

# WCDMA 시스템을 위한 원근 저항성 수신기

정회원 박 중 후\*

## A Near-Far Resistant Receiver for WCDMA Systems

Joong-Hoo Park\* *Regular Member*

### 요 약

본 논문에서는 일반적인 코드분할 다중화 시스템을 위해 저자가 제안하였던 유사 역상관기 (Pseudo-Decorrelator)를 변형하여 WCDMA 시스템에 적합한 원근 저항성 (near-far resistant) 수신기를 설계하고, 임펄스 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 행렬을 역변환시킨 후, 기존의 수신기에서 얻어진 판단변수에 적용한다. 이렇게 해서 수신기의 성능을 향상시킬 수 있다. 제안된 수신기는 연속해서 3 비트를 받은 후에 바로 검출과정 (detection process)을 수행할 수 있다는 잇점이 있다. 임펄스 채널에서의 여러 가지 시뮬레이션을 통해서 수신기의 성능이 향상됨을 확인할 수 있었다.

### ABSTRACT

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 near-far resistant receiver for WCDMA uplink systems over an impulsive 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 impulsive channel.

### I. 서론

아날로그 셀룰러 시스템 (analog cellular system)을 흔히 1세대 이동통신 시스템이라고 한다. 1987년 아날로그 셀룰러 시스템에서의 용량부족 문제가 대두되자, 용량을 증가시키기 위해서 디지털 셀룰러 시스템을 개발하게 되었다<sup>[1]</sup>. 현재 사용 중인 GSM, PDC, IS-95, IS-136 등과 같은 디지털 셀룰러 시스템이 2세대 이동통신 시스템이다. 3세대 이동통신 시스템은 멀티미디어 통신을 수용하기 위하여 고안되었다. 기존의 IS-95 시스템을 확장한 IS-2000과 GSM과의 역방향 호환성 (backward compatibility)을 추구하는 WCDMA 시스템이 대표적인 3세대

시스템이라고 할 수 있다<sup>[2]</sup>. CDMA 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 묻혀 버리는 경우가 있다. 이런 현상을 원근 문제 (near-far problem) 이라고 한다.

MAI를 줄이기 위한 방법으로 다중사용자 검출 (multiuser detection) 이 있다. 다중사용자 검출에서는 개개의 사용자 검출을 효과적으로 하기 위하여

\* 한양대학교 공학대학 전자컴퓨터공학부 (jhpark1@hanyang.ac.kr)

논문번호 : 00485-1221, 접수일자 : 2000년 12월 21일

※ 본 연구는 한양대학교 신진교수 교내정착연구비를 지원 받아 수행되었습니다.

여러 사용자의 코드와 타이밍 정보를 모두 이용한다. 여기에서 사용자들에게 할당된 코드는 수신기에서 알고 있다고 가정한다<sup>[3]</sup>. Verdu는 [4]에서 최적 다중사용자 수신기 (optimal multiuser receiver)를 제안하고 분석하고 있다. 불행하게도 이 수신기는 너무 복잡하여 실제의 DS-CDMA 시스템에 적용할 수 없다. 그래서 최근에는 좋은 성능을 가지면서 하드웨어 구현이 가능한 준최적 다중사용자 수신기 (suboptimal multiuser receiver)에 대한 연구를 많이 하고 있다<sup>[3]</sup>.

준최적 다중사용자 수신기 중에서 많이 쓰이는 수신기로는 decorrelating receiver가 있다. 저자는 [5, 6]에서 유사 역상관기 (Pseudo-Decorrelator)라는 일종의 decorrelating receiver를 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 generalized inverse 개념<sup>[7]</sup>을 적용하여 주어진 행렬의 역행렬을 구하고, 정합필터 출력에 적용하여 얻어진 새로운 판단변수를 사용하여 수신기의 성능 향상을 도모하고 있다.

이 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 실험에 적용한 임펄스 채널 모델을 설명하고, III장에서는 WCDMA 시스템을 위한 준최적 수신기를 설계한다. IV장에서는 임펄스 채널에서의 컴퓨터 시뮬레이션 통해서 III장에서 설계한 준최적 수신기가 원근 저항성 (near-far resistant) 수신기임을 보이게 되며, 마지막 V장에서는 결론을 내린다.

