

## 유·무선 통합망에서의 이동통신 체계

鄭炳奇, 金濟佑\*, 柳承文  
國防科學研究所, 三星電子 情報通信研究所\*

### I. 서 론

정보의 홍수속에서 바쁘게 살아가고 있는 현대인들은 시시각각으로 변화하는 정보들을 항상 접할 수 있는 수단을 필요로 하게 된다. 이러한 정보획득의 요구를 언제, 어디서나, 누구에게라도 만족시켜 주기 위하여 개인 휴대용 통신망(PCN)이라는 새로운 개념이 출현하게 되었다.<sup>[1]</sup>

이러한 PCN 개념을 구체화 하기 위해서는 지금까지의 이동통신 서비스가 차량, 휴대전화 등 전화 서비스 중심으로 발전 되었지만, 앞으로는 무선망에서도 유선망과 같은 intelligent한 비음성 서비스가 가능하도록 유·무선 통합 ISDN화가 추진되어야 할 것이다.

그러나, 현재 CCITT를 중심으로 여러나라에서 연구 중인 B-ISDN 개념은 전송링크로 BER이  $10^{-9}$  이하를 유지하는 광섬유의 사용을 전제로 하기 때문에 무선망과 같은 전송로 특성이 열악한 환경에서는 그대로 적용될 수 없는 형편이어서 유선과 무선이 동일한 protocol을 사용하기에는 어려움이 많다.

따라서, 본고에서는 유·무선망이 통합된 개념의 B-ISDN의 구축을 목적으로 이미 발표된 GOSPEL(global octad switched packet with embedded label)망<sup>[2]</sup>의 무선통신체계에 대한 개념을 군 전술환경에 적합한 시스템 구조 및 사용 다중접속방식인 DS-CDMA 중심으로 소개하고자 한다.

### II. 개념 소개

일반적으로 유선망에 사용하는 protocol을 그대로 무

선망에 사용하는 것은 유선망과 무선망이 갖는 근본적인 차이점 때문에 원천적으로 불가능 하였지만 ATM(asynchronous transfer mode)에 기초한 GOSPEL망의 통신체계에서는 유·무선 통합 개념의 protocol 사용이 가능하다. 따라서 본 절에서는 무선망 관점에서 유·무선 통합개념의 protocol 사용이 가능함을 구체적으로 설명하고, 이를 근거로한 망 구조 및 시스템 구조에 관해서 소개하고자 한다.

첫째, 무선환경의 열악한 조건을 극복하기 위하여 강력한 FEC(forward error correction)기능을 사용하였다. 무선망은 전파경로 특성상 주위의 환경변화에 민감하여 채널이 항상 유동적이고 유선망에 비해 전송오율이 불균일하게 매우 높으므로 FEC 기능이 필수적으로 사용되어야 하나 현재 논의중인 상용 ATM망에서는 진정한 의미의 error correction 기능이 없으므로 유선망의 패킷구조를 그대로 무선망에 도입할 수는 없다. 그러나 GOSPEL망에서는 강력한 FEC기능을 추가함으로써 이러한 무선망에서의 문제를 해결하였다. 이와 같은 FEC 기능을 제한된 헤더영역내에 추가함으로써 발생할 수 있는 헤더정보의 크기가 감소되는 현상은 패킷이 목적지로 가기 위해 망에서 필요한 라우팅 정보들을 그 패킷이 경유될 노드들에 분산시킨 후 패킷이 경유되면서 단지 다음노드에 필요한 정보만을 갖고 전송되는 간접헤더구조를 취함으로써 해결될 수 있다.

둘째, ATM 방식의 채택으로 유·무선망의 대역폭 차이를 극복하였다. 무선망에서는 유선망과는 달리 제한된 주파수 자원을 다수의 사용자가 공유하므로 가능한 한 가용 채널수를 늘리기 위하여 채널당 허용대역폭(전송속도)이 제한을 받는다. 따라서 TDM에 기초한 회선교환망에서는 유·무선 가입자간의 통신시 protocol 및 통신체계가 복잡해진다. 그러나 ATM 방식의 채

택으로 단위 시간당 cell의 갯수 만을 제어하여 전송하므로 무선망이 유선망과의 접속시 발생하는 채널 대역폭의 차이를 극복하였다.

셋째, 선택적 정보전달을 위하여 CDMA 방식을 사용하였다. 무선망 특성상 한 노드(기지국)에서 전파하는 신호를 셀내의 모든 이동가입자가 수신하기 때문에 통신의 일반형태인 end user간의 point-to-point 통신이나 selective broadcasting과 같이 사용자를 선택하여 정보를 전달할 수 없다. 그러나 이러한 문제를 해결하기 위하여 기지국에서는 6채널 단위로 나뉘어진 baseband 신호를 각각 고유코드로 spreading, 부호분할다중화(CDM:code division multiplex)시켜서 1개의 RF carrier에 실어서 전송하고, 각 이동국에서는 개인 고유 코드로 전송신호를 spreading하여 원하는 기지국에 부호분할 다중접속(CDMA:code division multiple access) 방식으로 접속함으로써 무선망이지만 마치 유선망 처럼 protocol이 처리되게 하였다.

