

ITU에 제안된 한국의 IMT-2000 기술 분석

IMT-2000을 위해 제안된 한국의 W-CDMA 기술 분석 (OCQPSK, AISMA, 순방향고속전력제어)

방 송 찬, 심 재 룡, 김 태 중
(한국전자통신연구원 무선전송기술연구팀)

요 약

본 논문에서는 한국이 ITU-R에 제출한 DS-CDMA 방식의 TTA proposal I과 II의 특징 및 제안된 기술 중 역방향 변조방법인 OCQPSK(orthogonal complex QPSK), 역방향 공통패킷채널 전송방법인 AISMA(acquisition indication sense multiple access), 그리고 순방향 고속전력제어 알고리즘을 살펴본다.

I. 서 론

IMT-2000의 표준화 일정은 ITU-R에서 1996년말에 확정되었다. 이때까지 기술 추세를 보면, CDMA 경향을 띠고 있는 국가는 미국, 일본, 그리고 한국이었고, 유럽은 CDMA와 TDMA를 모두 고려하고 있었고 오히려 유럽은 TDMA가 강하게 거론되었다. 그런데 1998년 2월 유럽에서 W-CDMA와 TD-CDMA를 표준으로 결정하였고, 이중 사실상 W-CDMA가 주요 시스템이 되었다. 이 결정에

는 그동안 비동기 W-CDMA에 대한 유럽과 일본의 공감대가 작용을 하였다. 이에 유럽과 일본의 연합세력은 IMT-2000의 기본대역폭으로 여겨지는 5MHz에 대해 4,096Mcps를 칩속도로 갖는 비동기 W-CDMA를 제안하고 있다^[1, 2]. 미국은 IMT-2000의 무선전송기술로 여러가지를 제안하고 있지만 이중 가장 강한 후보는 CDMA2000이다^[3].

CDMA2000은 기존 IS-95와 호환성을 강조하면서 $N \times 1.2288\text{Mcps}$ ($N=1, 3, 6, 9, 12$)의 칩속도를 갖는 시스템이다. 이 중 5MHz에 대한 칩속도는 3.6864Mcps이다. 이렇게 IMT-2000 시스템으로 CDMA방식이 강하게 제안되고 있지만, 실질적으로 세계는 크게 미국과 유럽-일본이라는 양대 세력으로 나뉘어져 있다.

한국은 주지하다시피 제2세대 셀룰라 이동통신 시스템의 무선전송기술로 IS-95 DS-SS 방식의 CDMA 방식을 선택하였고^[4, 5], 이것을 세계 최초로 상용화시킨 국가이다. 우리는 IS-95를 성공적으로 개발한 후에 IMT-2000 무선전송기술 후보로 IMT-2000의 최소 성능요구 조건을 만족하는 시스템을 생각하였고, IS-95를 향상시키는 과정에서 자연스럽게 동기식 W-CDMA를 고안하게 되었다^[6]. 이것은 5MHz 대역에서 미국의 CDMA2000과 마찬가지로 3.6864Mcps 칩속도를 가지고 있지만 세부적으로는 다른 기술을 가지고 있다.

이 방식은 ITU-R에 제안되면서 Global CDMA I으로 명명되었는데, 보통 TTA Proposal I으로 불린다^[7]. 현재 ITU-R의 제안기술에 대한 합의과정에 의거하여 TTA Proposal I이 갖고 있는 주요 기술들을 CDMA 2000에 제안하고 있고, 합의된 기술에 대해서는 세부규격을 공동으로 가지고 있다.

한편, IS-95가 GPS 신호를 이용하여 무선망동기를 맞추고 있는데, 이는 향후 IMT-2000의 다양한 서비스를 위해 옥내 및 지하 공간 등에 기지국을 설치할 경우 장애 요인으로 작용할 수 있다. 이를 보완하기 위하여 비동기 W-CDMA를 고안하였고, 5MHz에 대한 칩속도는 4.096Mcps이다. 이 방식은 ITU-R에 제안되면서 Global CDMA II으로 명명되었는데, 보통 TTA Proposal II으로 불린다^[8]. 여기에서 제안된 주요 기술들을 현재 유럽-일본의 비동기 W-CDMA에 제안하고 있다. 위에서 동기 및 비동기식 W-CDMA의 칩속도가 각각 미국의 CDMA2000과 유럽-일본의 W-CDMA와 같은 것은 선후를 볼 때, 우리가 나름대로 고안을 하였는데 공교롭게도 같아진 것이다^[6]. 칩속도에 대해서는 IMT-2000의 기본 대역폭을 5MHz로 놓고 생각하면 후보 칩속도가 몇가지 밖에 안되기 때문에 같아질 확률은 매우 크다. 어쨌든, 세계로 진출해야 하는 우리들로서는 다행이고, 우리들이 제안하는 시스템의 연장선에서 미국과 유럽-일본 시스템을 생각할 수 있는 것이다.

본 논문에서는 TTA Proposal I과 II의 특징 및 차이점을 살펴보고, 여기에 제안된 기술 중 역방향 변조방법(OCQPSK: orthogonal complex QPSK), 역방향 공통 패킷 채널 전송방법(AISMA: acquisition indication sense multiple access), 그리고 순방향 고속전력제어 방법에 대해 살펴본다.

II. TTA Proposal I과 II

TTA Proposal I은 기본적으로 ITU-R TG 8/1에서 발표한 최소성능요구조건을 만족하도록 설계되었다. 더우기, IMT-2000을 위한 일반적인 서비스 요구조건과 운영환경을 만족하고 멀티미디어 서비스(음성, 데이터, 영상)와 고속데이터 서비스같은 여러가지 요구사항을 지원하기 위해 보다 효율적인 채널구조가 고려되었다.

기지국간 동기방식이 시스템의 복잡도를 줄이고 소프트 핸드오버를 원활히 하기 위해 기본적으로

채택되었다. 하지만, 시스템의 성능을 유지하는 한도에서 기지국간 비동기 방식도 선택사항으로 고려되었다. 시스템의 주요 특징을 열거하면 다음과 같다.

- 다중셀 구조에서 주파수 사용 효율을 향상시키기 위해 1.25/5/20MHz(0.9216/3.6864/14.7456Mcps)의 멀티밴드 구조.
 - 기지국간 동기방식이고 비동기 방식은 선택사항.
 - 양방향 모두 파일럿 채널 동기 변조방식.
 - Walsh 코드 용량을 두배로 하기 위해 순방향에서 QPSK data/QPSK spreading을 채택
 - 역방향에서 단말기의 전력효율을 높이기 위해, BPSK data/OCQPSK(orthogonal complex QPSK) spreading 채택.
 - 고속 데이터 서비스를 위해 variable spreading factor나 멀티코드 방법 채택.
 - 시그널링의 활성도를 이용한 outband signaling 방법.
 - 순방향에서 signaling channel 구분을 위해 QOF(quasi orthogonal function) 사용.
 - 순방향 다이버시티를 위해 TSTD(time switched transmission diversity) 사용.
 - 열악한 환경에 대처하기 위해 Selectable FEC(forward error correction) 사용.
 - 다른 주파수를 찾기 위해 Transmission limitation for inter-frequency handoff 사용.
 - 양방향 1.6KHz의 고속전력제어.
 - 순방향 전력예측 수단으로 역방향 전력제어를 위해 전송되는 전력제어비트 이용.
 - 8/4/1Kbps CS-ACELP 사용.
 - 데이터 서비스 시에 효율적인 rate matched turbo code with known bits 방법.
 - 공통채널 패킷전송시 간섭을 줄여주는 AISMA(acquisition indication multiple access) 방법.
- TTA Proposal II은 1.25/5/20MHz에 대해 칩속도를 1.024/4.096/16/384Mcps로 가진다는 면에서 TTA Proposal I과 다르고 나머지 기본적으로 사용된 주요 기술면에서는 유사하다. 확실히 차이를 보이는 점은 TTA proposal II에서는 기지국

〈표 1〉 TTA Proposal I과 II의 비교표

| | TTA Proposal I | TTA Proposal II |
|----------------------------------|---|---|
| MA Scheme | WB DS-CDMA | WB DS-CDMA |
| Duplex Scheme | FDD | FDD |
| Channel Spacing | 1.25/5/20MHz | 1.25/5/(10)/20MHz |
| Chip Rate | 0.9216/3.6864/14.7456Mcps | 1.024/4.096/(8.192)/16.384Mcps |
| Frame Length | 10msec (voice)/20msec (data) | 10msec |
| Inter BS Synchronization | Synchronous | Asynchronous |
| Modulation FL/RL | QPSK/BPSK | QPSK/BPSK |
| Spreading FL/RL | QPSK/OCQPSK | QPSK/OCQPSK |
| Spreading Code FL RL | Short & Long Short & Long | Short & Long Short & Long |
| Channel Structure of FL | Pilot/synch/paging/traffic/signaling/ Packet Traffic Code multiplexed | Pilot/synch/paging/traffic/signaling/ Packet Traffic Code multiplexed |
| Channel Structure of RL | Pilot/Traffic/Signaling/Package traffic Code multiplexed | Pilot/Traffic+Signaling/Package traffic Code & Time multiplexed |
| Signaling transmission method | Parallel signaling channel | FL: Time multiplexed signaling channel RL: Parallel signaling channel |
| Detection | Coherent with Pilot Channel | Coherent with Pilot Channel |
| Pilot Symbol Rate | Continuous | Continuous |
| Power Control FL | Closed loop SIR-based(1.6kbps) | Closed loop SIR-based(1.6kbps) |
| Power Control RL | Open Loop & Closed loop SIR-based(1.6kbps) | Open Loop & Closed loop SIR-based(1.6kbps) |
| Multi-Rate | Variable spreading factor and multi-code | Variable spreading factor and multi-code |
| Rate Detection | Voice: blind Data: scheduled | Voice: blind Data: rate information on signaling channel |
| Rate Matching | Puncturing or known bits | Puncturing or known bits |
| Channel Coding | Voice, data(<14.4kbps): ($r=1/3, K=9$) CC Data(>=14.4kbps): ($r=1/3$ or $1/2, K=4$) Turbo code | Voice, data(<64kbps): ($r=1/3, K=9$) CC Data(>=64kbps): ($r=1/3$ or $1/2, K=4$) Turbo code |
| Control Channel Coding | ($r=1/3, K=9$) CC | ($r=1/2, K=9$) CC |
| Vocoder | 8kbps variable CS-ACELP | 8kbps variable CS-ACELP |

간 동기 방식을 우선적으로 고려한다는 것이다. 또 다른 것은 역방향에서 전송동기를 맞추는 기술을 채택하고 있다는 것이다.

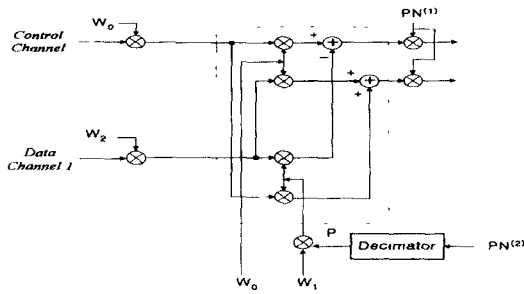
표 1에 두 방식에 대한 변조 파라메타를 나타내는 비교표를 나타내었다.

