

論文2000-37TC-02-7

DS/CDMA시스템에서 역방향 링크 동기식 전송 기법의 성능과 핸드오버 영향을 고려한 성능 분석

(Performance Analysis of Reverse Link Synchronous Transmission for a DS/CDMA System Subject to Handover Effect)

安秉徹*, 黃宜漢*, 洪仁基**, 趙慶麗***, 劉泳甲***

(Benjamin B.C. Ahn, Sun H.Hwang, Een K. Hong, Kyoung R. Cho, and Younggap You)

요 약

DS-CDMA시스템은 다중 접속 간섭(Multiple Access Interference; MAI)에 의해 주로 성능이 좌우된다. 특히 이동국들사이의 직교성 부재로 순방향 링크보다는 역방향 링크에서 간섭의 영향이 커진다. 따라서 본 논문에서는 역방향 링크에서 성능열화의 주 원인인 사용자간 간섭을 각 채널간 수신 동기를 확보하여 직교성을 유지함으로써 역방향 링크 성능을 향상시키는 방안을 제시하며, 역방향 링크 동기가 성립되지 않은 경우와 비교분석 하였다. 또한 본 논문에서는 역방향 동기 기법에서 간과하기 쉬운 핸드오버 영역에 존재하는 이동국(Mobile Station; MS)들까지를 고려하여 성능을 재 분석하였다. 즉 특정 이동국이 원천 기지국(Serving Base Station; Serving BS)에서 대상 기지국(Target Base Station; Target BS)으로 핸드오버 중이라고 가정할 때, 이 이동국은 원천 기지국(Serving BS)에 역방향 동기를 유지하고 있는 상태이므로 대상 기지국(Target BS)과는 역방향 동기가 성립되지 않는다. 이에 본 논문에서는 핸드오버 영역 이동국들의 영향을 고려하여 역방향 동기 기법을 재 고찰하였으며, 역방향 동기 기법을 적용하는데 있어서의 핸드오버의 영향을 시뮬레이션을 통해 정량적으로 제시하였다. 마지막으로 핸드오버 영역 이동국들로부터의 간섭으로 인해 역방향 링크 전체 용량이 감소됨에 대한 해결책의 하나로 최근 구현 고려 대상인 간섭 제거 방식을 부분적으로 도입하는 방안을 제시하였으며, 성능을 시뮬레이션을 통해 제시하고 검토하였다.

Abstract

It is known that the performance of a DS-CDMA system mainly depends on Multiple Access Interference(MAI). The effect of MAI in a reverse link is larger than that of a forward link because of the absence of orthogonality among mobile stations. In this paper we investigate the effect of synchronous transmission in the reverse link, which is compared to the performance of asynchronous transmission in the reverse link. In addition, we consider the effect of interference from Mobile Stations(MSs) in a hand-over region. That is, if we assume that a MS is moving from a serving base station(serving BS) to a target base station(target BS), the signal of the MS is not orthogonal with the signals of all other MSs within the target BS because the MS is only synchronized with the serving BS. Finally we suggest an interference cancellation scheme to reduce the interference from MSs in the region of hand-over, which can be one of solutions for the capacity degradation due to interference from the MSs in the hand-over region in reverse link synchronous transmission.

* 正會員, SK텔레콤 중앙연구원

(Central R&D Center, SK Telecom)

**正會員, 慶熙大學校 電子情報學部

(School of Electronics & Information, Kyunghee University)

***正會員, 忠北大學校 情報通信工學科

(Information & Communication Department
Chung Pook University)

接受日字:1999年8月30日, 수정완료일: 2000年1月31日

I. 서론

직접확산 코드분할 다중접속(DS/CDMA) 방식은 협대역 신호간섭 제거 능력이나 항 페이딩 특성(Anti-fading characteristics)으로 인하여 주파수분할 다중접속 방식이나 시분할 다중접속 방식의 다른 접속 방식보다 우수한 성능을 보여주며 특히, IMT-2000시스템을 포함한 차세대 이동통신 시스템에서 다양한 데이터율을 갖는 멀티미디어 서비스를 제공하기에 적합한 접속 방식으로 인식되고 있다^[1]. 이와 같은 DS/CDMA시스템 용량은 신호 수열(Signature Sequence)들간의 직교성 불일치로 인하여 발생하는 사용자간 다중 접속 간섭(Multiple Access Interference: MAI)에 의해 제한을 받는다^[2, 3]. 또한, DS/CDMA방식의 취약점인 기지국으로부터 이동국간의 근원 문제(Near-far Problem)로 인하여 상대적으로 약한 전력을 가진 신호 성분의 검출에 취약한 단점이 있다^[2,3]. DS/CDMA 시스템에서는 이와 같은 근원 문제를 극복하면서 사용자간의 간섭을 줄임으로써 가입자 용량을 증가시키는 것이 필요하며, 이는 곧 시스템의 성능을 결정하는 중요한 요인이 된다. 현재의 상용 시스템에서는 정확한 전력 제어(Power Control)를 통하여 이와 같은 근원 문제를 해결하고 있지만^[3], 채널 특성이 복잡하게 변화하는 이동통신 환경하에서는 실시간에 엄격한 전력 제어를 구현하는데 한계가 있다. 따라서 간섭에 대한 추가적인 대응이 필요하게 된다. 현재 상용 시스템에서는 순방향 링크의 경우 직교 부호로 각각의 이동국을 구분함으로써 다중 접속 간섭을 줄여 주고 있으나, 역방향 링크에 있어서는 각 이동국이 기지국으로부터 서로 다른 위치에 존재하여 기지국에서 수신신호간의 동기가 이루어 지지 않아 직교부호를 통한 간섭 영향을 줄이지 못하고 있다. 이와 같은 역방향 신호간의 간섭을 줄여주기 위한 방법으로 기지국에서 수신 신호의 도달 시점을 측정하여 각각의 이동국에 타이밍 제어(timing control)를 수행하도록 하여 역방향에서도 직교 부호에 의하여 간섭 신호를 줄여줄 수 있는 방법이 제안되어진 바 있다^[4]. 그러나 논문 [4]에서는 기본적인 알고리즘만을 제안하였고 역방향 동기가 일정 범위내로 설정되었다는 가정하에 성능이 분석되었다.

본 논문에서는 역방향 동기 제어를 수행할 때 발생

할 수 있는 동기제어 비트 오류에 의한 영향, 그리고 동기제어를 일정크기의 시간으로만 수행한 경우와 여러 크기의 시간으로 수행했을 때의 효과를 분석하였다. 또한 핸드오버 영역에 위치하는 사용자가 인접 기지국에 동기를 설정하고 있다면 현 기지국과는 동기가 설정되지 않으므로 이에 대한 영향과 이들 핸드오버 영역에서 수신되는 신호를 간섭제거하였을 때의 성능을 분석하였다. 핸드오버 영역에 속한 이동국들이 기지국 내에서 정상적으로 역방향 링크 동기식 전송을 행하는 나머지 이동국들에 비해 수가 적다고 하지만, 이상적으로 역방향 동기를 수행한 경우의 성능과 비교할 때 성능 열화의 원인이 될 수 있으므로 이를 효과적으로 제거하는 것이 역방향 링크 용량 극대화의 방법이다. 따라서 본 논문에서는 핸드오버 영역 이동국들로부터의 간섭을 기존에 제시된 간섭 제거기를 부분적으로 적용시켜 간섭 제거하는 방식을 제안한다.

여러 논문들에서 제시된 다양한 간섭 제거방식들 중 본 논문에서는 다단 간섭 제거 기법(Multi-stage Interference Cancellation Scheme)을 적용하는 간섭 제거기를 고려하였다^[5]. 특히^[6,7,8]에서 제안하는 간섭 제거 기법은 다단 간섭 제거 기법들 중 구현상의 용이성을 확보하면서 성능을 보다 향상시킬 수 있는 준최적 다중사용자 수신 기법이다. 본 논문에서는 이 중 병렬 간섭 제거기를 부분적으로 적용시켜 핸드오버 영역의 이동국들로부터의 간섭 신호를 제거시켰으며 성능을 비교하였다. 논문은 아래와 같이 구성되어 있다.

논문의 본문 1절에서는 역방향 링크 동기식 전송의 개요를 설명하였으며, 2절에서는 역방향 링크 동기식 전송에 대한 성능 개선안을 제시하였다. 핸드오버 영역의 이동국들 영향까지를 고려한 역방향 링크 동기식 전송의 성능을 3절에서 재 고찰하였으며, 이상적인 역방향 링크 동기식 전송방식에 비해 성능열화가 발생될 수 있음을 고려하였다. 4절에서는 이러한 핸드오버 영역 이동국들로 인한 성능열화를 간섭제거 방식을 부분적으로 적용시킴으로써 이상적인 역방향 동기과 유사한 성능을 얻을 수 있도록 하여 역방향 링크 용량을 극대화할 수 있음을 기술하였다. 마지막으로 5절에서는 본문 1절부터 4절까지의 제안 방법들에 대한 시뮬레이션 결과를 제시하였으며, 각 방식들에 대해 비교 분석하였다. 끝으로 본 논문에 대한 전체적인 결론을 도출하고 장단점에 대하여 정리하였다.

