^q(i) = \text{sgn} [\hat{Z}_{Q,2(K+k)}(i)] \quad (48)$$

여기서 $\hat{Z}_{Q,2(K+k)}(i)$ 는 새로운 판단변수 벡터 $\hat{\mathbf{Z}}_Q$ 의 $2(K+k)$ 번째 구성원소이다.

III. 시뮬레이션 결과

사용자수가 $K=5 \sim 30$ 이고, 칩 수가 $N_c = 256$ 인 [7]에 기술된 확산코드를 사용하는 WCDMA 상향링크 시스템을 가지고 시뮬레이션을 실시하였다. 채널코드로는 DPDCH의 경우는 $C_{ch,256,0}$, DPCCH는 $C_{ch,256,64}$ 를 사용하였다. 확산시퀀스 (scrambling sequence)는 주기적으로 확장된 S(2) 계열의 코드를 이용해서 만들어진 $s_k^i(t)$ 와 $s_k^q(t)$ 를 사용하였다. 개개의 사용자는 80 프레임 분량의 데이터인 값이 0 혹은 1인 12,000 비트를 DPDCH를 통해서 전송한다. DPCCH로 전송되는 제어신호는 편의상 모두 1이라고 가정하였다. 여기서 채널코드와 확산시퀀스의 길이가 같기 때문에 상호상관 행렬에 대한 역행렬을 매 비트마다 구할 필요가 없다. 한 칩 당 10개의 샘플을 취하였다. 비트 $T_b = 1/15000$ 초이고, 반송파 주파수 $f_c = 2\text{GHz}$ 로 설정하였다. 전송 지연시간은 구간 $[0, T_c]$ 에서 균일하게 분포하는 난수들로 하였다. 각 사용자의 위상은 0에서 2π 사이에 균일하게 분포한다고 가정하였다. 사용자의 신호대 잡음비 (SNR)를 0 dB에서 18 dB까지 변하게 하고서 몬테카를로 시뮬레이션을 이용하여 비트 오차율 (BER)을 구하였다. 실험의 신뢰도를 높이기 위하여 시드 (seed)를 달리 하면서 같은 실험을 10번 반복하였다. 이렇게 해서 얻은 BER을 평균하여 사용하였다. 레일레이 다중 경로 채널로는 실측 데이터를 바탕으로 유도된, 각각의 경로에서 진폭이 표준편차가 0.93, 0.73, 0.28인 레일레이 분포를 갖는 채널을 선정하였다[8].

시뮬레이션 결과를 검증하기 위하여 분석적 방법을 도

입하는 것이 바람직하나, 유사 역상관기의 성능을 수식적으로 분석하는 것이 어렵기 때문에 [9]에서 제안하는 신뢰구간 추정기법을 사용하였다. 그림에 표시된 모든 그래프들은 3가지 심볼 세트에 구성되어 있다. 상위 심볼과 하위 심볼은 각각 95% 신뢰구간 $[l_c, u_c]$ 의 끝점인 u_c 와 l_c 를 나타내고, 중간 심볼은 실험데이터를 나타낸다.

설계된 유사 역상관기의 원근 저항성을 조사하기 위하여 사용자수가 $k=10$ 인 시스템에 대하여 시뮬레이션을 실시하였다. 그림 3에서는 9명의 간섭자들의 전력은 모두 같다고 가정하고, 간섭자들의 전력을 0 dB에서 18 dB까지 2 dB 간격으로 변화시키면서 수신기의 성능 변화를 관찰하였다. 그림 3을 보면 비트 오차율이 10^{-3} 인 경우에 유사 역상관기에서는 기존 수신기보다 간섭자 신호전력과 원하는 사용자의 신호전력의 비가 5 dB정도 더 증가하더라도 비슷한 성능을 보여주고 있음을 알 수 있다.