다음은 TTA proposal I과 II에서 제안된 주요 기술들 중에 역방향변조방식, 패킷전송기술, 그리고 순방향고속전력제어에 대해 새롭게 제안하는 기술에 대한 세부 설명이다.

III. OCQPSK (orthogonal complex QPSK)

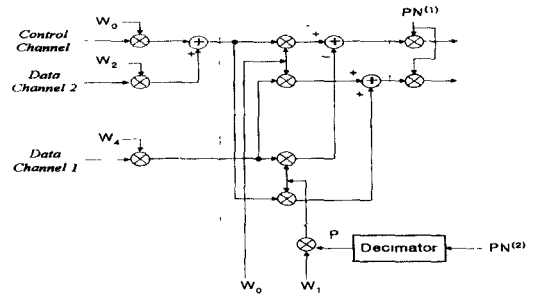
1. 개념 및 구조

OCQPSK의 주요 아이디어는 어떤 구간의 위상천이를 제한하여 위상천이를 $\pm\pi/2$ 로 만드는 것이다. 이런 직교 회전은 1) 두개의 연속된 성상이 같은 위치에 위치하도록 짝수의 Walsh 코드를 사용하여 채널구분을 하고 2) Walsh 회전자를 이용하



〈그림 3.1〉 두 채널에 대한 OCQPSK 구조

여 확산함으로써 이루어진다. 그림 3.1은 두개의 채널에 대한 OCQPSK 구조를 나타내는데, 보통 2보다 작지 않은 데시메이션 팩토(decimation factor)를 고려하고, $W_0=(1 \ 1)$ 와 $W_1=(1 \ -1)$ 은 각각 Walsh 0코드와 Walsh 1코드를 나타낸다. 그림 1에서 네 개의 가능한 QPSK 위상중에 하나를 입력신호가 갖는다고 하자. Walsh 회전자 $W_0 + jPW_1$ 는 입력된 위상을 $\pm\pi/4$ 로 회전시킨다. 만약 다음 QPSK 위상이 현재 QPSK 위상과 같다면 회전자 $W_0 + jPW_1$ 는 $\mp\pi/4$ 로 회전시킨다. 따라서 프라이머리 확산 코드 $PN^{(1)}$ 을 사용한다고 하더라도, 두 개의 연속된 칩들의 위상차이는 $\pm\pi/2$ 이 된다. 한편, 회전자 $W_0 + jPW_1$ 에서 $P=1$ 이면서 프라이머리 PN 코드만 사용될 때는, 다른 사용자에 의한 간섭은 최악으로 QPSK 혹은 평균된 BPSK 확산보다 3dB 나빠질 수 있다^[9]. 이것은 음성이나 저속데이터 서비스에서는 위상 평균 현상이 일어나기 때문에 문제가 없으나, 고속데이터 서비스에서는 사용자가 얼마되지 않기 때문에 문제가 발생한다. 세컨다리 PN 확산 코드 $PN^{(2)}$ 의 데시메이션된 형태인 P는 이런 위상의존도에서 발생하는 MAI(multiple access interference)문제를 해결한다. 사용자들의 상대적인 위상은 간섭의 분산에 기여하기 때문에, 그 분산은 BPSK 확산 방식에서는 변화한다. 일반적으로, 이런 위상의존도 문제는 PN 복소 QPSK 확산 방식을 사용하면 누그러지는데, 이때는 peak-to-average 전력비율에서 희생이 따른다. 그러나 앞에서 언급한대로, 만약 세컨다리 PN 칩속도를 프라이머리에 비해 한 예로 반으로 하면 즉, 데시메이션 팩토를 2로 하면, 위상의존도 문제는 peak-to-average 전력비



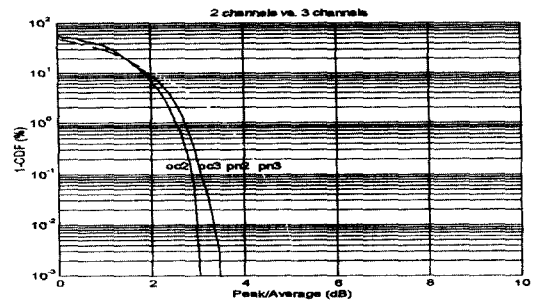
〈그림 3.2〉 3채널에 대한 OCQPSK 구조

율을 작게 유지하면서 누그러질 수 있다. 2보다 큰 다른 데시메이션 팩토로 $2^n(n=2, 3, 4, \dots)$ 고려할 수 있다. 무한대의 데시메이션 팩토는 peak-to-average 전력비율을 어느 경우에 대해서는 보다 좋게 하지만, 이때는 MAI 관점에서 보면 BPSK 확산 형태가 된다. 또 데시메이션 팩토 1은 기존의 PN 복소 QPSK와 유사한 형태를 갖는다.

두 채널 이상의 다중 채널 구조에도 OCQPSK를 사용할 수 있다. 그림 3.2는 3개의 채널을 가진 OCQPSK 구조를 나타낸다.

2. 시뮬레이션 결과

성능의 우수성을 보여주기 위해 여기서는 peak-to-average 전력비율을 고려하였다^[10]. 시뮬레이션을 위해 그림 3.2에서 제어채널(control channel)의 0.625ms동안 7비트의 파일럿과 3비트의 전력



1) 2channel OCQPSK(oc2):SF=256, P=1, control channel=0dB, and data channel=4dB, 2) 3channel OCQPSK(oc3):SF=8, $P_{2n} = P_{2n+1} = PN^{(2)}_{2n}(n: \text{time index})$, control channel=0dB, and data channel 1=datachannel 2=16dB, 3) 2channel PN complex QPSK(pn2):SF=256, control channel=0dB, and data channel=4dB, and 4) 3channel PN complex QPSK(pn3):SF=8, control channel=0dB, and data channel 1=data channel 2=16dB.

〈그림 3.3〉 Peak-to-average 전력비율 성능비교

제어비트를 두었다. 음성 혹은 저속데이터 서비스를 나타내기 위해 제어채널은 데이터 채널 대비 -4dB 전력을 갖게 하였고, 데이터 채널의 SF (spreading factor)는 256으로 하였다. 고속데이터 서비스를 나타내기 위하여 SF=8을 갖는 데이터 채널 대비 제어 채널은 -16dB를 갖게 하였다. 펄스성형필터로는 roll-off factor 0.22를 갖는 Root Raised Cosine(RRC) 필터를 사용하였다. PN 복소QPSK에 대해서는 PN 복소 승산을 Walsh 회전자 $W_0 + jPW_1$ 대신 사용하였다. 그림 3.3은 음성 혹은 저속데이터 서비스와 고속데이터 서비스시의 peak-to-average 전력비율을 나타낸다. 여기서 OCQPSK가 PN 복소QPSK보다 peak-to-average 전력비율 측면에서 우수하다는 것을 알 수 있다.

IV. AiSMA (acquisition indication sense multiple access)

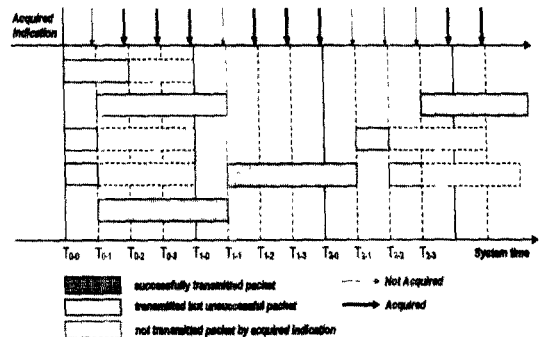
1. 개념 및 구조

AiSMA의 주요특징은 패킷서비스 시에 패킷의 획득 여부를 각 슬롯마다 기지국이 모든 단말기에 동보형태로 알려 줘서 동기가 획득되지 못한 패킷들의 전송을 제한하는 것이다^[11-13]. 또한 "Acquired(AQ)"과 "Not Acquired(NAQ)"을 포함하는 동보된 신호는 패킷의 프리앰블이 기지국의 서처에 의해 잡혔는지 안잡혔는지를 각각 나타낸다. 작은 슬롯을 두어 패킷의 전송 시점을 여러개 두는 것은 패킷의 충돌을 줄여주지만, 기지국의 복조기가 한정될 때는 패킷획득의 확률을 떨어뜨리고 결과적으로는 불필요한 간섭을 야기한다. 이때는 프리앰블의 획득여부를 빨리 알려줘서 획득되지 않아서 불필요한 간섭을 야기하는 패킷의 전송을 제한할 필요가 있다.

여기서는 패킷크기가 슬롯 크기의 4배인 것을 가정한다. 그리고 프리앰블 크기는 10ms 프레임에서 2.5ms가 적당하고 따라서 슬롯 크기와 동일한 것을 고려한다. 전송된 패킷은 프리앰블에서 획득여부가 판정된다. 그에 따라서 기지국에서 AQ나

NAQ신호가 모든 단말기에 다음 슬롯 바로 전에 전송된다. AQ 명령을 받으면, 프리앰블이 끝난 단말기(요구 단말기)들은 계속 나머지 데이터를 전송하고, 다른 단말기(비요구 단말기)는 즉시로 전송을 중단하고 다음 명령을 기다린다. 패킷을 전송하지 않는 단말기들은 이 때 전송을 할 수 없다. NAQ 명령을 받으면, 요구 단말기들은 나머지 데이터를 전송하지 않고, 반면 비요구 단말기들은 전송을 계속한다. 패킷을 전송하지 않는 단말기(휴식 단말기)들은 이 때 전송을 할 수 있다. AQ/NAQ 명령 이외에 패킷전송의 성공 여부를 가리키는 명령은 기존과 같이 존재한다. 또 ARQ 방식도 역시 사용될 수 있다. 그러나 이러한 것은 여기서는 논외로 둘 수 있다.

AiSMA의 동작이 그림 4.1에 나와있다. 또 다른 두가지 장점은 신뢰할 수 있는 데이터 복조와 셀에서의 간섭량을 줄인다는 것이다. 먼저 데이터는 거의 지정된 채널 즉, 충돌이 거의 없는 상태로 전송된다. 그 이유는 AQ 전송 후에 비요구 혹은 휴식 단말기는 그들의 패킷을 전송하지 않는 반면에 프리앰블은 전송되지만 작은 간섭만 일으키기 때문이다. 데이터 복조의 신뢰도가 프리앰블의 동기보다 클수록 재전송이 간단해지고 전송효율(throughput)이 증가하게 된다. 둘째로, 공통채널에서 발생하는 간섭이 기존의 slotted ALOHA보다 작게 된다. 이 특징은 다른 서비스를 받고 있는 단말기와 공통채널 서비스를 요청하는 단말기의 통화 안정성을 높이고 통화절단율을 낮춘다.