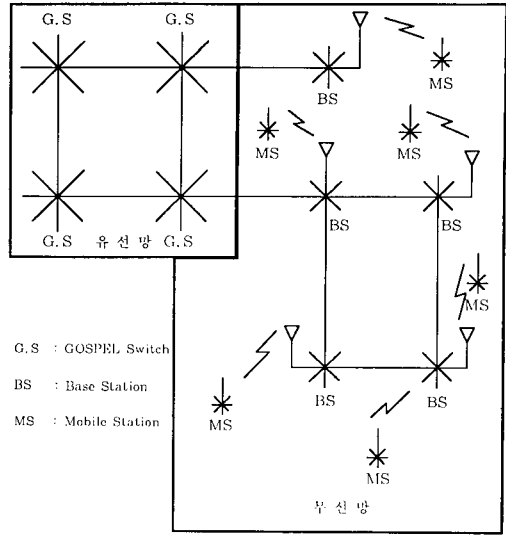


그림 1. 망 구성도

1. 통신망 구조

GOSPEL 무선망의 기지국은 그림 1의 망 구성도에 나타난 바와 같이 순수하게 패킷을 교환하는 8방향 switch를 내장하여 trunk와 가입자 단말 구분없이 접속할 수 있다. 또한 GOSPEL 망의 프로토콜이 end-to-end 방식이므로 유선망의 교환기 입장에서 기지국을 볼 때는 동급의 교환기로 간주하여 교환기간의 프로토콜을 처리하면 되므로 유·무선 구분없이 유선가입자 모듈과 무선가입자 모듈간에 직접 protocol 교환이 가능하다. 따라서 필요시는 언제라도 유·무선 구별없이 조립식 개념의 회선 증설이 가능하며, 또한 그림 1의 망 구성도 무선망부분에 보인 것과 같이 유·무선망을 분리하여 기지국끼리 상호 간선링크로 연결시킴으로써 독자적인 무선망으로 운용될 수도 있다. 이러한 특성은 군 전술환경에서 기지국을 지원하고 있는 유선망의 노드가 파괴될 지라도 무선망 끼리의 필수적인 통신은 가능하게 되어 무선통신체계의 생존성이 보장되게 된다.

GOSPEL 망은 가입자간 직접 프로토콜 교환을 요구하는 end-to-end 방식이므로 유선망 가입자의 단말과 무선망의 이동국 간에도 이러한 원칙이 그대로 적용된다. 즉 이동국은 이동할 때마다 해당되는 셀의 기지국에 가입, 탈퇴 절차를 밟을 필요가 없이 근처에 활용 가능한 셀의 flooding 채널을 monitoring하고 있다가 자신의 주소가 불리워지는 것을 감지 하였을 때 이동국이 직접 이에 대해 응신하면 된다.

2. 기지국 구조

DS-CDMA 방식을 사용하는 모든 기지국이 같은 주파수를 사용한다면 셀안에 있는 이동국간의 간섭과 셀 밖에서 hand-off 기간중 셀안으로 이동해 온 이동국에 의한 간섭으로 인해 이동국 상호간의 간섭이 심각해져, 가능한 한 셀당 수용하는 가입자 수를 줄여 설계하는 것이 유리하다. 물론 셀당 수용하는 가입자 수는 기지국이 제공하는 processing gain에 달려 있지만, 기지국이 사용할 수 있는 주파수의 대역폭이 제한되어 있으므로 수용 가입자 수도 이에 따라 제한된다. 이러한 이유로 본고의 GOSPEL 무선망의 기지국에서는 8채널 교환소자를 사용하여 그 중 6채널은 무선 가입자에 할당하여 CDMA 방식으로 처리하여, 한 셀당 무선 가입자가 사용할 채널을 6개로 제한하였다.

GOSPEL 무선망의 기지국은 그림 2에 도시한 바와 같이 자체교환부, CDMA부 및 RF부로 구성되어 있다.

자체 교환부에는 ATM방식의 8채널짜리 switch가 내장되어 있어 1채널은 TIM(trunk interface module)을 통해 유선망의 노드교환기 혹은 무선망에서의 또다른 기지국과의 간선링크로, 1채널은 DIM(digital loop interface module)을 통해 디지털전화기와, 나머지 6채널은 CDMA IM(interface module)을 통해 무선 이동 가입자와의 회선링크로 사용되고, switch의 center 노즐은 control 채널로써 CDMA부의 MUX/DEMUX

모듈과 연결되어 기지국의 6개 무선 채널에 대한 총괄적인 flooding 관리 및 control 정보처리 링크로 사용된다.

