

# 광대역 코드분할 다중화 시스템 수신기의 성능 분석

## Performance Analysis of a Receiver for WCDMA Systems

박 중 후\*

(Joong-Hoo Park\*)

\*한양대학교 공학대학 전자컴퓨터공학부

(접수일자: 2001년 2월 23일; 채택일자: 2001년 7월 26일)

본 논문에서는 일반적인 코드분할 다중화 시스템을 위해 저자가 제안하였던 유사 역상관기를 변형하여 광대역 코드분할 다중화 시스템에 적합한 수신기를 설계하고, 백색 가우시안 채널 환경에서 성능을 분석하고 있다. 설계된 수신기에서는 판단변수에 포함되어 있는 다중사용자 간섭신호를 분석하여, 송신된 신호의 각 비트에 대응되는 상호상관 행렬을 얻게 된다. 이 상호상관 행렬을 역변환시킨 후, 기존의 수신기에서 얻어진 판단변수에 적용한다. 이렇게 해서 수신기의 성능을 향상시킬 수 있다. 제안된 수신기는 연속해서 3 비트를 받은 후에 바로 검출과정을 수행할 수 있다는 잇점이 있다. 지연시간이나 반송파 위상 오차가 존재하는 상황에서 설계된 수신기의 성능변화를 백색 가우시안 채널에서의 여러 가지 시뮬레이션을 통해서 확인하였다. 그 결과 여기에서 제안한 수신기가 기존 수신기나, 병렬 간섭제거기에 비해 성능이 우수하다는 것을 알 수 있었다.

**핵심용어:** 유사 역상관기, 광대역 코드분할 다중화 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 receiver for WCDMA uplink systems over an additive white Gaussian noise 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. In this receiver, the detection process can be started after the first three consecutive bits are received. Simulation results are presented for K-user systems over an additive white Gaussian noise channel under the circumstances in which synchronization errors, including time delay errors and carrier phase errors exist. It is shown that the proposed receiver performs better than a conventional receiver and parallel interference canceller.

**Keywords:** Pseudo-decorrelator, WCDMA (wideband code division multiple access) system

**ASK subject classification:** Acoustic communication (6.5)

## I. 서론

아날로그 셀룰라 시스템에서의 용량부족 문제가 대두 되자, 용량을 증가시키기 위해서 1987년 디지털 셀룰라 시스템을 개발하게 되었다. 현재 사용 중인 GSM, PDC,

책임저자: 박중후 (jhpark1@hanyang.ac.kr)  
425-822 경기도 안산시 사1동 1271번지  
한양대학교 공과대학 전자컴퓨터공학부  
(전화: 031-400-5298; 팩스: 031-501-7502)

cdmaOne (IS-95), US-TDMA (IS-136) 등과 같은 디지털 셀룰라 시스템은 음성통신을 위주로 하는 이동통신 시스템이다. 음성통신을 포함하는 멀티미디어 통신을 수용하기 위하여 새로운 이동통신 시스템이 고안되었는데, 대표적인 시스템으로는 기존의 IS-95를 확장한 IS-2000 과 GSM과의 역방향 호환성 (backward compatibility)을 추구하는 광대역 코드분할 다중화 시스템 (WCDMA system) 이 있다[1].

코드분할 다중화 시스템(CDMA system)에서는 다중사용자 간섭(multiple access interference)이 시스템의 용량과 성능을 제약하는 요인 중의 하나이다. 다중사용자 간섭은 사용자들에게 할당되어 있는 코드들 간의 시간 오프셋 때문에 생기게 된다. 하나의 사용자에 의한 다중사용자 간섭의 영향은 작지만, 사용자의 수나 간섭신호의 력이 증가하면 이 성분은 무시할 수 없을 정도로 커진다.

다중사용자 간섭을 줄이기 위한 하나의 방법으로 다중사용자 검출(multiuser detection)에 많은 사람들의 관심이 집중되고 있다. 다중 사용자 검출에서는 개개의 사용자 검출을 효과적으로 하기 위하여 여러 사용자의 코드와 타이밍 정보를 모두 이용한다. 여기에서 사용자들에게 할당된 코드는 수신기에서 알고 있다고 가정한다[2]. Verdu는 [3]에서 최적 다중사용자 수신기(optimal multiuser receiver)를 제안하고 분석하고 있다. 불행하게도 이 수신기는 너무 복잡하여 실제의 코드분할 다중화 시스템에 적용할 수 없다. 그래서 최근에는 좋은 성능을 가지면서 하드웨어 구현이 가능한 준최적 다중사용자 수신기(suboptimal multiuser receiver)에 대한 연구를 많이 하고 있다.

준최적 다중사용자 수신기 중에서 많이 쓰이는 수신기로는 역상관 수신기(decorrelating receiver)가 있다. 저자는 [4, 5]에서 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 일반역행렬 개념[6]을 적용하여 주어진 행렬의 역행렬을 구하고, 정합필터 출력에 적용하여 얻어진 새로운 판단변수를 사용하여 수신기의 성능 향상을 도모하고 있다. 이 수신기에서는 전송되는 개개의 비트에 같은 코드가 할당되는 경우에는 상호상관 행렬에 대한 역행렬을 계산하는 작업을 한번만 수행하면 된다. 또한 비트 단위로 검출과정을 수행할 수 있기 때문에 하드웨어가 간단해질 수 있다[5].

