

## Co-Channel 간섭신호 제거 기법을 이용한 DS/CDMA 시스템

正會員 金濟祐\*, 朴鍾賢\*\*, 金熙東\*

### A DS/CDMA System Using Co-Channel Interference Cancellation Technique

Je Woo Kim\*, Jong Hyeon Park\*\*, Hee Dong Kim\* Regular Members

#### 要 約

본 논문에서는 다단계 복조 구조를 갖는 수신기를 이용하여 채널 상호간의 간섭신호를 효과적으로 제거하여 시스템의 성능을 개선한 DS/CDMA 시스템을 제안한다. 제안된 DS/CDMA 시스템의 기본 개념은 다수의 사용자신호가 결합된 수신신호에서 각 사용자의 신호 성분을 예측하고, 수신신호에서 특정 사용자신호 성분을 제외한 다른 모든 사용자의 신호 성분을 제거함으로써 채널 상호간의 간섭을 제거하고자 하는 것이다. 따라서 본 논문에서 제안하는 방식을 사용하면 직접확산 방식에서 특히 문제가 되는 원근문제를 효과적으로 해결할 수 있고 더우기 정교한 전력제어를 위한 복잡한 알고리즘을 사용하지 않아도 된다. 또한 각 사용자상호간의 간섭신호 성분은 효과적으로 제거되었기 때문에 DS/CDMA 시스템의 채널 용량도 한층 증대 시킬 수 있다.

#### ABSTRACT

In this paper, a multi-stage demodulation scheme for direct sequence code division multiple access (DS/CDMA) system is suggested. The basic concept of the proposed scheme is to recover the desired channel data effectively by demodulating the signal where other channel interferences are removed. The cancellation of other channel signals is successively done by removing them from the input signal of each stage as the corresponding interfering signals are estimated by one of the demodulation/remodulation blocks of the multi-stage receiver. By employing the proposed algorithm, one can implement a DS/CDMA system that is robust to near-far problem with increased channel capacity.

\*수원대학교 공과대학 정보통신공학과

\*\*삼성전자 정보통신 시스템 본부 산업전자 사업부  
무선통신 연구그룹

論文番號 : 94283-1013

接受日字 : 1994年 10月 13日

## 1. 서 론

최근 디지털 통신에 대한 기술 개발이 급격히 발전되고 대역확산 (spread spectrum : SS) 통신방식의 다양한 장점이 널리 알려지면서 이에 대한 연구가 활발히 진행 중이다. 대역확산 기법을 이용한 통신기술의 대표적인 응용으로는 무선 LAN(wireless LAN), 디지털 무선전화기(digital cordless phone), 무선 PABX, 주파수 공유 통신 혹은 주파수 복수 통신 (frequency overlay) 및 차기 디지털 셀룰라 방식으로 부호분할 다중접속 (code division multiple access : CDMA) 시스템 등이 있으며 특히 이 중에서도 CDMA 셀룰라 시스템은 그 기술적 경제적 파급효과가 매우 크기 때문에 유수의 연구그룹들이 이에 대한 기술개발에 많은 투자를 하고 있다<sup>(1-6)</sup>.

SS 기술을 이용한 통신방식에는 크게 직접확산 (direct sequence : DS), 주파수 도약 (frequency hopping : FH) 및 chirp 변조 방식 등이 있다. CDMA 셀룰라 시스템에서는 위 방식 중 직접확산 방식을 이용하여 구현하는 것이 일반적인데 이는 DS/CDMA 방식이 내방해성 및 비화성 등의 특징 이외에도 랜덤 액세스 (random access) 에 의한 다중접속이 용이하다는 장점을 가지고 있기 때문이다<sup>(1-3)</sup>.

DS/CDMA 셀룰라 시스템에서의 링크 구성은 기지국 (base station) 에서 이동국 (mobile station)으로의 접속 채널인 순방향 링크 (forward link 혹은 downlink) 와 이동국에서 기지국으로의 접속 채널인 역방향 링크 (reverse link 혹은 uplink) 로 구분된다.

DS/CDMA 시스템의 downlink 및 uplink 접속에 있어서 다수의 사용자신호는 사전에 할당된 PN(pseudo-random noise) code 를 이용하여 동일한 주파수 대역을 통하여 전송된다<sup>(4-6)</sup>.

이와같이 동일한 주파수 대역을 다수의 사용자가 공유하여 사용하는 것은 DS/CDMA 시스템의 특징이지만 사용자수가 증가하거나 혹은 간섭신호가 큰 경우에는 시스템의 성능이 급격히 저하되는 interference limited 시스템으로써 해결하여야 할 많은 기술적 문제를 야기한다.<sup>(1-3)</sup>

간섭신호는 의도적 혹은 비의도적 신호일 수 있으며, 기지국에서 수신한 다수의 이동국 신호 중 기지국과 이

동국 사이의 거리 차이로 말미암아 신호세기가 약한 신호가 상대적으로 강한 신호로 인해 제대로 수신되지 못하는 소위 원근문제(near-far-problem) 에 의한 비의도적 간섭신호가 특히 문제가 된다.<sup>(4-6), (14-16)</sup>. 따라서 DS/CDMA 셀룰라 시스템의 경우 사용 가능한 최대 사용자수가 제한 되게 되며, 원근문제를 해결하기 위하여 정교한 전력제어 기술을 필요로 한다. 그러나 실제 원근문제를 완전하게 해결하기 위한 전력제어 기술은 매우 어렵고 복잡하며, 또한 무선채널의 특징으로 말미암아 기지국에서 수신한 각 이동국의 신호세기를 동일하게 제어하는 완전한 전력제어는 불가능하다.

이와같은 문제점을 극복하기 위해 간섭신호를 제거하기 위한 여러가지 방법이 제시되었다<sup>(7-10)</sup>. Verdu<sup>(11)</sup>는 간섭신호들을 제거하기 위한 최적 수신기의 설계에 대한 방법을 제시했으나 이 방법은 신호들의 전력을 알아야 한다는 어려운 점이 문제가 된다. Yoon 등<sup>(10)</sup>은 transversal filter를 이용하여 채널의 특성을 측정후 간섭신호를 제거하는 방법을 제시하였다. 반면 Lupas 등<sup>(8)</sup>과 Veranasi 등<sup>(9)</sup>은 단단계 복조를 통한 CDMA 시스템에서의 채널 상호간 간섭 (co-channel interference) 제거에 관한 방법을 제시했다. 이들의 방법은 계산량을 줄이는 등 상당히 실용적인 방법으로 접근했으나, 전력이 큰 신호와 작은 신호가 혼재하여 입력되는 CDMA 시스템에서 각 단계에서의 역확산 동기 등 복조기의 동작을 이상적으로 가정하였다. 실제로 각 채널신호의 상호간의 전력차이가 수행이득(대역확산시스템의 처리이득) 이상인 경우 각 단계별로 역확산 동기가 성립되지 않는다.

본 논문에서는 이와같은 문제점을 해결하기 위해 단단계 복조기 구조에서 매 단계마다 역확산 동기의 확립여부를 판단하여 다음 단계의 복조기의 입력신호를 결정하는 단단계 DS/SS 시스템의 수신기 구조를 제안한다. 이렇게 함으로써 역확산 동기가 확립된 신호는 다음 단계의 복조기 입력신호에서 제거되며 따라서 채널 상호간의 간섭신호를 효과적으로 제거하여 시스템의 성능향상을 꾀할 수 있게 된다.

제안한 DS/CDMA 시스템의 수신기의 기본 구조는 N user의 신호가 결합된 수신신호에서 N user들의 신호를 추출하기 위해서 수신기는 N 개의 복조기를 갖고 있으며, N 개의 각 복조기는 다시 N개의 부복조기, 재변조기 및 간섭신호 제거기를 가지며, 최종단에 재변

조 기능이 없는 부복조기를 가지는 구조이다. 예를들어 특정  $n$  번째 사용자신호를 추출하고자 할 때 수신신호는  $N$  개의 복조기에서 각  $N$  단계의 복조, 재변조 및 간섭신호 제거 과정을 반복하여 거치면서  $n$  번째 사용자의 최종  $(N+1)$  번째 단계에서는 특정  $n$  번째 사용자의 신호성분을 제외한 다른 모든 사용자의 신호성분은 제거된다. 즉, 동일한 주파수 대역 내에 다수의 사용자 신호가 결합된 수신신호에서 특정사용자의 신호를 복조하고자 할 때 예측가능한 모든 각 사용자의 신호 성분을 예측한 후 수신신호에서 특정사용자신호 성분을 제외한 다른 모든 사용자의 신호 성분을 제거함으로써 채널 상호간의 간섭을 제거하고자 하는 것이다.