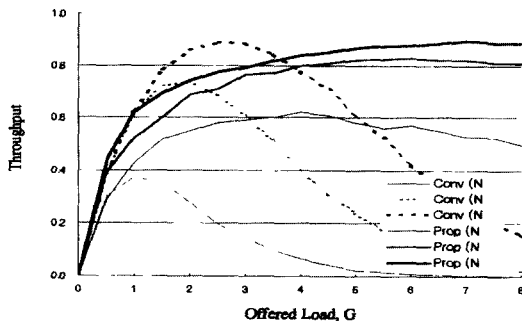
〈그림 4.1〉 AiSMA의 단말기 패킷 전송과 기지국의 명령어 전송 방법(프리앰블 크기=프레임크기/4)

프리앰블의 길이는 동기 획득시간, 오보율(false alarm rate) 등에 대한 복잡도를 고려하여 결정된다. IMT-2000에서는 기지국의 하드웨어 복잡도보다는 빠른 동기획득을 통한 다양한 서비스를 제공하는 것이 더 중요하다. 따라서 동기획득을 위해 matched filter가 선호된다. 이때는 프리앰블의 길이는 2.5 ms 이면 충분하다.

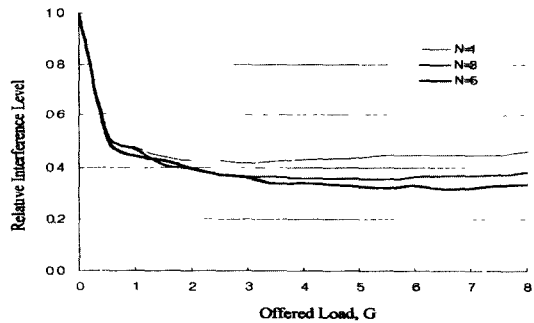
2. 시뮬레이션 결과

성능비교를 위하여 기존의 slotted ALOHA에 대한 상대적인 간섭량, 전송지연, 전송효율을 고려할 수 있다^[14-16]. 전송효율은 프레임당 성공적으로 전송된 패킷 수로 정의한다. 상대적인 간섭량은 AiSMA 에서 단말기들이 송출한 패킷 수 대 기존 slotted ALOHA에서의 패킷 수의 비로 정의한다. 전송지연은 성공적인 전송까지 걸리는 시간을 프레임 단위로 표시한다. 여기서는 전송효율과 상대적인 간섭량을 대해 제시한다. 채널 모델로는 β 채널 모델이^[11,13] 사용되고, 여기서 하나의 패킷 획득이 만약 동시에 전송된 패킷들 수가 N을 초과하면 간섭으로 인하여 실패한 것으로 생각한다. 입력 패킷부하 G(offered load)를 한 슬롯에서 전송되어야 할 패킷수로 정의하면, 패킷 발생확률이나 재전송 확률은 단말기의 수에 의해 결정된다. 그림 4.2는 전송효율에 대한 AiSMA와 기존 slotted ALOHA의 비교이다. AQ/NAQ의 uncoded error는 5%로 하였고, 여러 가지 N(=1, 3, 5)를 고려하였다.

그림에서 AiSMA가 전송효율 면에서 작은 부하



〈그림 4.2〉 AiSMA와 기존의 slotted ALOHA의 전송효율 비교



〈그림 4.3〉 AiSMA의 기존 slotted ALOHA대비 상대적인 간섭량

($G < 1$)일 경우 같거나 좋고, 중간부하($1 < G < 4$)에서 안 좋고, 큰부하($G > 4$) 시에는 우수하다는 것을 알 수 있다. 중간부하에 대한 성능차이는 명령의 uncoded error가 줄어들수록 작아진다. 따라서 큰부하 시에 AiSMA 성능이 우수하므로 전반적으로 전송효율면에서 기존 slotted ALOHA보다 우수하다. 그림 4.3은 상대적인 간섭량의 결과를 보여준다. 상대적인 간섭량은 서킷 형태의(circuit-switched) 음성, 영상, 데이터 서비스를 받는 단말기뿐만 아니라 패킷 서비스(packet-switched service)를 받는 단말기에 어느 정도 영향을 미치는지를 보여준다.

그림으로부터 AiSMA의 상대적인 간섭량이 약 50%가 됨을 볼 수 있다. 이것은 AiSMA를 사용할 시에 그만큼 더 많은 용량을 수용할 수 있다는 것을 나타낸다.

V. 순방향 고속전력제어

1. 개념

IS-95 DS-CDMA 시스템에서 순방향 링크 성능은 FER기본의 전력제어에 의해 성능이 향상되었다^[4]. 이것은 결과적으로 단말기의 위치에 따라 요구된 E_b/N_t 에 맞도록 단말기에 도달한 전력을 제어한다^[17,18]. 그러나 아직도 레일레이 페이딩은 극복하지 못하기 때문에 고속전력제어에 의해 이것을 극복하여 시스템 성능을 향상시킬 필요가 있다. 성능향상은 보통 셀 가까운 곳보다 셀가장자리

에서 더 크다. 고속전력제어를 구현하기 위해서 우리는 전력예측방법을 마련하여야 한다. 그것으로 파일럿 신호 혹은 일정속도의 데이터를 이용하는 방법이 있다. 파일럿 신호를 이용하는 방법이 제안된 바 있다^[10]. 그러나 이것은 트래픽 데이터 이외에 부가적인 파일럿 신호를 보내는 것이 필요하다. 따라서 만약 파일럿 신호를 하나의 채널에 트래픽 신호와 같이 보내고자 하면, 그것은 펀처링(puncturing) 혹은 시간다중화 방법을 이용하여야 하고, IS-95에 이런 경우를 적용하려 하면 시스템이 복잡해진다. 또한, 파일럿 신호를 트래픽과 병렬로 보내는 방법이 있으나 이것 역시 시스템을 복잡하게 한다. 현재 IS-95에서 보면 역방향 고속전력제어 때문에 순방향으로 전송되는 전력제어비트가 있다. 보통 이들은 고정된 전송율을 가진다. 따라서 순방향 전력예측을 위해 이들을 이용할 수 있다. 비록 그들이 전력제어의 증감을 나타내기 위하여 부호를 갖고 있지만, 한 전력제어비트의 SNR은 같은 형태의 파일럿 신호 한 비트의 SNR과 같다. 이것은 그들이 전력예측 측면에서는 파일럿 신호와 같은 역할을 한다는 것을 의미한다. 그러나 보통 전력제어 한 비트의 전송 위치는 그로부터 발생하는 간섭을 평균화하기 위하여 한 전력제어 그룹내에서 불규칙하게 만들어진다. 따라서 그들을 이용한 전력예측은 주기적이 된다. 반면, 주기적으로 전달되는 파일럿 신호에 의한 전력예측은 주기적으로 이루어진다. 하지만, 페이딩은 대략한 전력제어 그룹내에서는 크게 변화하지 않기 때문에 주기적인 전력예측에서 오는 오차는 무시할 만하다. 여기서는 이에 대한 자세한 분석 대신에 시뮬레이션으로 이를 증명한다.

2. 시뮬레이션 결과

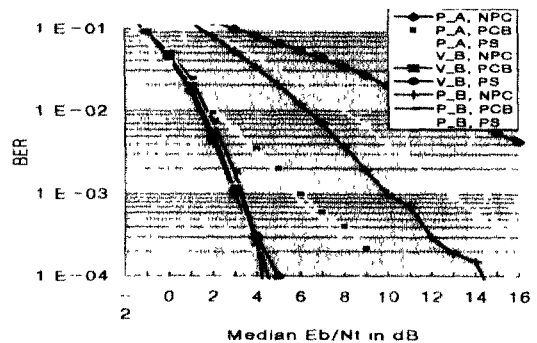
제안된 순방향고속전력제어를 시뮬레이션 결과를 보여주기 위해 ETRI에 의해 제안된 IMT-2000 W-CDMA 시스템을 선택했다. 이것의 순방향 링크의 전력제어비트의 전송 구조는 IS-95와 유사하다. 하지만 전력제어비트의 전송속도는 IS-95의 두배인 1.6KHz이다. 채널모델은 ITU-R 채널 모델을 Jakes모델로 변환한 것을 사용하였다. 이 결

<표 5.1> 채널환경에 따른 경로 이득

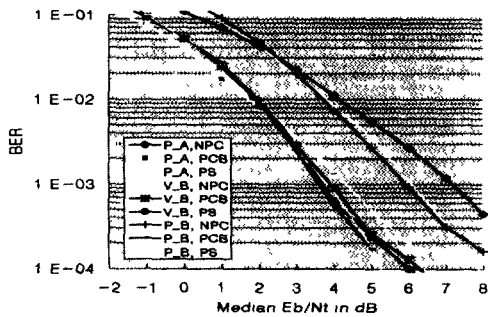
| | Indor | Outdoor/indoor & pedestrian | Vehicular |
|-------|--------------|-----------------------------|--------------|
| Ch. A | 0.93 | 0.944 | 0.491, 0.390 |
| Ch. B | 0.747, 0.188 | 0.439, 0.262, 0.137 | 0.336, 0.566 |

과가 표 5.1에 나와 있다. 여기서 경로수를 1에서 3까지 고려하기 위하여, 경로수 1에 대해 outdoor/indoor & pedestrian Ch. A(P_A)을, 경로수 2개에 대해 vehicular Ch. B(V_B)를, 그리고 경로수 3개에 대해 outdoor/indoor & pedestrian Ch. B(P_B)를 선택하였다. 시뮬레이션 조건으로는 2GHz RF 주파수, 칩속도 $W=3.6864\text{Mcps}$, 트래픽 데이터 속도=9.6kbps, 전력제어비트 전력은 트래픽 대비 3dB, 10% 전력제어비트 오차율, 2 전력제어그룹 지연, 전력제어스텝 0.5dB, 그리고 파일럿 전력은 6.66%로 하였다. 통과대역 250Hz와 서지대역 505Hz(-20dB)를 갖는 FIR 저역통과필터가 채널예측을 위하여 파일럿 신호에 적용되었다. 또 난발기의 위치를 표시하기 위하여 F(=자기셀간섭/전체간섭)를 정의하여, 셀의 가장자리 위치를 나타내기 위하여 $F=0.35$ 를 사용하였다.

그림 5.1은 난발기 속도가 3km/h인 경우의 결과를 보여준다. 여기서 세가지 경우가 있는데, 전



<그림 5.1> $F=0.35$ (cell edge)일 때 난발기 속도 3km/h에 대한 제안된 방법의 성능(P_A, P_B: outdoor/indoor & pedestrian 환경의 각각 Ch. A와 Ch. B, V_B: vehicular 환경의 Ch. B, NPC: 전력제어없는 경우, PCB: 전력제어비트를 이용한 전력제어(제안 방법), 그리고 PS: 파일럿심볼을 이용한 전력제어).