앞에서 설명한 유사 역상관기의 개념은 광대역 코드분할 다중화 시스템에도 적용할 수 있다. 본 논문에서는 광대역 코드분할 다중화 시스템에 적합한 유사 역상관기를 제안하고자 한다. 한편, 상용 시스템들은 동기회로가 아무리 정확하다고 하더라도 시간 지연, 반송파 위상, 반송파 주파수 등과 같은 시스템 파라메타가 추정오차의 영향을 받게 된다[7]. 여기에서는 시뮬레이션을 통해 시간오차와 위상오차가 광대역 코드분할 다중화 시스템 수신기에 미치는 영향을 조사하고자 한다.

이 논문의 구성은 다음과 같다. 서론에 이어 II장에서는 광대역 코드분할 다중화 시스템을 위한 수신기를 설계한다. III장에서는 시간오차나 위상오차와 같은 동기오차가 존재하는 경우에 가우시안 채널에서의 컴퓨터 시뮬레이션을 통해서 II장에서 설계한 광대역 코드분할 다중화 시스템 수신기의 성능을 분석하며, 마지막 IV장에서는 결론을 내린다.

## II. 광대역 코드분할 다중화 시스템을 위한 수신기

가우시안 채널에서 동작하고 QPSK(Quadrature Phase Shift Keying) 방식으로 변조한, 사용자 수가  $K$ 인 광대역 코드분할 다중화 시스템을 생각하자. 사용자  $k$ 는 식 (2)와 같이 주어지는 이진 데이터를 전송한다.

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

$$b_k^I(i), b_k^Q(i) \in \{\pm 1\} \quad (1)$$

여기서  $T_b$ 는 비트 지속시간이고,  $N$ 은 입력 데이터 시퀀스의 길이이다.  $b_k^I(i)$ 는 사용자  $k$ 의  $i$ 번째 DPDCH(Dedicated Physical Data Channel) 비트이고,  $b_k^Q(i)$ 는  $i$ 번째 DPCCH(Dedicated Physical Control Channel) 비트이다. 또한  $p_b(t)$ 는 식 (3)으로 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  $k$ 의 I-/Q-branch로 전송되는 데이터는 각각 채널코드(channelization code),  $c_k^I(t)$ 와  $c_k^Q(t)$ 에 의해 확산된다. 주어진 채널코드는 한 칩(chip)의 길이가  $T_c$ 인 단위사각펄스라고 가정한다. 식 (2)에 의해 주어지는 신호는 식 (3)에 나타난 복소값(complex value)을 가지는 확산코드에 의해 확산된다.

$$s_k(t) = s_k^I(t) + js_k^Q(t) \quad (3)$$

사용자  $k$ 의 송신기 출력은 그림 1을 통해서 알 수 있는 것처럼 다음 식으로 표현된다.

$$x_k(t) = \sqrt{2P_k} [b_k^I(t) c_k^I(t) s_k^I(t) - b_k^Q(t) c_k^Q(t) s_k^Q(t)] \times \cos(\omega_c t + \phi_k)$$

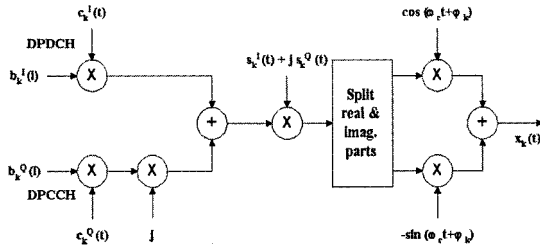


그림 1. 광대역 코드분할 다중화 시스템 상향링크 변조 방식  
Fig. 1. Modulation scheme of WCDMA uplink system.

$$-\sqrt{2P_k} [ b_k^I(t) c_k^I(t) s_k^Q(t) + b_k^Q(t) c_k^Q(t) s_k^I(t) ] \times \sin(\omega_c t + \varphi_k) \quad (4)$$

여기서  $P_k$ 는 송신 전력이고,  $\varphi_k$ 는 반송파 위상이며,  $\omega_c$ 는 반송파 주파수이다. 사용자  $k$ 의 전송 지연시간을  $\tau_k$ 라고 하면, 수신기에서 받는 신호는 여러 사용자의 신호와 잡음의 합으로 나타나며, 식 (5)와 같이 표현할 수 있다.

$$r(t) = \sum_{k=1}^K x_k(t - \tau_k) + n(t). \quad (5)$$

여기서  $n(t)$ 는 양방향 확률밀도함수가  $N_0/2$ 이고, 평균값이 0인 백색 가우시안 잡음이다. 수신된 신호를 저역통과 필터에 통과시키면 식 (5)를 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{2P_k} \{ [ b_k^I(t - \tau_k) c_k^I(t - \tau_k) s_k^I(t - \tau_k) - b_k^Q(t - \tau_k) c_k^Q(t - \tau_k) s_k^Q(t - \tau_k) ] \times \cos \varphi_k - [ b_k^I(t - \tau_k) c_k^I(t - \tau_k) s_k^Q(t - \tau_k) + b_k^Q(t - \tau_k) c_k^Q(t - \tau_k) s_k^I(t - \tau_k) ] \times \sin \varphi_k \} + v(t) \quad (6)$$