따라서 제안된 방식을 사용하면 직집확산 방식에서 특히 문제가 되는 원근문제를 효과적으로 해결할 수 있고 더우기 정교한 전력제어를 위한 복잡한 알고리즘을 사용하지 않아도 되며, 각 사용자상호간의 간섭신호 성분은 효과적으로 제거되었기 때문에 DS/CDMA 시스템의 채널 용량도 한층 증대시킬 수 있다.

본 논문의 구성은 서론에 이어 제2장에서는 본 논문에서 사용하는 DS/CDMA 시스템 모델과 DS/SS 수신기의 기본 모델에 대해 기술하고, 제3장에서는 채널 상호간 간섭신호를 제거하기 위한 다단계 복조 구조를 제안하며, 제안한 방식에 대한 이론적 해석을 행한다. 제4장에서는 제안한 DS/CDMA 시스템에 대한 시뮬레이션 결과를 보이고, 마지막으로 제5장에서는 결론을 맺는다.

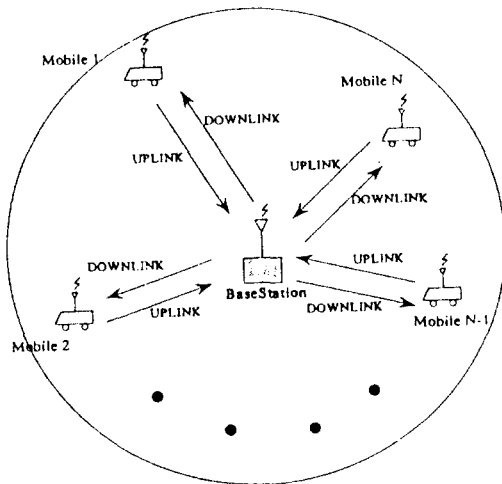


Fig. 1. DS/CDMA cellular system model.

## 2. DS/CDMA 시스템 모델 및 DS/SS 송수신기 모델

DS/CDMA 셀룰라 시스템은 그림 1과 같이 기지국과 다수의 이동국으로 구성되며, 링크구성은 기지국에서 이동국으로의 접속채널인 downlink 접속과 이동국에서 기지국으로의 접속채널인 uplink 접속으로 나눌 수 있다. DS/CDMA 방식을 채택한 셀룰라 시스템에서는 가입자 용량을 늘이기 위해 uplink 뿐만 아니라 downlink 접속에서도 출력을 조절하는 자동 출력 제어 기능이 요구되어 진다. 특히 uplink 접속에서는 이동국의 출력을 조절하여 기지국에서 수신되는 각 채널의 전력을 동일하게 하지 않으면 채널 용량을 최대로 할 수 없을 뿐 아니라, 각 채널 상호간의 전력이 시스템의 수행이득 이상으로 차이가 나면 큰 신호를 가진 채널 이외의 채널은 아예 시스템에 접속이 되지 않는 현상이 발생하며, 경우에 따라서는 시스템 전체가 동작하지 않는 문제가 생기게 된다.

결국 DS/CDMA 셀룰라 시스템에서는 이와같은 원근문제를 해결하여 사용 가능한 사용자수를 극대화하고 시스템의 성능을 향상시키기 위해서는 개루프(open-loop) 및 폐루프(closed-loop) 전력제어와 같은 정교한 전력제어 기술을 필요로 한다. 그러나 실제 원근문제를 해결하기 위한 전력제어 기술은 매우 어렵고 복잡하며, 또한 무선채널의 특징으로 말미암아 기지국에서 수신한 각 이동국의 신호세기를 동일하게 제어하는 완전한 전력제어는 불가능하다. 본 논문에서는 이러한 원근문제에 대해 전력제어를 통한 이동국의 자동출력조절 기능과는 별도로, 이동국으로부터 기지국에 도달하는 각 채널신호 사이의 상호간섭을 제거하여 시스템 성능을 향상시키는 데 주안점을 두고 있다.

그림 2는 DS/CDMA cellular 시스템에서 기지국 및 이동국의 개략적인 송수신기 구조를 나타낸다. 먼저 전송할 기저대역(baseband) 데이터는 해당 채널에 할당된 PN 부호에 의해 대역확산 되고, 이렇게 대역확산된 신호는 각종 신호처리를 거쳐 반송파에 실려 안테나를 통해 전송된다. Downlink의 경우 각 채널 신호는 사전에 결합(combining)되어 동일한 주파수로 송출되고, uplink의 경우 안테나를 통해 송출된 각 이동국의 신호는 모두 동일한 주파수 대역을 점유하고 있으므로 이들 신호는 자유공간에서 혼합된다.

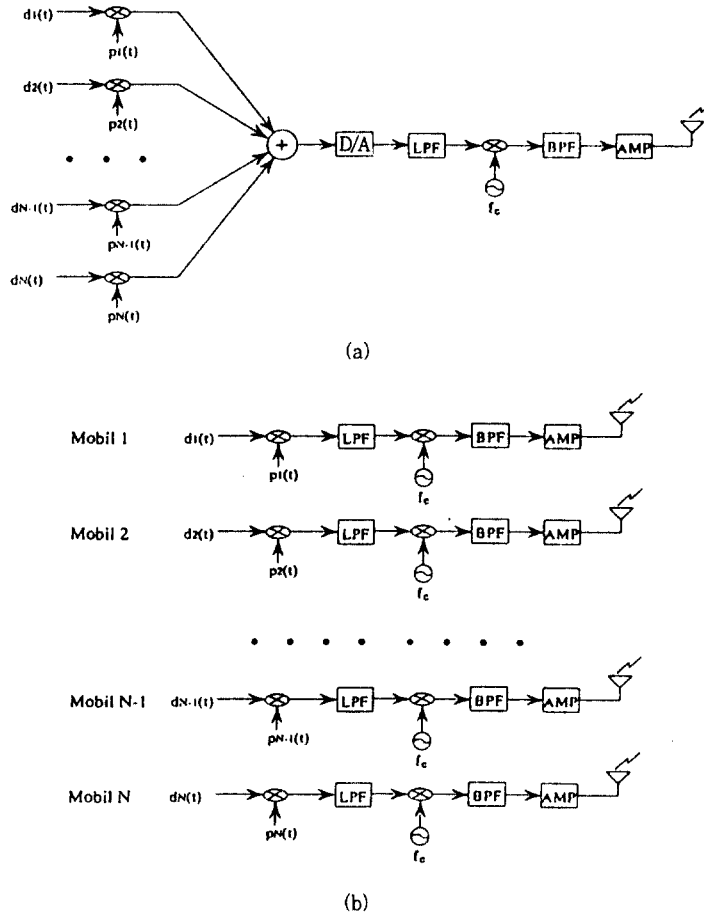


Fig. 2. Simplified TX structure of DS/CDMA system  
(a) Downlink channel, (b) Uplink channel.

안테나를 통해 송출된 신호는 수신 안테나를 통해 수신되고, 각 채널별로 할당된 고유의 code를 이용하여 해당 채널의 신호를 복조하게 된다. 이때 복조 과정에서는 대역확산된 신호를 원래의 기저대역으로 역확산하는 대역확산복조와 기저대역 데이터를 복원하는 기저대역 복조 과정으로 나누어진다. 특히 대역확산복조 과정에서는 초기동기와 동기추적의 과정을 거쳐 해당 채널별로 대역확산을 위해 할당된 PN 부호를 이용하여 역확산하게 되며 이러한 과정을 통해 기저대역신호의 복조를 위한 타이밍(timing) 정보도 추출한다<sup>[4-6], [12, 13]</sup>. 그림 3은 기저국의 DS/CDMA 수신부의 구조를 나타낸 것으로

각 채널별로 1단의 복조기를 가진 구조이다. 이러한 구조는 현재 상용 시스템에서 흔히 쓰이고 있는 구조<sup>[4-6], [12, 13]</sup>로 cellular 환경에 적용하기 위해서는 강력한 이동국 출력제어 기능이 요구된다.