그림 4에는 간섭자 신호전력이 원하는 사용자의 신호전력보다 10 dB가 큰 경우에 대한 실험 결과를 표시하였다. 원하는 사용자의 신호전력을 0 dB에서 18 dB까지 2 dB 간격으로 변화시키면서 수신기의 성능이 어떻게 변화하는가를 관찰하였다. 그림 2에서 알 수 있는 것처럼 기존의 수신기에서는 신호전력을 증가시키더라도 성능이 개선되지 않는다. 기존의 수신기에서는 원하는 사용자의 신호전력이 증가하더라도 비트 오차율이 10^{-2} 근처에서 일정하게 유지됨을 알 수 있다. 반면에 유사 역상관기에서는 신호전력의 증가와 더불어 수신기의 성능이 계속적으로 향상되는 것을 관찰할 수 있다. 따라서 유사 역상관기는 원근 저항성을 갖는다고 말할 수 있다.

그림 5에서는 사용자수에 따른 수신기의 성능을 비교하여 도시하였다. 원하는 사용자의 신호전력을 10 dB로 고정시키고, 사용자수를 5명에서 30명까지 변화시키면

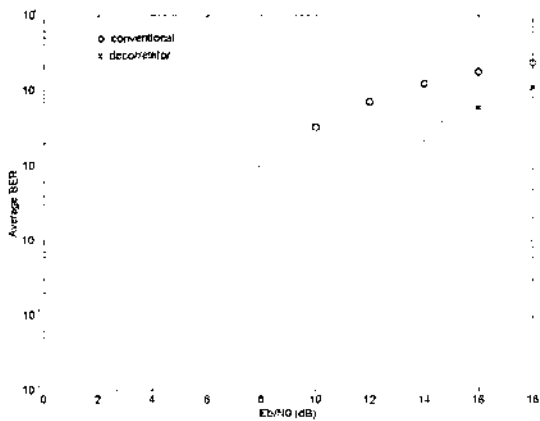


그림 3. 간섭자 전력에 따른 수신기의 성능비교
Fig. 3. Comparison of receivers performance with varying interferer power.

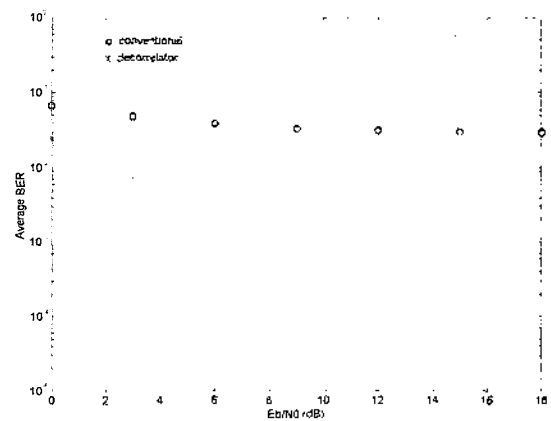


그림 4. 수신기의 원근 저항성 비교
Fig. 4. Near-far resistance of the receivers.

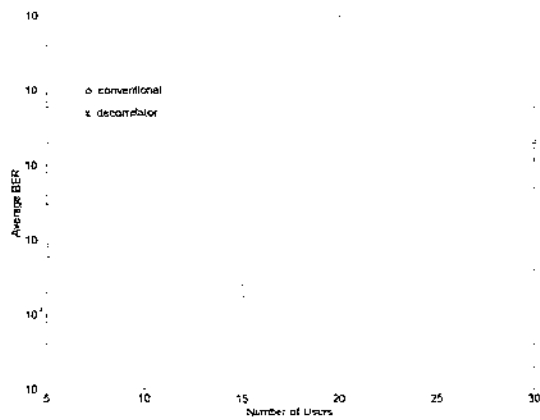


그림 5. 사용자수에 따른 수신기의 성능비교
Fig. 5. Comparison of receivers performance with varying number of users.