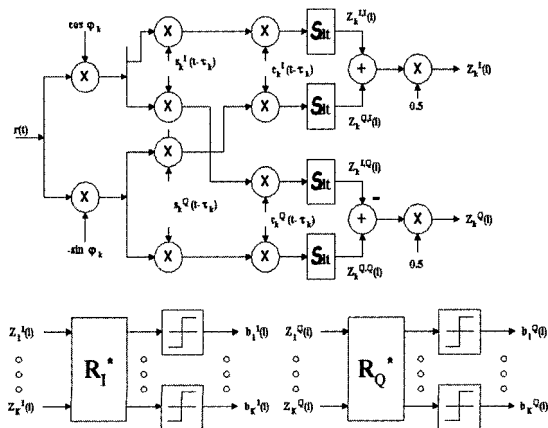


그림 2. 광대역 코드분할 다중화 시스템 수신기의 블록도  
Fig. 2. Block diagram of a WCDMA receiver.

여기서  $v(t)$ 는 백색 가우시안 잡음  $n(t)$ 를 저역통과 필터에 통과시켜 얻은 잡음 신호이다. 식 (6)에 표현된 위상  $\varphi_k$ 와 지연시간  $\tau_k$ 는 독립적인 랜덤변수라고 가정할 수 있으며, 위상은 구간  $[0, 2\pi]$ 에서 균일하게 분포하고, 지연시간은 구간  $[0, T_b]$ 에서 균일하게 분포한다고 가정한다.

만일 지연시간  $\tau_k$ 의 추정값을  $\hat{\tau}_k$ 라고 하고, 위상  $\varphi_k$ 의 추정값을  $\hat{\varphi}_k$ 라고 하자. 일반적으로 전송 지연시간을  $0 \leq \hat{\tau}_1 \leq \hat{\tau}_2 \leq \hat{\tau}_k < T_b$ 와 같이 배열한다고 하면, 사용자  $k$ 에 대한 판단변수는 그림 2에서 알 수 있는 것처럼 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$z_k(i) = Z_k^I(i) + j Z_k^Q(i) = [ Z_k^{I,I}(i) + Z_k^{Q,I}(i) ] / 2 + j [ Z_k^{Q,Q}(i) - Z_k^{I,Q}(i) ] / 2 \quad (7)$$

여기서  $Z_k^I(i)$ 는 DPDCH 데이터를 복원하는데 사용되는 판단변수이고,  $Z_k^Q(i)$ 는 DPCCH 데이터를 복원하는데 사용되는 판단변수를 가리킨다. 또한 식 (7)에 표현된  $Z_k^{I,I}(i)$ ,  $Z_k^{I,Q}(i)$ ,  $Z_k^{Q,I}(i)$ ,  $Z_k^{Q,Q}(i)$ 는 정합필터 (matched filter)의 출력을 나타내며, 각각 식 (8)-(11)로 표현할 수 있다.

$$Z_k^{I,I}(j) = \int_{T_b + \hat{\tau}_k}^{(i+1)T_b + \hat{\tau}_k} r(t) \cos \hat{\varphi}_k s_k^I(t - \hat{\tau}_k) \times c_k^I(t - \hat{\tau}_k) dt, \quad (8)$$

$$Z_k^{I,Q}(j) = \int_{T_b + \tau_k}^{(i+1)T_b + \tau_k} r(t) \sin \varphi_k s_k^I(t - \tau_k) \times c_k^Q(t - \tau_k) dt, \quad (9)$$

$$Z_k^{Q,I}(j) = \int_{T_b + \tau_k}^{(i+1)T_b + \tau_k} r(t) \sin \varphi_k s_k^Q(t - \tau_k) \times c_k^I(t - \tau_k) dt, \quad (10)$$

$$Z_k^{Q,Q}(j) = \int_{T_b + \tau_k}^{(i+1)T_b + \tau_k} r(t) \cos \varphi_k s_k^Q(t - \tau_k) \times c_k^Q(t - \tau_k) dt. \quad (11)$$

여기서 설계된 수신기에서는 위상과 지연시간의 추정값을 이용하여 판단변수  $Z_k^I(i)$ 와  $Z_k^Q(i)$ 를 분석할 필요가 있다. 우선 식 (12), (13)으로 표현된 두 개의 함수를 정의하자.

$$D_{m,k}^{i,j}(\tau) = \frac{1}{T_b} \int_0^\tau sc_m^i(t+T_b-\tau) sc_k^j(t) dt, \quad i, j=1,2,3,4, \quad (12)$$

$$U_{m,k}^{i,j}(\tau) = \frac{1}{T_b} \int_\tau^{T_b} sc_m^i(t-\tau) sc_k^j(t) dt, \quad i, j=1,2,3,4, \quad (13)$$