### 3. Co-channel 간섭신호 제거를 위한 다단계 복조기

대역확산 시스템의 수신기에서는 PN 부호와 곱해진 기저대역신호가 RF 신호에 실려 수신되므로 복조시에는 PN 부호의 제거 뿐만 아니라 RF 신호의 제거도 필

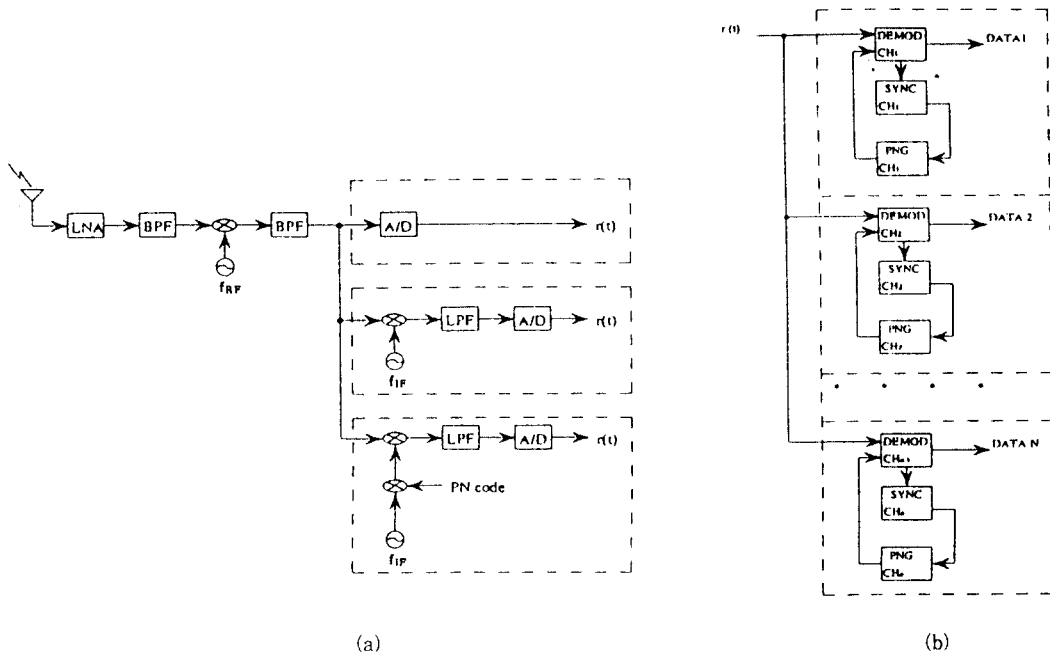


Fig. 3. Simplified RX structure of DS/CDMA system.  
(a) RF Front end, (b) bandsband receiver.

요하다. 먼저 PN 부호를 제거하여 역확산을 행하고 반송파 신호를 뒤에 행하는 방법과, 반송파를 먼저 제거한 다음에 역확산을 행하는 방법이 있으나 DS/CDMA 시스템에서는 후자는 적용이 어려운 점이 있다. 따라서 디지털 신호처리를 이용하여 DS/CDMA 시스템을 설계하는 방법으로는 수신된 신호를 먼저 기저대역 (반송파의 residual 신호가 포함된) 신호로 변환한 다음 역확산 및 반송파의 잔여신호(residual signal) 성분을 함께 제거하는 방법이 가장 선호 되어 진다<sup>[4,6], [12]</sup>. 위 두가지 방법 중 어떠한 방법을 택하더라도 대역확산 시스템에서는 반송파 복조와 역확산 과정을 분리해서 생각할 수 있으며, 따라서 본 논문에서 반송파 복원문제는 배제하고 역확산 과정에 초점을 맞추어 문제를 전개하고자 한다.

본 논문에서 제안하는 DS/CDMA cellular 시스템의 기지국 수신기 구조는 그림 4와 같다. 이동국의 수신기 구조는 그림 3의 단일 단계(single stage) 대역확산 수신기 구조와 같이 구성한다. 그림 4의 기지국 수신기 구조는 N 개의 이동국 송신 데이터를 추출하기 위해 N 개의 채널 수신기를 갖는 구조이며, 이때 입력신호는

반송파가 제거된 기저대역 확산신호로 가정한다.

기지국에서 수신된  $i$ 번째 이동국의 신호를  $m_i(t) (i=1, 2, \dots, N)$ 라 하면  $m_i(t)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$m_i(t) = a_i(t)d_i(t)c_i(t), \quad i=1, 2, \dots, N \quad (1)$$

여기서  $a_i(t)$ 는 기지국에 수신된  $i$ 번째 이동국의 신호 세기이고,  $d_i(t)$ 는  $i$ 번째 이동국의 기저대역 data이며,  $c_i(t)$ 는  $i$ 번째 이동국에 할당된 PN 부호이다. 식 (1)을 이용하면 기지국에 수신되는 입력신호  $r(t)$ 는 다음과 같이 된다.

$$r(t) = \sum_{i=1}^N m_i(t) \quad (2.1)$$

$$= \sum_{i=1}^N a_i(t)d_i(t)c_i(t) \quad (2.2)$$

$$= a_1(t)d_1(t)c_1(t) + \sum_{i=2}^N a_i(t)d_i(t)c_i(t) \quad (2.3)$$

식 (2.3)에서 첫번째 항은 특정  $i$ 번째 이동국의 수신 신호를 나타내고, 두번째 항은  $i$ 번째 이동국의 신호를 제외한 다른 모든 이동국의 수신신호를 나타낸다. 따라

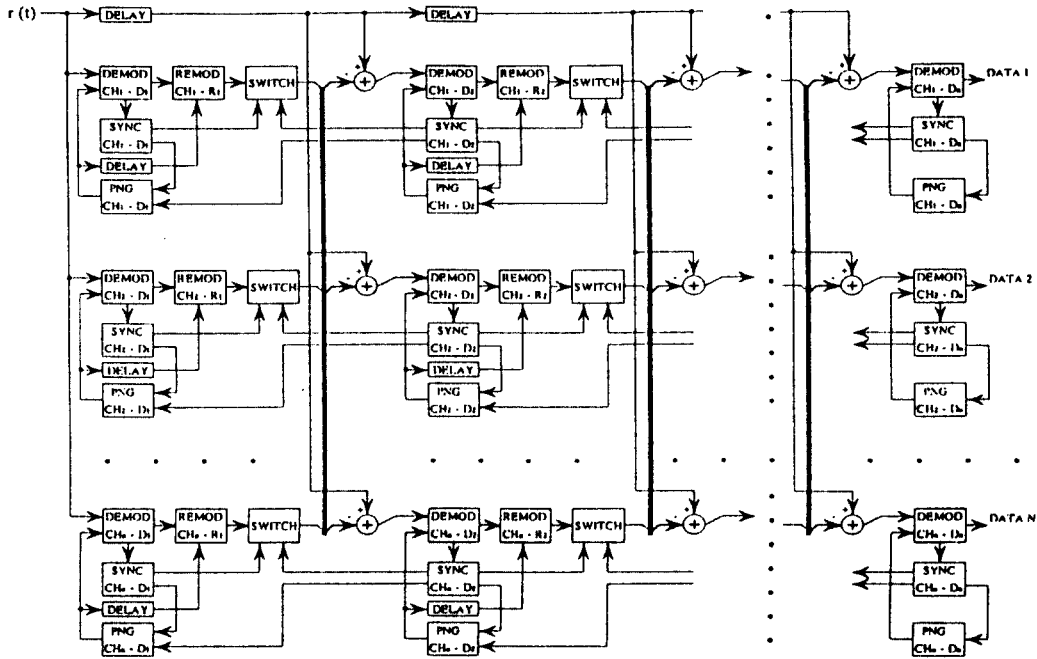


Fig. 4. Proposed DS/CDMA receiver structure using multi-stage co-channel interference cancellation technique.

서 식 (2.3)의 두번째 항은  $i$ 번째 이동국 신호에 대한 co-channel 간섭신호로 볼 수 있다.

그림 4에 주어진 기지국 수신기의 구조를 살펴보면,  $N$  개의 채널을 수용하는 기지국은  $N$  개 채널의 data를 복조하기 위해  $N$  개의 수신기를 가지고 있으며,  $N$  개의 수신기는 각각  $N$  단계의 부수신기와  $N$  단계의 채널상호간 간섭신호 제거기 (co-channel interference rejector : CIR) 및 최종단의 복조기로 구성된다. 각 단계에서 부수신기는 동기부 (synchronizer : SYNC), 복조기 (demodulator : DEMOD), 재변조기 (remodulator : REMOD), PN 부호 발생기 (PN code generator : PNG), 지연기 (DELAY) 및 스위치 (SWITCH) 등으로 구성된다.