II. 본 론

1. 역방향 동기 방식 개요

DS-CDMA 시스템 순방향 링크에서는 채널간 직교성이 성립되므로 채널구분을 위한 직교코드의 장점을 활용할 수 있어 간섭을 최소화할 수 있다. 특정 기지국에서 하향 송신되는 모든 순방향 채널들은 동시에 전송되어 채널들간의 직교성은 보장된다. 하지만 역방향 링크에서는 각 이동국들로부터 기지국까지의 거리가 서로 달라 도착 시간지연이 다르기 때문에 역방향 링크에서는 각 채널들간의 직교특성을 확보할 수 없게 되어 각 채널간 간섭이 증가하게 된다. 역방향 링크에서도 동기식 전송을 수행하여 채널 직교성에 의한 간섭을 줄이기 위한 방식이 제안된 바 있다^[4].

그림 1은 역방향 링크 동기에 대한 개요를 도시한 것이다. 각 이동국들로부터 역방향 채널 송신 시간을 다르게 조절하여 기지국에 같은 시각에 수신되도록 인위적으로 조절하는 개념이다.

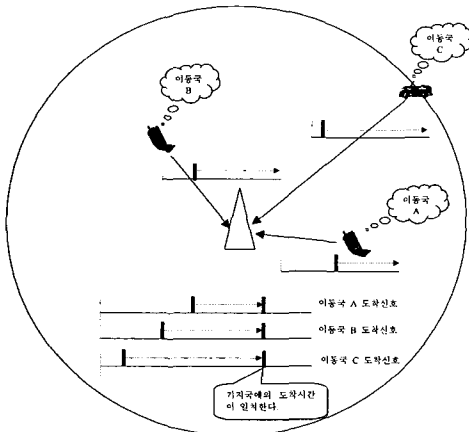


그림 1. 역방향 링크 동기 개요
Fig. 1. Reverse link synchronization overview.

따라서 각 이동국들은 순방향 링크와 마찬가지로 역방향 링크에서도 직교호화를 사용하여 채널들을 구분하는 것이 가능한데, 특정 기지국에 도달하는 각 이동국들로부터의 신호들을 전력제어 비트삽입 방식과 유사한 방식인 타이밍 제어 비트삽입을 통해 실시간으로 직교성을 유지하게 된다. 즉, 기지국은 기지국이 정한 기준시간과 각 이동국들로부터 송신된 신호들의 기지국 수신시간과의 차이를 각각 계산하게 되며, 이 시간 차이를 줄일 수 있는 방향으로 각 이동국들의 송신시간을 당기거나 밀어줄을 지시하는 타이밍 제어비트를

통화채널을 통해 하향 전송하게 된다. 따라서 각 이동국들은 기지국으로부터 수신된 타이밍 제어비트에 의해 일정 시간 단위(예 : 1/4칩 단위)로 송신시간을 당기거나 밀어서 송신한다. 이러한 역방향 링크 동기식 전송방법은 단지 주 경로에 대해서만 가능하다. 주 경로를 제외한 나머지 다중 경로들에 대한 역방향 링크 동기식 전송을 주경로와 함께 만족시킬 수는 없다. 따라서 Gaussian 채널과 같은 이상적인 경우의 역방향 링크 동기식 전송보다는 약간의 성능열화가 예상되지만, 주경로가 전체 수신신호 전력의 절반 이상을 차지한다는 점을 고려할 때, 역방향 링크 동기식 전송방식의 이득은 충분히 기대할 수 있다.

1. 역방향 링크 타이밍 제어 알고리즘(Reverse link timing control algorithm)

기지국은 자체적으로 생성시킨 기준 타이밍을 가지고 있으며, 기지국으로부터 각각 다른 거리에 존재하는 이동국들로부터의 역방향 링크 신호들의 기지국 수신 시간을 일치시키기 위해 계속해서 이동국들의 송신 시간을 제어하기 위한 타이밍 제어 비트를 하향 송신하게 된다. 역방향 채널간의 세부 동기 설정 과정은 그림 2의 흐름도를 참조할 수 있다.

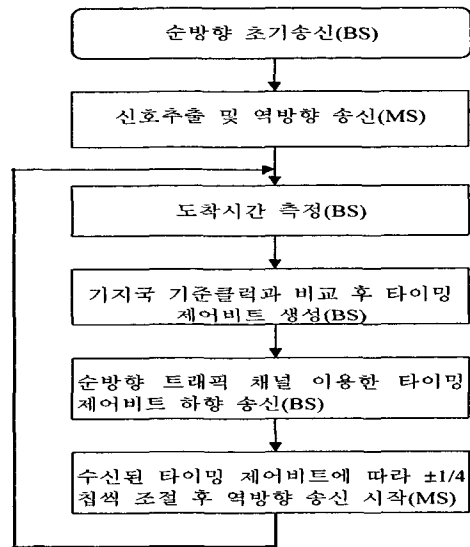


그림 2. 역방향 링크의 동기 설정 과정
Fig. 2. Procedure of reverse link synchronization.

초기에 기지국은 이동국으로 신호를 하향 전송하며, 이동국은 기지국으로부터 전송된 신호에 대하여 초기 동기 및 추적 과정등을 통하여 신호를 추출하고 이에

대한 응답신호를 상향 전송한다. 기지국은 이동국으로부터의 수신 신호와 주기적으로 발생하는 기준 신호의 시간을 비교하고 타이밍 제어 비트(Timing Control bit; TC bit)를 생성하여 특정 주기마다 하향 트래픽 채널을 이용하여 하향 전송한다. 이동국은 수신된 타이밍 제어 비트에 따라 표 1과 같은 방법으로 시간 조절 크기만큼(예 : +1/4칩 혹은 -1/4칩 단위) 전송 시점을 조절한다. 기지국으로의 수신 신호와 기지국 기준 신호간의 시간차가 1/2칩 이내에 들어올 때까지 위의 과정들을 반복하게 되며, 1/2칩 이내로 안정화 되면 이를 유지하는 방향으로 역방향 동기가 수행된다.

표 1. 타이밍 제어 비트(TC bit) 패턴
Table 1. Timing control bit pattern.

타이밍 제어비트	역방향 송신 타이밍 오프셋 값
0	+1/4칩
1	-1/4칩

그림 3은 순방향 링크에서 타이밍 제어 비트(TC bit)의 삽입 예를 도시한 것이다. 타이밍 제어 비트의 삽입 주기는 임의의 주기로 선택할 수 있으며, 그림 3에서는 순방향 트래픽 채널에서 삽입되는 전송 전력 제어 비트(Transmission Power Control bit; TPC bit)와 같은 주기인 매 타임슬롯(time slot)마다 타이밍 제어 비트가 적용되는 한 예를 보여준다. 표 1은 순방향 링크를 통해 기지국으로부터 역방향 링크 타이밍 제어 비트를 수신받은 후 이동국이 역방향 송신 시 송신 타이밍에 적용시키는 방법의 예이다. 표 1에서 만일 순방향 트래픽 채널로 타이밍 제어 비트가 0이라는 값이 전송되었다면 이동국은 역방향 송신 시간을 기존의 이동국 자체 클럭(MS Local Clock)보다 1/4 칩만큼 지연시켜 역방향 송신 시킨다. 마찬가지로 수신된 타이밍 제어 비트가 1이었다면 이동국은 역방향 송신 시간을 1/4칩만큼 일찍 송신하게 된다.

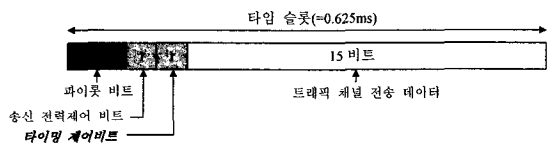


그림 3. 순방향 트래픽 채널에서 송신 전력 제어 비트 및 타이밍 제어비트 적용 위치 예

Fig. 3. Bit insertion example of transmit power control bit and reverse link timing control bit in forward link traffic channel.