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

$$sc_k^1(t) = s_k^I(t) c_k^I(t), \quad (14)$$

$$sc_k^2(t) = s_k^I(t) c_k^Q(t), \quad (15)$$

$$sc_k^3(t) = s_k^Q(t) c_k^I(t), \quad (16)$$

$$sc_k^4(t) = s_k^Q(t) c_k^Q(t). \quad (17)$$

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

$$Z_k^I(i) = \sum_{m=1}^K W_m \{ b_m^I(i-1) S_{m,k}^{1,1}(\tau_{m,k}) + b_m^I(i) S_{m,k}^{1,2}(\tau_{m,k}) + b_m^I(i+1) S_{m,k}^{1,3}(\tau_{m,k}) + b_m^Q(i-1) S_{m,k}^{2,1}(\tau_{m,k}) + b_m^Q(i) S_{m,k}^{2,3}(\tau_{m,k}) + b_m^Q(i+1) S_{m,k}^{2,3}(\tau_{m,k}) \} + v_k^I(i) \quad (18)$$

여기서

$$W_m = \sqrt{sP_m T_b}. \quad (19)$$

이고,  $\tau_{m,k} = \tau_m - \hat{\tau}_k$ 이다. 또한  $S_{m,k}^{i,j}(\tau_{m,k})$ ,  $i=1,2, j=1,2,3$ 은 식 (20)-(29)와 같이 표현할 수 있다.

For  $\tau_m > \tau_k$ ,

$$S_{m,k}^{1,1}(\tau_{m,k}) = [ D_{m,k}^{1,1}(\tau_{m,k}) \cos \varphi_m \cos \hat{\varphi}_k - D_{m,k}^{3,1}(\tau_{m,k}) \sin \varphi_m \cos \hat{\varphi}_k - D_{m,k}^{1,3}(\tau_{m,k}) \cos \varphi_m \sin \hat{\varphi}_k + D_{m,k}^{3,3}(\tau_{m,k}) \sin \varphi_m \sin \hat{\varphi}_k ] / 2 \quad (20)$$

$$S_{m,k}^{2,1}(\tau_{m,k}) = [ - D_{m,k}^{4,1}(\tau_{m,k}) \cos \varphi_m \cos \hat{\varphi}_k - D_{m,k}^{2,1}(\tau_{m,k}) \sin \varphi_m \cos \hat{\varphi}_k - D_{m,k}^{4,3}(\tau_{m,k}) \cos \varphi_m \sin \hat{\varphi}_k + D_{m,k}^{2,3}(\tau_{m,k}) \sin \varphi_m \sin \hat{\varphi}_k ] / 2 \quad (21)$$

$$S_{m,k}^{1,2}(\tau_{m,k}) = [ U_{m,k}^{1,1}(\tau_{m,k}) \cos \varphi_m \cos \varphi_k$$

$$- U_{m,k}^{3,1}(\tau_{m,k}) \sin \varphi_m \cos \hat{\varphi}_k - U_{m,k}^{1,3}(\tau_{m,k}) \cos \varphi_m \sin \hat{\varphi}_k + U_{m,k}^{3,3}(\tau_{m,k}) \sin \varphi_m \sin \hat{\varphi}_k ] / 2 \quad (22)$$

$$S_{m,k}^{2,2}(\tau_{m,k}) = [ U_{m,k}^{4,1}(\tau_{m,k}) \cos \varphi_m \cos \hat{\varphi}_k - U_{m,k}^{2,1}(\tau_{m,k}) \sin \varphi_m \cos \hat{\varphi}_k + U_{m,k}^{4,3}(\tau_{m,k}) \cos \varphi_m \sin \hat{\varphi}_k + U_{m,k}^{2,3}(\tau_{m,k}) \sin \varphi_m \sin \hat{\varphi}_k ] / 2 \quad (23)$$

$$S_{m,k}^{1,3}(\tau_{m,k}) = S_{m,k}^{2,3}(\tau_{m,k}) = 0. \quad (24)$$

For  $\tau_m < \tau_k$ ,

$$S_{m,k}^{1,1}(\tau_{m,k}) = S_{m,k}^{2,1}(\tau_{m,k}) = 0. \quad (25)$$

$$S_{m,k}^{2,2}(\tau_{m,k}) = [ - U_{m,k}^{4,1}(-\tau_{m,k}) \cos \varphi_m \cos \hat{\varphi}_k - U_{m,k}^{3,1}(-\tau_{m,k}) \sin \varphi_m \cos \hat{\varphi}_k - U_{m,k}^{1,3}(-\tau_{m,k}) \cos \varphi_m \sin \hat{\varphi}_k + U_{m,k}^{3,3}(-\tau_{m,k}) \sin \varphi_m \sin \hat{\varphi}_k ] / 2 \quad (26)$$