부수신기의 각 구성요소의 기능은 다음과 같다. 동기부는 역확산 기능과 역확산을 위한 초기동기, 동기추적, timing 및 clock 복원 등의 기능을 수행하며, 복조기는 기저대역 데이터를 복원하는 역할을 한다. 재변조기는 역확산 동기가 확립된 상태에서 이동국의 송신기에서 변조를 수행한 것과 동일하게 복조된 data 및 확산용

PN 부호를 이용하여 다시 변조를 수행한다. 이러한 재변조 과정은 기지국에 도달하는 특정 이동국 (혹은 채널)의 수신 신호만을 복원 혹은 예측하는 과정으로 볼 수 있으며, 이때 특정 이동국의 수신신호를 나타내는 재변조된 신호는 co-channel 간섭신호 제거에 사용된다. 지연기는 입력신호를 복조기, 재변조기 및 재변조기들에서 신호처리에 소요되는 시간을 보상하는 역할을 하며, 스위치는 동기부에서 역확산 동기가 확립되면 재변조기에 의해 복원된 신호를 출력하고, 동기가 확립되지 않으면 아무런 신호도 출력하지 않는다. PN 부호 발생기는 역확산 동기 뿐만 아니라 복원된 기저대역 데이터를 재변조기에서 다시 확산시키는데 사용되는 PN 부호를 발생하는 역할을 한다.

한편, 각 단계의 co-channel 간섭신호 제거기는 역확산 동기가 확립된 채널 중 자기 자신의 채널을 제외한 다른 모든 채널의 신호를 입력신호에서 빼는 역할을 수행하므로써 실제로 채널 상호간의 간섭신호를 제거하는 역할을 한다. 즉, 특정 채널의 스위치 출력은 수신신호 중 그 채널의 입력신호만을 예측한 신호 이므로 CIR

에서는 수신 입력신호에서 자기 자신의 채널을 제외한 동기가 확립된 다른 모든 채널의 예측신호를 빼므로써 채널간 간섭신호를 제거한다.

다단계 DS/CDMA 수신기에서 각 stage 에서의 동기부, 복조기 및 PN 부호 발생기는 종래의 single stage 대역확산 수신기와 동일하다. 또한  $i$ 번째 채널에서  $N$  개의 부수신기는 각각 독립된 PN 발생기를 갖고 있는데 역확산 동기가 확립된 경우에는 일반적으로  $j$ 번째 단계의 PN 발생기의 PN 부호 위상은  $j+1$ 번째 단계의 PN 발생기의 PN 부호 위상 보다 1 bit 시간 만큼 앞서게 된다. 즉, 시간  $t$ 에서  $i$ 번째 채널의  $j$ 번째 stage의 PN 부호를,  $c_{ij}(t)$ ,  $j+1$ 번째 stage의 PN 부호를, bit duration을  $T$ 라 하면 다음과 같은 관계를 갖는다.

$$c_{i,j+1}(t) = c_{ij}(t-T), \quad c_i(t) = c_{i1}(t) \quad (3)$$

이제 제안된 DS/CDMA 시스템용 다단계 수신기의 co-channel 간섭신호 제거 동작을 살펴 보기로 하자. 먼저,  $i$ 번째 채널의  $j$ 번째 stage에서 co-channel 간섭신호 제거기의 출력신호를  $r_{ij}(t)$ , 복조기 출력 신호를  $D_{ij}(t)$ , 재변조기 출력 신호를  $R_{ij}(t)$ , 스위치 출력 신호를  $S_{ij}(t)$ 라 하자. 또한  $i$ 번째 채널의 PN 부호와  $j$ 번째 채널의 PN 부호 사이의 상호상관값 (cross correlation)을  $\rho_{ij}(\tau)$ 라 하면,  $\rho_{ij}(\tau)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\rho_{ij}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T c_i(t+\tau)c_j(t)dt \quad (4)$$

여기서  $T$ 는 기저대역 1 bit에 해당하는 시간 구간이고,  $\tau=0$  일때 역확산 동기가 확립될 수 있으며, 이때의 상관값을  $\rho_{ij}(0)=\rho_{ij}$ 라 하자. 또한  $\rho_{ij}$ 는 일반적으로  $i=j$ 이면  $\rho_{ij}=1$ 이고,  $i \neq j$ 이면  $\rho_{ij} \ll 1$ 이다.

각  $i$ 번째 채널의 첫번째 stage에서 CIR은 사실상 필요하지 않으나 수신신개의 편의상 있는 것으로 가정하면, 첫번째 stage에서 CIR의 출력신호는 다음과 같이 단순히 기저대역의 수신 입력신호로 나타난다.

$$r_{i1}(t) = r(t) \quad (5)$$

식 (5)로 주어지는 CIR의 출력신호는 복조기 입력신호로 작용되며, 따라서  $i$ 번째 채널의 첫번째 stage에서 복조기 출력신호는 식 (2) 및 (4)로부터 다음과 같이 주어진다.

$$D_{i1}(t+\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T a_i(t+s+\tau)d_i(t+s+\tau)c_i(t+s+\tau)c_i(t+s)ds + \sum_{j=1}^N \left[ \frac{1}{T} \int_0^T a_i(t+s+\tau)d_j(t+s+\tau)c_j(t+s+\tau)c_j(t+s)ds \right] \quad (6)$$

식 (6)에서 역확산 동기가 확립되면  $\tau=0$ 이므로 식 (6)은 다음 식 (7)과 같게 된다.

$$D_{i1}(t) = A_i(t)d_i(t) + \sum_{j=1}^N A_j(t)d_j(t)\rho_{ij} \quad (7)$$

여기서  $A_i(t) = \frac{1}{T} \int_0^T a_i(t+s)ds$

식 (7)에서  $i$ 번째 채널의 동기가 확립된 경우, 복조기의 출력은 역확산의 효과로 인하여 자기채널의 신호성분은 수행이득 (processing gain) 만큼 커지게 되고 다른 채널의 신호성분은 상대적으로 수행이득 만큼 줄어들게 됨을 알 수 있다.

식(6)에서 1 bit 구간동안 특정 채널의 입력신호 진폭이 일정하다고 가정하고,  $i$ 번째 채널의 첫번째 stage에서 code 동기가 확립된 경우 재변조기의 출력신호는 식 (6) 및 (7)로부터 다음과 같이 주어진다.

$$R_{i1}(t) = a_i(t-T)d_i(t-T)c_i(t-T) + \sum_{j=1}^N a_j(t-T)d_j(t-T)\rho_{ij}c_j(t-T) \quad (8)$$

결국  $i$ 번째 채널의 첫번째 stage에서 code 동기가 확립되었다고 하면 이때의 스위치 출력 신호  $S_{ij}(t)$ 는 다음 식 (9.1)과 같이 주어지고, code 동기가 확립되지 않으면  $S_{ij}(t)$ 는 식 (9.2)로 주어진다.

$$S_{i1}(t) = R_{i1}(t) \quad (9.1)$$

$$S_{i1}(t) = 0 \quad (9.2)$$

식 (9)로 주어지는 스위치의 출력신호와 입력신호가 1 bit 만큼 지연된 신호  $r(t-T)$ 를 이용하면 2 번째 stage에서 간섭신호 제거기의 출력신호를 구할 수 있다.  $i$ 번째 채널의 첫번째 stage에서 code 동기가 확립

되지 않은 임의의 채널을  $m$ 이라 하면, co-channel 간섭신호가 제거된 두번째 stage 의 CIR 출력신호는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned}
 r_{i2}(t) &= r(t-T) - \sum_{j=1}^N S_{j1}(t) & (10.1) \\
 &= \sum_{j=1}^N a_j(t-T)d_j(t-T)c_j(t-T) \\
 &\quad - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq m}}^N a_j(t-T)d_j(t-T)c_j(t-T) \\
 &\quad - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq m}}^N \sum_{k=1}^N a_k(t-T)d_k(t-T)\rho_{jk}c_j(t-T) & (10.2) \\
 &= a_i(t-T)d_i(t-T)c_i(t-T) \\
 &\quad + \sum_{j=1}^N a_j(t-T)d_j(t-T)c_j(t-T) \\
 &\quad - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq m}}^N a_j(t-T)d_j(t-T)c_j(t-T) \\
 &\quad - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq m}}^N \sum_{k=1}^N a_k(t-T)d_k(t-T)\rho_{jk}c_j(t-T) & (10.3)
 \end{aligned}$$

이제 식 (10)으로 표현되는  $i$ 번째 채널의 2 번째 stage CIR 의 출력신호는  $i$ 번째 채널의 2 번째 stage 복조기 입력신호로 작용하게 되므로, 식 (10) 을 이용하여  $i$ 번째 채널의 2 번째 stage 에서 복조기 출력신호를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 D_{i2}(t+\tau) &= \frac{1}{T} \int_0^T a_i(t+s-T+\tau)d_i(t+s-T+\tau)c_i(t+s-T+\tau)c_i(t+s-T)d_s \\
 &\quad + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N \left[ \frac{1}{T} \int_0^T a_j(t+s-T+\tau)d_j(t+s-T+\tau)c_j(t+s-T+\tau)c_j(t+s-T)d_s \right] \\
 &\quad - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq m}}^N \left[ \frac{1}{T} \int_0^T a_j(t+s-T+\tau)d_j(t+s-T+\tau)c_j(t+s-T+\tau)c_j(t+s-T)d_s \right] \\
 &\quad - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq m}}^N \sum_{k=1}^N \left[ \frac{1}{T} \int_0^T a_k(t+s-T+\tau)d_k(t+s-T+\tau)\rho_{jk}c_j(t+s-T+\tau)c_j(t+s-T)d_s \right] & (11)
 \end{aligned}$$