2. 해석적 모델링(Analytical modeling)

BPSK변조 방식을 가정할 경우 각 이동국들로부터 기지국으로의 역방향 수신 신호는 다음과 같다.

$$r(t) = \sum_{n=0}^M \sum_{k=0}^L x_n(t - \tau_{n,k}) + N(t)$$

여기서 M 은 기지국내 이동국들의 전체 수이며, L 은 채널에서의 다중경로 수를 의미한다. $x_n(t - \tau_{n,k})$ 는 n 번째 이동국에 의해서 상향 전송되는 신호 중 k 번째 다중경로를 의미하며, 다음과 같은 구성요소를 포함한다.

$$x_n(t - \tau_{n,k}) = a_{n,k} d_n(t - \tau_{n,k}) p(t - \tau_{n,k}) W_n(t - \tau_{n,k})$$

여기서 $a_{n,k}$ 는 n 번째 이동국의 k 번째 다중경로에 대한 채널 감쇄 이득이며, $d_n(t)$ 는 n 번째 이동국에 의해 전송된 이진 데이터 신호이다. $p(t)$ 는 확산에 사용된 PN코드이며, $W_n(t)$ 는 n 번째 이동국에 할당된 직교부호이고, $\tau_{n,k}$ 는 n 번째 이동국의 k 번째 다중경로가 가지는 수신시간 지연정도이다. 만일 n 번째 이동국에서 1번째 다중경로가 주경로라고 가정한다면, $\tau_{n,1}$ 는 $\tau_{n,1} = \tau_{n,1}' + \tau_{refer}$ 와 같이 표현될 수 있다. 여기서 τ_{refer} 는 모든 역방향 링크 채널들이 일치시켜야 할 기지국 자체의 기준 시간이다. 역방향 링크 동기가 이상적으로 성립되었다고 가정하면 각 이동국들의 기지국 기준 시간과의 차이인 $\tau_{n,1}'$ 는 '0'으로 근사하게 된다. m 번째 이동국의 l 번째 경로에 속한 신호를 복조하고자 한다면, 수신 신호 $r(t)$ 는 $p(t - \tau_{m,l}), W(t - \tau_{m,l})$ 으로 역확산되며 한 심벌 구간 T동안 적분시킨다. 최종적으로 얻어지는 결정변수 d_m 은 다음과 같이 표현되어진다.

$$d_m = \pm a_{m,l} T + I^{self} + I^{other} + I^{noise}$$

여기서 I^{self}, I^{other} 는 아래와 같은 구성요소로 정의된다.

$$I^{self} = \int_T \sum_{k=1, \neq l}^L a_{m,k} d_m(t - \tau_{m,k}) p(t - \tau_{m,k}) p(t - \tau_{m,l}) W(t - \tau_{m,l}) W(t - \tau_{m,l}) dt$$

$$I^{other} = \int_T \sum_{n=1, \neq m}^M \sum_{k=1}^L a_{n,k} d_n(t - \tau_{n,k}) p(t - \tau_{n,k}) p(t - \tau_{m,l}) W(t - \tau_{m,l}) W(t - \tau_{n,k}) W(t - \tau_{m,l}) dt$$

또한 I^{noise} 는 가산성 가우시안 백색 잡음에 의한 출력 성분을 나타낸다.

역방향 링크에서 각 이동국들로부터의 송신신호의 기지국 도착시간 분포는 그림 4와 같이 랜덤한 분포를 가짐을 가정하였다.

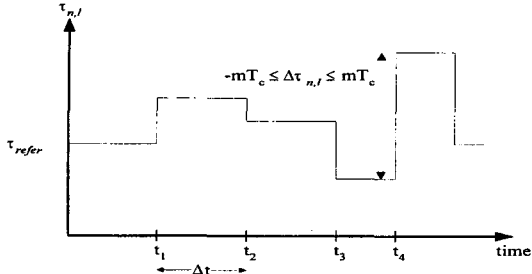


그림 4. 주경로 신호의 기지국 도착시간
Fig. 4. Arrival time of main path signal from mobile station to base station.

채널에서의 변동성 Δt 와 기지국 기준 시간과 이동국으로부터의 송신 시간의 기지국 도착시간 차이인 $\Delta \tau_{n,k}$ 은 아래와 같은 확률분포로 모델링 된다.

$$p(\Delta t) = 1/\Delta t_{avg}, \Delta t_{avg}/2 < \Delta t < 3\Delta t_{avg}/2$$

$$= 0, \text{ otehrwise}$$

$$p(\Delta \tau) = 1/2(2mT_c), -mT_c < \Delta \tau < mT_c$$

$$= 0, \text{ otherwise}$$

여기서 T_c 는 PN코드의 1칩 주기를 의미하며, Δt_{avg} 는 가변적인 지연 파라미터인 $\tau'_{n,k}$ 의 평균 시간을 의미한다. m 은 지연 변수들이 최대 m 칩까지 지연됨을 가정한다. 기지국은 기준 시간과 수신된 신호들의 지연 시간과의 차이를 계산하게 되며, 역방향 링크 채널간 동기를 맞추기 위해 각 이동국들의 송신 시간을 밀고 당기도록 명령하는 타이밍 제어 비트를 하향 송신한다. 따라서 각 이동국들은 기지국으로부터의 타이밍 제어 비트에 따라 다음과 같이 일정 시간단위(1/4칩 단위)로 송신 타이밍 보정을 수행한 후 역방향 송신하게 된다.

$$\text{If } \tau_{n,l} \geq \tau_{refer} \tau_{n,l} = \tau_{n,l} + T_c/4$$

$$\text{else } \tau_{n,l} = \tau_{n,l} - T_c/4$$

for all n.

2. 가변적인 슬루 스텝 크기(Adaptive Slew Step Size)를 적용한 역방향 동기 기법 성능 개선안

1 절에서 언급된 역방향 동기 기법은 기지국으로부터 이동국의 거리 및 채널에서 발생하는 타이밍 변이

(timing drift)의 크기에 무관하게 매 역방향 동기 제어 주기마다 역방향 동기 제어 비트에 따라 $\pm 1/4$ 칩씩만 슬루잉(slewing)하게 되어 있다. 하지만 채널에서의 타이밍 변이(timing drift)가 특정 시간에는 한 번에 1칩씩 또는 그 이상으로 틀어질 가능성이 있으므로 1/4칩 단위로 역방향 동기를 맞춰 나간다면 역방향 동기 성능이 제대로 발휘될 수가 없게 된다. 따라서 이 절에서는 역방향 동기를 맞춰나가는 슬루잉 값(slewing value)을 1/4칩으로 고정시키지 않고, 채널에서의 타이밍 변이의 양에 따라 슬루잉 값을 가변적으로 적용토록 하였다. 고정된 슬루잉 값(fixed slewing value)을 적용한 경우와 가변슬루잉 값(adaptive slewing value)을 적용하였을 경우의 성능 차이는 5.3절에서 시뮬레이션 결과로 정리하였다. 구현 측면에서 살펴보면, 기존의 고정된 슬루잉 값을 가진 경우는 타이밍 제어비트(timing control bit)가 timing push 또는 timing pull의 정보만을 지시하면 가능했으므로 1bit만으로 충분하였다. 하지만 가변 슬루잉 값(slewing value)을 기지국이 이동국으로 전달하기 위해서는 추가적인 기법이 필요할 것이다.

본 논문에서 제안하는 가변 슬루잉 값 구현의 한 방법으로는 타이밍 제어 비트 용으로 2비트나 3비트를 할당시켜 여러 단계의 제어 메시지(즉 가변 슬루잉 스텝 사이즈 ; variable slewing step size)를 구현하는 것이다. 그림 5를 보면 기존의 고정 슬루잉 값(slewing value)인 경우는 타이밍 제어 비트(timing control bit)로 1bit이 할당되는데, 가변 슬루잉 값의 구현 방법에서는 트래픽 채널 전송 데이터 15비트 중 1개 또는 그 이상을 타이밍 제어 비트 용으로 할애하는 것이다. 표 2에서는 타이밍 제어 비트 용으로 총 3비트를 할당할 경우의 제어 비트와 슬루잉 값과의 맵 평판계를 예로 들었다.

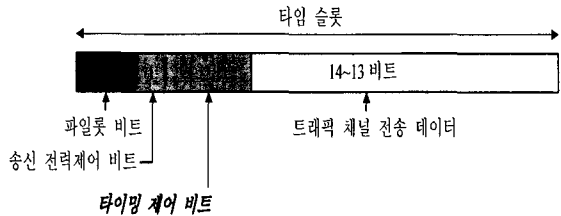


그림 5. 가변 슬루 값의 구현 예(여러 비트를 할당)
Fig. 5. Example of implementation in case of adaptive slew value.

기존에 타이밍 제어 비트 용으로 1비트를 할당할 때는 증/감의 2가지 레벨로 타이밍 슬루잉(timing slewing)이 제어되었으나, 표 2와 같이 3비트를 타이밍 제어 비트로 사용한다면 증/감의 단계를 8단계로 세분하여 채널의 특성에 가변적으로 적용할 수가 있게 된다. 따라서 기지국의 입장에서는 채널에서 발생된 타이밍 변이(timing drift)의 양에 따라 가변적으로 슬루잉 값(slewing value)을 지시할 수 있는 유용성을 갖게 된다. 하지만 이 방법은 매 타임슬롯마다 제어비트 용으로 2비트나 3비트씩 할당해야 하는 단점이 있다. 따라서 본 논문에서는 다음과 같은 보완 방법을 통해 단점을 최소화 할 수 있는 방향으로 제안하려 한다. 즉 역방향 링크에서 한 번 맞추어 놓은 역방향 동기가 1칩 이상 틀어지는 경우는 평균적으로 수 초 이상이 되어야 한다는 것이 채널의 coherence time을 계산한 값으로 유추할 수 있다⁹⁾.

표 2. 가변 슬루 스텝 크기(Adaptive slew step size)의 맵핑 예(타이밍 제어 비트 용으로 3비트를 할당한 경우)

Table 2. Mapping example of adaptive slew step size in case of allocating 3bits for timing control bit.