$$S_{m,k}^{2,2}(\tau_{m,k}) = [ - U_{m,k}^{4,1}(-\tau_{m,k}) \cos \varphi_m \cos \hat{\varphi}_k - U_{m,k}^{2,1}(-\tau_{m,k}) \sin \varphi_m \cos \hat{\varphi}_k + U_{m,k}^{4,3}(-\tau_{m,k}) \cos \varphi_m \sin \hat{\varphi}_k + U_{m,k}^{2,3}(-\tau_{m,k}) \sin \varphi_m \sin \hat{\varphi}_k ] / 2 \quad (27)$$

$$S_{m,k}^{1,3}(\tau_{m,k}) = [ D_{m,k}^{1,1}(-\tau_{m,k}) \cos \varphi_m \cos \hat{\varphi}_k - D_{m,k}^{3,1}(-\tau_{m,k}) \sin \varphi_m \cos \hat{\varphi}_k - D_{m,k}^{1,3}(-\tau_{m,k}) \cos \varphi_m \sin \hat{\varphi}_k + D_{m,k}^{3,3}(-\tau_{m,k}) \sin \varphi_m \sin \hat{\varphi}_k ] / 2 \quad (28)$$

$$S_{m,k}^{2,3}(\tau_{m,k}) = [ - D_{m,k}^{4,1}(-\tau_{m,k}) \cos \varphi_m \cos \hat{\varphi}_k - D_{m,k}^{2,1}(-\tau_{m,k}) \sin \varphi_m \cos \hat{\varphi}_k + D_{m,k}^{4,3}(-\tau_{m,k}) \cos \varphi_m \sin \hat{\varphi}_k + D_{m,k}^{2,3}(-\tau_{m,k}) \sin \varphi_m \sin \hat{\varphi}_k ] / 2 \quad (29)$$

같은 방법으로 판단변수  $Z_k^Q(i)$ 를 얻을 수 있다.

기존의 수신기에서는  $S_{m,k}^{i,j}(\tau_{m,k})$ ,  $i=1,2, j=1,2,3$ 을 구하지 않아도 되기 때문에 구조가 간단해진다. 준최적 수신기에서는  $S_{m,k}^{i,j}(\tau_{m,k})$ ,  $i=1,2, j=1,2,3$ 을 구해야 한다. 수신기에서는 정확한 지연시간  $\tau_m$ 과 위상  $\varphi_m$ 을 알 수 없기 때문에, 이들에 대한 추정값  $\hat{\tau}_m$

와  $\hat{\varphi}_m$ 을 이용하여  $S_{m,k}^{i,j}(\tau_{m,k})$ ,  $i=1,2, j=1,2,3$ 을 구할 수밖에 없다. 추정값  $\hat{S}_{m,k}^{i,j}(\hat{\tau}_{m,k})$ ,  $i=1,2, j=1,2,3$ 은 식 (20)-(29)에서  $\tau_{m,k}$ 를  $\hat{\tau}_{m,k}$ 로 대치하여 얻을 수 있다.

위에서 설명한 광대역 코드분할 다중화 시스템을 분석하기 위해서 행렬-벡터식을 사용하면 편리하다. 정합필터의 출력벡터를

$$Z_I = [Z_1^I(i) \ Z_2^I(i) \ \dots \ Z_K^I(i)]^T, \quad (30)$$

라고 하고, 사용자의 송신전력 행렬을

$$W = \text{diag}\{W_1, \dots, W_K, W_1, \dots, W_K, \dots, W_1, \dots, W_K\} \quad (31)$$

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

$$B = [b(i-1) \ b(i) \ b(i+1)]^T. \quad (32)$$

여기서  $b(n)$ ,  $n=i-1, i, i+1$ 은 식 (33)으로 주어진다.

$$b(n) = [b_1^I(n) \ b_1^Q(n) \ \dots \ b_k^I(n) \ b_k^Q(n)]. \quad (33)$$

마지막으로 임펄스 잡음 벡터를

$$v_I = [v_1^I(i) \ v_2^I(i) \ \dots \ v_k^I(i)]^T, \quad (34)$$

라고 하고, 상호상관 행렬을

$$R_I = [R_I(i-1) \ R_I(i) \ R_I(i+1)]^T \quad (35)$$

으로 정의한다. 여기서  $R_I(n)$ ,  $n=i-1, i, i+1$ 은 식 (36)과 같이 주어진다.

$$R_I(n) = \begin{bmatrix} r_{1,1}^I(n) & r_{1,1}^Q(n) & \dots & r_{1,K}^I(n) & r_{1,K}^Q(n) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ r_{K,1}^I(n) & r_{K,1}^Q(n) & \dots & r_{K,K}^I(n) & r_{K,K}^Q(n) \end{bmatrix} \quad (36)$$