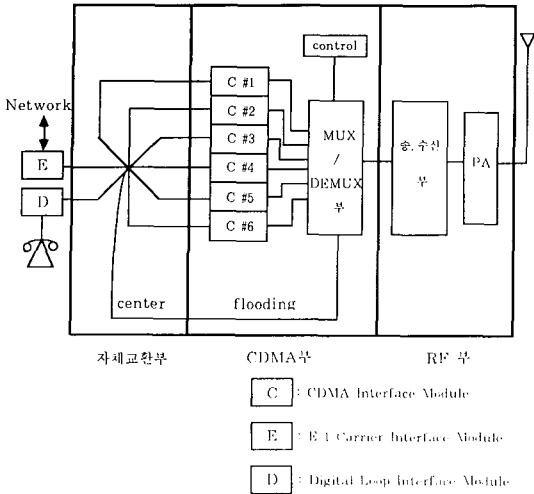


그림 2. 기지국 구조도

CDMA부는 6개의 CDMA IM과 MUX / DEMUX 모듈로 구성된다. CDMA IM에서는 switch로부터 넘어온 전송정보를 GOSPEL망의 패킷구조로 packetizing하여 각각의 고유코드로 spreading시킨 다음 MUX / DEMUX 모듈로 송출하며, MUX / DEMUX로부터 수신된 신호는 RF부에서 이미 역확산 처리되어 있으므로 곧바로 자체교환부로 넘겨준다. MUX / DEMUX 모듈에서는 6개의 CDMA IM에서 들어온 신호와 center 노즐과 연결되어 있는 control 신호를 digital combining하여 8-level의 신호로 만든 후 무선 환경 채널특성에 비교적 강한 시스템을 구현하기 위하여 8-level의 amplitude 정보를 4-level의 신호로 truncation하여 RF부로 넘겨준다. 또한 MUX / DEMUX 모듈은 각 CDMA IM으로 들어오는 모든 flooding 정보를 미리 체크하여 유선망으로 넘겨줄 것인지 자체 교환을 할 것인지를 판단하여 각 CDMA IM에서 처리할 flooding packet을 대신 생성하여 control 채널을 통하여 선택적으로 flooding을 하고, SNR이 아주 나쁜 환경에서 초차도 필수통신이 가능하게끔 수십 bps의 제어신호를 long code로 확산하여 6개의 traffic 채널보다 PG(process gain)을 훨씬 더 높게 한다. Truncation에 의한 손실분석은 본고의 제 IV장에서 자세히 설명된다.

### 3. 이동국 구조

GOSPEL 무선망의 이동국은 그림 3에 도시한 바와 같이 기지국과 마찬가지로 자체교환부, CDMA부 및 RF부로 구성되어 있다.

이동국이 기지국과 다른점은 switch 8채널중 4채널은 CDMA IM 모듈로, 1회선은 handset용으로, 나머지 3채널은 null channel로써 구성되고, 출력 power가 기지국보다 낮다는 것 이외에는 외관상 큰 차이는 없다. 이동국에서는 기지국에 비해 switch 채널이 많이 필요하지 않으나 GOSPEL 교환소자가 기본적으로 8채널용이므로 이를 그대로 사용하고 있다. CDMA부에서 CDMA IM을 4개로 구성한 이유는 microcell 구성시 잦은 hand-off에 대처하기 위함이다. 무선망에서는 유선망과 달리 이동국의 위치가 항상 바뀌므로 microcell 시스템에서는 빈번한 hand-off가 발생될 수 있다. 따라서 이동국에도 4채널의 회선을 구성하여 통화중에도 현재 기지국 이외의 주변 기지국을 계속 monitoring하고 있다가 현재 가입된 기지국보다 기준값 이상의 전력레벨로 수신된 기지국이 있을 시 그 기지국으로 통화로를 형성하도록 하여 soft hand-off가 이루어 지도록 하였다.

또한 가입자 끼리의 상호간섭현상에 의해서 발생하는 near-far problem을 완화 시키는 물론 power control에 대한 따진을 얻기 위하여 모든 이동국은 동일 송신 주파수를 사용하지 않고 일정크기로 주파수 천이를 시킨 캐리어 주파수를 사용한다. 주파수 천이에 따라 얻어지는 거리이득에 대한 분석 및 수치해석 결과가 제 IV장에서 자세히 논의된다.

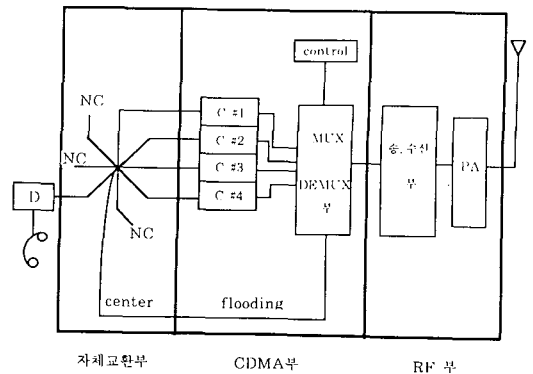


그림 3. 이동국 구조도

### Ⅲ. 무선 GOSPEL망의 특징

#### 1. 가입자수에 대한 영향감소

DS-CDMA 특성상 모든 가입자는 다른 가입자에 대한 간섭원으로 작용하기 때문에 가입자수가 많아지면 많아질 수록 한 가입자 입장에서 볼때 C/I(carrier to interference ratio)값이 더욱 낮아지므로 시스템 성능 저하가 초래된다. 그러나 군 전술환경을 고려하여 시스템 설계시 한 기지국당 6채널을 수용할 수 있도록 구성함으로써 같은 DS-CDMA 방식을 사용하고 cell당 120채널을 수용할 수 있도록 한 Qualcomm사의 상용 디지털 셀룰라 시스템(한 cell을 3개의 섹터로 분리하였으므로 섹터당 40채널을 수용함) 보다 가입자간의 상호간섭 문제가 덜 심각하므로 near-far problem에 대한 마진을 얻게된다. 이는 시스템 설계시 power control을 위한 power step 조정폭을 여유있게 설정할 수 있음을 의미한다.