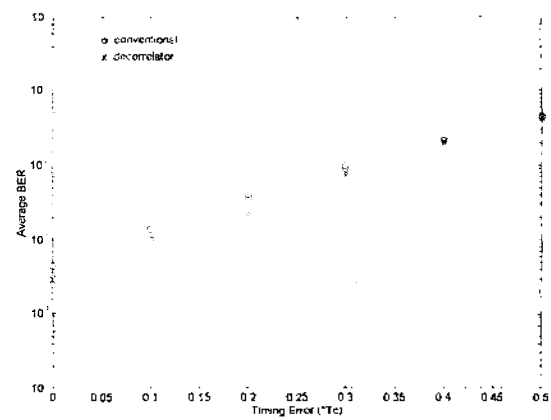


그림 6. 시간오차에 의한 수신기의 성능 열화
Fig. 6. Receiver performance degradation caused by timing errors.

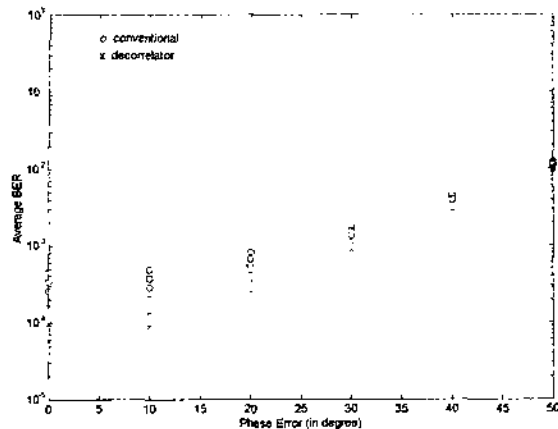


그림 7. 위상오차에 의한 수신기의 성능 열화
 Fig. 7. Receiver performance degradation caused by timing errors.

서 수신기들의 성능 변화를 관찰하였다. 그림 5에서 볼 수 있는 것처럼 비트 오차율 10^{-3} 을 기준으로 하여 두 수신기의 성능을 비교해 보면, 기존의 수신기에서는 15명 정도의 사용자를 수용할 수 있는데 반해, 유사 역상관기에서는 20명 이상의 사용자를 수용할 수 있음을 알 수 있다.

그림 6과 그림 7은 동기회로가 불완전해서 동기오차가 생기는 경우에 수신기들의 성능이 어떻게 변화하는가를 보여주고 있다. 그림 6은 $E_b/N_0 = 5$ dB이고 사용자수가 $K = 10$ 인 경우에 시간오차를 0에서 $0.5T_c$ 까지 변화시키면서 수신기들의 성능 열화를 관찰한 것이다. 이 그림은 시간오차가 증가함에 따라 유사 역상관기의 성능이 열화되고 있음을 보여주고 있다. 그렇지만, 시간오차가 $0.3T_c$ 보다 작은 경우에 유사 역상관기의 성능이 기존의 수신기보다 우수함을 알 수 있다.

그림 7은 $E_b/N_0 = 5$ dB이고 사용자수가 $K = 10$ 인 경우에 위상오차가 0°에서 50°까지 변할 때의 유사 역상관기의 성능 변화를 나타낸 것이다. 여기서 보면 위상오차가 커질수록 수신기들의 성능이 열화됨을 알 수 있다. 유사 역상관기의 성능은 위상오차가 30°가 될 때까지는 기존의 수신기의 성능보다 좋다는 것을 알 수 있다.

IV. 결론

본 연구에서는 레일레이 다중 경로 채널 환경에서의 WCDMA 상향링크 시스템을 위한 유사 역상관기를 제안하였다. 정합필터의 출력에서 얻어진 판단변수에 포함되

어 있는 다중사용자 간섭 성분을 분석하여, 전송되는 개개의 비트에 해당되는 상호상관 행렬을 얻는다. 이렇게 해서 얻어진 상호상관 행렬에 일반 역행렬 개념을 적용하여 주어진 행렬의 역행렬을 구하게 된다. 이를 정합필터 출력에 적용하면 새로운 향상된 판단변수를 얻을 수 있고, 이 판단변수를 사용하여 수신기의 성능을 향상시킬 수 있음을 레일레이 다중 경로 채널 환경에서의 여러 가지 시뮬레이션을 통하여 보여주었다. 이렇게 설계된 유사 역상관기는 레일레이 다중 경로 채널에서 원근 저항성을 갖게 된다는 것을 실험을 통해서 확인할 수 있었다. 또 송신 전력이 일정한 경우 유사 역상관기의 용량이 기존의 수신기에 비해 크다는 것을 확인할 수 있었다. 동기회로가 불완전한 경우에 동기오차에 의한 수신기의 성능 열화 현상이 생기게 되는데, 유사 역상관기의 경우는 이런 상황에서도 기존의 수신기보다 성능이 좋다는 것을 알 수 있었다.