따라서  $i$ 번째 채널의 2 번째 stage 에서 code 동기가 확립되면 복조기 출력신호는 다음 식 (12)와 같이 된다.

$$\begin{aligned}
 D_{i2}(t) &= A_i(t-T)d_i(t-T) \\
 &\quad + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N [A_j(t-T)d_j(t-T)\rho_{ij}] \\
 &\quad - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq m}}^N [A_j(t-T)d_j(t-T)\rho_{ij}] \\
 &\quad - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq m}}^N \sum_{k=1}^N A_k(t-T)d_k(t-T)\rho_{jk}\rho_{ij} & (12)
 \end{aligned}$$

식 (12)에서 알 수 있듯이 특정  $i$ 번째 채널의 2 번째 stage 의 복조기 출력신호는 첫번째 stage 에서 동기가 확립된 다른 채널들의 신호에 의한 간섭신호 성분은 수행이득의 제공이상으로 약해지고, 또한 첫번째 stage 에서 동기가 확립되지 않은 채널들의 신호에 의한 간섭은 수행이득 만큼 줄어들게 된다. 이는 첫번째 단계에서의 복조기 출력인 식 (7)의 경우 다른 채널의 신호성분이 역확산에 의해 수행이득 만큼 줄어드는 것과 비교하면, 제안한 다단계 DS/CDMA 수신기의 경우 수행이득 외에 co-channel 간섭신호 제거에 의한 추가의 처리이득이 존재함을 명확히 알 수 있다.

일반적으로  $\rho_{ij}$ 는  $i$ 번째 채널신호와  $j$ 번째 채널신호 사이의 cross-correlation을 나타내고 이는 처리 이득의 역수로 나타낸다. 따라서 다단계 DS/CDMA 수신기에서 code 동기가 확립된 채널에 대한 co-channel 간섭신호 제거에 따른 이득은 stage가 증가할수록 간섭신호 제거 효과는 수행이득의 곱에 비례하게 된다. 따라서 비록 임의의  $i$ 번째 채널 수신기에서  $j$ 번째 stage의 부수신기가 동기를 확립하지 못한 경우에도 타 채널의 간섭신호가 제거된  $j-1$ 번째 부수신기에서는 code 동기를 확립할 수 있다. 또한 비록 임의의  $i$ 번째 채널 수신기의  $j$ 번째 stage의 부수신기가 동기를 확립하는 경우에도 타 채널의 간섭신호가 제거된  $j-1$ 번째 부수신기에서는  $j$ 번째 stage 에서 보다 좋은 SNR(signal-to-noise ratio) 혹은 SIR(signal-to-interference ratio)을 얻을 수 있으므로 기존의 single stage DS/CDMA 시스템 보다 더 좋은 성능을 나타낸다.

한편, 다단계 DS/CDMA 시스템 수신기의 성능 분석을 일반화하여  $N$ 개 채널을 수용하는  $N \times (N+1)$  다



단계 수신기에 대한 일반적인 분석은 매우 복잡하므로, 본 논문에서는 인의 경우에 대해 분석한 결과를 예시한다. 이의 분석적결과는 부록에 나타내었다. 부록의 결과에서 예시한 3×4 단계 수신기에서는 co-channel 간섭 신호가 적어도 처리이득의 세제곱 만큼 줄어 들게 된다. 이러한 결과는 입력신호의 특성에 따라 달라지게 되나 co-channel 간섭신호가 클 수록 제거가 쉽다는 것을 알 수 있다.

#### 4. Simulation 및 고찰

본 논문에서는 제안한 다단계 DS/CDMA 시스템 수신기의 성능을 확인하기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션 (computer simulation)을 수행하였다. 시뮬레이션에서 고려한 DS/CDMA cellular 환경은 그림 1 및 그림 2와 같고, 수신기에서는 반송파를 먼저 제거한 후 PN 역확산을 수행하는 구조를 채택하였다. 시뮬레이션에서 고려된 uplink 채널의 DS/SS 구조는 downlink의 DS/SS 구조와는 다르게 모델링 하였다. 즉, 각 이동국의 송신기는 I-arm 및 Q-arm의 quadrature 구조를 갖는데, I-arm은 pilot 채널신호를 Q-arm은 traffic 채널신호를 형성한다. 각 I-arm 및 Q-arm 신호는 각기 다른 Walsh code에 의해 orthogonal covering 되고, 동일한 PN code에 의해 확산된다. 확

산된 I-arm 및 Q-arm 신호는 quadrature 변조된 후 결합되어 송신된다. Uplink에서 각 이동국에 할당된 PN code는 동일한 sequence를 가지며, 각 이동국에 할당된 PN code의 time offset을 달리 하므로서 각 이동국의 신호를 구분할 수 있다. Uplink에서 기지국은 각 이동국의 수 만큼 수신기를 갖고 있으며, 각 수신기에서는 pilot 채널 신호를 이용하여 code 동기를 확립한 후, traffic 채널 데이터는 pilot 채널을 이용하여 동기복조를 수행한다. 또한, 모든 simulation은 c-language로 HP9000/730 workstation에서 수행하였다.

〈표1〉은 시뮬레이션에서 사용한 주요 변수들을 요약한 것이다. 〈표1〉을 보면, PN code는 13차 M-Sequence를 사용하였으며, 짝수개의 길이로 만들기 위하여 zero-appending을 하였으므로 PN code 길이는 8192 chip이다. Orthogonal code로는 길이 64인 Walsh code를 사용하였다. Carrier 주파수는 300 MHz 내역이고, data rates은 20 kbps이며, 국부 발진기는 0.1ppm~1ppm 정도의 정확도를 가지며 각 채널별로 각기 다르게 하였다. Pilot 채널의 처리이득은 사실상 무한대까지 할 수 있으나 실제 구현을 고려하여 27dB 정도로 하였고, traffic 채널의 처리이득은 21dB 정도로 하였으며, 따라서 chip rates은 2.56 MHz이다. 다중접속 채널의 수는 downlink의 경우 1

Table 1. DS/CDMA simulation environments.

1. PN Code	M-Sequence(8191+1)
2. Orthogonal Code	Walsh Code(64)
3. Carrier Frequency	300 MHz
4. Data Rates	20 Kbps
5. Local Oscillator	0.1-1 ppm
6. Pilot Processing Gain	27 dB(512 chip Dump)
7. Traffic Processing Gain	21 dB(128 chip Dump)
8. Chip Rates	2.56 Mcps
9. Multiple Access Channel	6 CH
10. Carrier Demodulation	Non-Coherent
11. Data (Traffic) Demodulation	Coherent
12. Roll Off Filter	56 Tap Raised-Cosine Filter
13. Sampling Rates	Tx/Rx:chip x 4
14. Quantization	12 bits Llyod-Max Quantizer
15. Test Sample Data	about 20,000

Table 2. Results of simulation to Fig. 5.

	Stage 1(BER)	Stage 2 (BER)
CH1	Sync Loss	0.0348
CH2	Sync Loss	0.0046
CH3	Sync Loss	0.0009
CH4	Sync Loss	Error Free
CH5	0.0001	Error Free
CH6	Error Free	Error Free

Table 3. Results of simulation to Fig. 6.

	Stage 1(BER)	Stage 2 (BER)
CH1	Sync Loss	0.0444
CH2	Sync Loss	0.0085
CH3	Sync Loss	0.0008
CH4	Sync Loss	Error Free
CH5	0.0014	Error Free
CH6	Error Free	Error Free

pilot 및 6 traffic 채널이고, uplink의 경우 6 pilot 및 6 traffic 채널로 구성된다. 수신기에서 carrier 복조는 비동기로 수행하였으며, 데이터 복조는 pilot을 이용한 동기복조를 수행한다. 송신단 sampling 수는 chip×4 배로 하고, 수신단 sampling 수도 chip×4 배로 하였다. Simulation 에서 테스트 용 데이터 수는 약 20,000 개 정도로 하였다. 이제 이러한 환경하에서 다단계 DS/SS 수신기에 대한 simulation 결과를 살펴본다. 그림 5는 uplink 에서의 simulation 환경을 나타낸 것으로서 가로축은 채널을 세로축은 기지국에 수신되는 각 채널의 신호세기를 표시하였다. 여기서 원근 문제 혹은 무선채널의 특성으로 말미암아 기지국에 수신되는 각 이동국의 신호세기가 각기 다른 것으로 가정하였으며, AWGN(additive white gaussian noise)은 백색 가우시안 채널 잡음을 나타낸다.