#### 2. Microcell 구성가능

상용에서의 궁극적인 PCN을 구현하기 위해서는 현 디지털 셀룰라 시스템에서의 셀 구성이 microcell 개념으로 되어야함은 물론이고, 군 전술환경을 고려할 때에도 우리나라와 같은 산악지형이 많은 지형적 조건에서는 macrocell 개념보다는 microcell 개념에 준한 셀룰라 시스템이 구현되어야 하리라 생각되나 전국을 microcell 개념의 시스템으로 구축시 주행하는 차량의 경우 hand-off가 너무 자주 요구되므로 기존의 FDMA 방식이나 현재 미국/일본에서 개발중인 TDMA방식의 경우 셀간의 사용주파수가 서로 다르기 때문에 hard hand-off가 이루어 지므로 음성통화의 경우 사용자의 불편을 초래하고, 데이터통신의 경우에는 심각한 문제를 초래할 수 있게 된다. 그러나 본고에서 채택한 DS-CDMA방식을 사용할 경우 인접 셀간의 동일 주파수 사용으로 soft handoff가 가능하므로 즉 make before break가 가능 하므로 위와 같은 통신선로의 일시 중단 현상은 발생하지 않을 것이다. Hand-off가 자주 발생할 경우 시스템의 복잡성으로 인한 기술적, 경제적인 어려움이 따르기 때문에 지형구조에 따라 주행차량 및 통신산발 지역인 시골지역에서는 macrocell로 통화 다발 지역인 도심지역에서는 microcell을 구축하여 상호 보완적인 시스템 운용이 적절하리라 기대된다. GOSPEL망의 특징 중 조합식 개념의 망구성이 가능하고, CDMA방식 채택에 따른 주파수 재배치의 필요성이 없으므로 지형에 따라 기지국증설이 용이하므로 mi-

crocell과 macrocell이 혼합된 개념의 시스템 구현이 가능하다.

#### 3. 기지국 Mark 신호(Control 신호)의 선택적 운용

상용 디지털 셀룰라 시스템에서 이동 가입자는 항상 기지국의 mark 신호를 scan한 후 가장 신호가 강한 기지국을 선택하여 call 시도를 한다. 그러나 mark 신호는 기지국에서 항상 송신하는 신호이므로 군 전술환경에서 시스템 운용 측면을 고려해 볼 때 이러한 mark 신호에 의해 기지국이 쉽게 적에게 노출되어 공격대상이 될 뿐 아니라 장비의 신뢰성이 저하되게 된다. 따라서 기지국은 운용상황에 따라 상용 시스템과 같이 mark 신호를 송출하여 이동 가입자에게 control 정보를 알려 주어 이동 가입자가 원하는 기지국으로 call을 시도하도록 하거나, 기지국이 적에게 노출될 상황을 피하기 위하여 기지국은 묵음상태(mark 신호를 송출하지 않는 상태)인 scan 모드로 전환하여 자기 기지국에 가입되어 있는 모든 이동 가입자에 대한 고유코드를 계속 scan하여 특정 이동 가입자가 call 시도요청을 하고 있음을 인지 하면 곧바로 call connection을 해줄 수 있도록 dual mode로 운용한다.

#### 4. 패킷 Radio로의 발전

이동국 내부에 내장되어 있는 8채널 switch의 주 용도는 hand-off시 발생하는 이동국과 기지국간, 기지국과 기지국간의 정보교환에 사용되는 것이지만 이를 잘 활용하면 순수 무선국 만으로도 통신망을 구성할 수 있는 패킷 radio개념으로 발전할 수도 있다. 이러한 방법은 주파수 사용방법에 관한 세밀한 연구가 이루어지는 것을 전제로 하지만 일단 주파수 할당 및 간섭문제에 대한 것이 해결되면 전 무선망이 무선 전송로만 사용하면서도 마치 유선망이 mesh형태로 형성된 것과 같이 통신망이 구성될 수 있다.

### Ⅳ. 부호분할 다중접속 방식

CDMA 셀룰러 시스템에서 이동국에서 기지국으로 전송하는 uplink와 기지국에서 이동국으로 전송하는 downlink의 다중 접속 방법이 서로 다른 특성을 요구하게 된다. Downlink에서는 여러 채널 신호를 결합하는 과정을 제외하고는 별로 기술적인 어려움이나 시스템의 복잡성이 필요한 곳이 없으나 uplink 다중접속에서는

downlink 다중결합과는 달리 각 이동국으로 부터 기지국간의 거리가 서로 다르고 각 이동국의 이동속도 및 출력이 상이하므로 이로 말미암아 여러 문제가 생기게 되며, 특히 이로 인해 각 이동국간의 상호 간섭을 완벽하게 제거할 수 없어 CDMA 방식의 최대 문제점인 near-far problem의 극복이 어려워진다.

본 논문에서는 downlink와 uplink에서의 문제점과의 해결방법을 별도로 기술하고 있다.

1. Downlink 다중결합 시스템

Downlink 다중결합은 기지국에서 각 이동국으로 보내지는 데이터를 각 이동국에 할당된 PN부호를 이용하여 확산시킨뒤 전송하는 역할을 한다. 본문에서는 다중 접속 channel수를 7개로 가정하고, 그중에서 6channel은 traffic channel로, 나머지 한 channel은 제어 channel로 가정한다. 각 channel의 데이터는 각 channel에 할당된 PN부호를 이용하여 확산되어 각 channel의 baseband 신호로 된다. 이러한 각 channel의 baseband 신호를 다중 결합하는 방법은 두가지로 대별할 수 있다. 한 방법은 그림 4와 같이 각 channel의 baseband 신호를 중간주파수 및 반송주파수로 변조하여 대역 통과한뒤 출력 증폭기로 증폭한 다음 결합기로 결합하는 RF대역 결합방법이고, 다른 하나는 각 channel의 baseband 신호를 디지털 영역에서 결합하는 baseband 결합방법이다. 본문에서는 이 baseband 결합 방법에 대해 논하기로 한다.