타이밍 제어 비트	슬루잉 스텝 크기
000	-1/4 칩
001	-1/2 칩
010	-3/4 칩
011	-1 칩
100	+1/4 칩
101	+ 1/2 칩
110	+3/4 칩
111	+1 칩

따라서 가변적인 슬루 스텝 크기를 이용해서 역방향 동기를 맞추는 후 수 초 정도는 고정된 슬루 스텝 크기 방법에서와 같이 역방향 타이밍 제어 비트 용으로 1비트만을 할당시키며, 역방향 동기가 1chip 이상 틀어지게 되어 고정 슬루 스텝에 의해 역방향 동기를 설정하려고 하면 layer 3 메시지를 통해 단말기로 알려주게 된다. 수 초 후 다시 역방향 동기를 맞추어야 할 필요성이 생길 경우에만 가변 슬루 스텝 크기를 이용하는 모드로 천이된다면 트래픽 데이터 전송량이 줄어드는 단점을 최소화할 수 있다.

3. 핸드오버 영역의 이동국들을 고려한 역방향 동기용량

순방향 링크와 마찬가지로 역방향 링크도 동기를 확보하여 채널간 직교성을 유지할 수 있고 그에 따른 성능을 2절에서 분석하였다. 하지만 5.2절에서 제시된 역방향 동기 기법 시뮬레이션 결과는 핸드오버 영향은 고려되지 않은 결과이다. 특정 이동국이 원천 기지국(Serving BS)에서 대상 기지국(Target BS)으로 위치가 옮겨지는 핸드오버가 수행되어질 때, 이동국은 원천 기지국뿐만 아니라 대상 기지국과도 독립적인 하나의 물리 채널을 점유하게 된다. 만일 이동국이 원천 기지국과 현재 역방향 동기가 성립되어 있다고 할 때 핸드오버 영역에서는 여전히 원천 기지국과의 역방향 동기를 유지하고 있게 되며, 따라서 대상 기지국과의 역방향 동기는 성립시킬 수 없게 된다. 그림 6에 핸드오버 영역 이동국이 고려된 역방향 동기의 개략적 모델을 제시하였다. 그림 6에서 핸드오버 영역에 들어선 이동국은 원천 기지국에 역방향 동기를 유지하고 있기 때문에 대상 기지국과의 역방향 동기는 성립되지 않음을 나타내고 있다.

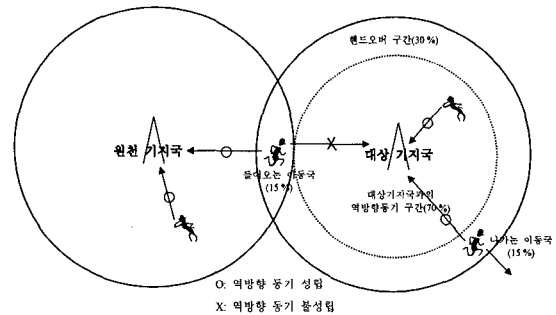


그림 6. 역방향 동기에서 핸드오버 영역 이동국의 문제점
Fig. 6. Performance degradation of reverse link synchronization in handover region.

하지만 주의할 점은 대상 기지국의 입장에서 볼 때 현재 BS 내에 있는 전체 이동국들 중 핸드오버 영역에 위치한 이동국들이 전체의 약 30%정도라고 가정한다면, 이들 30%의 이동국 모두가 대상 기지국과 역방향 동기가 맞아있지 않은 것은 아니다. 즉 핸드오버 영역에 존재하는 30%정도의 이동국들 중에는 원천 기지국으로부터 들어오는 중인 이동국들이 있고 반면 대상 기지국에서 인접 BS로 나가는 중인 이동국들이 있을 것이다. 만일 대상 기지국의 핸드오버 영역에 전체

이동국들 중 30%정도가 존재한다고 하고 들어오는 이동국과 나가는 이동국들이 평균적으로 절반씩이라고 가정할 때, 대상 기지국과 역방향 동기가 맞지않은 이동국들은 절반인 15% 정도일 것이다. 즉 대상 기지국 내에는 역방향 동기가 성립된 이동국들이 85%이며 역방향 동기가 맞지 않은 이동국들이 15% 존재하게 되는 것이다. 이 15%의 이동국들로부터 송신된 신호가 대상 기지국의 수신단에서 간섭으로 작용하므로 역방향 동기의 성능을 열화시키는 원인으로 작용한다. 현재 제안되고 있는 광대역 CDMA 방식들로는 크게 BS간 동기 방식(cdma2000)과 BS간 비동기 방식(W-CDMA)으로 분류될 수 있는데, 두 방식들 모두 역방향 동기 시 핸드오버 영역의 이동국들로부터 영향을 받는다. 즉 BS간 비동기 방식의 경우 각 기지국들 사이의 망동기 오차가 최대 0.125ms(=33chips) 정도 발생한다. 이는 핸드오버 영역의 이동국으로부터 송신된 신호가 대상 기지국의 역방향 동기 시간과는 최대 33chips까지 어긋날 수 있음을 의미하므로 역방향 동기를 성립시킬 수 없다. 심지어 BS간 동기 방식인 경우도 GPS(Global Positioning System)를 사용하지만 기지국들 사이의 오차가 최대 수 chips 이상 발생되므로, 대상 기지국의 입장에서는 역방향 동기가 성립되지 않음을 의미한다. 따라서 역방향 동기 시 핸드오버 영역에 속한 이동국들은 역방향 동기를 성립시킬 수 없으며, 이들 핸드오버 영역의 이동국 신호들은 역방향 동기가 맞아 있는 대상 기지국내의 타 이동국 신호들에 간섭으로 작용하여 역방향 동기의 장점을 최대한 이용할 수 없게 된다.

4. 핸드오버 영역 신호들에 대한 간소화된 간섭 제거기 적용

1) 간소화된 간섭 제거기 개요

역방향 링크 동기식 전송에서 핸드오버 영향을 최소로 줄일 수 있는 방법 중의 하나를 제안한다. 역방향 동기 기법을 적용하는데 있어서 핸드오버 영역에 존재하는 이동국들을 대상 기지국과 역방향 동기를 성립시키는 것이 불가능함을 앞 절에서 기술하였다. 따라서 최근 여러 논문들에서 그 구현 가능성에 대해 논의되고 있는 간섭 제거기를 적용시키는 방법을 제안한다. 즉, 간섭 제거기를 역방향 동기 기법의 핸드오버 영역에 속한 이동국들에만 적용시켜 핸드오버 영역에 존재하는 이동국들이 나머지 대상 기지국내의 역방향 동기

가 성립된 이동국들에 미치는 간섭을 제거하는 것이다. 또한 핸드오버 영역에 속한 이동국들만이 간섭 제거의 대상에 포함되므로, 기존에 전체 이동국들에 적용시던 간섭 제거 방식에 비해 간소화된 장점이 있다. 따라서 이를 "간소화된 간섭 제거기"로 명명하였으며, 이 방법에 적용가능한 간섭 제거기는 [8]에서 소개하는 병렬 간섭 제거기가 효율적일 수 있다. 여기서 제안한 방안은 한 예가 될 수 있고 기타 여러 방법들을 적용시켜 역방향 링크 용량을 최대화할 수 있다.

2) 간소화된 간섭 제거기의 역방향 동기기법에의 적용

① 병렬 간섭 제거기의 소개

구현상의 용이성을 확보하고 성능을 보다 향상시킬 수 있는 준최적 다중 사용자 수신 기법인 간섭제거방식은 간섭 제거의 형태에 따라 크게 직렬 간섭 제거 방식(Successive Interference Cancellation Scheme)과 병렬 간섭 제거 방식(Parallel Interference Cancellation Scheme)으로 분류된다. 여기에서는 병렬 간섭 제거 방식을 이용하여 역방향 동기 시 핸드오버 영역 신호들로부터의 간섭을 제거시키고자 한다. 또한 이러한 병렬 제거 방식을 여러 번 반복 수행하는 다단 간섭 제거 방식을 고려한다. 간섭 제거의 단계가 늘어날수록 결정 변수의 값들이 정확해지며 이들을 다시 전체 수신 신호에서 제거시키므로 검출 성능은 점점 우수해진다. 그림 7은 병렬 다단 간섭 제거기의 구성도이다. 여기서는 특정 기지국내에 존재하는 이동국들을 10개로 가정하였다. 그림 7에서 $R(t)$ 는 수신된 전체 신호를 의미하며, 상관기(Correlator)가 포함된 점선 박스 부분이 기존 단일 사용자 수신기(Conventional Single User Detector)들이다. 병렬 간섭 제거의 각 단계에서는 각 사용자 별로 기존 단일 사용자 수신기에서 출력된 결정 변수(Decision Variable)인 $Z_k(k=1 \sim 10)$ 를 이용하여 각 사용자의 수신 전력값을 동시에 추정한다. 여기서 말하는 결정 변수란 기존 단일 사용자 수신기의 출력 값이며, 기존의 수신 방식에서는 이 결정 변수를 경판정(Hard Decision) 또는 연판정(Soft Decision)하여 최종 검출 신호를 구한다. 이들 결정 변수들은 직교성이 성립되지 않은 상태로 역확산시켰기 때문에 자신의 신호뿐만 아니라 타 신호들로부터의 간섭도 함께 포함되어 있다. 이들 간섭 신호를 제거해 주는 것이 간섭 제거 과정이며 다음과 같다. 기존 단일 사용자 수신기의 출력으로부터 얻은 결정 변수 $Z_k(k=1 \sim 10)$ 들이