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

$$Z_I = R_I WB + v_I. \quad (37)$$

상호상관 행렬  $R_i$ 의 구성원소 들은 식 (38)-(43)으로 표시할 수 있다. 주어진  $k=1, \dots, l, m=1, \dots, K$ , 에 대해

$$r_{k,m}^I(i-1) = \hat{S}_{m,k}^{1,1}(\hat{\tau}_{m,k}), \quad (38)$$

$$r_{k,m}^Q(i-1) = \hat{S}_{m,k}^{2,1}(\hat{\tau}_{m,k}), \quad (39)$$

$$r_{k,m}^I(i) = \hat{S}_{m,k}^{1,2}(\hat{\tau}_{m,k}); \quad (40)$$

$$r_{k,m}^Q(i) = \hat{S}_{m,k}^{2,2}(\hat{\tau}_{m,k}), \quad (41)$$

$$r_{k,m}^I(i+1) = \hat{S}_{m,k}^{1,3}(\hat{\tau}_{m,k}), \quad (42)$$

$$r_{k,m}^Q(i+1) = \hat{S}_{m,k}^{2,3}(\hat{\tau}_{m,k}), \quad (43)$$

준최적 수신기에서는 상호상관 행렬  $R_i$ 의 역행렬  $R_i^*$  (generalized inverse of  $R_i$ )을 구한 다음, 정합필터 출력  $Z_i$ 에 적용한다. 이렇게 해서 얻은 새로운 판단변수 이용하여 사용자들의 전송정보를 복원해 낸다. 이를 수식으로 표현하면 다음과 같다. 사용자  $k$ 의 DPDCH 비트를 복원하기 위해서는 식 (44)를 사용한다.

$$\hat{b}_k^I(i) = \text{sgn}[Z_{1,2(K+k)}(i)] \quad (44)$$

여기서  $Z_{1,2(K+k)}(i)$ 는 식 (45)로 주어지는 새로운 판단변수 벡터  $Z_I$ 의  $2(K+k)$ 번째 구성원소이다.

$$Z_I = R_I^* Z_I = R_I^* R_I WB + R_I^* v_I. \quad (45)$$

같은 방식으로 사용자  $k$ 의 DPCCH 비트를 복원하기 위해서는 식 (46)을 사용한다.

$$b_k^Q(i) = \text{sgn}[Z_{Q,2(K+k)}(i)] \quad (46)$$

여기서  $Z_{Q,2(K+k)}(i)$ 는 새로운 판단변수 벡터  $Z_Q$ 의  $2(K+k)$ 번째 구성원소이다.

### III. 시뮬레이션 결과

백색 가우시안 채널에서의 기존 수신기, 병렬 간섭제거기 (PIC), 제안된 수신기의 성능을 비트오차율 (BER)을 사용하여 비교하였다. 여기에서 사용된 병렬 간섭제거기는 [8]에 설명된, 보편적으로 많이 사용되는 첫 단에 기존 수신기를 이용하는 2단계 병렬 간섭제거기이다. 사용자 수가  $K=10$ 이고, 칩 수가  $N_c=256$ 인 [9]에 기술된 확산

코드를 사용하는, II장에서 설명한 광대역 코드분할 다중화 시스템을 가지고 시뮬레이션을 실시하였다.

채널코드로는 DPDCH의 경우는  $C_{ch,256,0}$ , DPCCH는  $C_{ch,256,64}$  [9]를 사용하였다. 확산시퀀스는 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 1 이라고 가정하였다. 여기서 채널코드와 확산시퀀스의 길이가 같기 때문에 상호상관 행렬에 대한 역행렬을 매 비트마다 구할 필요가 없다. 한 칩당 10개의 샘플을 취하였다. 비트  $T_b = 1/15000$ 초이고, 반송파 주파수  $f_c = 2GHz$ 로 설정하였다. 전송 지연시간은 구간  $[0, T_c]$ 에서 균일하게 분포하는 난수들로 하였다. 각 사용자의 위상은 0에서  $2\pi$  사이에 균일하게 분포한다고 가정하였다. 사용자의 신호대 잡음비 (SNR)를 0dB에서 18dB까지 변화게 하고서 몬테카를로 시뮬레이션을 이용하여 비트 오차율을 구하였다. 실험의 신뢰도를 높이기 위하여 시드 (seed)를 달리 하면서 같은 실험을 10번 반복하였다. 이렇게 해서 얻은 비트오차율을 평균하여 사용하였다.

그림 3은  $E_b/N_0$ 를 0dB부터 10dB까지 변화시키면서 다중사용자 수신기들의 성능을 비교한 것이다. 실험결과를 검증하기 위하여 [4]에서 제안한 것과 같은 방식으로 유도된 하한 바운드 (lower bound)를 사용하였다. 비트오차율이  $10^{-3}$ 인 경우를 보면 제안된 수신기가 기존 수신기보다 2dB 정도 성능이 좋고, 비트오차율이  $10^{-4}$ 인 경우를 보면 제안된 수신기가 기존 수신기보다 4dB 정도 성능이 좋음을 알 수 있다. 병렬 간섭제거기와 비교해 보면 성능 면에서 차이가 없음을 알 수 있다.

실제의 시스템에서는 동기검출회로를 통과한 신호에 시간오차나 위상오차가 존재한다. 이러한 동기 오차들이 시스템 성능에 미치는 영향을 관찰하기 위하여 몇 가지 실험을 실시하였다. 시뮬레이션을 하는 시스템에서는 모든 사용자들의 신호가 동일한 동기검출회로를 통과하기 때문에, 여기에서는 모든 사용자가 같은 동기 오차를 갖는다고 가정하였다.