그림 5에 대한 다단계 수신기의 데이터 복조 결과는 <표2>와 같다. 실제 6 채널을 수용하는 다단계 수신기는 6×7 matrix 구조를 갖는 부수신기를 필요로 하지만 <표2>의 simulation 결과는 단지 6 channel×2 stage 를 갖는 다단계 수신기에 대해 simulation 결과를 보였다. 즉, 각 채널별로 2 stage의 복조기와 CIR을 갖는 구조에 대해 결과를 보였다.

<표2>에서 다단계 복조기의 1번째 stage 인 stage1은 기존의 single stage DS/SS 수신기 성능으로 볼 수 있는데, stage1에서는 5,6번 채널의 강한 신호로 말미암아 상대적으로 신호세기가 약한 1~4번 채널의 수신기는 code 동기 조차 확립되지 않음을 알 수 있고, stage1에서 5,6번 채널은 code 동기를 확립하여 데

이터를 복조하고 있으며, 5번 채널의 BER은 약  $10^{-4}$  정도이고, 6번 채널은 error-free임을 볼 수 있다.

그러나 <표2>의 stage1에서 code 동기를 확립한 채널의 신호는 각 채널의 2번째 CIR에서 co-channel 간섭신호가 제거되게 되므로, 2번째 stage의 결과를 보면 다단계 수신기를 채택하므로서 뚜렷한 성능 향상이 이루어짐을 알 수 있다. 즉, stage1에서 code 동기를 확립하지 못한 1~4번 채널은 5,6번 채널의 간섭신호를 제거한 후에는 모두 code 동기를 확립하여 데이터를 잘 복조함을 알 수 있고, 또한 stage1에서 code 동기를 확립한 5번 채널의 경우도 stage2에서는 6번 채널의 간섭신호 제거 후 BER 성능이 향상된 것을 볼 수 있다.

<표2>의 stage2 복조기로 입력되는 신호는 stage1에서 code 동기가 확립된 5,6번 채널 신호성분이 제거된 신호이다. 그러나 stage2에서는 모든 채널이 code 동기를 확립하였으므로, stage3에서는 타 채널의 신호 성분이 제거되고 자기 자신의 신호성분과 PN code cross-correlation 성분만이 복조기로 입력될 것이다. 따라서 <표2>의 simulation을 6×7 matrix 구조를 갖는 다단계 수신기에 적용하면 stage 수가 증가할수록 보다 좋은 성능을 얻을 수 있을 것으로 예측할 수 있다.

그림 6은 6 채널 2 stage에 대한 다단계 수신기의 uplink simulation의 또다른 환경을 보인 것인데, 그림 6의 경우는 그림 5의 환경에 AWGN을 포함시킨 것이다. 그림 6에 대한 simulation 결과는 <표3>과 같다. <표3>을 보면 전체적으로 <표2>와 비슷한 결과를 얻었으나, AWGN으로 말미암아 전체적으로 BER 성

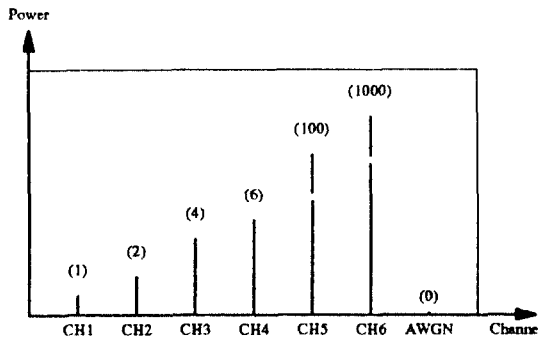


Fig. 5. DS/SS simulation environments (I).

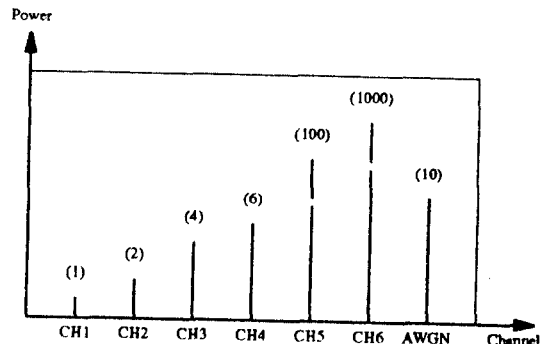


Fig. 6. DS/SS simulation environments (I).

능이 저하된 것을 볼 수 있다. 이는 co-channel 간섭 신호 제거를 위한 다단계 수신기는 AWGN 등과 같이 예측 불가능한 잡음 그 자체에 대해서는 처리이득이 없음을 보여 주는 것이다. 이러한 사실은 이미 대역확산 통신 방식이 채널잡음에 대해서는 처리이득이 존재하지 않는다는 사실로부터 쉽게 예측 가능한 결과이다. 그러나 <표3>의 결과는 AWGN 채널 환경하에서도 채널잡음으로 인한 성능 열화를 제외하고는 제한한 다단계 수신기는 잘 동작함을 보여준다. 즉, 이는 AWGN 채널 환경하에서도 다단계 수신기가 대역확산 시스템의 처리이득 외에 co-channel 간섭신호 제거에 따른 추가의 이득이 존재하여 기존의 single stage DS/CDMA 수신기 보다 더 좋은 성능을 얻을 수 있다는 것을 보여준다.

그림 7은 uplink 에서 사용한 또다른 환경을 보인 것인데, 여기서 사용한 test data는 약 4000 개이다. 그림 7에서 볼 수 있듯이 기지국 수신기에 도달되는 각 이동국 전력은 각각 9 dB 정도로 차이를 가지고 있으며, 가장 작은 전력을 갖는 1번 채널과 가장 큰 전력을 갖는 6번 채널의 전력은 약 45 dB 정도 차이가 난다. 그림 7 과 같은 환경하에서 기지국의 다단계 수신기의 simulation 결과를 <표4>에 보였는데 이 경우에는 full stage 즉, 6channel×7stage 다단계 수신기에 대한 simulation 결과를 보였다.

<표4>를 보면 첫번째 stage에서는 PN 동기의 처리이득(27 dB) 이 채널간 간섭신호의 전력차이 보다 작은 1, 2, 3 번 채널은 역확산 동기 조차 확립하지 못하였음을 알 수 있으며, 그렇지 않은 4, 5, 6 번 채널은

code 동기를 확립하여 data 를 복조하고 있음을 알 수 있다. 두번째 stage 의 결과를 보면 첫번째 stage 에서 역확산 동기가 확립된 4, 5, 6 번 채널의 간섭신호는 제거 되었으므로 2 번 및 3 번 채널은 역확산 동기를 확립하여 데이터를 복조하고 있다. 그러나 1 번 채널의 경우 비록 4, 5, 6 번 채널의 간섭신호는 제거 되었지만 간섭신호 제거 후 잔여신호(residual signal) 및 2, 3 번 채널의 간섭신호로 말미암아 역확산 동기를 확립하지 못하고 있음을 볼 수 있다. 다단계 수신기의 경우 단계가 증가 할수록 채널간 간섭신호는 더욱더 제거되므로 3 번째 stage에서는 1 번 채널도 역확산 동기를 확립하여 데이터를 복조함을 볼 수 있다. 그런데 1번 채널의 6번 stage의 경우는 5 번 stage 보다 오히려 BER 이 증가한 것을 볼 수 있는데 이는 test data 의 수가 충분히 많지 않아서 국부적으로 나타난 현상이거나 혹은 잔여신호의 특성에 기인한 것으로 추정된다.