## II. 임펄스 채널 모델

통신시스템을 시뮬레이션 하기 위한 채널모델로는 흔히 고전적인 백색 가우시안 잡음 (AWGN) 채널이 많이 사용되어져 왔으나, 실제의 통신환경에서는 가우시안 분포가 아닌 백색잡음을 고려하는 게 타당하다고 할 수 있다. 극지방에서의 얼음이 깨지는 소리, 빠르게 움직이는 수중동물 들이 내는 소리 등이 자연에서 흔히 대할 수 있는 비가우시안 (non-Gaussian) 잡음이고, 전력선, 네온사인에서 나는 소리 등이 인조적인 비가우시안 잡음이다. 이와 같은 비가우시안 잡음은 임펄스 잡음으로 모델링할 수 있다<sup>[8]</sup>.

임펄스 채널 (impulsive channel)은 실험적으로 얻어진 -mixture 모델을 이용하여 표현할 수 있다<sup>[9]</sup>.

이 채널 모델의 확률밀도 함수는 (1)식과 같이 주어진다.

$$f_X(x) = (1-\epsilon)f_n(x) + \epsilon f_I(x), \quad (1)$$

여기서 첫번째 항에 있는  $f_n(x)$ 는 배경 잡음을 표시 하는 것으로 가우시안 확률 밀도함수 이다. 두번째 항은 잡음 중에서 임펄스 성분을 나타내는 것인데,  $f_I(x)$ 는 분산값이 아주 큰 가우시안 분포를 갖는 함수라고 가정할 수 있다. 또한 변수  $\epsilon$ 은 배경잡음과 분산값이 아주 큰 잡음의 혼합비율을 나타내는 것으로 0과 1사이의 값을 가진다. 일반적으로 분산값이 아주 큰 잡음의 분산값과 배경잡음의 분산값의 비를 변수  $\gamma^2$ 으로 표현하며, 그 값은 10에서 100 사이에 분포한다고 가정할 수 있다<sup>[9]</sup>.

## III. WCDMA 시스템을 위한 준최적 수신기

임펄스 채널에서 동작하고 QPSK방식으로 변조한, 사용자 수가  $K$ 인 WCDMA uplink 시스템을 생각하자. 사용자  $k$ 는 (2)식과 같이 주어지는 이진 데이터를 전송한다.

$$b_k(t) = \sum_{i=0}^{N-1} [b_k^I(i) + jb_k^Q(i)] p_b(t - iT_b), \quad (2)$$

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

여기서  $T_b$ 는 비트 지속시간이고,  $N$ 은 입력 데이터 시퀀스의 길이이다.  $b_k^I(i)$ 는 사용자  $k$ 의  $I$ 번째 dedicated physical data channel (DPDCH) 비트이고,  $b_k^Q(i)$ 는  $i$ 번째 dedicated physical control channel (DPCCH) 비트이다.  $p_b(t)$ 는 (3)식으로 주어지는 단위 사각펄스 (unit rectangular pulse) 이다.

$$p_b(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < T_b \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3)$$

사용자  $k$ 의 I/Q-branch로 전송되는 데이터는 각각 채널코드 (channelization code),  $c_k^I(t)$   $c_k^Q(t)$ 에 의해 확산된다. 주어진 채널코드는 한 칩 (chip)의 길이가  $T_c$ 인 단위사각펄스라고 가정한다. (2)식에 의해 주어지는 신호는 (3)식에 나타낸 복소값을 가지는 (complex-valued) 확산코드에 의해 확산된다.

$$s_k(t) = s_k^I(t) + js_k^Q(t). \quad (4)$$

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

$$\begin{aligned}
 x_k(t) = & \sqrt{2P_k} [b_k^I(t)c_k^I(t)s_k^I(t) \\
 & - b_k^Q(t)c_k^Q(t)s_k^Q(t)] \times \cos(\omega_c t + \phi_k) \\
 & - \sqrt{2P_k} [b_k^I(t)c_k^I(t)s_k^I(t) \\
 & + b_k^Q(t)c_k^Q(t)s_k^Q(t)] \times \sin(\omega_c t + \phi_k) \quad (5)
 \end{aligned}$$

여기서  $P_k$ 는 송신 전력이고,  $\phi_k$ 는 반송파 위상이며,  $\omega_c$ 는 반송파 주파수이다.

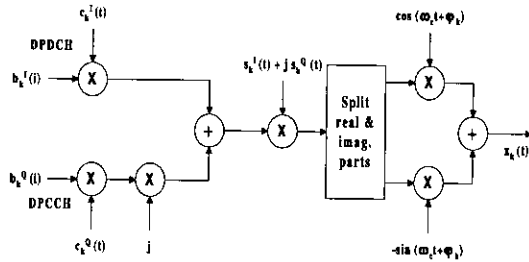


그림 1. WCDMA 상향링크 (uplink) 변조 방식.