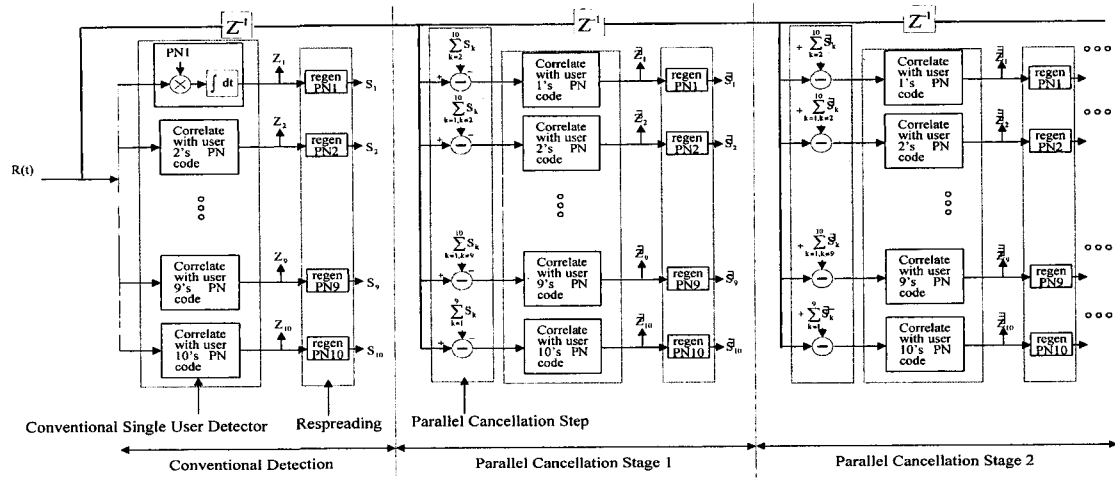


그림 7. 병렬 다단 간섭 제거기 구조

Fig. 7. Structure of parallel multistage interference canceller.

각 사용자의 수신 전력값이며, 이 값에 해당 PN코드를 재확산(respreading)시켜 신호 S_k ($k=1 \sim 10$)를 재생한다. 이 재생된 신호 S_k 들을 전체 수신 신호 $R(t)$ 로부터 빼주어 다중 접속 간섭 신호들을 제거하면, 기존 단일 사용자 수신기로부터 얻은 결정 변수 Z_k 에 비해 간섭 성분이 더 줄어든 새로운 결정 변수 Z'_k ($k=1 \sim 10$)를 얻을 수 있다. 이러한 과정이 전체 사용자 신호에 대해 동시에 이루어지며, 여기까지가 다단 병렬 간섭 제거의 제 1 단계이다.

제 2단계에서도 마찬가지로 각 신호마다 PN코드로 다시 재확산 과정을 거쳐서 보다 정밀하게 예측된 간섭 신호 S'_k ($k=1 \sim 10$)를 만들며, 이를 수신 신호 $R(t)$ 에서 제거시킨다. 이러한 과정이 원하는 품질을 얻을 때까지 수 단계에 걸쳐 반복되기 때문에 다단 간섭 제거기라고 명명된다.

② 역방향 동기 핸드오버 영역 신호들에 대한 간소화된 병렬 간섭 제거기 적용

일반적인 병렬 다단 간섭 제거기는 전체 수신 신호들을 모두 검출해 서로 간의 간섭을 제거시키기 때문에 하드웨어 구현에 있어서의 복잡하다는 단점이 있다. 하지만 본 논문에서는 대상 기지국에 속한 이동국들 중 핸드오버 영역에 존재하는 이동국들 신호만이 제거 대상이기 때문에 하드웨어 구현이 간단하므로 간소화된 병렬 간섭 제거기라 명명하였다. 그림 8은 본 제안에서의 간섭 제거 흐름도를 플로우 차트(flow chart) 형태로 도시하였다. 또한 그림 9에서 본 논문에서 적용하고자 하는 간섭제거 방식의 동작원리를 설명한다.

$R(t)$ 는 역방향 링크 동기가 진행 중인 전체 수신신

호이며, 이 중 핸드오버 영역 이동국 신호들을 재생시켜 전체 수신신호에서 제거시키는 것이 목적이다. 그림 9에서는 대상 기지국에 수신되는 전체 수신 신호 중 30%가 핸드오버 영역에 존재하는 이동국들로부터 송신되었다고 가정하였고, 전체 수신된 이동국 신호들 10개 중 마지막 3개의 신호가 핸드오버 영역에 있는 이동국들로부터 송신된 신호라고 가정하였다.

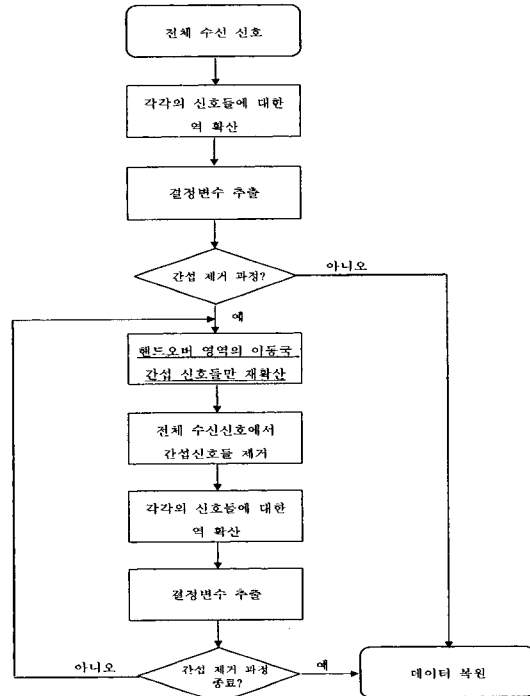


그림 8. 간소화된 병렬 다단 간섭 제거기 동작 흐름도
Fig. 8. Flow chart for operation in simplified parallel multistage interference canceller.

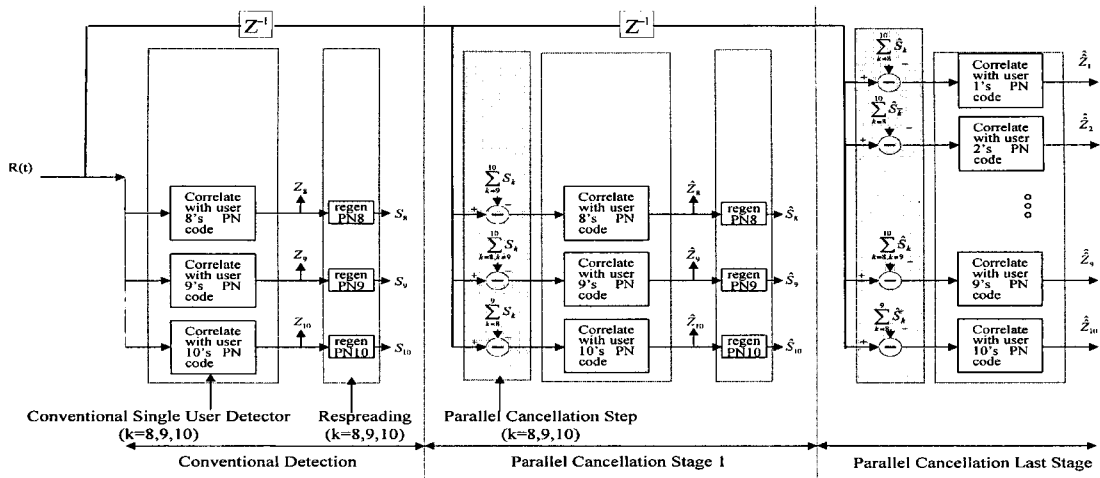


그림 9. 간소화된 병렬 다단 간섭 제거기 구조(총 10개의 수신 신호들 중 마지막 3개의 신호들을 핸드오버 영역의 신호들로 가정)

Fig. 9. Structure of simplified parallel multistage interference canceller.