〈그림 5.2〉 $F=0.35$ (cell edge)일때 단말기 속도 120km/h에 대한 제안된 방법의 성능

력제어가 없는 경우(NPC), 파일럿 심볼에 의한 (PS) 주기적인 전력예측 경우, 그리고 전력제어비트를 이용한 전력예측 경우(PCB)를 고려하였다. 그림에서 볼 수 있듯이 PS와 PCB 경우가 차이가 거의 나지 않는 것을 볼 수 있다. 물론 두 경우 모두가 전력제어를 하지 않은 경우 보다는 성능이 우수하다는 것을 알 수 있다. 시뮬레이션 결과에 의하면 전력제어에 의한 E_b/N_t 오차는 10^{-3} BER인 경우에 대략 0.5dB-1.0dB인 것으로 나왔다. 따라서 10^{-3} BER에 대해 실제 요구되는 E_b/N_t 는 그림 5.1에 나타난 값보다 그 만큼 크다.

제안된 방법이 단말기 속도가 클 경우에도 문제 없다는 것을 보여주기 위하여, 단말기 속도가 120km/h인 경우의 결과를 그림 5.2에 나타내었다. 시뮬레이션 결과에 의하면 10^{-3} BER에 대해 실제 E_b/N_t 는 대략 2dB 크다. 따라서 성능 향상은 전력제어에 의하여 거의 없지만, PS와 PCB 경우의 차이는 거의 없는 것을 볼 수 있다.

VI. 결 론

이제까지 한국이 ITU-R에 제출한 DS-SS 방식의 TTA proposal I과 II의 특징 및 제안된 기술 중 역방향 변조방법인 OCQPSK, 역방향 공통 패킷채널 전송방법인 A₁SMA, 그리고 순방향 고속전력제어 알고리즘을 살펴보았다. TTA Proposal

I은 5MHz 대역에서 3.6864Mcps 칩속도를 갖는 기지국간 동기식 방식이고, TTA Proposal II는 4.096Mcps를 갖는 기지국간 비동기 방식이다. 여기에 제안된 주요 기술 중 OCQPSK는 역방향 신호에서 peak-to-average 전력비율을 작게 함으로써 단말기의 배터리 수명을 연장할 수 있고, A₁SMA는 공통 패킷채널에서 간섭량을 줄임으로써 용량을 향상시킬 수 있으며, 순방향 고속 전력제어는 전력예측 방법을 역방향 전력제어를 위해 전송되는 전력제어비트를 이용함으로써 복잡도를 높이지 않고 순방향의 성능 향상시킬 수 있다. 이런 주요 기술들은 향후 선진 규격뿐만 아니라 ITU-R의 중요기술(key technology)로 자리잡을 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

- [1] *The ETSI UMTS terrestrial radio access (UTRA) ITU-R RTT candidate submission*, SMG2 ETSI, Jun. 1998.
- [2] *Japan's proposal for candidate radio transmission technology on IMT-2000: W-CDMA*, ARIB IMT-2000 Study Committee, Jun. 1998.
- [3] *The cdma2000 ITU-R RTT candidate submission*, TR 45.5.4 TIA, Jun. 1998.
- [4] *Radio system characterization for the proposed IS-95 based CDMA PCS standard*, Qualcomm, Nov. 1994.
- [5] K. L. Gilhousen, I. W. Jacobs, R. P. Padovani, A. J. Viterbi, L. A. Weaver, Jr., and C. H. Wheatley III "On the capacity of a cellular CDMA system," *IEEE trans. on Vehicular Technology*, vol. 40, no. 2, pp. 303-312, May 1991.
- [6] S.C. Bang, H.R. Park, and Y. Han, "Performance analysis of a wideband CDMA system for FPLMTS," *Vehicular Technology Conference Proceedings*, pp.

- 830-834, Phoenix, May 1997.
- [7] *ITU-R RTT candidate submission of Global CDMA I (Multiband direct sequence CDMA system)*, TTA, Jun. 1998.
- [8] *Global CDMA II ITU-R RTT candidate submission*, TTA, Jun. 1998.
- [9] A. J. Viterbi, *CDMA principles of spread spectrum communication*, Addison-Wesley Publishing Company, 1995.
- [10] S. Chen, W., Panton, and R. Gilmore, "Effects of Nonlinear Distortion on CDMA Communications Systems," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 44, no. 12 pp.2743 - 2750, 1996.
- [11] K.Toshimitsu, T.Yamazato, M.Katayama, A.Ogawa, "A Novel Spread Slotted ALOHA System with Channel Load Sensing Protocol," *IEEE Journal of Selected Areas Commun.*, vol. 12, No.4, pp. 665-672, May 1994.
- [12] Abbas Jamalipour, Masaaki Katayama, Takaya Yamazato, and Akira Ogawa, "Throughput Performance Improvement of Spread-Slotted ALOHA in Mobile Satellite Communications," *ICC'96 Dallas, Texas* pp. 1740-1744, 1996.
- [13] Tae-Joong Kim, Jin-Ho Lee, Byeong-Gwon Kang, Keum Chan Whang, "CLSP with channel clearance for spread slotted ALOHA network," *IEE Electronic Letter*, Vol. 33 No. 18, pp.1524-1525, 28th Aug. 1997.
- [14] D. Raychaudhuri, "Performance analysis of random access packet-switched code division multiple access systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-29, pp. 895-901, June 1981.
- [15] Norman Abramson, "Multiple Access in Wireless Digital Networks," *Proceedings of IEEE* vol. 82, no. 9, pp.1360-1370, Sept. 1994.
- [16] A. H. Abdelmonem and T. N. Saadawi, "Performance Analysis of Spread Spectrum Packet Radio Network with Channel Load Sensing," *IEEE Journal of Selected Areas Commun.*, vol. 7, No.1, pp. 161-166, Jan. 1989.
- [17] A. Jalali and Paul Mermelstein, "Effects of diversity, power control, and bandwidth on the capacity of microcellular CDMA systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Commun.*, vol. 12, no. 5, pp. 952-961, Jun. 1994.
- [18] W. C. Y. Lee, "Overview of cellular CDMA," *IEEE Trans on Vehicular Technology*, vol. 40, no. 2, pp. 291-302, May 1991.
- [19] F. Adachi, K. Ohno, A. Higashi, T. Dohi, and Y. Okumura, "Coherent multicode DS-CDMA mobile radio access," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E-79-B, no. 9, pp. 1316-1324, Sep. 1996.

W-CDMA IMT-2000 시스템의 물리계층 설계와 주요 기술의 성능 분석

채명식, 최안나, 이동도, 구준모
(SK Telecom 중앙연구원 요소기술 그룹)

본 논문에서는 SK Telecom이 제안한 IMT-2000 시스템의 물리계층에 관하여 소개한다. Outband 신호 방식과 two-pilot 방식이 멀티미디어 서비스와 기지국간 비동기 방식을 위하여 사용되었다. 이 밖에 역방향 링크의 간섭을 줄이기 위하여 동기식 전송방법이 제안되었다.

기지국간 비동기를 위한 'two-pilot 방법'과 역방향 링크의 동기식 전송을 위한 '역방향 동기제어'에 관한 자세한 알고리즘과 simulation 결과가 제시되었다.

I. 개요

WCDMA 기술에 근거한 통신 시스템은 IMT-2000을 위한 가장 유력한 후보기술로 알려져 있다.^{[1],[2]} SK Telecom은 가입자에게 멀티미디어 환경에서 다양한 서비스를 제공하기 위하여 WCDMA 기술을 IMT-2000의 주요 기술로서 개발하여 왔다. 한국에서 1996년에 시작된 2세대 이동전화 서비스는 이동 멀티미디어 서비스를 제공하기에는 부적절하므로, 2세대와의 차별화가 한국에서 IMT-2000이 성공할 수 있는 가장 중요한 요소로 생각된다. 차별화를 위한 요소로 고려된 사항은 아래와 같다.

- (1) 음성서비스는 이동통신에서 가장 널리 쓰이는 서비스이므로 2세대에 비해서 월등한 음질의 확보
- (2) 2세대 서비스는 주로 음성 서비스를 제공하므로 packet 데이터와 멀티미디어 서비스를 포함하는 광범위한 음성 및 비음성 서비스의 제공
- (3) 지하나 건물내에서 동작하는데 어려움이 있

는 2세대에 비하여 광범위한 사용자 밀도와 coverage의 지원.

- (4) 발달된 기술을 수용하기 위한 유연한 구조와 개선된 운용의 편리성
 - (5) 세계적인 표준과의 공통성
- 이상과 같은 관점에서 비롯된 기술적 요구사항을 만족하기 위하여 무선 접속 규격설계에 몇 가지 사항이 고려되었다. 이 점들은 다음과 같으며 SK telecom 시스템의 주요 특징에 해당된다.

- (1) 높은 데이터 전송속도를 위하여 광대역 확산과 다중 코드 방법을 채택
- (2) 고품질 서비스를 위하여 양방향 링크에서 pilot channel을 이용하는 동기식 복조와 고속 전력제어를 선택
- (3) 설치, 운용의 편의성을 증대하고 넓은 서비스 범위를 확보하기 위해 기지국간 비동기 방식을 이용
- (4) 멀티미디어와 유연한 무선 회선을 제공하기 위하여 다중대역 확산과 packet 데이터가 고려되었고 부가채널의 이용을 강화
- (5) 요구되는 비트 오류율과 지연의 조건이 정

〈표 1〉 SK Telecom IMT-2000 시스템의 주요 특징

| | | |
|--|---|--|
| Channel spacing | 1.25/5/20MHz | |
| Chip rate | 1.024/4.096/16.384Mcps | |
| Frame length | 10msec | |
| Channel structure | DL | pilot, synch, paging, traffic, signaling, packet control, packet traffic |
| | UL | pilot/signaling, access, traffic, packet control, packet traffic |
| Detection scheme | Coherent with pilot ch. | |
| Multi-rate | Variable spreading&multi-code | |
| Rate information | Carried by signaling ch. | |
| Rate matching | Repetition&Puncturing | |
| Channel coding | Convolutional coding(1/2, K=9)+RS code | |
| Power control | DL | Closed loop(1kbps) |
| | UL | Open&Closed loop(2kbps) |
| Modulation/spreading | DL | QPSK/QPSK |
| | UL | QPSK/QPSK |
| Synchronization between cells | Asynchronous scheme with 'two pilot scheme' | |
| Inter-MS synchronization in the reverse link | Synchronous | |

보원의 다양한 특징에 따라 달라짐으로 outband signaling이 채택되었으며 전송속도 정보가 이를 통하여 전달됨.

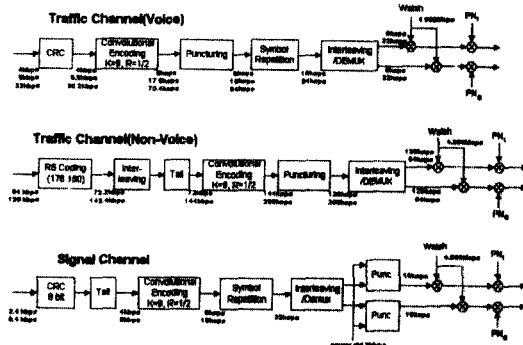
〈표 1〉은 SK Telecom IMT-2000 시스템의 주요 특징을 보여준다.