감사의 글

본 연구는 한국과학재단 목적기초연구 (2000-1-30200-004-2) 지원으로 수행되었으므로 이에 고마움을 표시합니다.

참고 문헌

1. Shimon, Moshavi, "Multi-User Detection for DS-SS-CDMA Communications," *IEEE Commun. Magazine*, pp. 124-136, October 1996.
2. Alexandra Duel-Hallen, Jack Holtzman, and Zoran Zvonar, "Multiuser Detection for CDMA Systems," *IEEE Personal Communications*, pp. 46-58, April 1995.
3. J. H. Park, Pseudo-Decorrelating Multiuser Receivers for Asynchronous Code Division Multiple Access (CDMA) Systems, Dissertation, Univ. of Missouri-Folla, 1997.
4. J. H. Park and W. H. Tranter, Pseudo-Decorrelating Multiuser Receivers for Asynchronous Code Division Multiple Access (CDMA) Systems, *IEICE Trans. Commun.*, vol. E81-B, no. 11, pp. 2197-2204, Nov. 1998.
5. B. Rust, W. R. Burrus, and C. Schneeburger, "A Simple Algorithm for Computing the Generalized Inverse of a Matrix," *Commun. of the ACM*, vol. 9, no. 5, pp. 381-385, 7, May 1966.
6. 박중후, "광대역 코드분할 다중화 시스템 수신기의 성능 분석," *한국음향학회지*, 제20권 제6호, pp. 87-93, 8, 2001.
7. 3GPP Technical Spec. 25.213, Spreading and Modulation (FDD), vol. 3,3.0, June 2000.
8. R. M. Buehrer, A. Kaul, S. Striglis, and B. D. Woerner, "Analysis of DS-SS-CDMA parallel interference cancellation with phase and timing errors," *IEEE J. Select. Areas Commun.*,

vol. 14, no. 8, pp. 1522-1534, Oct, 1996.
 9. K. L. Kosbar and T. F. Chang, "Interval Estimation and Monte Carlo Simulation of Digital Communication Systems," Dept. of ECE, Univ. of Missouri-Rolla, 1994.

저자 약력

● 박 중 후 (Joong-Hoo Park)



1985년 2월: 서울대학교 전자공학과 학사
 1987년 2월: 서울대학교 전자공학과 석사
 1995년 5월: University of Missouri-Rolla 전기공학과 석사
 1997년 12월: University of Missouri-Rolla 전기공학과 박사
 1987년 1월~1992년 6월: LG전자 중앙연구소 (선임연구원)
 1992년 8월~1993년 3월: 나다텔 연구소 (선임연구원)
 1997년 11월~2000년 2월: 삼성전자 통신연구소 (수석연구원)

2000년 3월~현재: 한양대학교 공학대학 전자컴퓨터공학부 전임강사
 ※ 주관심분야: 디지털 신호처리, 디지털 통신 시스템, 이동통신 시스템

● 이 용 업 (Yong Up Lee)



1985년 2월: 서울대학교 전자공학과 공학사
 1987년 2월: 한국 과학기술원 전기 및 전자공학 공학 석사
 1996년 8월: 한국 과학기술원 전기 및 전자공학과 공학 박사
 1987년 8월~1998년 1월: 삼성전자 정보통신 연구소 선임 연구원
 1998년 3월~현재: 한림대학교 정보통신공학부 조교수
 ※ 주관심분야: 이동 통신 이론, 다중 사용자 검파, 스마트 안테나, 배열 신호처리