사용자 k의 전송 지연시간을  $\tau_k$ 라고 하면, 수신기에서 받는 신호는 여러 사용자의 신호와 잡음의 합으로 나타나며, (5)식과 같이 표현할 수 있다.

$$r(t) = \sum_{k=1}^K x_k(t - \tau_k) + n(t) \quad (6)$$

여기서  $n(t)$ 는 확률 밀도함수가 (1)식과 같이 주어지는 임펄스 채널 잡음이다. 수신된 신호를 저역통과 필터에 통과시키면 (6)식을 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 r(t) = & \sum_{k=1}^K \sqrt{2P_k} \{ [b_k^I(t - \tau_k)c_k^I(t - \tau_k)s_k^I(t - \tau_k) \\
 & - b_k^Q(t - \tau_k)c_k^Q(t - \tau_k)s_k^Q(t - \tau_k)] \times \cos \phi_k \\
 & - [b_k^I(t - \tau_k)c_k^I(t - \tau_k)s_k^I(t - \tau_k) \\
 & + b_k^Q(t - \tau_k)c_k^Q(t - \tau_k)s_k^Q(t - \tau_k)] \times \sin \phi_k \} + v(t) \quad (7)
 \end{aligned}$$

여기서  $v(t)$ 는 임펄스 채널 잡음  $n(t)$ 를 저역통과 필터에 통과시켜 얻은 잡음 신호이다. (6)식에 표현된 위상  $\phi_k$ 와  $\tau_k$ 는 독립적인 랜덤변수 (random variable)이라고 가정할 수 있으며, 위상은 구간  $[0, 2\pi]$ 에서 균일하게 분포하고, 지연시간은 구간  $[0, T_b]$ 에서 균일하게 분포한다고 가정한다.

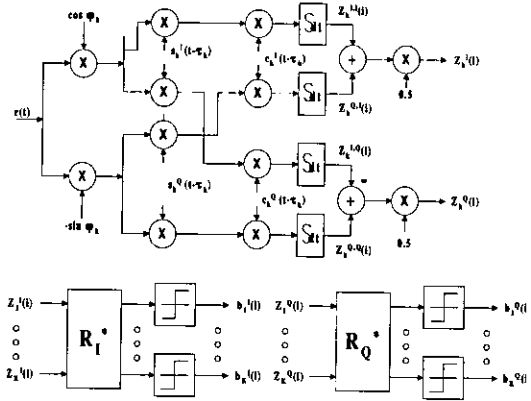


그림 2. WCDMA systems을 위한 준최적 수신기의 블록도

지연시간  $\tau_k$ 의 추정값을  $\hat{\tau}_k$ 라고 하고, 위상  $\phi_k$ 의 추정값을  $\hat{\phi}_k$ 라고 하자. 일반적으로 전송지연시간을  $0 \leq \hat{\tau}_1 \leq \hat{\tau}_2 \leq \Lambda \leq \hat{\tau}_K < T_b$ 와 같이 배열한다고 하면, 사용자 k에 대한 판단변수는 그림 2에서 알 수 있는 것처럼 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 Z_k(i) = & Z_k^I(i) + jZ_k^Q(i) \\
 = & [Z_k^{I,I}(i) + Z_k^{Q,I}(i)]/2 \\
 & + j[Z_k^{Q,Q}(i) - Z_k^{I,Q}(i)]/2 \quad (8)
 \end{aligned}$$

여기서  $Z_k^I(i)$ 는 DPDCH 데이터를 복원하는 데 사용되는 판단변수이고,  $Z_k^Q(i)$ 는 DPCCH 데이터를 복원하는 데 사용되는 판단변수를 가리킨다. 또한 (8)식에 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 (9)-(12)식으로 표현할 수 있다.

$$Z_k^{I,I}(i) = \int_{T_b + \hat{\tau}_k}^{(i+1)T_b + \hat{\tau}_k} r(t) \cos \hat{\phi}_k s_k^I(t - \hat{\tau}_k) \times c_k^I(t - \hat{\tau}_k) dt \quad (9)$$

$$Z_k^{I,Q}(i) = \int_{T_b + \hat{\tau}_k}^{(i+1)T_b + \hat{\tau}_k} r(t) \sin \hat{\phi}_k s_k^I(t - \hat{\tau}_k) \times c_k^Q(t - \hat{\tau}_k) dt \quad (10)$$

$$Z_k^{Q,I}(i) = \int_{T_b + \hat{\tau}_k}^{(i+1)T_b + \hat{\tau}_k} -r(t) \sin \hat{\phi}_k s_k^Q(t - \hat{\tau}_k) \times c_k^I(t - \hat{\tau}_k) dt \quad (11)$$

$$Z_k^{Q,Q}(i) = \int_{T_b + \hat{\tau}_k}^{(i+1)T_b + \hat{\tau}_k} -r(t) \cos \hat{\phi}_k s_k^Q(t - \hat{\tau}_k) \times c_k^Q(t - \hat{\tau}_k) dt \quad (12)$$