이상에서 제한한 다단계 수신기에 대한 computer simulation 및 이의 결과에 대하여 살펴 보았는데, 실험결과에 대한 추가의 고찰 및 실제 다단계 DS/SS 수신기를 구현하고자 할 때 구현상의 문제점 혹은 고려사항으로는 크게 다음과 같이 3 가지로 요약된다. 1) 입력신호  $r(t)$ 의 dynamic range를 충분히 수용할 수 있는 A/D 변환기가 필요하다. 즉, 이는 A/D 변환기의 dynamic range 에 따라 다단계 수신기의 co-channel 간섭신호 제거 능력이 제한됨을 의미한다. 2)  $N \times (N+1)$  다단계 수신기를 구현할 때  $N$ 이 큰 경우 수신기는 대단히 복잡한 구조를 갖는다. 이 경우 실제 구현 시 적용 시스템에 따라 단계의 수를 적절히 제한하여  $N$

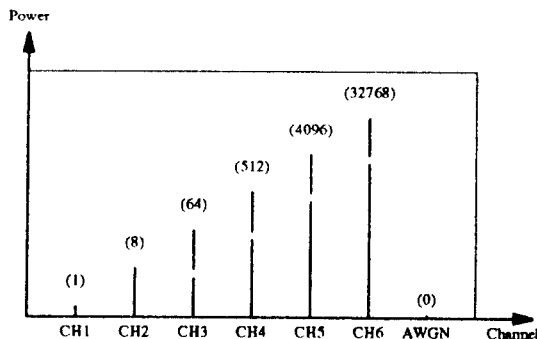


Fig. 7. DS/SS simulation environments (Ⅲ).

Table 4. Results of simulation to Fig. 7.

	Stg1	Stg2	Stg3	Stg4	Stg5	Stg6
CH1	SL	SL	0.148	0.088	0.082	0.086
CH2	SL	0.149	EF	EF	EF	EF
CH3	SL	EF	EF	EF	EF	EF
CH4	0.305	EF	EF	EF	EF	EF
CH5	EF	EF	EF	EF	EF	EF
CH6	EF	EF	EF	EF	EF	EF

SL : Syne Loss, EF : Error Free

$\times K$ ,  $K \ll N$ , 다단계 수신기를 채택할 수 있다. 3) 페이딩(fading), 부분상관(partial correlation) 혹은 code 동기 loop 의 성능 등에 따라 co-channel 간섭신호 제거 후 잔여신호가 영(zero)으로 수렴하지 않고 어느 정도의 간섭신호 성분이 존재할 수 있다. 이 경우에도 co-channel 간섭신호 제거에 따른 이득은 존재하지만 잔여신호 성분은 여전히 간섭신호로 작용하게 된다. 이러한 문제점에 대해서는 계속해서 연구가 수행되어야 할 것이다.

### 5. 결 론

본 논문에서는 채널 상호간의 간섭신호를 다단계 복조 구조를 갖는 수신기를 이용하여 효과적으로 제거하여 시스템의 성능을 극대화한 DS/CDMA 시스템을 제안하였다. 제안한 DS/CDMA 시스템용 다단계 수신기의 기본 개념은 다수의 사용자 신호가 결합된 수신신호에서 각 사용자의 신호 성분을 예측하고, 수신신호에서 특정 사용자신호 성분을 제외한 다른 모든 사용자의 신호 성분을 제거함으로써 채널 상호간의 간섭을 제거하고자 하는 것이다. 따라서 본 논문에서 제안한 방식을 사용하면 직접확산 방식에서 특히 문제가 되는 원근문제를 효과적으로 해결할 수 있고 더우기 정교한 전력제어를 위한 복잡한 알고리즘을 사용하지 않아도 된다. 또한 각 사용자 상호간의 간섭신호 성분은 효과적으로 제거되었기 때문에 DS/CDMA 시스템의 채널 용량도 한층 증대시킬 수 있다.

본 논문에서는 제안한 DS/CDMA 시스템용 다단계 수신기의 성능을 평가하기 위하여 6 채널을 수용하는 DS/CDMA cellular 환경하에서 uplink 접속 채널에 대한 simulation 을 수행하였다. Simulation 결과 다단계 수신기를 채택한 DS/SS 수신기는 기존의 single stage DS/SS 수신기에 비해 뚜렷한 성능 향상을 보임을 확인하였다. 향후 본 논문의 연구방향은 다단계 수신기에 대한 보다 analytic 한 해석과 함께 실제 다단계 수신기를 구현하고자 할 때 고려해야할 문제에 대한 심도있는 연구가 병행되어야 하겠다.

(부록)  $3 \times 4$  다단계 수신기에 대한 예

진폭이  $\sqrt{P_1}, \sqrt{P_2}, \sqrt{P_3}$  인 신호 A, B, C를 각각  $a_1,$

$a_2, a_3$ 라 하고, 서로 다른 세개의 PN 부호  $c_1(t), c_2(t), c_3(t)$ 로 확산 되었다고 가정하면, 수신기에 입력된 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r(t) = a_1c_1(t) + a_2c_2(t) + a_3c_3(t) \tag{A.1}$$

이때 대역확산 시스템의 처리이득 (processing gain) 을 PG라 하고 이들의 상호 관계를 다음과 같이 가정하기로 하자.

$$\begin{aligned} \sqrt{P_1} &> PG \cdot \sqrt{P_2} \\ \sqrt{P_2} &> PG \cdot \sqrt{P_3} \end{aligned} \tag{A.2}$$

식 (A.2)의 가정하에서는 신호 A의 크기가 신호 B와 C의 전력보다 처리이득 이상으로 크기 때문에 첫번째 stage에서는 신호 A만이 동기가 성립되고, 신호 B와 C는 역확산 동기가 성립되지 않는다. 마찬가지로 두번째 stage에서는 신호 A와 B에 대해서만 동기가 성립된다. 그림 4에서  $i$ 번째 행에서  $i$ 번째 신호가 복조가 된다고 가정하고, 각 행에서 stage 수는 복조하고자 하는 신호수와 같게 취한다. 입력신호 수가 3 개 이므로 행과 열의 숫자는 각각 3 이 된다. 입력신호가 각각 식 (A.2)의 가정과 같다면 첫번째 행의 첫번째 stage 의 복조기와 재변조기 출력  $D_{11}(t), R_{11}(t)$ 은 각각 다음과 같다.

$$D_{11}(t) = a_1 + a_2\rho_{12} + a_3\rho_{13} \tag{A.3.1}$$

$$R_{11}(t) = a_1c_1(t-T) + (a_2\rho_{12} + a_3\rho_{13})c_1(t-T) \tag{A.3.2}$$

반면 첫번째 stage에서는 신호 B와 C에 대해서는 동기가 확립되지 않으므로

$$S_{21}(t) = S_{31}(t) = 0 \tag{A.4}$$

이 된다. 이들 신호를 이용하면 두번째 stage 에서의 CIR의 출력신호  $r_{12}(t), r_{22}(t), r_{32}(t)$ 은 각각 다음과 같이 주어진다.

$$r_{12}(t) = r(t-T) = a_1c_1(t-T) + a_2c_2(t-T) + a_3c_3(t-T) \tag{A.5.1}$$

$$\begin{aligned} r_{22}(t) &= r(t-T) - R_{11}(t) \\ &= r(t-T) - a_1c_1(t-T) - (a_2\rho_{12} + a_3\rho_{13})c_1(t-T) \\ &= a_2c_2(t-T) + a_3c_3(t-T) - (a_2\rho_{12} + a_3\rho_{13})c_1(t-T) \end{aligned} \tag{A.5.2}$$

$$\begin{aligned}
 r_{32}(t) &= r(t-T) - R_{11}(t) && + (B\rho_{12} + C\rho_{13})\rho_{12}\rho_{13} && (A.8.3) \\
 &= r(t-T) - a_1c_1(t-T) - (a_2\rho_{12} + a_3\rho_{13})c_1(t-T) \\
 &= a_2c_2(t-T) + a_3c_3(t-T) - (a_2\rho_{12} + a_3\rho_{13})c_1(t-T) && (A.5.3)
 \end{aligned}$$

이들 신호를 이용하면 두번째 stage에서의 복조기와 재변조기의 출력은 각각 다음과 같이 주어진다.

$$D_{12}(t) = D_{11}(t-T) \quad (A.6.1)$$

$$R_{12}(t) = R_{11}(t-T) \quad (A.6.2)$$

$$D_{22}(t) = a_2 + a_3\rho_{23} - (a_2\rho_{12} + a_3\rho_{23})\rho_{12} \quad (A.6.3)$$

$$\begin{aligned}
 R_{22}(t) &= a_2c_2(t-2T) + a_3\rho_{23}c_2(t-2T) \\
 &\quad + (a_2\rho_{12} + a_3\rho_{13})\rho_{12}c_2(t-2T) && (A.6.4)
 \end{aligned}$$

$$S_{32}(t) = 0 \quad (A.6.5)$$

이들 신호를 이용하여 세번째 stage의 CIR 출력신호를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 r_{13}(t) &= r(t-2T) - R_{22}(t) \\
 &= a_1c_1(t-2T) + a_3c_3(t-2T) - a_2c_2(t-2T) \\
 &\quad - a_3\rho_{23}c_2(t-2T) \\
 &\quad + (a_2\rho_{12} + a_3\rho_{13})\rho_{12}c_2(t-2T) && (A.7.1)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 r_{23}(t) &= r(t-2T) - R_{11}(t) \\
 &= a_2c_2(t-2T) + a_3c_3(t-2T) \\
 &\quad - (a_2\rho_{12} + a_3\rho_{13})\rho_{12}c_1(t-2T) && (A.7.2)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 r_{33}(t) &= r(t-2T) - R_{11}(t) - R_{22}(t) \\
 &= a_2c_3(t-2T) - (a_2\rho_{12} + a_3\rho_{13})c_1(t-2T) \\
 &\quad - a_3\rho_{23}c_2(t-2T) + (a_2\rho_{12} + a_3\rho_{13}) \\
 &\quad \rho_{12}c_2(t-2T) && (A.7.3)
 \end{aligned}$$