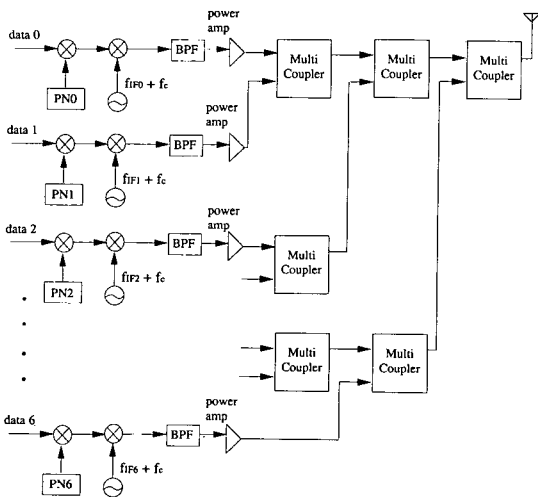


그림 4. RF 대역 downlink 다중 결합

1) Baseband 결합

일반적으로 각 channel의 신호는 그림 4와 같이 해당 주파수의 반송파로 변조된 뒤 대역 통과한 다음 출력 증폭기를 거쳐 multicoupler에 의해 결합된 다음 안테나를 통해 전송된다. 그러나 이 방법에서는 그림에서 보는 바와 같이 여러개의 주파수 합성기, 대역필터 출력증폭기 및 multicoupler가 필요하게 되어 하드웨어가 복잡해진다. 또한, multicoupler에 의해 여러개의 신호를 결합할 경우 큰 출력손실이 수반된다. 다시말해 7channel 시스템에서 필요한 multicoupling의 단수는 3단이 되고, 각단의 출력 손실을 3dB라 가정하면 총 9dB의 출력 손실이 생긴다(출력 증폭기의 출력을 8W라 하면 안테나전반의 출력은 1W로 된다). 반면, 위에서 언급했듯이 baseband 결합을 하면 RF대역에서 결합하는 것에 비해 출력 손실을 현저히 줄일 수 있고 하드웨어 구조도 매우 간단하게 구성할 수가 있다. 그림 5는 baseband에서의 downlink 다중결합 구조를 나타낸다. 여기서 제어신호는 일반적으로 traffic channel 데이터 전송속도보다 낮으므로 2단에 걸쳐 확장함으로써 처리 이득을 높이게 된다.

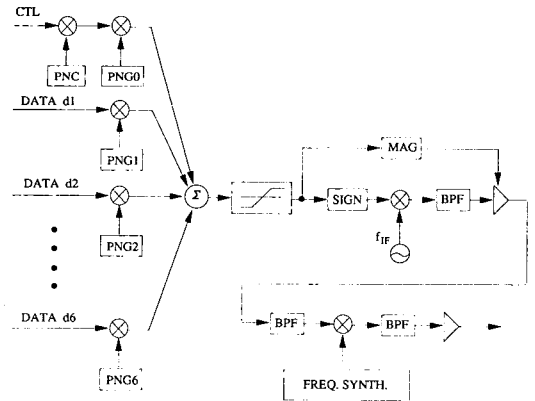


그림 5. Baseband downlink 다중결합

Baseband 다중결합 방법은 RF 대역에서 다중결합에 비해 여러 장점이 있으나, 반면 한개의 반송주파수에 여러 channel을 결합하게 되어 PN부호 상호간의 간섭이 문제가 되므로 상호 상관특성이 좋은 PN부호를 선선택해야 하고, 결합된 디지털 신호의 출력 level이 multi-level이 되어 그 level에 해당되는 8-ary 변조를 수행해야 한다. 그림 5를 보면 7channel의 baseband 데이터(각 데이터는 1과 -1의 NRZ 값을 갖는다.)는 서로 더해져 sign 부분과 magnitude 부분으로 나뉘어져

sign은 중간주파수로 1차 PSK 변조되고, 4-ary magnitude는 truncate하여 binary 신호로 만들어 2-level ASK 한뒤 반송파에 실어 전송된다.

2) 다중 접속신호의 truncation

그림 5의 구조는 BPSK된 신호를 다시 amplitude로 다시 변조하는 이중 변조구조를 갖는다. 이때 amplitude는 binomial 확률분포를 갖게 되므로 level이 큰 경우는 level이 작은 경우에 비해 그 빈도수가 매우 작게 된다. 그러므로 level truncate하여 일정이상 큰 level은 잘라서 보내지 않을 경우에도 수신단에서 복조시 그 영향이 거의 나타나지 않게 된다. 즉 수신단에서는 수신된 신호를 despread하기 위해 여러개의 chip을 integrate하는데 이때 그중 몇개의 chip이 truncate되어 있을지라도 그 영향은 매우 적게 된다.

이와같이 baseband 신호의 amplitude를 truncate하여 전송하면 system의 performance에 큰 영향을 미치지 않고 전송할 신호의 level수를 대폭 줄여 증폭기의 선형 특성에 대한 요구조건을 구현 가능한 범위로 낮출 수 있으며 무선 link에 의한 제반 방해 현상도 극복할 수 있게 된다.

이때 truncation level을 어떻게 정하는가에 따라 truncation에 의한 손실이 결정된다. 여기서 truncation에 의한 손실을 분석해 보기로 한다. 각 channel의 baseband의 신호의 1과 -1은 동일한 확률을 갖는다고 하면 active channel수에 따른 combine된 baseband 신호의 각 level의 확률은 표 1과 같다. 특정 level로 truncation할 때 손실은 다음 식으로 주어진다.

$$\text{Loss(dB)} = 10 \cdot \text{Log} \left[ 1 - \sum_{i=0}^L \text{Prob}(i) \cdot P_L(i) \right] \quad (1)$$

여기서 L은 truncation level이고 Prob(i)는 i level 이 될 확률,  $P_L(i)$ 는 L level로 truncation했을 때 i level 신호의 출력 손실을 나타낸다. 표 1과 식(1)을 이용하여 손실을 계산하면 표 2의 결과가 주어진다.