기존의 수신기에서는 사용자  $k$ 의 DPDCH의  $i$ 번째 비트를 판단변수  $Z_k^i(i)$ 의 부호를 이용하여 결정한다. 즉,

$$\hat{b}_k^i(i) = \text{sgn}[Z_k^i(i)]. \quad (13)$$

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

$$\hat{b}_k^0(i) = \text{sgn}[Z_k^0(i)]. \quad (14)$$

여기서 설계한 준최적 수신기에서는 위상과 지연 시간의 추정값을 이용하여 판단변수  $Z_k^i(i)$ ,  $Z_k^0(i)$ 를 분석할 필요가 있다. 우선 (15), (16)식으로 표현된 두 개의 함수를 정의하자.

$$D_{m,k}^{i,j}(\tau) = \frac{1}{T_b} \int_0^{\tau} s_{c_m^i}(t+T_b-\tau) s_{c_k^j}(t) dt, \quad (15)$$

$i, j=1, 2, 3, 4,$

$$U_{m,k}^{i,j}(\tau) = \frac{1}{T_b} \int_{\tau}^{T_b} s_{c_m^i}(t-\tau) s_{c_k^j}(t) dt, \quad (16)$$

$i, j=1, 2, 3, 4,$

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

$$s_{c_k^1}(t) = s_k^1(t) c_k^1(t), \quad (17a)$$

$$s_{c_k^2}(t) = s_k^1(t) c_k^0(t), \quad (17b)$$

$$s_{c_k^3}(t) = s_k^0(t) c_k^1(t), \quad (17c)$$

$$s_{c_k^4}(t) = s_k^0(t) c_k^0(t). \quad (17d)$$

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

$$Z_k^i(i) = \sum_{m=1}^K W_m \left\{ b_m^i(i-1) S_{m,k}^{1,1}(\tau_{m,k}) + b_m^i(i) S_{m,k}^{1,2}(\tau_{m,k}) + b_m^i(i+1) S_{m,k}^{1,3}(\tau_{m,k}) + b_m^0(i-1) S_{m,k}^{2,1}(\tau_{m,k}) + b_m^0(i) S_{m,k}^{2,2}(\tau_{m,k}) + b_m^0(i+1) S_{m,k}^{2,3}(\tau_{m,k}) \right\} + v_k^i(i), \quad (18)$$

여기서  $W_m = \sqrt{2P_m T_b}$ 이고,  $\tau_{m,k} = \tau_m - \hat{\tau}_k$ 이다. 또

한  $S_{m,k}^{i,j}(\tau_{m,k})$ ,  $i=1, 2, j=1, 2, 3$ , 는 (19)-(24) 식과 같이 표현할 수 있다. 전송지연 시간  $\tau_m > \hat{\tau}_k$ 인 경우에,

$$S_{m,k}^{1,1}(\tau_{m,k}) = [D_{m,k}^{1,1}(\tau_{m,k}) \cos \varphi_m \cos \hat{\varphi}_k - D_{m,k}^{3,1}(\tau_{m,k}) \sin \varphi_m \cos \hat{\varphi}_k - D_{m,k}^{1,3}(\tau_{m,k}) \cos \varphi_m \sin \hat{\varphi}_k + D_{m,k}^{3,3}(\tau_{m,k}) \sin \varphi_m \sin \hat{\varphi}_k] / 2, \quad (19a)$$

$$S_{m,k}^{2,1}(\tau_{m,k}) = [D_{m,k}^{4,1}(\tau_{m,k}) \cos \varphi_m \cos \hat{\varphi}_k - D_{m,k}^{2,1}(\tau_{m,k}) \sin \varphi_m \cos \hat{\varphi}_k + D_{m,k}^{4,3}(\tau_{m,k}) \cos \varphi_m \sin \hat{\varphi}_k + D_{m,k}^{2,3}(\tau_{m,k}) \sin \varphi_m \sin \hat{\varphi}_k] / 2, \quad (19b)$$