그림 4는 시간오차가 시스템 성능에 미치는 영향을 관찰한 결과이다. 모든 사용자의 전송전력을 6dB로 고정하였고, 칩 동기 오차를 0.5칩까지 변화시키면서 실험을 하였다. 그림에서 볼 수 있는 것 같이 칩 시간 오차가 증가함에 따라 모든 수신기의 성능이 나빠진다. 그러나 시간 오차가 0.2칩에 이를 때까지는 제안된 수신기의 성능이 기존 수신기보다 좋다는 것을 알 수 있다. 병렬 간섭제거기와 제안된 수신기를 비교해 보면 성능의 차이가 거의 없다.

그림 5는  $E_b/N_0$ 를 0dB부터 15dB까지 변화시키면서 다중사용자 수신기들의 성능을 비교한 것이다. 수신기들에는 0.1칩의 시간 오차가 존재한다고 가정하였다. 일반적으로 음성통신의 품질을 따질 때, 비트오차율  $10^{-3}$ 을 기준으로 판단하게 된다. 이 비트오차율을 만족시키기 위해서

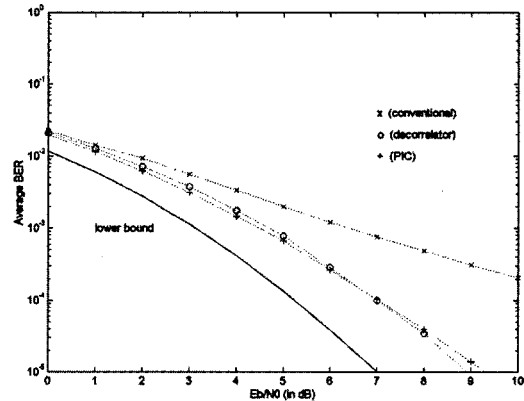


그림 3. 다중사용자가 수신기의 성능 비교  
Fig. 3. Performance curves for multiuser receivers.

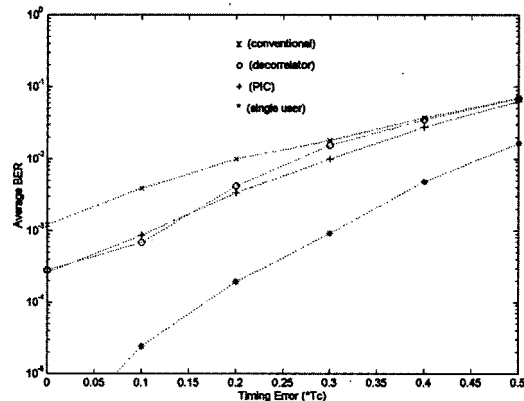


그림 4. 시간오차에 의한 성능 변화  
Fig. 4. Performance degradation caused by timing errors.

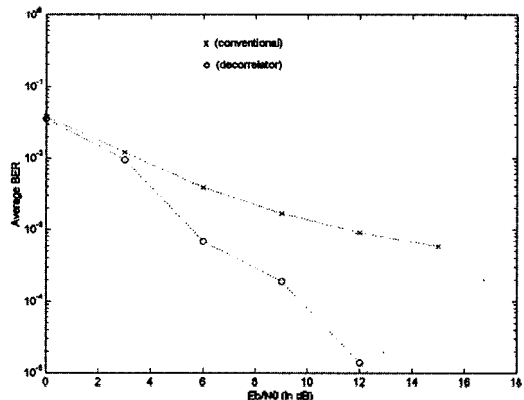


그림 5. 시간오차가 있는 수신기의 비트오차율  
Fig. 5. BER versus  $E_b/N_0$  for multiuser receivers with timing errors.

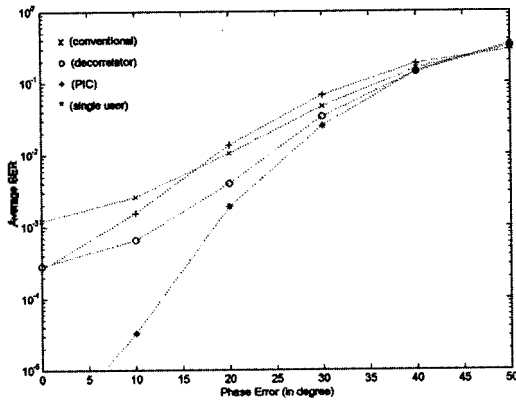


그림 6. 위상 오차에 의한 성능 변화  
Fig. 6. Performance degradation caused by phase errors.

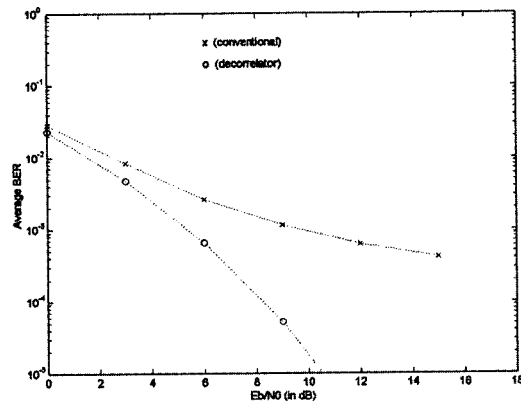


그림 7. 위상 오차가 있는 수신기의 비트오차율  
Fig. 7. BER versus  $E_b/N_0$  for multiuser receivers with phase errors.