이 결과를 이용하여 원하는 성능에 따라 truncation level을 정할 수 있다. 표 2로 부터 truncation level을 +/- 2로 하면 모든 경우에 손실을 1dB이하로 할 수 있음을 알 수 있다.

2. Uplink 다중접속 시스템

Uplink 다중접속 시스템은 downlink 다중결합 시스템과는 달리 각 이동국에서 기지국으로 보내고자 하는 데이터를 해당 이동국에 할당된 PN 부호를 이용하여 확

표 1. Active channel 수에 따른 각 level의 확률분포

Active Ch's Level	7	6	5	4	3	2	1
±7	$2^6 C_0$						
±6		$2^5 C_0$					
±5	$2^6 C_1$		$2^4 C_0$				
±4		$2^5 C_1$		$2^3 C_0$			
±3	$2^6 C_2$		$2^4 C_1$		$2^2 C_0$		
±2		$2^5 C_2$		$2^3 C_1$		$2^1 C_0$	
±1	$2^6 C_3$		$2^4 C_2$		$2^2 C_1$		1
0		$2^6 C_3$		$2^4 C_2$		$2^2 C_1$	

표 2. Truncation level에 따른 손실

Active Ch's Level	7	6	5	4	3	2	1
±7	0.0						
±6	0.010	0.0					
±5	0.019	0.027	0.0				
±4	0.126	0.045	0.055	0.0			
±3	0.235	0.280	0.110	0.138	0.0		
±2	0.895	0.528	0.663	0.280	0.378	0.0	
±1	1.668	2.236	1.298	1.829	0.792	1.249	0.0

산시킨뒤 반송파에 실어 전송하게 되고, 기지국에서는 모든 이동국들에 할당된 PN 부호를 이용하여 각 이동국으로 부터의 신호를 역확산하여 각 이동국에서 기지국으로 보내고자하는 데이터를 추출하게 된다.

본문에서는 직접확산시스템에 있어서 uplink 다중접속시의 상호간섭에 대해 살펴보기로 한다. 일반적으로 DS/CDMA 방식에서는 기지국과 이동국들 사이의 거리차이에 따른 통신 불량이 문제가 된다. 따라서, DS/CDMA를 이용한 시스템에서는 TDMA 방식이나 FDMA 방식에 비해 이동국의 출력을 잘 조절하여 상호간섭을 줄여야 할 필요가 있다. 따라서, 본고에서는 DS/CDMA 방식에서 "near-far problem"으로 인한 영향(이하, near-far effects)을 분석하고, 이에 대한 개선방안으로 주파수 천이(frequency shift : FS)를 이용한 DS/CDMA/FS 방식을 제안하여 그 성능분석을 통해 이 방식이 near-far 문제에 유용함을 보이기로 한다.

1) DS /CDMA 시스템의 near-far effects

DS /CDMA 시스템에서의 수신 모델로 본 논문에서는 Cooper와 McGillem의 모델을 사용한다.<sup>[3]</sup> 그림 6에 해석 모델을 나타내었다. 단, 여기에서 수신기의 PN code 위상 및 반송파는 원하는 신호에 이상적으로 동기되었다고 가정한다.

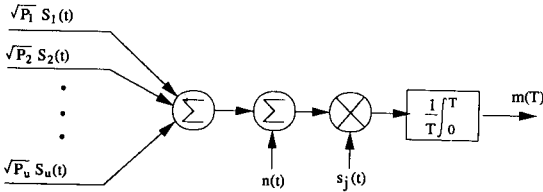


그림 6. DS /CDMA 수신기의 해석 모델

그림 6에서 j번째 신호가 원하는 희망 신호라 하고 총 u개의 신호가 있다고 가정하면 적분기의 출력 m(T)는 다음과 같다.

$$m(T) = m_{ij} + \sum_{i \neq j}^u m_{ij} + n_i \quad (2)$$

$$m_{ij} = \frac{1}{T} \int_0^T \sqrt{P_i} \cdot S_i(t) \cdot S_j(t) \cdot dt$$

$$m_i = \frac{1}{T} \int_0^T n(t) \cdot S_j(t) \cdot dt$$

- 단,  $m_{ij}$  : 희망 신호에 대한 response
- $m_i$  : 모든 다른 신호들에 대한 response
- $n_i$  : 잡음에 대한 response

여기서  $P_i$ 는 i번째 신호의 출력,  $S_i(t)$ 는 i번째 신호의 PN code 신호이고,  $n(t)$ 는 잡음신호이다. 이때, j번째 신호에 대한 SNR은 다음과 같다.

$$(SNR)_j = \frac{P_j}{\frac{B_{eff} \cdot N_0}{2} + E [\{\sum \sqrt{P_i} \cdot \rho_{ij}\}^2]} \quad (3)$$

- 여기서,  $P_i$  : i번째 신호의 전력
- $P_j$  : j번째 신호의 전력
- $N_0/2$  : two sided noise power density

- $B_{eff}$  : effective bandwidth
- $G_p$  : processing gain
- $\rho_{ij}$  : i번째 신호와 j번째 신호사이의 cross-correlation

기지국에서 i번째 이동국, j번째 이동국과의 거리를 각각  $d_i, d_j$ 라 하고 각 신호의 출력이 같다고 가정하면 수신전력  $P_i$ 와  $P_j$ 는 각각 다음과 같다.

$$P_i = \frac{P_0}{d_i^\alpha} \quad P_j = \frac{P_0}{d_j^\alpha} \quad (4)$$

단,  $P_0$  : 각 신호의 송신출력(단위거리로부터의 수신 출력)