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

$$S_{m,k}^{2,2}(\tau_{m,k}) = [U_{m,k}^{4,1}(\tau_{m,k}) \cos \varphi_m \cos \hat{\varphi}_k - U_{m,k}^{2,1}(\tau_{m,k}) \sin \varphi_m \cos \hat{\varphi}_k + U_{m,k}^{4,3}(\tau_{m,k}) \cos \varphi_m \sin \hat{\varphi}_k + U_{m,k}^{2,3}(\tau_{m,k}) \sin \varphi_m \sin \hat{\varphi}_k] / 2, \quad (20b)$$

$$S_{m,k}^{1,3}(\tau_{m,k}) = S_{m,k}^{2,3}(\tau_{m,k}) = 0. \quad (21)$$

또한 전송지연 시간  $\tau_m < \hat{\tau}_k$ 인 경우에는,

$$S_{m,k}^{1,1}(\tau_{m,k}) = S_{m,k}^{2,1}(\tau_{m,k}) = 0, \quad (22)$$

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

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

$$S_{m,k}^{1,3}(\tau_{m,k}) = [D_{k,m}^{1,1}(-\tau_{m,k}) \cos \varphi_m \cos \hat{\varphi}_k - D_{k,m}^{3,1}(-\tau_{m,k}) \sin \varphi_m \cos \hat{\varphi}_k - D_{k,m}^{1,3}(-\tau_{m,k}) \cos \varphi_m \sin \hat{\varphi}_k + D_{k,m}^{3,3}(-\tau_{m,k}) \sin \varphi_m \sin \hat{\varphi}_k] / 2, \quad (24a)$$

$$S_{m,k}^{2,3}(\tau_{m,k}) = \left[ -D_{k,m}^{4,1}(-\tau_{m,k}) \cos \varphi_m \cos \hat{\varphi}_k \right. \\ - D_{k,m}^{2,1}(-\tau_{m,k}) \sin \varphi_m \cos \hat{\varphi}_k \\ + D_{k,m}^{4,3}(-\tau_{m,k}) \cos \varphi_m \sin \hat{\varphi}_k \\ \left. + D_{k,m}^{2,3}(-\tau_{m,k}) \sin \varphi_m \sin \hat{\varphi}_k \right] / 2 \quad (24b)$$

같은 방법으로 판단변수  $Z_k^Q(i)$ 를 얻을 수 있다. 기존의 수신기에서는  $S_{m,k}^{i,j}(\tau_{m,k})$ ,  $i=1, 2, j=1, 2, 3$ 를 구하지 않아도 되기 때문에 구조가 간단해진다. 준최적 수신기에서는  $S_{m,k}^{i,j}(\tau_{m,k})$ ,  $i=1, 2, j=1, 2, 3$ 를 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  $\hat{S}_{m,k}^{i,j}(\hat{\tau}_{m,k})$ ,  $i=1, 2, j=1, 2, 3$ 는 (19)-(24)식에서  $\tau_{m,k}$ 를  $\hat{\tau}_{m,k}$  ( $=\hat{\tau}_m - \hat{\tau}_k$ )로 대체하여 얻을 수 있다.

위에서 설명한 WCDMA 시스템을 분석하기 위해서 행렬-벡터식을 사용하면 편리하다. 정합필터의 출력벡터를

$$\mathbf{Z}_1 = [Z_1^I(i) \ Z_2^I(i) \ \Lambda \ Z_K^I(i)]^T, \quad (25)$$

라고 하고, 사용자의 송신전력 행렬을

$$\mathbf{W} = \text{diag}\{W_1, \Lambda, W_K, W_1, \Lambda, W_K, \Lambda, W_1, \Lambda, W_K\} \quad (26)$$

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

$$\mathbf{b} = [\mathbf{b}(i-1) \ \mathbf{b}(i) \ \mathbf{b}(i+1)]^T. \quad (27)$$

여기서  $\mathbf{b}(n)$ ,  $n = i-1, i, i+1$ 은 (28)식 으로 주어진다.

$$\mathbf{b}(n) = [b_1^I(n) \ b_1^Q(n) \ \Lambda \ b_K^I(n) \ b_K^Q(n)]. \quad (28)$$

마지막으로 임펄스 잡음 벡터를

$$\mathbf{v}_1 = [v_1^I(i) \ v_2^I(i) \ \Lambda \ v_K^I(i)]^T, \quad (29)$$

라고 하고, 상호상관 행렬을

$$\mathbf{R}_1 = [\mathbf{R}_1(i-1) \ \mathbf{R}_1(i) \ \mathbf{R}_1(i+1)]^T \quad (30)$$