본 고에서는 SK Telecom IMT-2000 시스템의 기본 개념에 관하여 살펴보고 기지국간 비동기 방식과 역방향 링크의 동기식 전송방법의 성능을 중점적으로 다룬다. 2장에서는 채널 구조를, 3장에서는 기지국간 비동기 방식과 역방향 링크의 동기식 전송방법의 알고리즘을 설명한다. Simulation 결과는 4장에서 제시하였고 마지막으로 5장에서 결론을 맺는다.

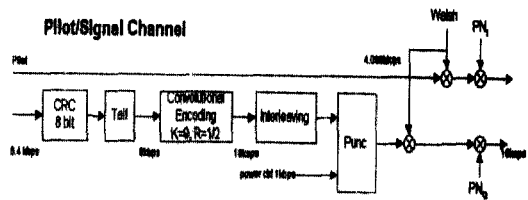
II. 채널 구조

순방향 링크의 채널은 cluster pilot, cell pilot, synch, paging, signaling과 traffic channel로 구성된다. 기지국간 비동기 방식에서 기지국 탐색시간을 줄이기 위하여, 각 기지국은 두 개의 pilot-cluster pilot과 cell pilot을 송출한다. 이동국에 traffic 채널과 신호 채널이 전용채널로 할당되며 전력제어 신호는 신호채널로 전송된다. 〈그림 1〉은 순방향 링크의 신호 traffic 채널 구조를 보여준다.

역방향 링크 채널은 pilot, access, signaling 및 traffic 채널로 구분된다. 송신 신호의 크기 변화



〈그림 1〉 순방향 traffic과 signaling 채널 구조



〈그림 2〉 역방향의 pilot/traffic channel 구조

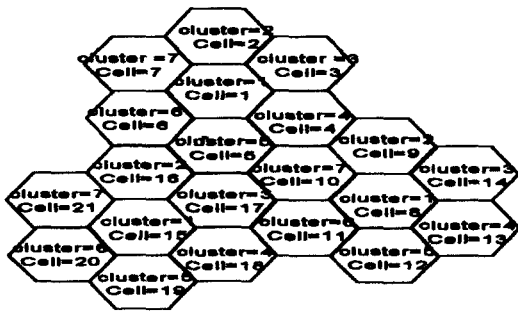
를 줄이기 위하여, pilot과 signaling 채널은 〈그림 2〉에서와 같이 결합되어, 복소 확산되고 송신된다.

III. SK Telecom IMT-2000 System의 주요 특징

1. 기지국간 비동기를 위한 two pilot방식

정밀한 기지국간 동기를 위해서는 GPS(Global Positioning System) 또는 rubidium 발진기와 같은 고가의 장비가 필요하다. 더욱이, 지하공간과 같이 위성 신호가 도달하기 어려운 곳에서는 GPS를 설치하기가 어려우며, 무선망이 외부의 시간 정보를 받아서 동작하는 것은 바람직하지 못하다. 이러한 점을 고려하여 우리는 기지국간 비동기 방식을 채택하였다.

IS-95와 같은 기지국간 동기방식에서는 기지국은 하나의 PN code의 위상차에 의하여 구분되며 이동국은 하나의 PN code의 offset만을 탐색하여 동기를 획득할 수 있다. 기지국간 비동기 방식에서는 기지국은 PN code의 offset이 아니라 서로 다른 polynomial에 의하여 발생하는 기지국 고유의 PN code에 의하여 구분된다. 이동국은 최초로 모든 PN code의 모든 위상을 탐색하므로, 탐색구간이 PN code의 수와 PN 위상의 곱에 해당된다. Two-pilot 방식은 기지국간 비동기 방식의 pilot 획득시간을 줄이기 위하여 고안되었다. 각 기지국은 서로 다른 polynomial에 의하여 발생된 고유의 PN code에 의하여 구분되며 몇개의 기지국은 〈그림 3〉과 같이 하나의 cluster로 묶여진다. Cluster와 cell의 숫자는 pilot channel의 획득과 handoff



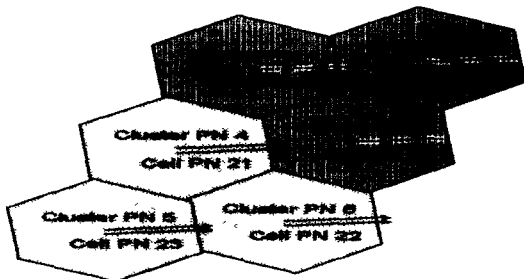
〈그림 3〉 Cell의 구성

과정에 걸리는 시간이 적절하다면 아무런 제한도 없다.

각 cell은 〈그림 4〉에서와 같이 2개의 pilot 중 cell pilot과 cluster pilot을 송출한다.

각 cell pilot은 서로 다른 PN code에 의하여 확산되며 동일한 cluster에 속한 cell의 cluster pilot은 동일한 PN code에 의하여 확산된다. 획득과정은 이동국이 속한 cluster를 확인하고 cell pilot을 탐색하는 두 단계로 이루어진다. 첫단계는 cluster pilot channel을 획득하고 이로부터 cell pilot의 정보를 얻는 것이다. 두번째 단계에서 이동국은 cluster에 할당된 cell pilot 신호를 탐색하여 동기를 확립하는 과정이다.

Cell pilot만을 탐색하는 것에 비하여 two pilot 방식은 기지국간 비동기 방식의 획득시간을 극적으로 줄여 준다. 만약 이동국이 탐색하여야 하는 cell pilot의 수가 512이고 cluster의 수가 16이라면, 이동국은 512개의 cell code를 탐색하는 대신 16개의 cluster와 32(512/16)개의 cell code만을 탐색하면 된다. 또한, cluster pilot과 cell pilot은 동기되어 있기 때문에 cluster pilot으로부터 얻어



〈그림 4〉 Two-pilot 방식

지는 위상정보를 이용하여 더욱 빠른 cell 탐색이 가능하다. H/W 구현의 관점에서, 모뎀 searcher 부의 복잡도는 two pilot 방식에 의하여 약 두배 증가하게 된다.

2. 역방향 링크 채널의 동기화

DS/CDMA 시스템의 용량은 신호 사이의 직교성이 없는 역방향에서의 다중접속에 의한 간섭에 의하여 제한되는 것으로 알려져 있다. DS-SS 시스템은 각 사용자가 같은 주파수 대역을 사용하며 각 사용자가 확산 부호로 구분된다. 특정 사용자에 의하여 전송된 신호를 복조할 때 다른 사용자의 신호는 간섭으로 여겨진다. 이러한 종류의 간섭은 기지국내 간섭과 이웃 기지국에 의한 기지국간 간섭으로 나누어 진다. 본 논문에서는 역방향 링크의 용량에 큰 영향을 주는 기지국내 간섭만이 고려된다.

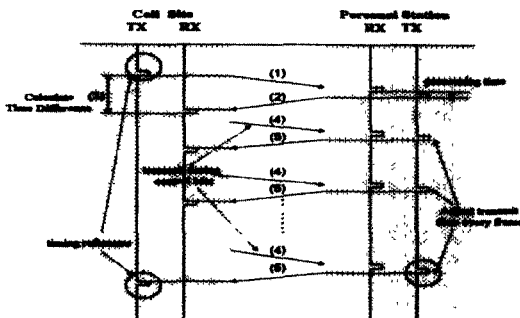
Channel을 직교 code^[3]로 구분하는 순방향 link에서는 기지국내 간섭을 줄일 수 있다. 기지국의 모든 순방향 채널은 동시에 확산되어 전송되므로 채널간 직교성을 유지할 수 있다. 그러나 역방향 링크에서는 이동국의 지리적인 분포와 전송 시작 시간이 임의적이므로 이동국간에는 비동기 전송이 이루어진다. 따라서 Walsh 부호를 이용하여 확산하여도 직교성을 이용하여 간섭을 감소시키는 것은 어렵다 역방향 링크의 간섭을 줄이는 몇 가지 방법이 제안되었다^[4]. 우리는 각 이동국의 전송시간을 조절하는 방법을 제안한다. 전송시간을 조절하는 방법은 다른 CDMA, TDMA 이동통신 시스템에서 제안되었으나 이동국이 빠르게 움직이거나 기지국까지의 전파환경이 빨리 변동하는 경우 전송시점을 안정적으로 유지하는 것은 매우 어렵다. 우리는 역방향 채널이 Walsh부호에 의하여 구분되고 기지국에 도달하는 신호간의 동기가 closed loop 전력제어와 유사한 시간 제어 방법으로 이루어지는 closed loop timing 제어 방법을 제안한다. 즉, 기지국은 기준시각과 이동국에서 전송되는 기준시각과의 차이를 추정하여 이동국이 전송시점을 당기거나 늦추는 시간제어 bit을 전송한다. 각 이동국은 기지국에서 송신된 제어 bit에 따라서 시간

제어 단위(1/4chip)씩 전송시간을 조절한다. 시간제어 과정에서 tracking loop은 국부 PN code를 수신 code와 동기시키기 위하여 연속적으로 동작되어야 한다. 동기화를 위한 과정은 신호의 주경로에 대하여 수행된다. 주경로 사이의 동기화만 이루어시므로 다중 경로에 의한 interference는 여전히 남는다. 사용자의 다중 경로 사이의 동기화를 달성하는 것은 불가능하나 주경로가 전체 수신 전력의 절반 이상을 점유하므로 성능향상을 얻을 수 있다⁵⁾.

이전의 논문에서 비동기 전송 방식과 동기 전송 방식의 성능을 비교하였다⁶⁾. 이에 따르면 동기식 전송 방식은 채널간의 도착시간의 차이가 1/4chip 이하로 유지되면 비동기식 전송 방법에 비하여 3dB의 이득이 있다. 그러나, 채널 환경은 사용자가 움직임에 따라 변화하며 shadowing effect에 의하여 경로가 사라지기도 한다. 따라서, 각 단말기 신호가 기지국에 도달하는 신호의 지연은 일정하지 않으므로, 주 경로간의 동기를 유지하기 위해서는 시간 제어 과정이 이러한 변화를 극복하여야 한다. 이러한 지연의 변화가 지난번 논문에서는 고려되지 않았다. 본 논문에서는 이러한 종류의 변화를 각 수신 신호의 지연 계수를 random한 것으로 모델링하여 성능을 고려하였다. 이러한 환경에서 다양한 시간 제어에 대한 MAI를 감소정도를 비동기식 전송 방식과 비교하였다.

2.1 시간제어 방법

위에서 언급한 바와 같이 기지국은 기지국의 기준 clock을 이용하여 역방향 채널의 도착시간을 동기화 시키기 위하여 각 이동국의 신호 도착 시간을 지속적으로 제어한다.



<그림 5> 역방향 동기 제어 과정

<그림 5>는 시간제어 과정을 보여 준다. 팔호안의 숫자는 다음의 과정을 나타낸다.