$\alpha$  : propagation law  
(free space : 2, ideal earth : 3-4)

식(4)에서  $P_i$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_i = \left[ \frac{d_j}{d_i} \right]^\alpha \cdot P_j \quad (5)$$

그러므로 j번째 신호를 복조하기 위해 요구되는 최소 SNR을  $(SNR)_{j0}$ 라 하면 이는 다음과 같이 표현된다.

$$(SNR)_{j0} = \frac{1}{\frac{1}{(SNR)_1} + \sum_{i \neq j}^u \left( \frac{d_j}{d_i} \right)^\alpha \cdot \rho_{ij}^2} \quad (6)$$

따라서 식(6)으로부터 다음과 같은 식이 얻어진다.

$$\sum_{i \neq j}^u \left( \frac{d_j}{d_i} \right)^\alpha \cdot \rho_{ij}^2 \leq \left[ \frac{1}{(SNR)_{j0}} - \frac{1}{(SNR)_1} \right] \quad (7)$$

이 식을 이용하여  $(SNR)_{j0}$ 와  $E_b/N_0$ 가 주어지면, 다중 접속시 이동국들 사이의 거리관계에 의한 near-far 문제를 알아 볼 수가 있다.

2) DS /CDMA /FS 시스템의 near-far effects

DS /CDMA /FS 시스템은 이동국들의 반송파의 중심 주파수를 고정시키지 않고 일정한 간격으로 천이시켜 다원접속을 행하는 일종의 hybrid 방식이라 할 수 있다. 중심주파수의 천이는 확산된 baseband 신호의 대역폭보다 상대적으로 매우 작게 할 수 있으므로 DS /

DS /CDMA /FS 방식에서 이동국의 수가 많지 않을 경우 DS /CDMA /FS에 의한 대역폭의 증가는 크지 않게 된다. 이 방식의 주파수 스펙트럼 개념도는 그림 7과 같다.

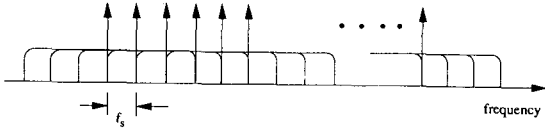


그림 7. DS/CDMA/FS 방식의 주파수 스펙트럼 개념도

그림 6과 같은 해석 모델에서 원하는 j번째 희망 신호를  $r_j(t)$ , 또 다른 i번째 수신신호를  $r_i(t)$ 라 하면  $r_j(t)$ ,  $r_i(t)$ 는 DS /CDMA /FS 방식에서는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$r_j(t) = \sqrt{P_i} \cdot S_j(t) \cdot \cos(W_j t + \Phi_j)$$

$$r_i(t) = \sqrt{P_i} \cdot S_i(t) \cdot \cos(W_i t + \Phi_i) \quad (8)$$

그러므로 식(2)에서  $m_{ij}$ 는 다음과 같다.

$$m_{ij} = \frac{2}{T} \int_0^T \sqrt{P_i} \cdot S_i(t) \cdot S_j(t) \cdot \cos(W_i t + \Phi_i) \cdot \cos(W_j t + \Phi_j) \cdot dt \quad (9)$$

여기에서  $S_k$ 와  $\cos(W_k t + \Phi_k)$  ( $k=i$  or  $j$ )가 서로 독립이라고 가정하고 주파수 천이간격을 적분시간의 역수의 정수배로 하면 (즉,  $f_s = |f_i - f_j| = n/T$ ),  $(w_i - w_j) = 2\pi n$  이므로

$$m_{ij} = \sqrt{P_i} \cdot \rho_{ij} \cdot \{\cos(\Delta\Phi_{ij}) \cdot \text{sinc}(W_i - W_j) \cdot T\} \quad (10)$$

따라서,  $(SNR)_{j0}$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$(SNR)_{j0} = \frac{1}{(SNR)_1 + \sum_{i \neq j}^u \left(\frac{d_j}{d_i}\right)^\alpha \cdot \rho_{ij}^2 \cdot [\cos^2(\Delta\Phi_{ij}) \cdot \text{sinc}^2(W_i - W_j) \cdot T]} \quad (11)$$

식(11)을 간략화 하기 위해 다음과 같이 upper bound를 취하면

$$\cos^2(\Delta\Phi_{ij}) \leq 1,$$

$$|\text{sinc}(W_i - W_j) \cdot T| \leq \frac{1}{|W_i - W_j| \cdot T} \quad (12)$$

식(13)의 결과식을 얻을 수 있다.

$$\sum_{i \neq j}^u \left(\frac{d_j}{d_i}\right)^\alpha \cdot \rho_{ij}^2 \leq (2\pi n)^2 \left[ \frac{1}{(SNR)_{j0}} - \frac{1}{(SNR)_1} \right] \quad (13)$$

여기서  $(W_i - W_j) = 2\pi n$ 이다. 식(7)과 식(13)을 비교한 이동국의 중심주파수 천이에 의한 거리이득은  $20 \log(2\pi n)$ 으로 주어짐을 알 수 있다. 그런데, 식(13)의 결과는 식(12)의 근사치로 대체되었기 때문에 실제 거리이득은 항상 이보다 크다.