기존 수신기에서는 12dB가 요구되나, 제안된 수신기에서는 6dB면 된다. 두 수신기의 성능 차이는 낮은 비트오차율에서 두드러지게 나타남을 그림을 통해서 알 수 있다.

그림 6과 7은 위상오차가 시스템 성능에 미치는 영향을 관찰한 결과들이다. 그림 6에서는 모든 사용자의 전송전력을 6dB로 고정하였고, 위상 오차를 50°까지 변화시키면서 실험을 한 결과를 보여주고 있다. 그림에서 볼 수 있는 것처럼 위상 오차가 증가함에 따라 수신기들의 성능이 나빠진다. 그러나 위상 오차가 20°가 될 때까지는 제안된 수신기의 성능이 기존 수신기보다 좋다는 것을 알 수 있다. 병렬 간섭제거기와 제안된 수신기의 성능을 비교해보면, 제안된 수신기가 성능이 우수함을 알 수 있다.

그림 7은  $E_b/N_0$ 를 0dB부터 15dB까지 변화시키면서 다중사용자 수신기들의 성능을 비교한 것이다. 수신기들에는 10°의 위상 오차가 존재한다고 가정하였다. 여기에서도 앞서와 마찬가지로 제안된 수신기의 성능이 기존 수신기보다 우수하다는 것을 확인할 수 있다.

## IV. 결론

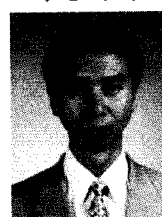
본 연구에서는 백색 가우시안 채널 상에서의 광대역 코드분할 다중화 시스템을 위한 수신기를 제안하였다. 정합필터의 출력에서 얻어진 판단변수의 다중사용자 간섭 성분을 분석함으로써 새로운 향상된 판단변수를 얻을 수 있고, 이 판단변수를 사용하여 수신기의 성능을 향상시킬 수 있음을 백색 가우시안 채널에 대한 시뮬레이션을 통하여 보여 주었다. 동기 오차가 존재하는 상황에서 제안된 수신기의 성능이 기존 수신기나 다중사용자 수신기로 널리 쓰이는 병렬 간섭제거기보다 우수함을 확인할 수 있었다. 향후에는 경로에 따라서 감쇠 정도가 다른, 그리고 도플러 효과를 고려한 다중경로 감쇠 채널에 대한 연구를 시도하려고 한다.

## 참고 문헌

1. H. Holma et al, WCDMA for UMTS, John Wiley & Sons, 2000.
2. S. Moshavi, "Multi-User Detection for DS-CDMA Communications," *IEEE Commun. Magazine*, pp. 124-136, October 1996.
3. S. Verdú, "Minimum Probability of Error for Asynchronous Gaussian Multiple Access Channels," *IEEE Trans. Info. Theory*, vol. 32, no. 1, pp. 85-96, January 1986.
4. Joong-Hoo Park, "Pseudo-Decorrelating Multiuser Receivers for Asynchronous Code Division Multiple Access (CDMA) Systems," Dissertation, Univ. of Missouri-Rolla, 1997.
5. Joong-Hoo Park and William H. Tranter, "Pseudo-Decorrelating Multiuser Receivers for Asynchronous Code Division Multiple Access (CDMA) Systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. E81-B, no. 11, pp. 2197-2204, November 1998.
6. S. Verdú, Multiuser Detection, Cambridge Univ. Press, Cambridge, 1998.
7. S. Parkvall, E. Strom, and B. Ottersten, "The Impact of Timing Errors on the Performance of Linear DS-CDMA Receivers," *IEEE Jourl. Selected Areas in Commun.*, vol. 14, no. 8, pp. 1660-1668, October 1996.
8. S. Moshavi, "Multi-User Detection for DS-CDMA Communications," *IEEE Commun. Magz.*, pp. 124-136, October 1996.
9. 3GPP, 3GPP Technical Spec. 25.213, Spreading and Modulation (FDD), v3.3.0, June 2000.

## 저자 약력

### ● 박 중 후 (Joong-Hoo Park)



1962년 10월 13일 생  
1985년 2월: 서울대학교 전자공학과 학사  
1987년 2월: 서울대학교 전자공학과 석사  
1995년 5월: University of Missouri-Rolla 전기공학 석사  
1997년 12월: University of Missouri-Rolla 전기공학 박사  
1987년 1월 ~ 1992년 6월: LG전자 중앙연구소 (신입 연구원)  
1992년 8월 ~ 1993년 3월: 나디텔 연구소 (신입연구원)  
1997년 11월 ~ 2000년 2월: 삼성전자 통신연구소 (수석연구원)  
2000년 3월 ~ 현재: 한양대학교 공학대학 전자컴퓨터공학부 전임강사