- (1) 순방향 채널이 각 이동국으로 전송된다.
- (2) 각 이동국은 획득과 추적을 수행하고 기지국으로 신호를 전송한다.
- (3) 기지국은 기지국에서 주기적으로 발생하는 기준시각을 이용하여 수신신호의 frame 신호 clock과 비교하여 시간차이를 추정한다.
- (4) 기지국은 이동국의 전송시각을 빠르게 혹은 늦게 할 것인지를 결정하고 제어 bit을 발생시켜 순방향 채널에 puncturing하여 전송한다.
- (5) 역방향 채널은 수신된 bit에 따라서 1/4chip 늦어지거나 빨라진다.
- (6) 모든 역방향에서 전송되는 신호가 기준 신호에 동기될 때까지 (3)~(5)의 과정을 반복한다.

2.2 분석 모델

BPSK 확산을 고려하면 수신신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$r(t) = \sum_{n=1}^M \sum_{k=1}^K \chi_{n,k}(t - \tau_{n,k}) + N(t)$$

여기서 M과 N은 사용자의 수와 다중경로의 수를 표시한다.

$\chi_{n,k}(t - \tau_{n,k})$ 는 n번째 이동국에 의하여 전송되는 k번째 다중경로 성분이며 다음과 같이 주어진다.

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

- $a_{n,k}$ n번째 사용자, k-번째 경로의 channel gain
- $d_n(t)$ n-번째 user가 전송한 binary data 신호
- $p(t)$ 확산 PN(Pseudo Noise) 부호
- $W_n(t)$ n번째 사용자에게 할당된 Walsh code
- $\tau_{n,k}$ n번째 사용자, k-번째 경로의 지연

n번째 사용자의 l번째 경로를 주경로로 가정하면, $\tau_{n,l}$ 은 다음과 같으며 $\tau_{n,l} = \tau'_{n,l} + \tau_{nefer}$ 이때 τ_{nefer} 는 모든 역방향 채널이 동기되어야 하는 기준 지연시간이 된다. 역방향 동기가 확립되면, 각 이동국의 시간 offset이 0으로 된다. 만약 m번째 사용자의 l번째 경로가 복조되면, $r(t)$ 는 $p(t - \tau_{m,l}) W_m$

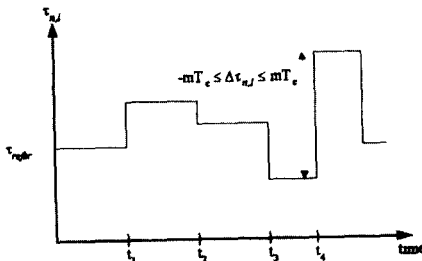
$(t - \tau_{m,i})$ 에 의하여 역확산되며 한 symbol 간격 T 동안 적분된다. Decision variable d_m 는 다음과 같다.

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

$$I^{self} = \int_{T_k}^{T_{k+1}} \sum_{n=1}^L a_{m,k} d_m(t - \tau_{m,k}) p(t - \tau_{m,k}) p(t - \tau_{m,i}) W_m(t - \tau_{m,k}) W_m(t - \tau_{m,i}) dt$$

$$I^{other} = \int_{T_k}^{T_{k+1}} \sum_{n=1}^L \sum_{m=1}^L a_{n,k} d_n(t - \tau_{n,k}) p(t - \tau_{n,k}) p(t - \tau_{m,i}) W_n(t - \tau_{n,k}) W_m(t - \tau_{m,i}) dt$$

여기서 I^{noise} 는 additive Gaussian noise 이다. 역방향 채널의 도착시간의 변화는 각 사용자의 신호의 지연 변수를 <그림 6>과 같이 임의로 변경함으로써 고려하였다.



<그림 6> 주경로 지연 변수의 변화

채널 변화 간격 Δt 와 지연값의 변화량 $\Delta \tau_{n,k}$ 은 random variables이며 다음의 확률분포를 갖는 것으로 모델링하였다.

$$p(\Delta t) = 1/\Delta t_{avg} \Delta t_{avg}/2 < \Delta t < 3\Delta t_{avg}/2 = 0, \text{ otherwise}$$

$$p(\Delta \tau') = 1/(2mT_c), -mT_c < \Delta \tau' < mT_c = 0, \text{ otherwise}$$

여기서 T_c 는 한 chip 간격을, Δt_{avg} 는 지연변수 $\tau'_{n,k}$ 사이의 평균간격을 의미하며 이동중 지연변수 기 최대 m chip만큼 증가하거나 감소할 수 있는 것으로 가정하였다.

4절에서 증가치를 1chip 또는 2chip으로 가정하여 simulation을 하였다. 기지국은 이동국을 부터

획득한 clock과 기준 clock과의 차이를 추정하여 전송 시간제어 bit을 이동국에 전송한다. 지연변수는 다음과 같이 제어된다.

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

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

for all n.

이밖에 평균 채널 변화율에 대한 전송시간 제어율에 대한 비율을 나타내는 변수로 N 을 도입하였다. 만약, Δt_{avg} 가 100ms이고 N 이 4이면, 전송 시간제어 과정은 매 25ms 마다 수행된다.

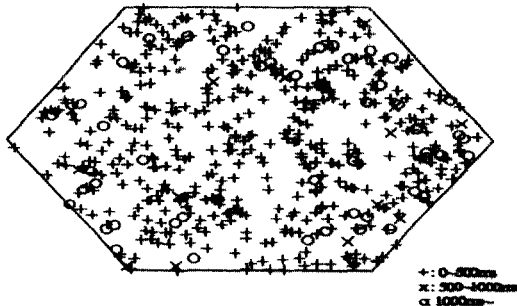
IV. Simulation 결과

1. Two Pilot 방식

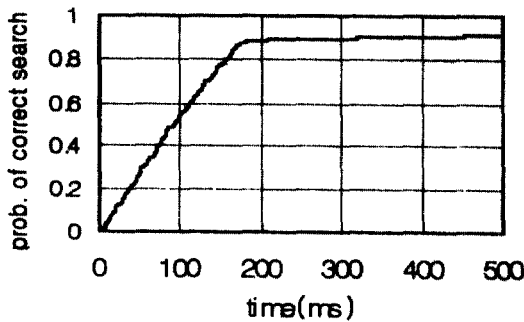
<표 2>가 simulation 조건이다. Simulation은 19개의 cell 환경에서 수행되었다. Cluster와 cell

<표 2> Simulation 조건

| Radio Link Parameter | | |
|-----------------------------|--------------|--|
| Chip rate | | 4,096Mcps |
| Spreading Code | Cluster | Gold code(2048chips) |
| | cell pilot | ML code(40960)+Walsh 0(128) |
| | cell traffic | ML code(40960)+Walsh j(128) |
| Total # of cell pilot code | | 512(32×16 clusters) |
| Modulation | Data | QPSK |
| | Spreading | QPSK |
| Propagation path loss model | | |
| Path loss decay factor | | 3.8 |
| Random loss | | Log-normal, $\sigma=10$ dB |
| Multi-path fading | | 6 paths Rayleigh (ITU-R TG 8/1 Veh. B) $f_D=64$ Hz |



〈그림 7〉 cell내의 cell 탐색시간의 분포



〈그림 8〉 cell 탐색시간의 누적분포 확률

pilot 전력은 cell내 전체 전력의 25%로 설정되었으며 IS-95의 실제 동작 조건에 해당된다. 빠른 동기 획득을 위하여, 32개의 sliding correlator가 사용되었다. 〈그림 7〉에 cell내의 cell 탐색 시간의 분포를 보였으며 정확한 cell 탐색확률과 탐색시간은 〈그림 8〉에 있다.

〈그림 7, 8〉에서 보는 바와 같이 cell 탐색의 시간은 약 90%가 200ms 이내에 해당된다.

2. 역방향 링크의 동기화

ITU-R TG 8/1 channel model의 vehicular B가 본 simulation에 사용되었다. Carrier frequency와 vehicle 속도는 1.9GHz와 20km/h로 가정하였다. 각 경로의 지연과 전력은 〈표 3〉에 있다.

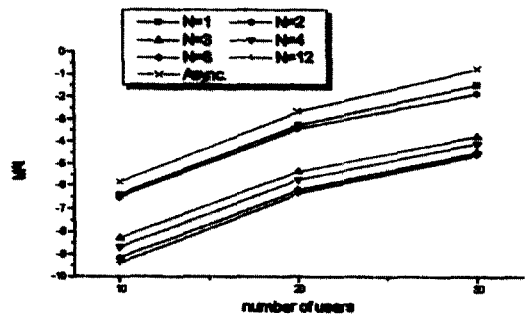
동기방식 전송에 있어서, 128-ary Walsh orthogonal code가 각 사용자를 구분하기 위하여 사용되었으며 2^{15} 길이의 maximal length PN code가 확산을 위하여 사용되었다. 비동기 전송을 위해서는 각 이동국은 서로 다른 위상에 의하여 구분된다.

〈표 3〉 IMT-2000 TG 8/1 vehicular channel model

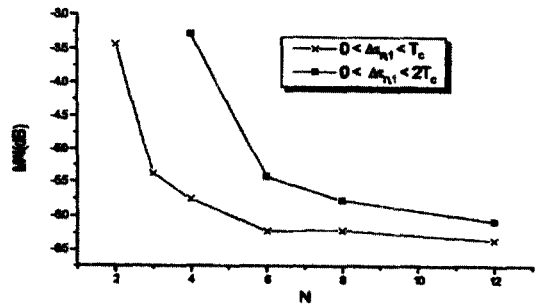
| Delay(ns) | Power(dB) |
|-----------|-----------|
| 0 | 0.0 |
| 310 | -1.0 |
| 710 | -9.0 |
| 1090 | -10.0 |
| 1730 | -15.0 |
| 2510 | -20.0 |

〈그림 9〉는 제어율 변수 N이 1, 2, 3, 4, 8과 12인 경우의 사용자수에 따른 다중접속 간섭(MAI)의 양을 dB로 보여주고 있다. 전송시간 제어의 단위는 1/4chip이며 지연변수의 최대 변화는 한 chip이다. N이 3이상인 경우 사용자수에 관계없이 동기식 전송이 비동기식 전송에 비하여 약 3dBd의 성능향상을 보인다.

그러나 N이 1 또는 2인 경우 동기식 전송의 성능향상은 1dB보다 적으며 효과는 미미하다. 이밖에서 시간 제어율이 3이상인 경우는 N을 그 이상 키워



〈그림 9〉 사용자수에 따른 MAI



〈그림 10〉 제어율 N에 따른 MAI

도 그 효과는 충분하지 않다.

〈그림 10〉은 두가지 경우의 지연 변화폭에 대한 결과를 보여주고 있다. 지연 변수가 크게 변화하는 것은 지연이 급격히 변화할 수 있음을 뜻한다. 그림의 각 곡선은 channel의 변화율과 제어 변수 N에 따른 MAI의 양을 dB로 표시한 것이다. 여기서 지연 변화의 폭은 1chip 또는 2chip이다. Channel의 변화량이 커지면 제어율을 높여서 동일한 성능을 얻을 수 있다.