본 논문에서 제안하는 간소화된 간섭 제거 방식은 핸드오버 영역에 속한 간섭 신호들만을 ($k = 8, 9, 10$) PN코드로 재 확산(respreading)시켜 신호 S_k ($k = 8, 9, 10$)를 만들어 낸다. 재 확산된 신호가 전체 수신된 신호 $R(t)$ 로부터 제거되며, 이 과정을 간섭 제거 과정이라 한다. 그림 9에서 $k = 1 \sim 7$ 인 대상 기지국과 역방향 동기가 성립된 신호들 검출은 나머지 $k = 8, 9, 10$ 의 대상 기지국과 역방향 동기가 성립되어 있지 않은 신호들만 제거시킬 수 있다면 이상적으로 역방향 동기를 수행한 경우와 유사한 성능을 얻을 수 있다. 따라서 $k = 8, 9, 10$ 의 신호들을 전체 수신신호 $R(t)$ 로부터 제거시킨다면 원하는 간섭 제거 과정이 완료되는 것이다. 물론 이러한 간소화된 간섭 제거는 다단에 걸쳐 수행 가능하다. 간섭 제거의 단계가 늘어날수록 결정 변수의 값을 정확해지며 이들을 다시 전체 수신 신호에서 제거시키므로 검출 성능은 점점 우수해진다. 여기서 핸드오버 영역 이동국 신호들만 골라서 전체 수신 신호로부터 간섭 제거가 가능한 것은 핸드오버 영역에 속한 이동국들에 대한 정보를 대상 기지국이 이미 가지고 있기 때문이다. 즉 특정 이동국이 핸드오버 영역으로 들어가면 이 이동국은 대상 기지국에 핸드오버 용으로 새로운 물리 채널 할당을 요구하며, 대상 기지국은 이 요구에 따라 이동국과의 핸드오버 용 물리 채널을 새로이 할당하게 된다. 기지국 제어장치(BSC)가 이러한 모든 과정을 관장하며, 기지국 제어 장치에 핸드오버 용 채널에 대한 정보가 저장되고 대

상 기지국은 기지국 제어장치로부터 핸드오버 채널에 대한 정보를 참조할 수 있다. 위와 같은 수순으로 핸드오버 영역의 간섭 신호들이 전체 수신 신호로부터 제거되며, 대상 기지국과 역방향 동기가 성립된 70%의 정상적인 이동국 신호들은 대상 기지국내의 핸드오버 영역 이동국 신호들로부터의 간섭 영향을 받지 않고 역방향 링크 동기의 장점을 최대한 활용한 성능을 얻는다.

5. 성능 분석

1) 시뮬레이션 환경

시뮬레이션에는 ITU-R TG 8/1 channel vehicular B model을 적용하였다. 캐리어 주파수는 1.9GHz이며, 차량속도는 20km/h를 가정하였다. 각 다중 경로별 지연과 전력 감쇄치는 표 3에 제시되었으며, 시뮬레이션에 사용된 E_b/N_0 는 8dB이고 채널코딩은 사용하지 않았다.

표 3. IMT-2000 TG 8/1의 차량이동시 채널모델
Table 3. IMT-2000 TG 8/1 vehicular channel model.

Delay(ns)	Power(dB)
0	0.0
310	-1.0
710	-9.0
1090	-10.0
1730	-15.0
2510	-20.0

시뮬레이션 파라미터들은 표 4와 같이 설정되었다. 32ksps 인 QPSK 방식을 적용하였으며, 칩률(Chip rate)은 4.096 Mcps 를 사용하였다. 차량속도는 20km/h 를 가정하였고 4개의 타임슬롯(= 2.5ms)마다 주기적으로 타임오프셋 변이(time offset drift)가 발생한다. 4 타임슬롯 주기의 타임오프셋 변이에 대응하여 역방향 동기는 매 타임슬롯마다 수행되는데, 하향 전송된 타이밍 제어비트(TC bit)에 기초하여 역방향 동기가 행해진다. 일반적인 경우의 역방향 링크 동기식 전송에서는 타임슬롯마다 $\pm 1/4$ 칩씩 타이밍 슬루잉(timing slewing)을 가정하였으며, 가변 슬루스텝 크기를 적용한 역방향 링크 동기식 전송에서는 해당 타임슬롯에서 채널에서 발생된 time offset drift를 가변적인 크기의 타이밍 조절을 통해 한번의 커맨드에 의해 역방향 동기를 성립시켜 주는 방법으로 시뮬레이션 하였다. 타임오프셋 변이는 바로 전에 발생된 타임오프셋과 현재 발생될 타임오프셋의 차이가 표준 가우시안 분포를 가지는 랜덤 함수에서 생성된다.

표 4. 역방향 동기 시뮬레이션 관련 파라미터
Table 4. Simulation parameters for reverse link synchronization analysis.

CONTENTS	CHARACTERISTICS
Number of chips per symbol(32ksps data source)	128(processing gain)
Oversampling	4
PN code generator Order	18
Channel distribution	Rayleigh distribution
Carrier frequency	1.9GHz
Mobile velocity	20km/h
Chip rate	4.096Mcps
I frame length	10ms
Control rate	Every time slot(0.625msec)
Number of time slot per frame	16 time slots
Spreading/ Despreading	QPSK
Time offset drift	Standard Gaussian distribution

2) 역방향 동기 개요 시뮬레이션 결과

그림 10은 특정 기지국내의 사용자 수에 따른 다중 접속 간섭(Multiple Access Interference; MAI)

의 양을 dB단위로 표현한 것이다. 여기에서 비례상수 $N=4, 8, 12$ 는 무선환경에서 발생하는 타이밍 변이(Timing Drift)의 특정 주기동안 역방향 링크 동기를 몇 회 수행하는가를 나타내주는 상수이다. 만일 무선 환경에서 평균적으로 0.625ms(1 time slot)의 정수배 마다 한 번씩 타이밍 변이가 발생된다고 가정할 때, $N=1$ 은 0.625ms의 정수배마다 한 번씩 송신 타이밍을 1/4칩 밀거나 당김을 의미하고 $N=4$ 인 경우는 0.625ms의 정수배마다 4번 송신 타이밍을 조절함을 의미한다. 시뮬레이션 결과를 볼 때 역방향 동기를 적용한 $N=4$ 이상인 경우 역방향 동기를 행하지 않은 방식에 비해 3dB정도의 성능 향상이 있음을 알 수 있다. 또한 $N \geq 4$ 이상의 경우에는 N 이 증가함에 따라 성능 향상의 정도가 포화됨을 나타내고 있으므로 $N=4$ 정도의 비례상수를 적용함이 효율적이다.

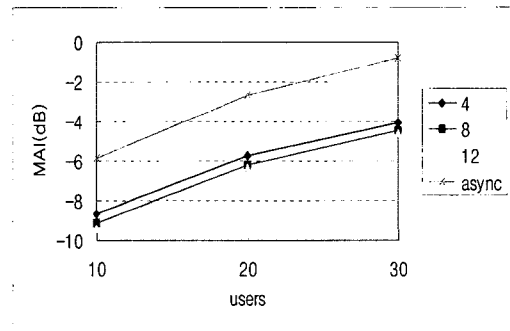


그림 10. 특정 기지국내의 사용자 수에 따른 다중 접속 간섭(MAI)의 양
Fig. 10. Multiple Access Interference vs. number of users in a base station.

3) 역방향 동기 기법 성능 개선안 시뮬레이션 결과

그림 11은 채널에서의 타이밍 변이(timing drift)가 uniform 분포를 가지고 변화할 때의 결과 그래프이다. 시뮬레이션에서 타이밍 변이는 난수 생성기(random number generator)에서 0에서 1까지 랜덤한 숫자를 발생시켜서 이를 타이밍 변이에 맵핑시켰다. 표 5를 참조할 수 있는데, 난수 생성기 에서 발생된 숫자가 0.25미만의 숫자일 경우 채널에서 타이밍 변이가 0칩 발생(즉, 타이밍 변이 가 일어나지 않음)으로 맵핑시켰다. 마찬가지로 $0.25 \leq x < 0.5$ 의 범위에 속하는 숫자 일 경우 채널에서의 타이밍 변이가 1/4칩 발생된 것으로 간주하였고 $x=1.0$ 일 경우에는 1칩 타이밍 변이가 발생함을 가정하여 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 11

의 결과를 보면 크게 역방향 동기를 하지 않을 경우와 역방향 동기를 이상적으로 수행한 경우로 구분되며, 그 두 그래프의 중간에 실제로 무선 구간에서의 파라미터들을 고려한 역방향 동기의 시뮬레이션 결과가 존재한다. 그림 11의 결과 그래프에서 ideal sync는 채널에서 타이밍 변이가 전혀 일어나지 않는, 즉 역방향 각 채널간 직교성이 완벽하게 성립된 이상적인 채널환경을 가정한 것이다. 또한 그림 11의 결과 그래프에서 Rev sync중 1/4chip fixed slew는 초기에 각 이동국들간 역방향 동기가 성립되었을지라도 시간이 경과함에 따라 채널에서의 다양한 타이밍 변이(timing drift)로 인하여 역방향 동기가 깨어지게 되는데 이때 타이밍 슬롯마다 1/4칩씩 슬루(slew)시키면서 역방향 동기를 맞추어 가는 방법이다. 이러한 고정된 슬루(fixed slew)방법은 채널에서의 타이밍 변이가 1칩 발생하였을 때 타이밍 제어 비트가 4번 하향 전송되어야만 역방향 동기를 성립시킬 수 있게 되는데, 역방향 동기를 맞추어 가는 과정 중에는 완벽하게 역방향 동기가 성립되지 않아서 역방향 동기 성능 열화를 가져온다. 반면 가변 슬루(adaptive slew)방법은 채널에서의 다양한 타이밍 변이를 타이밍 제어 슬루 크기(timing control slew size)를 가변적으로 적용함으로써 실시간으로 역방향 동기 보정이 가능하다. 그림 11에서 제시된 adaptive slew방법은 표 2의 가변 슬루 스텝 크기(adaptive slew step size)의 예에서 제시된 제어비트를 3비트씩 적용한 시뮬레이션 결과이다.