으로 정의한다. 여기서  $\mathbf{R}_1(n)$ ,  $n = i-1, i, i+1$ 은 (31)식과 같이 주어진다.

$$\mathbf{R}_1(n) = \begin{bmatrix} r_{1,1}^I(n) & r_{1,1}^Q(n) & \Lambda & r_{1,K}^I(n) & r_{1,K}^Q(n) \\ \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} \\ r_{K,1}^I(n) & r_{K,1}^Q(n) & \Lambda & r_{K,K}^I(n) & r_{K,K}^Q(n) \end{bmatrix} \quad (31)$$

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,

$$\mathbf{Z}_1 = \mathbf{R}_1 \mathbf{W} \mathbf{b} + \mathbf{v}_1. \quad (32)$$

상호상관 행렬  $\mathbf{R}_1$ 의 구성원소 들은 (33)-(35)식으로 표시할 수 있다. 주어진  $k=1, \dots, K, m=1, \dots, K$ 에 대해

$$r_{k,m}^I(i-1) = \hat{S}_{m,k}^{1,1}(\hat{\tau}_{m,k}), \quad (33a)$$

$$r_{k,m}^Q(i-1) = \hat{S}_{m,k}^{2,1}(\hat{\tau}_{m,k}), \quad (33b)$$

$$r_{k,m}^I(i) = \hat{S}_{m,k}^{1,2}(\hat{\tau}_{m,k}), \quad (34a)$$

$$r_{k,m}^Q(i) = \hat{S}_{m,k}^{2,2}(\hat{\tau}_{m,k}), \quad (34b)$$

$$r_{k,m}^I(i+1) = \hat{S}_{m,k}^{1,3}(\hat{\tau}_{m,k}), \quad (35a)$$

$$r_{k,m}^Q(i+1) = \hat{S}_{m,k}^{2,3}(\hat{\tau}_{m,k}). \quad (35b)$$

준최적 수신기에서는 상호상관 행렬  $\mathbf{R}_1$ 의 역행렬  $\mathbf{R}_1^*$  (generalized inverse of  $\mathbf{R}_1$ )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 (36)식을 사용한다.

$$\hat{b}_k^I(i) = \text{sgn}[\tilde{Z}_{1,2(K+k)}(i)]. \quad (36)$$

여기서  $\tilde{Z}_{1,2(K+k)}(i)$ 는 (37)식으로 주어지는 새로운 판단변수 벡터  $\tilde{\mathbf{Z}}_1$ 의  $2(K+k)$  번째 구성원소이다.

$$\tilde{\mathbf{Z}}_1 = \mathbf{R}_1^* \mathbf{Z}_1 = \mathbf{R}_1^* \mathbf{R}_1 \mathbf{W} \mathbf{b} + \mathbf{R}_1^* \mathbf{v}_1. \quad (37)$$

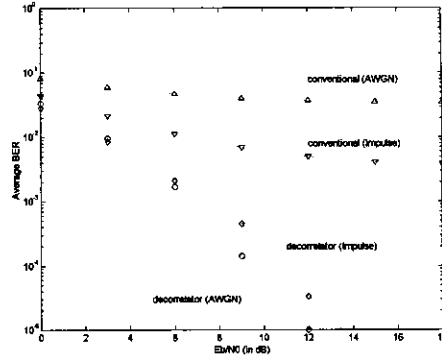
같은 방식으로 사용자  $k$ 의 DPCCH 비트를 복원하기 위해서는 (38)식을 사용한다.

$$\hat{b}_k^Q(i) = \text{sgn}[\tilde{Z}_{Q,2(K+k)}(i)] \quad (38)$$

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

#### IV. 시뮬레이션 결과

사용자수가  $K = 10$  이고, 칩 수가  $N_c = 256$  인 [10]에 기술된 확산코드를 사용하는 WCDMA 상향링크 시스템을 가지고 시뮬레이션을 실시하였다. 채널코드(channelization code)로는 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  $s_k'(t)$ 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. 임펄스 채널은 [9]에 기술된  $\epsilon$ -mixture 모델을 사용하여 구성하였다. 여기서 채널코드와 확산시퀀스의 길이가 같기 때문에 상호상관 행렬에 대한 역행렬을 매 비트마다 구할 필요가 없다. 한 칩당 10개의 샘플을 취하였다. 비트  $T_b = 1/15000$  초 이고, 반송파 주파수  $f_c = 2\text{GHz}$  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)을 0dB에서 18dB까지 변하게 하고서 몬테카를로 시뮬레이션을 이용하여