Simulation에서 나타난 바와 같이, 제안된 알고리즘에 의한 overhead는 지연 경로의 변화 정도에 따라 다르며 이는 이동국의 속도, 주파수 및 환경의 함수이다. 그러나 지연 profile의 변화는 1000ms 내에 평균 ± 1 chip으로 관측되었으며^[7] 따라서 closed loop timing control의 주기가 매우 길어도 무방하다.

V. 결 론

IMT-2000 무선 접속 규격 설계에서 고려되어야 할 사항과 SK Telecom이 제안한 IMT-2000 규격의 설계에 관하여 살펴보았다. 기지국간 비동기를 위한 two-pilot 방식과 역방향 channel의 동기방식이 사용된 것이 특징이다.

Cluster pilot과 cell pilot을 사용하는 2단계 탐색 방법은 기지국간 비동기 방식이 사용되는 경우 탐색시간에 의한 문제점을 해결할 수 있다. Two pilot방법을 사용하면 기지국내의 90%의 사용자가 200ms 이내에 pilot channel을 획득할 수 있다는 simulation 결과를 얻었다.

역방향 동기방식의 성능을 역방향 비동기 방식에 비교한 simulation을 수행하였다. 역방향에서의 주경로 도착시간의 변화는 수신신호의 지연변화율임의로 발생시켜 고려하였다. 제안된 알고리즘은 기지국내의 사용자수와 관계없이 channel 변화율에 따른 시간 제어율을 적절히 선택하면 MAI를 비동기 방식에 비하여 3dB 적게 할 수 있다 만약 channel 환경이 급격히 변화하면 시간 제어율을

변화시켜 동기식 전송의 성능저하를 보상할 수 있음을 보였다.

참 고 문 헌

- [1] F. Adachi, K. Ohno, M. Sawahashi, and A. Higashi, "Multimedia mobile radio access based on coherent DS-CDMA", Proc. 2nd workshop on Mobile Multimedia Communications., Bristol University, April 1995.
- [2] A. Baier, U.-C. Fiebig, W. Granzow, W. Koch, P. Teder and J. Thielecke, "Design Study for a CDMA-Based Third-Generation Mobile Radio System", IEEE J. Select. Areas Commun., vol.12, No. 4, pp. 733-743, May. 1994.
- [3] TIA/EIA IS-95, Jul. 1993.
- [4] 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.
- [5] ITU-R TG 8-1 rec. M.1225.
- [6] E.K.Hong, T.Y.Lee, Y.D.Yang, B.C.Ahan, Y.W.Park "Radio Interface Design for CDMA-Based PCS", ICUPC 96, Vol. 1, pp. 365-368.
- [7] Jaemin. Ahn, "1-chip Multipath Resistant Spreading", TTA contribution, Samsung Electronics, Jan., 1998.

Inter-Frequency Hard Handoff

윤 영 식(LG 정보통신)

I. 개 요

IMT-2000은 다층 셀 구조를 가진다. 즉, 피코 셀, 마이크로 셀, 매크로 셀 등이 겹쳐있는 구조에서 각각의 셀이 다른 전송속도와 셀 범위가 지원할 것이다. 이러한 다층 셀 환경에서 다층 셀간의 핸드오프는 주파수간 하드 핸드 오프를 수행하게 된다.

주파수간 하드 핸드 오프를 수행하기 위해 단말은 주기적으로 현재 사용 중인 주파수 f_1 로부터 핸드 오프할 주파수 f_2 로 이동하여 파일럿 세기를 측정하고 기지국에 보고하여야 한다. 이때, 단말이 현재의 주파수 f_1 에서 주파수 f_2 의 파일럿을 탐색한 후 다시 원래의 주파수 f_1 로 돌아올 때까지의 시간을 탐색시간 t_{search} 라 한다.

탐색시간은 탐색할 파일럿의 수와 단말기의 성능에 따라 달라진다. 또, 저가의 단말기(예: 수신기가 한 개인 경우)는 주파수 f_2 를 수신하는 동안 f_1 의 순방향 링크를 수신할 수 없으며, 마찬가지로 f_1 으로 송신하지 않으므로 기지국도 역방향 링크를 수신하지 못한다. 만약 탐색시간으로 한 프레임 정도의 시간이 필요하다면, 그때의 프레임은 유실될 것이다. 따라서, 이 경우에는 탐색주기를 길게 하여 음성품질의 열화를 최소화하고, 상위계층의 ARQ에 의해 데이터 및 시그널링 정보를 복원하여야 할 것이다.

그러나, 탐색시간이 짧은 단말(프레임 크기의 1/4이하)의 경우에는 다음과 같이 탐색시간 t_{search} 를 줄이거나, 송신 전력을 증가시켜 주파수 f_2 의 탐색에 의해 발생하는 프레임 전송품질의 손실을 최소화할 수 있다.

II. 오프라인 파일럿 탐색

탐색시간 t_{search} 를 줄이기 위해서 주파수 f_2 의 파일럿 측정을 오프라인으로 할 수 있다. 즉, 주파수 f_2 의 탐색시간에는 파일럿의 탐색하지 않고 칩 샘플만 버퍼에 저장해 두는 것이다. 칩 샘플의 수는 파일럿 신호를 충분히 검출할 수 있는 양이 되도록 한다. 충분한 양의 칩 샘플을 저장한 후에, 단말은 원래의 주파수 f_1 으로 통신을 복원하면서 저장된 샘플을 사용해 f_2 에 대한 파일럿 신호의 측정값을 계산하여 기지국에 보고한다. 이와 같이 함으로써 파일럿 신호를 탐색하고 처리하는 데 필요한 시간만큼을 줄일 수 있게 된다.

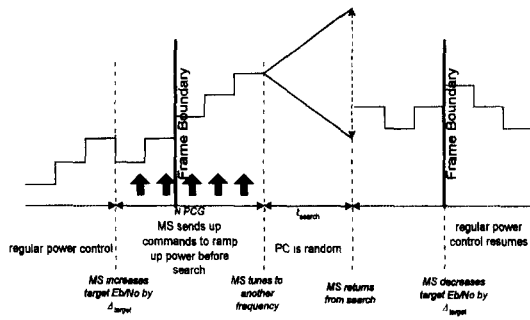
III. 전력 제어

탐색시간 동안에는 주파수 f_1 으로 순/역방향 링크 심벌을 송수신할 수 없다. 이에 대한 영향을 최소화 하는 방법으로, 탐색이 일어나는 해당 프레임에 대해 탐색시간 전후의 심벌에 대한 송신 전력을 증가 시켜주는 것이다. 증가되는 전력의 양은 탐색시간에 따라 달라질 것이다. 즉, 탐색시간이 길수록 증가되는 전력의 양은 크게 된다.

1. 순방향 링크 전력제어

탐색시간 동안 단말은 순방향 링크의 심벌을 수신하지 못한다. 따라서, 순방향 링크 심벌의 손실에 의한 영향을 줄이기 위해, 단말은 <그림 1>과 같이 페 루프 전력제어 시에 적용하던 $\text{target } E_b/N_0$ 의 값을 탐색시간을 전후하여 Δ_{target} dB만큼 증가시켜 적용한다.

이렇게 하면, 단말은 탐색시간 전후에 증가된 E_b/N_0 만큼 기지국으로 계속해서 전력증가 명령을 보내게 되므로 탐색이 일어나는 해당 프레임의 순방향 링크에 대한 평균 심벌 에너지가 증가하게 된다. 따라서, 이렇게 증가된 에너지에 의해 해당 프레임의 수신 품질저하를 보상해 줄 수 있게 된



〈그림 1〉 탐색시간 전후의 순방향 링크 전력제어

다.

2. 역방향 링크 전력 제어

탐색시간 동안 단말이 주파수 f_1 으로 송신을 하지 않으므로 기지국은 단말로부터 탐색시간 동안 아무런 심벌도 수신하지 못한다. 따라서, 이 시간 동안 유실되는 심벌에 의한 영향을 최소화하기 위해, 단말은 탐색시간 전후의 역방향 링크의 송신전력을 〈그림 2〉와 같이 Δ_{search} dB만큼 증가시킨다. Δ_{search} 의 값은 t_{search} 의 값에 따라 결정될 것이다. 단말기가 Δ_{search} 만큼 전력을 크게 송신하고 있는 동안, 기지국은 계속해서 전력 감소 명령을 단말로 보낼 것이다. 이때, 단말은 해당 프레임을 송신하는 동안은 계속해서 증가된 전력으로 심벌을 전송하기 위해 전력 감소 명령을 무시하게 된다.

Down Link Time Switched Transmission Diversity

김 영 기(삼성전자)

Abstract

A down link transmitter diversity scheme is proposed to improve the demodulation performance in the CDMA-based IMT-2000 Systems. Two spatially separated antennas are used at the Base Station, to transmit each consecutive slot of the downlink Dedicate Physical Channels. Orthogonality between the

channels in single-path fading channel is preserved.

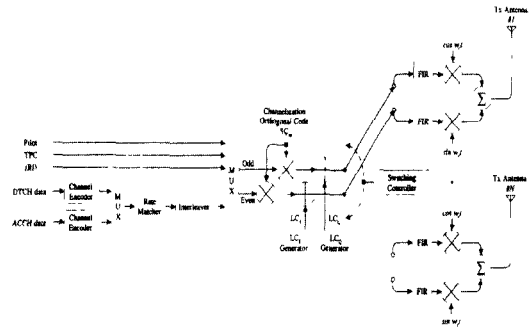
1. INTRODUCTION

THE ADVANTAGES OF THIS PROPOSAL

- Transmission antenna diversity to improve the downlink capacity
- Single-path orthogonality is maintained by time separation
- Easy implementation of terminals

2. BASE STATION TRANSMITTER FOR TSTD(TIME SWITCHED TRANSMISSION DIVERSITY)

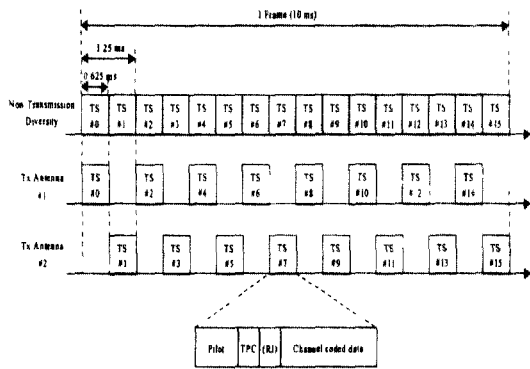
Time switching is carried out at chip-rate in the baseband stage, as shown in Figure 1. Each consecutive 0.625ms time slot is switched after being spread by the channelization and cell-specific scrambling code, before connection to baseband FIR filter. Channel coding, rate matching, interleaving, and spreading are implemented in the same way for TSTD, as in a no transmitter diversity case using a single antenna.