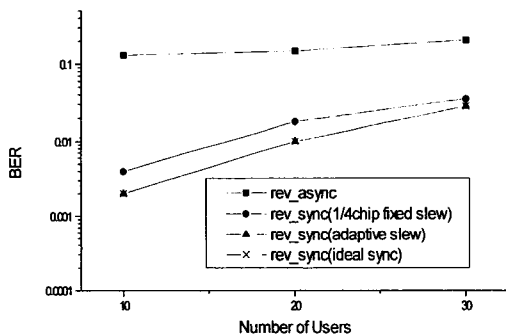


그림 11. 가변 슬루크기의 효과 I(Uniform 분포인 경우)
Fig. 11. The effect of adaptive slewing size I(Uniform distribution).

결과 그래프에 따르면 역방향 동기를 수행하는 방법 중 채널에서의 가변적인 타이밍 변이(timing drift)에 대해 고정된 형태의 타이밍 슬루(timing slew) 방법

으로 대응하는 경우보다는 가변적인 타이밍 슬루(timing slew) 방법으로 대처하는 것이 성능이 우수하며, 가변적으로 대처하는 경우는 이상적인 역방향 동기를 수행하는 경우(ideal sync)와 거의 유사한 성능을 보임을 알 수 있다.

표 5. Uniform distribution timing drift에
서의 맵핑 예

Table 5. Example of mapping in case of uniform distribution timing drift.

uniform distribution	Timing Drift
$0.0 \leq x < 0.25$	0 chip drift
$0.25 \leq x < 0.5$	0.25 chip drift
$0.5 \leq x < 0.75$	0.5 chip drift
$0.75 \leq x < 1.0$	0.75 chip drift
$x = 1.0$	1 chip drift

그림 12는 채널에서의 타이밍 변이가 가우시안 분포(gaussian distribution)로 발생될 때의 결과 그래프이다. 여기서 평균은 0.0이고, 표준편차는 3.0을 가정하였다. 표준편차 3.0은 95% 이상이 1칩이내에 존재하는 분포를 가진다. 결과 그래프를 보면 그림 11과 마찬가지로 그림8에서도 고정된 역방향 동기 타이밍 슬루잉(timing slewing)을 수행하는 것보다는 가변적인 타이밍 슬루잉(timing slewing)을 수행하는 것이 역방향 링크 성능에 유리함을 보여준다. 여기에서도 마찬가지로 표 2에서 정의된 3비트 타이밍 제어 비트할당 방법을 적용하여 가변 슬루잉 크기를 구현하였다.

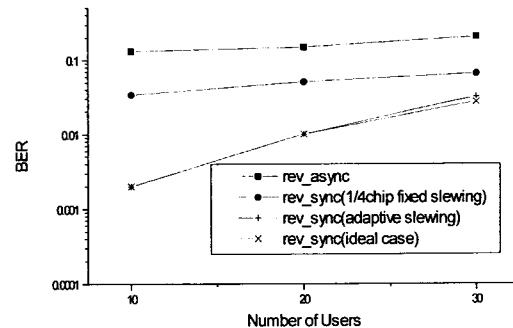


그림 12. 가변 슬루크기의 효과 II(평균 0, 표준편차 3인 Gaussian 분포인 경우)
Fig. 12. The effect of adaptive slewing size II(Gaussian distribution with (0, 3)).

4) 핸드오버 영향을 고려한 시뮬레이션 결과

시뮬레이션은 5.1절에서 사용한 시뮬레이션 환경과 일치한다. 다만 차이점은 차량 속도가 60km/h ($f=100\text{Hz}$)이고 캐리어 주파수가 2GHz이다. 그림 13은 역방향 링크에서 채널간 동기가 성립되지 않은 경우와 역방향 동기가 성립된 경우의 성능에 대한 비트 오류율이다. 역방향 채널간 비동기 방식에서는 각 채널간의 직교성이 성립되지 않은 관계로 간섭이 증가하여 페이딩 채널 환경하에서 10^{-1} 정도의 열악한 성능을 나타내고 있다. 이는 이동국의 수가 증가해도 성능 열화의 폭이 미미할 정도로 사용자의 수에 무관하게 열악한 환경임을 보여준다. 반면 역방향 채널간 동기 방식은 이동국이 10명일 때 비동기 방식에 비해 비트 오류율(BER)이 10^{-1} 이상 향상되었으며, 역방향 링크에서 각 채널들간 수신 동기를 확보할 수 있다면 발생하는 간섭 문제를 크게 해소할 수 있음을 의미한다. 또한 역방향 링크 동기 방식에서 이동국의 수가 증가할 수록 성능이 조금씩 열화된다. 또한 그림 13에서는 핸드오버 중인 이동국을 고려한 역방향 동기의 경우도 함께 제시되었는데, 핸드오버 영역에 존재하는 이동국들이 전체 대상 기지국내의 이동국들 중 40%와 20%를 차지하는 경우의 결과이다. 실제 시뮬레이션에서는 만일 40%의 핸드오버 중인 이동국이 존재한다고 할 때 전체 이동국중 20%만이 역방향 동기가 성립되지 않음을 가정하였다.

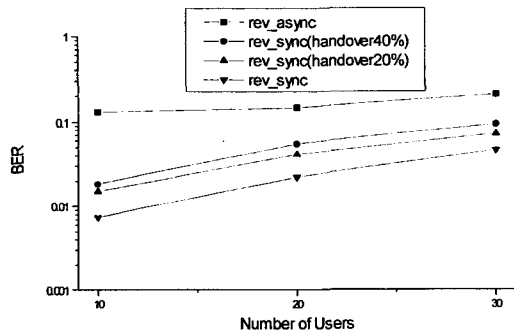


그림 13. 역방향 링크 비동기 및 동기, 핸드오버 고려한 성능
Fig. 13. Performance comparison with handover effect.

이는 핸드오버 영역에 존재하는 이동국들 중 외부 기지국인 원천 기지국에서 대상 기지국으로 들어오는 중인 이동국은 원천 기지국과 역방향 동기를 유지하고 있으므로 대상 기지국과의 역방향 동기가 불가능해진다. 반면 대상 기지국에서 외부 기지국으로 나가는 중인 이동국은 핸드오버 영역을 완전히 벗어날 때까지는 대상 기지국과의 역방향 동기를 유지할 것이기 때문에 역방향 동기가

맞았다고 간주할 수 있다. 대상 기지국으로 들어오는 이동국과 대상 기지국에서 나가는 중인 이동국이 평균적으로 1/2씩이라고 가정하면 핸드오버 영역에 존재하는 40%의 이동국중 역방향 동기가 맞아있지 않은 이동국은 실제로 전체의 20%이다. 즉 핸드오버 영역에 존재하는 이동국이 최대 30%~40%정도라고 간주할 때 대상 기지국과 실제로 역방향 동기가 성립되지 않는 이동국은 15%~20%정도로 가정하여 시뮬레이션을 수행하였다. 그 결과 핸드오버로 인한 성능열화는 예상보다 적은 수치이지만, 역방향 동기의 장점을 최대한 활용하는데 장애가 되는 요인이라고 볼 수 있다.

그림 14는 타이밍 제어비트 오류(TC bit error)에 따른 역방향 링크 동기방식의 성능을 비트 오류율로 제시하였다. 완벽한 역방향 링크 동기 시스템에서도 기지국에서 트래픽 채널을 통하여 타이밍 제어비트(TC bit)를 하향 전송하는 과정에서 오류가 발생하여 이동국이 타임 오프셋 슬루잉(time offset slewing)을 반대로 할 수 있는 확률이 있기 때문에 이를 검토해 보아야 한다. 그림 14에서는 이동국을 10개로 고정하였으며 타이밍 제어비트 오류(TC bit error)가 0%, 5%, 10%인 경우들을 예로 들었는데, 0%를 기준으로 타이밍 제어비트 오류가 5%, 10%가 되어도 성능 열화에는 크게 영향을 미치지 않는다. 이는 매 타이밍 제어비트마다 (1/4칩씩 타임오프셋 슬루잉(time offset slewing)을 시키므로 간헐적으로 오류가 발생되어도 전체 성능에 큰 영향을 미치지 않음을 의미한다.

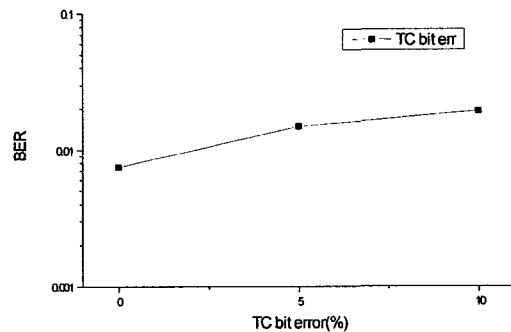


그림 14. 타이밍 제어비트 오류(TC bit error)에 따른 역방향 링크 동기 성능
Fig. 14. Performance analysis in case of considering timing control bit error.