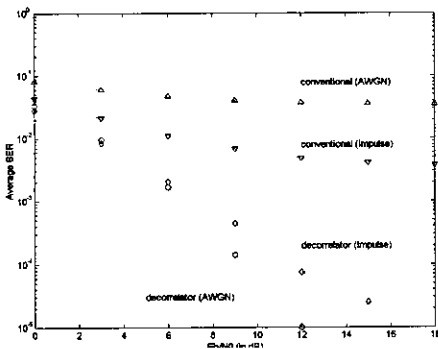
(b)  $\epsilon = 0.1, \gamma^2 = 10.0$  인 임펄스 채널

그림 3. 수신기의 원근 저항성 비교

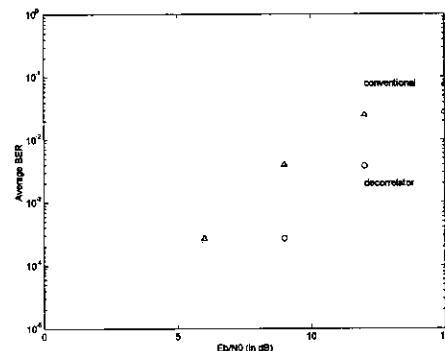
비트 오차율(BER)을 구하였다. 실험의 신뢰도를 높이기 위하여 seed를 달리 하면서 같은 실험을 10번 반복하였다. 이렇게 해서 얻은 BER을 평균하여 사용하였다.

설계된 준최적 수신기의 원근 저항성을 조사하기 위하여 사용자수가  $K = 10$  이고 간섭자들(interferers)의 전력이 우리가 복원하고자 하는 사용자의 신호전력보다 10dB 높은 경우에 대해서 시뮬레이션을 실시하였다. 9명의 간섭자들의 전력 모두 같다고 가정하였다.

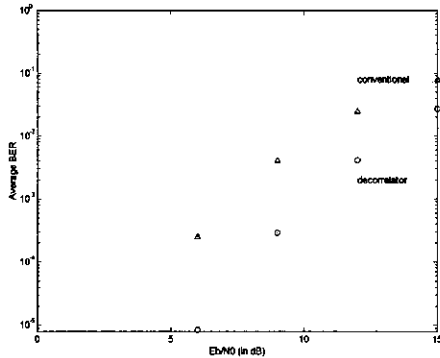
그림 3(a)는  $\epsilon = 0.01$  이고,  $\gamma^2 = 100.0$  인 임펄스 채널에서의 수신기 성능을 고찰한 것이고, 그림 3(b)는  $\epsilon = 0.1$  이고,  $\gamma^2 = 10.0$  인 임펄스 채널에서의 수신기 성능을 고찰한 것이다. 각 그림에는 AWGN 채널에서의 수신기의 비트 오차율을 같이 도시하여, AWGN 채널과 임펄스 채널에서의 수신기 성능도 비교하였다. 그림 3에서 볼 수 있듯이 기존의 수신기는 송신 전력이 증가하더라도 수



(a)  $\epsilon = 0.01, \gamma^2 = 100.0$  인 임펄스 채널



(a)  $\epsilon = 0.01, \gamma^2 = 100.0$  인 임펄스 채널



(b)  $\epsilon = 0.1, \gamma^2 = 10.0$  인 임펄스 채널

그림 4. 간섭자 전력에 따른 수신기의 성능비교

신기 성능이 향상되지 않는다. 반면에 III장에서 설계한 준최적 수신기는 간섭자들의 신호전력이 원하는 사용자의 신호전력보다 10dB 가 높더라도, SNR 이 증가함에 따라 수신기 성능이 향상됨을 알 수 있다. 그러므로 설계된 준최적 수신기는 원근 저항성 수신기라고 할 수 있다. 설계된 준최적 수신기는 임펄스 채널에서 AWGN 채널에서 보다 성능이 떨어짐을 관찰할 수 있다.