〈Figure 1〉 Transmitter structure for TSTD

3. CHANNEL USAGE

The downlink DPCHs, each slot(containing the DPDCH and DPCCH for the mobile station), will be transmitted using alternate antennas. Dedicated physical channels in TSTD mode may

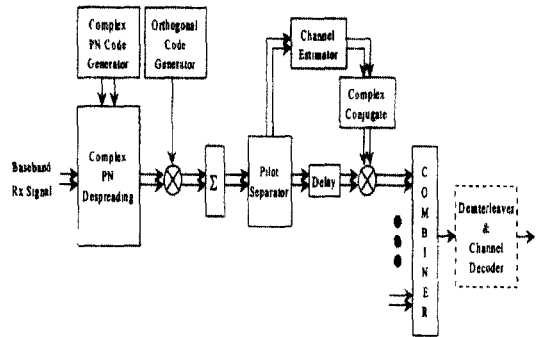


〈Figure 2〉 Switching pattern for Dedicated Physical Channels in TSTD

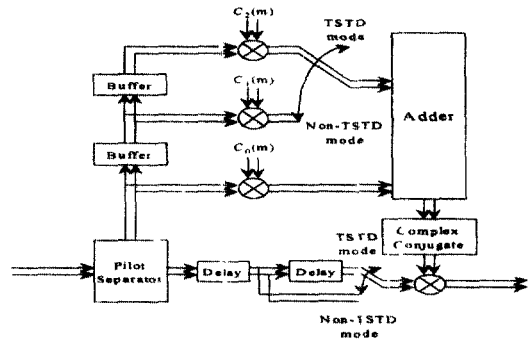
have different switching patterns depending on the user data rate, in order to reduce the peak transmit power and the peak to average power ratio, in each power amplifier. An example switching pattern for TSTD DPCHs is given in Figure 2.

4. MOBILE STATION RECEIVER STRUCTURE FOR TSTD

The structure of the channel estimator and data despreading part for a TSTD demodulator, is almost identical to that of a mobile station that supports a single base station transmit antenna, with the exception that additional buffers for the channel estimator and a despread coded symbol sample, are required, as shown in Figure 3b. There is no requirement for each finger of a TSTD mobile station receiver to have a separate



〈Figure 3a〉 Mobile station receiver finger structure for TSTD



〈Figure 3b〉 Mobile station channel estimator structure for TSTD

channel estimator for each base station transmit antenna.

5. SUMMARY OF SIMULATION RESULTS FOR TSTD

The results of simulations for an information rate of 8 kbps (as shown in Table), indicate that

〈Table 1〉 Gains of TSTD compared to no diversity case

| Channel Model | Terminal Speed | Power Control | | |
|-----------------------------|----------------|------------------|------------------|------------|
| | | On | | Off |
| | | (T × Eb)/No Gain | (R × Eb)/No Gain | Eb/No Gain |
| 1-path Rayleigh | 3km/h | 5.3dB | 1.5dB | 6.1dB |
| | 120km/h | 1dB | 1dB | — |
| 6-path Rayleigh Vehicular A | 3km/h | 1.6dB | 0.25dB | — |
| | 30km/h | 0.5dB | 0.2dB | 5.0dB |
| | 120km/h | 0.0dB | 0.1dB | 0.2dB |

low velocity mobile stations in the indoor to pedestrian environment, gain significantly in terms of the base station transmit power, and in the received Eb/No. For high velocity mobile stations using vehicular channels with significant multipath components, the gain is more marginal.

6. CONCLUSION

The results show that TSTD provides improved Eb/No performance when compared to the no diversity case, and thus enhances downlink coverage and capacity in IMT-2000 downlink.

Mobile terminals supporting TSTD, as well as non-TSTD, reception, require only a marginal hardware complexity increase, compared with non-TSTD mobile terminals.

Quasi-Orthogonal Function

김 영 기(삼성전자)

1. Quasi-Orthogonal Function

1.1 Characteristics of Quasi-Orthogonal Function

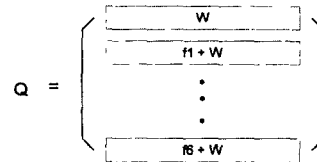
Multiplying a Walsh function by a specific masking function generates a Quasi-Orthogonal Function(QOF). Quasi-Orthogonal Function Set (QOFS) is a group of the Quasi-Orthogonal Functions generated by a same masking function. There are at least three masking functions and QOFSs for Walsh function of 2ⁿ length. For Walsh function length of 256, there

exist 6 masking functions and six of QOFSs exist. The correlation properties of QOF are as follows.

- Within each QOFS, orthogonal property among the QOFs is preserved as among the Walsh function.
- Between the QOFs drawn from different QOFSs, quasi-orthogonal property is satisfied for the fulllength correlation. The correlation value is 16 or -16 for 256-chip QOFs.
- The correlation values between the QOF and the Walsh function are shown in Table 1 for QOF length of 256.

1.2 Generation of Quasi-Orthogonal Function

The masking functions to generate 256 length QOF are shown in Figure 1. The masking functions are designed to satisfy the correlation properties given in section 1.1.



where W = N x N Walsh matrix, f_i = 1 x N row vector

```
f1 = 77b4b47774bb48887bb447878b8bb7877b44b88774b4b7778444788744bb78
f2 = 7e4ddb817244d7ed41871bd428e18d4d4e77142bd8e7d47eb2db17e824b27e
f3 = 417214d87db1281beb274172d7e47db1b17de4d78dbed8141b28b17d27eb8dbe
f4 = 144ee441b114bee44eebbe4144e1bbe8d287d27d78dd87dd78d27827d77d27
f5 = 488b7b471dded1edb88474b7edd1de1d122ede1d477b74b71d0e2e12488b84b8
f6 = 1db78dbed17b47121d488b212e7bb8122e7b47ed1d4874ded17bb8ed1db77421
```

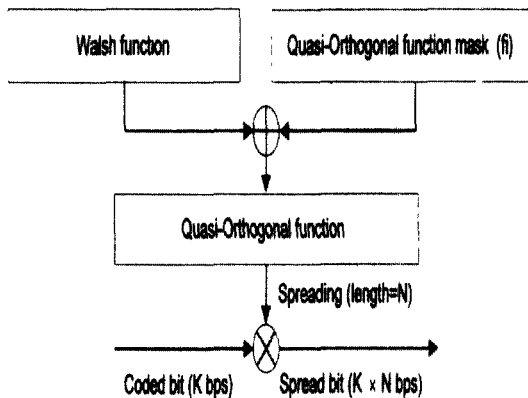
<Figure 1> QOF generation and masking functions for 256 length QOF

1.3 Usage of Quasi-Orthogonal Function

The QOF is used as a spreading sequence. The spreading process with the QOF is same as that

<Table 1> Correlation value between QOF and Walsh function(QOF length = 256 case)

| | | Walsh function length | | | | | | |
|------------|-----|-----------------------|----------|------|---------|------|---------|------|
| | | 256 | 128 | 64 | 32 | 16 | 8 | 4 |
| QOF length | 256 | +/-16 | 0, +/-16 | +/-8 | 0, +/-8 | +/-4 | 0, +/-4 | +/-2 |



<Figure 2> Quasi-Orthogonal Function Spreading

with the Walsh function, which is shown in Figure 2. The QOF is used for the Dedicated Control channel and Fundamental channel in the forward link. With the QOFs spreading, the number of available code channels is increased to $N*(M+1)$, where N is the number of code channels with the Walsh function and M is the number of QOFS. With the increased number of code channels, the user Dedicated Control channel can be assigned to more mobile stations in the packet mode and more fundamental channel can be assigned, too.

저 자 소 개

方 承 燦

1984년, 1986년, 1994년에 서울대학교 공과대학 전자공학에서 각각 학사, 석사, 박사 학위를 취득하였다. 현재 ETRI의 무선방송 기술연구소의 무선전송기술연구팀장으로 재직중이고, IMT-2000의 무선전송기술을 연구개발하고 있다. <주관심 분야: 변복조방식, CDMA의 적응신호처리, 패킷전송방식>

金 泰 中

1991년, 1993년, 1998년에 연세대학교 전기공학과에서 각각 학사, 석사, 박사학위를 취득하였다. 현재 한국전자통신연구원 무선방송기술연구소의 무선전송기술연구팀에 재직중이다. <주관심 분야: Wireless Packet Service based on CDMA Network, Channel Coding, and Modulation>

崔 安 那

1969년 7월 10일생, 1992년 경북대학교 전기공학과 학사, 1994년 포항공과대학교 전자전기공학과 석사, 1994년~현재 SK 텔레콤 중앙연구원 선임연구원, <주관심 분야: 이동통신 시스템, CDMA 모델설계>

沈 載 龍

1987년에 동국대학교 전자공학과에서 학사, 그리고 1995년 미국 University of Missouri-Columbia 전기공학과에서 박사학위를 취득하였다. 현재 한국전자통신연구원 무선방송기술연구소의 무선전송기술연구팀에 재직중이다. <주관심 분야: 이동통신 시스템 및 변복조관련신호처리>

蔡 明 植

1972년 7월 10일생, 1995년 한양대학교 전기공학과 학사, 1997년 포항공과대학교 전자전기공학과 석사, 1997년~현재 SK 텔레콤 중앙연구원 전임연구원, <주관심 분야: 확산대역통신, CDMA 모델 설계>

李 東 度

1963년 9월 9일생, 1987년 연세대학교 전기공학과 학사, 1989년 연세대학교 전기공학과 석사, 1997년 연세대학교 전기공학과 박사, 1997년~현재 SK 텔레콤 중앙연구원 선임연구원, <주관심 분야: 광대역코드분할다중접속방식의 모델 연구, IMT-2000 무선접속규격 연구, 탄성표면파필터>

저자 소개

具俊謨

1963년 1월 13일생, 1985년 서울대학교 전자공학과 학사, 1987년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사, 1991년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사, 1987년~1995년 (주)디지콤 정보통신 연구소 선임연구원, 1995년~1998년 SK 텔레콤 중앙연구원 수석연구원, <주관심 분야: 음성신호처리, 통신신호처리, 광대역확산 통신, 무선모뎀의 설계 및 성능분석, IMT-2000 무선접속규격연구



金暎基

1962년 1월 7일생, 1984년 2월 서울대학교(학사), 1990년 5월 University of Southern California U.S.A(Ph.D.), 1990년 4월~1993년 9월 Hughes Network System Inc. Germantown, Maryland, U.S.A(Principal Engineer), 1993년 10월~현재 삼성전자(임원), <주관심 분야: 이동통신시스템(Air&Network)>



尹暎植

1982년 3월~1986년 2월 서울대학교 전자공학과(학사), 1986년 3월~1988년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(석사), 1988년 3월~1993년 8월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(박사), 1988년 3월~1995년 9월 디지콤 정보통신 연구소 선임연구원, 1995년 10월~현재 LG정보통신(주) 이동통신 연구단 책임연구원, IS-95-B Carrier Phase Offset Changes