5) 간소화된 병렬 간섭 제거기 적용 시의 시뮬레이션 결과

그림 15를 보면 핸드오버 영역에 속한 이동국들의

수가 특정 기지국내의 전체 이동국들의 수의 40%정도를 차지하는 경우에 역방향 동기의 성능이 어느정도 열화되는지를 알 수 있다. 40%정도가 핸드오버 영역에 존재하는 경우는 이상적인 역방향 동기를 수행하는 경우와 역방향 동기를 수행하지 않은 경우의 중간정도에 위치하게 되어 성능열화의 정도가 심하다. 하지만 핸드오버 영역에 속한 이동국들로부터의 간섭 신호를 기지국에서 간섭 제거 방식을 적용시킨다면 이상적으로 역방향 동기를 수행한 경우와 유사한 성능을 확보할 수 있음을 알 수 있다. 이는 추가적으로 간섭 제거기를 도입해야 한다는 단점이 있지만 간소화된 간섭 제거기 적용이므로 간섭 제거기 추가 적용에 대한 부담은 적다.

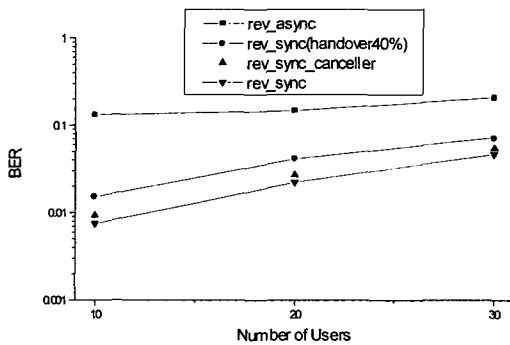


그림 15. 병렬 간섭 제거기를 적용한 경우의 역방향 동기 성능

Fig. 15. Performance improvement of reverse link synchronization with parallel interference canceller.

III. 결론

본 논문에서는 3세대 이동통신 시스템에서 고려해야 할 기지국내 역방향 링크 동기식 전송 방식을 제안하였다. 본론 1절에서는 기존 2세대 이동통신과 같이 역방향의 직교성 부재로 인한 용량감소의 경우와 본 논문에서 제안한 방식과 비교했을 때 3dB이상의 성능 향상을 얻을 수 있었다. 또한 2절에서는 송신 타이밍 제어의 스텝 크기(step size)를 1/4칩의 고정된 값을 사용한 경우와 채널환경에 따라 가변적으로 스텝 크기(step size)를 조절한 경우의 성능차이를 분석하였으며, 가변적으로 조절함에 있어서의 장단점을 언급하였다. 시뮬레이션 결과를 보면 가변적으로 스텝 크기를 조절하는 방식이 고정된 스텝 크기를 적용한 경우보다 성능이 월등함을 알 수 있으며, 이상적으로 역방향 동기를 수행한 경우에 근사함을 안다. 3절에서는 역방향

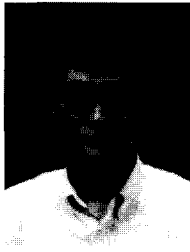
링크 동기식 전송에서 간과하기 쉬운 핸드오버 영역의 이동국 신호들까지 고려하여 성능을 평가하였다. 핸드오버 영역에 속한 이동국 수를 기지국내에 존재하는 전체 이동국들 중 40% 또는 20%로 가정하여 분석하였으며, 이들이 역방향 링크 동기식 전송을 수행하는 타 이동국들에 미치는 간섭의 정도를 고찰하였다. 핸드오버 영역에 있는 이동국들의 신호는 역방향 링크 동기식 전송을 이상적으로 수행한 경우와 비교하였을 때 역방향 링크 성능 열화의 원인이 됨을 알 수 있었으며, 이에 대한 해결방안으로 간섭 제거 방식을 핸드오버 영역의 이동국 신호에 한하여 부분적으로 적용하는 방안을 4절에서 제안하였다. 결과로는 간섭제거기의 도입으로 핸드오버 영역에 이동국들이 존재할 경우라도 이상적으로 역방향 링크 동기식 전송을 수행한 경우의 성능으로 근사함을 알 수 있다. 단 간섭제거기의 도입은 추가적인 하드웨어의 도입이라는 단점을 가지고 있으므로, 최소한의 하드웨어만으로 간소화시키는 방향으로 구현되어야 한다.

참고 문헌

- [1] S. G. Glisic and Pentti A. Leppanen (editors), *Code Division Multiple Access Communications*, Kluwer Academic Publisher, 1995.
- [2] M.B. Pursley, "Performance Evaluation for Phase-coded Spread Spectrum Multiple Access Communication - Part I: System Analysis," *IEEE Trans. Comm.*, Vol.25, No. 8, pp. 795-799, August 1977.
- [3] Y.C. Yoon, R. Kohno and H. Imai, "A Spread-Spectrum Multiaccess with Cochannel Interference Cancellation for Multipath Fading Channels," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol.11, No. 7, pp. 1067-1075, Sep. 1993.
- [4] E. K. Hong, T. Y. Lee, Y. D. Yang, B. C. Ahn, Y. W. Park "Radio Interface Design for CDMA-Based PCS", ICUPC 96, Vol. 1, pp.365-368.
- [5] M.K. Varanasi and B. Aazhang, "Multistage Detection in Asynchronous Code-Division Multiple-Access Communications," *IEEE Journal of Selected Areas in Communications*, Vol.38, No.4, pp.509-519, April 1990.

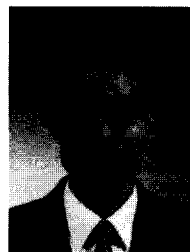
- [6] P. Patel and J. Holtzman, "Analysis of a simple successive interference cancellation scheme in DS/CDMA system," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol.12 No.5, pp.796-807, June 1994.
- [7] P. Patel and J. Holtzman, "Performance Comparison of a DS/CDMA System using a Successive Interference Cancellation (IC) Scheme and a Parallel IC Scheme under Fading," *Proceedings of IEEE ICC '94*, pp.510-514, 1994.
- [8] A. Kaul and B. D. Woerner, "An Analysis of Adaptive Multistage Interference Cancellation for CDMA," *Proceedings in IEEE VTC '95*, 1995.
- [9] E.K. Hong, S.H. Hwang, K.J. Kim and K.C. Whang, "Synchronous Transmission Technique for the Reverse Link in DS-CDMA Terrestrial Mobile Systems," *IEEE Tr. On Commun.* Nov. 1999.

저 자 소 개



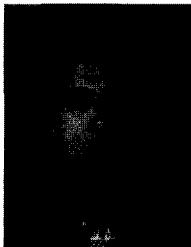
安秉徹(正會員)

1982년 3월~1986년 2월 경북대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1985년 12월~1993년 6월 삼성전자 통신 개발실(AMPS 기지국시스템 개발). 1993년 7월~현재 SK Telecom 중앙연구원 IMT-2000 개발그룹. 1997년 3월~현재 충북대학교 대학원 정보통신공학과 재학. 관심분야는 CDMA 이동통신 시스템, 무선 통신망 최적화, IMT-2000 시스템 개발



黃宣漢(正會員)

1995년 2월 광운대학교 전자통신공학과 졸업(공학사). 1997년 8월 고려대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1997년 1월~현재 SK Telecom 중앙연구원 IMT-2000 개발그룹 선임연구원. 관심분야는 이동통신 시스템 성능분석, 다중 사용자 수신 기법, IMT-2000 시스템 설계



洪仁基(正會員)

1989년, 1991년, 1995년 연세대학교 전기공학과 공학사/공학석사/공학박사. 1995년 9월~1999년 2월 SK Telecom 중앙연구원 선임연구원. 1997년 10월~1998년 12월 일본 NTT DoCoMo 교환연구원. 1995년 11월~1998년 6월 TTA IMT-2000 분과위원회 부의장/간사. 1997년 7월~1998년 6월 IMT-2000 컨소시엄 RTT 연구반 의장. 1999년 3월~현재 경희대학교 전자 정보학부 전임강사. 관심분야는 CDMA, 이동통신 시스템, IMT-2000 시스템

趙慶麿(正會員)

1977년 경북대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1979년 7월~1986년 7월 (주) LG전자 TV연구소 선임연구원. 1989년 동경대학교(일본) 대학원 전자공학과(공학박사). 1992년 3월~1992년 8월 (재)산업과학기술연구소 주임연구원. 1992년 8월~현재 충북대학교 정보통신공학과 부교수. 관심분야는 고속 VLSI 회로설계, 통신용 LSI 개발, 컴퓨터 구조 및 마이크로 프로세서 설계

劉泳甲(正會員)

1975년 8월 서강대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1981년 8월 미시간 대학교(미국) 전기전산공학과(공학석사). 1986년 4월 미시간대학교 전기전산공학과(공학박사). 1986년 2월~88년 2월 금성반도체(주) 책임연구원. 1988년 3월~현재 충북대학교 정보통신공학과 정교수. 관심분야는 Computer architecture, Memory Testing, 고속 시스템 설계, HDTV, ATM