이들 신호를 이용하여 세번째 stage에서 복조기와 재변조기의 출력을 구하면 다음과 같은 신호들을 얻을 수 있다.

$$D_{13}(t) = a_1 + a_3\rho_{13} - a_2\rho_{12} - a_3\rho_{23}\rho_{12} + (a_2\rho_{12} + a_3\rho_{13})\rho_{12}^2 \quad (A.8.1)$$

$$D_{23}(t) = a_2 + a_3\rho_{23} - (a_2\rho_{12} + a_3\rho_{13})\rho_{12} \quad (A.8.2)$$

$$D_{33}(t) = a_3 - (a_2\rho_{12} + a_3\rho_{13})\rho_{13} - a_3\rho_{23}^2$$

$$R_{13}(t) = a_1c_1(t-3T) + (a_3\rho_{13} - a_2\rho_{12} - a_3\rho_{23}\rho_{12} + (a_2\rho_{12} + a_3\rho_{13})\rho_{12}^2)c_1(t-3T) \quad (A.8.4)$$

$$R_{23}(t) = a_2c_2(t-3T) + (a_3\rho_{23} - (a_2\rho_{12} + a_3\rho_{13})\rho_{12})c_2(t-3T) \quad (A.8.5)$$

$$R_{33}(t) = a_3c_3(t-3T) - ((a_2\rho_{12} + a_3\rho_{13})\rho_{13} - a_3\rho_{12}^2 + (a_2\rho_{12} + a_3\rho_{13})\rho_{12}\rho_{13})c_3(t-3T) \quad (A.8.6)$$

이 신호들을 이용하여 최종 복조기의 입력신호  $r_{14}(t) = r(t-3T) - R_{23}(t) - R_{33}(t)$ ,  $r_{24}(t) = r(t-3T) - R_{13}(t) - R_{33}(t)$ ,  $r_{34}(t) = r(t-3T) - R_{13}(t) - R_{23}(t)$ 를 구할 수 있으며, 이 신호들을 이용하여 최종단에서 복조를 행하면 최종단 복조기 출력은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned}
 D_{14}(t) &= a_1 + a_2(\rho_{12}\rho_{13}^2 + \rho_{12}^2\rho_{13} + \rho_{12}^2) \\
 &\quad + a_3(\rho_{13}\rho_{13}^2 + \rho_{12}\rho_{13}^2 + \rho_{12}^2\rho_{13} - \rho_{12}\rho_{23}\rho_{13} - \rho_{13}\rho_{23}^2) && (A.9.1)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 D_{24}(t) &= a_2(1 + \rho_{12}^2\rho_{13}^2 + \rho_{12}\rho_{13}\rho_{23} + \rho_{12}^2\rho_{13}\rho_{23}) \\
 &\quad + a_3(\rho_{23}\rho_{12}^2 + \rho_{13}\rho_{12}^2 + \rho_{13}\rho_{23}) \\
 &\quad + \rho_{13}\rho_{12}\rho_{23} - \rho_{12}\rho_{13} - \rho_{23}^2 && (A.9.2)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 D_{34}(t) &= a_3(1 - \rho_{13}^2 + \rho_{12}\rho_{13}\rho_{23} - \rho_{13}\rho_{12}^2 - \rho_{23}^2 + \rho_{12}\rho_{13}\rho_{23}) \\
 &\quad + a_2(\rho_{12}\rho_{13} - \rho_{12}\rho_{13} + \rho_{12}\rho_{23}) && (A.9.3)
 \end{aligned}$$

위 식에서 상호상관특성  $|\rho_{ij}| \ll 1$ , ( $i, j=1, 2, 3$ )이므로, 가장 작은신호 C에 대한 복조신호  $D_{34}(t)$ 는 다른 신호들에 대해 두번 이상의 처리 이득을 얻을 수 있으므로 복조가 용이하게 이루어진다.

## 참고문헌

1. G.R. Cooper and C.D. McGillem, Modern Communications and Spread Spectrum, McGraw-Hill, 1986.
2. R.C. Dixon, Spread Spectrum System, John Wiley & Sons, 1984.
3. R.E. Ziemer and R.L. Peterson, Digital Communication and Spread Spectrum Systems, McMillan, 1985.
4. An Overview of the Application of CDMA to

Digital Cellular Systems and Personal Cellular Network, TIA TR45.5 Subcommittee, Mar. 28, 1992. Qualcomm.

5. The CDMA Network Engineering Handbook, Mar. 1, 1993. Qualcomm.
6. A.J. Viterbi, CDMA Principles, Jan. 16, 1992. Qualcomm.
7. L.B. Milstein, "Interference Rejection Techniques in Spread Spectrum Communications", Proc. of IEEE, Vol. 76, No. 6, pp.657-671, June, 1988.
8. R. Lupas and S. Verdu, "Near-Far Resistance of Multiuser Detectors in Asynchronous Channels," IEEE Trans. on Commun., Vol.38, No.4, pp.496-508, Apr. 1990.
9. M.K. Varanasi and B. Aazhang, "Multistage Detection in Asynchronous Code Division Multiple Access Communications," IEEE Trans. on Commun. Vol. 38, No. 4, pp.509-519, Apr. 1990.
10. Y.C. Yoon, R. Kohno and H. Imai, "A Spread Spectrum Multi-Access System with a Cascade of Co-Channel Interference Cancellers for Multipath Fading Channels," IEEE second Inter. Sym. on Spread Spectrum Tech. and Appli. ISSSTA'92, pp.87-90, Nov.29 - Dec. 2, 1992.
11. S. Verdu, "Minimum Probability of error for asynchronous Gaussian multiple access channels," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-32, pp.85-96, Jan. 1986.
12. J. K. Holmes, Coherent Spread Spectrum Systems, John Wiley, 1982.
13. M. K. Simon, J. K. Omura, R. A. Scholtz and B. K. Levitt, Spread Spectrum Communications, Computer Science Press, 1985.
14. W. C. Y. Lee, "Power control in CDMA," IEEE. Proc. of VTC, pp.77-80, 1991.
15. F. Simpson and J. Holtzman, "CDMA power control, interleaving and coding," IEEE, Proc. of VTC, pp.362-367, 1991.
16. 김선영, 김진업, 이점도, "CDMA 이동통신에서의 전력제어 성능 분석," 전자통신 연구소 주간 기술동향 93-22, 1993.



金 濟 佑(Je Woo Kim)      정희원

1959년 6월 3일생

1983년 2월 : 서울대학교 공과대학 전자공학과 졸업

1985년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사

1990년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사  
 1990년 3월~1993년 2월 : 삼성전자 정보통신(본) 산업전자.  
 1993년 3월~현재 : 삼성전자 산업전자 기술자문  
 1993년 3월~현재 : 수원대학교 정보통신공학과 조교수  
 ※주관심 분야 : 디지털이동통신, 대역확산통신시스템, 디지털 신호처리, Phased Array 신호처리, 디지털 모델설계



朴 鍾 賢(Jong Hyeon Park)정희원

1965년 3월 10일생

1986년 2월 : 경북대학교 공과대학 전자공학과 졸업

1985년 2월 : 동대학원 석사

1988년 2월~1991년 7월 : KIST 집적시스템 연구실.

1991년 7월~현재 : 삼성전자 정보통신(본) 산업전자.  
 ※주관심 분야 : 디지털 이동통신, 대역확산통신시스템, 디지털 신호처리, 디지털 모델설계



金熙東(Hee Dong Kim) 정희원

1957년 11월 3일생

1981년 2월 : 서울대학교 공과대학  
전기공학과 졸업

1983년 2월 : 한국과학기술원 전기  
및 전자공학과 석사

1987년 8월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사

1987년 8월~1992년 2월 : 디지콤 정보통신연구소

1992년 3월~현재 : 수원대학교 정보통신공학과 조교수

\*주관심 분야 : 무선통신 네트워크, 지능망, 초고속통신망,  
부가가치통신망