다음으로 원하는 사용자의 신호전력이 일정할 때, 간섭자 신호전력과 원하는 신호전력의 비가 변함에 따라, 수신기들의 성능이 어떻게 변화하는 가 하는 것을 관찰하였다. 이 목적을 위해서 위에서 정의한 채널들을 그대로 사용하였다. 그림 4는 원하는 사용자의 신호전력이 8dB일 때, 간섭자 신호전력과 원하는 사용자의 신호전력과의 비를 0dB에서 15dB 까지 3dB 단위로 변화시키면서 수신기의 성능 변화를 고찰한 것이다. 여기서도 9명의 간섭자들의 신호전력 모두 같다고 가정하였다. 그림 4 (a) 에는  $\epsilon = 0.01$  이고,  $\gamma^2 = 100.0$  인 임펄스 채널의 경우, 그림 4(b) 에는  $\epsilon = 0.1$  이고,  $\gamma^2 = 10.0$  인 임펄스 채널에서의 수신기 성능을 도시하였다. 그림 4를 보면 비트 오차율이  $10^{-3}$  인 경우에 준최적 수신기에서는 기존 수신기 보다 간섭자 신호전력과 원하는 사용자의 신호전력과의 비가 3dB 정도 더 증가하더라도 비슷한 성능이 나타나고 있음을 알 수 있다. 물론 BER 이 커짐에 따라 두 수신기의 성능 차이는 줄어들고 있지만, 전반적으로 여기에서 제안된 준최적 수신기의 성능이 기존의 수신기보다 우수함을 알 수 있다. 그림 4에서 BER이  $10^{-5}$ 인 경우에서의 준최적 수신기의 성능을 살펴 보면, 간섭

자 신호전력과 원하는 사용자의 신호전력의 비가  $\epsilon = 0.1$  이고,  $\gamma^2 = 10.0$  인 임펄스 채널에서는 약 6dB 인데 비하여,  $\epsilon = 0.01$  이고,  $\gamma^2 = 100.0$  인 임펄스 채널에서는 약 7.5dB로 나타나고 있다. 따라서 설계된 준최적 수신기는  $\epsilon = 0.1$  이고,  $\gamma^2 = 10.0$  인 임펄스 채널 보다  $\epsilon = 0.01$  이고,  $\gamma^2 = 100.0$  인 임펄스 채널에서 더 좋은 성능을 보여 주고 있음을 알 수 있다.

### V. 결론

본 연구에서는 임펄스 채널 상에서의 WCDMA 상향링크 시스템을 위한 준최적 수신기를 제안하였다. 정합필터의 출력에서 얻어진 판단변수에 포함되어 있는 다중사용자 간섭 성분을 분석하여 전송되는 개개의 비트에 해당하는 상호상관 행렬을 얻은 후에 generalized inverse 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 두 가지 종류의 임펄스 채널에 대한 시뮬레이션을 통하여 보여 주었다. 이렇게 설계된 준최적 수신기는 임펄스 채널에서 원근 저항성을 갖게 된다는 것을 실험을 통해서 확인할 수 있었다. 향후에는 경로에 따라 감쇠 정도가 다른, 그리고 Doppler 효과를 고려한 다중경로 감쇠 채널 (multipath fading channel)에 대한 연구를 시도하려고 한다.

### 참고 문헌

- [1] William C. Y. Lee, Overview of Cellular CDMA, IEEE Trans. Vehicular Tech., vol.40, pp.291-302, May 1991.
- [2] H. Holma et al, WCDMA for UMTS, John Wiley & Sons, 2000.
- [3] S. Moshavi, Multi-User Detection for DS-CDMA Communications, IEEE Commun. Magazine, pp.124-136, October 1996.
- [4] 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.
- [5] Joong-Hoo Park, Pseudo-Decorrelating Multi-

user Receivers for Asynchronous Code Division Multiple Access (CDMA) Systems, Dissertation, Univ. of Missouri-Rolla, 1997.

- [6] Joong-Hoo Park and William 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, November 1998.
- [7] B. Rust, W. R. Burrus, and C. Schneeberger, "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,
- [8] Kenneth S. Vastola, Threshold Detection in Narrow-Band Non-Gaussian Noise, IEEE Trans. Commun., vol. COM-32, no.2, pp.134-139, February 1984.
- [9] Behnaam Aazhang and H. Vincent Poor, Performance of DS/SSMA Communications in Impulsive Channels-Part II: Hard-Limiting Correlation Receivers, IEEE trans. Commun., vol. COM-36, no.1, pp.88-96, January 1988.
- [10] 3GPP Technical Spec. 25.213 v3.3.0 (2000-06), Spreading and Modulation (FDD).
- [11] G. Marsaglia and T. A. Bray, "A Convenient Method for Generating Normal Variables," SIAM Review, vol.6, no.3, pp.260-264, July 1964.

박 중 후(Joong-Hoo Park)

정회원



1985년 2월: 서울대학교  
전자공학과 학사  
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 전자컴퓨터 공학부 전임강사  
<주관심 분야> 디지털 신호처리, 디지털 통신 시스템, 이동통신 시스템.