### 3) 수치해석 결과

제 2.1과 2.2절에서 유도된 결과를 바탕으로 수치해석을 행하였다. 먼저, data rate = 20Kbps,  $f_s = 20$ KHz 일때  $(SNR)_{j0} = 10$ dB, 감쇄상수 = 3인 경우, 확산 부호로서 7 tap PN code와 13 tap PN code를 사용하고 다중 접속 수  $u$ 를 2로 하였을 때 기존의 DS /CDMA 방식과 제안된 DS /CDMA /FS 방식의 near-far effects를 비교하였다. 이때 PN code 한 주기는 data 1bit에 할당되는 것으로 가정하고, PN code는 각각 두개의 preferred pair인 M-sequence를 가정하였다. 또 이동국들의 중심주파수 천이를 적분시간의 역수 (즉,  $n=1$ )를 가정하였다. 그림 8은 이 결과를 나타낸다.

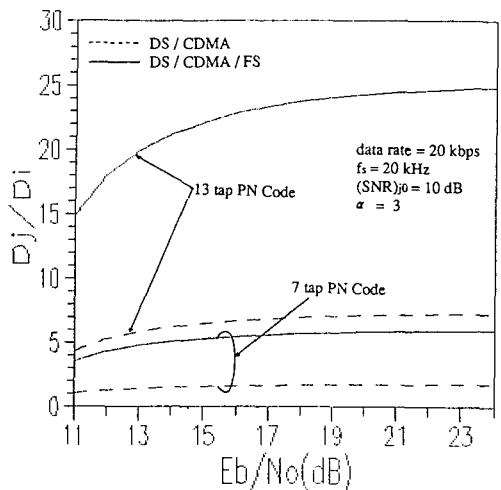


그림 8.  $E_b/N_0$ 에 따른 거리이득 효과



그림 8을 보면  $E_b/N_0 = 20\text{dB}$ 일 때 DS/CDMA/FS 방식은 DS/CDMA 방식에 비해 거리 이득은 약 3배로 나타남을 알 수 있다. 여기서 13 tap PN code를 사용하면, 기존 방식으로 7 tap code 사용 DS/CDMA/FS 방식보다 거리 이득이 약간 더 큰 것을 알 수 있는데, 이는 제한된 frequency shift에 의한 이득보다 process gain이 상대적으로 높기 때문이다.

그림 9에서는 DS/CDMA/FS 방식에서 data rate = 10Kbps,  $E_b/N_0 = 10\text{dB}$ 로 고정시켰을 때 주파수 천이 간격(fs)에 따른 거리이득의 변화를 나타내었다. 7 tap PN code와 13 tap PN code를 사용한 경우 공히 주파수 천이 간격을 크게 할 수록 거리 이득이 증가함을 알 수 있고  $f_s = 100\text{KHz}$ 에서는  $f_s = 20\text{KHz}$ 일 때보다 거리 이득이 약 3배 정도 증가하였고 DS/CDMA 방식과 비교하면 약 10배의 거리 이득을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

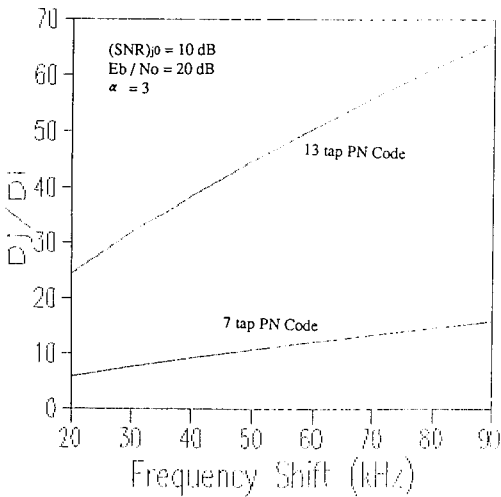



그림 9. 주파수 천이값에 따른 거리 이득 효과

기존의 DS/CDMA 방식에서는 near-far effects가 통신망 구성시 큰 문제가 될 수 있다. 그러나, 본고에서 제안한 주파수 천이를 이용한 DS/CDMA/FS 방식을 사용할 경우, 위에서 분석한 바와 같이 이동국의 송신 전력을 따로 증가하지 않고도 거리 이득이 현저히 증가함을 알 수 있었고, 주파수 천이간격을 적분기의 적분 시간의 역수의 정수배로 하여 천이간격을 크게함에 따라 거리 이득의 증가는 더욱 커져 본 방식이 near-far effects 대책에 매우 유용함을 알 수 있다.

## V. 결 론

본 논문은 유·무선 통합망을 구현하기 위한 이동통신 체계의 구조를 한국지형을 고려한 전술환경을 배경으로 설명하였으므로 일반적인 상용망에 그대로 적용하기에는 다소 무리가 있을 수 있겠으나 본 논문에서 제시되고 있는 결과들은 매우 유용하게 쓰여질 수 있을 것으로 판단된다. 특히 ATM과 CDMA의 특성을 적절히 활용한 GOSPEL 통신망은 유·무선 통신망간에 동일한 protocol과 구조를 사용하여 조립식으로 확장할 수 있는 매력때문에, 앞으로 PCN으로 활용 가능성과 굳이 표준화에 얽매이지 않는 유·무선 통합 PABX로의 응용을 크게 기대할 수 있다. 여러가지 이유로 cell당 사용채널수를 제한하였으나 이러한 점이 오히려 micro cell 개념에 적합할 것으로 생각되며, cell당 채널수를 증가시킬 경우에도 오히려 본 논문에서 제시한 baseband 신호의 truncation 개념은 더욱 유리한 결과를 제공할 것이다. 지면관계상 GOSPEL 통신망의 부분적인 개념과 연구 결과만이 제시되었으나 앞으로 계속적인 표준화 노력을 통해 다방면에 걸쳐 사용될 수 있도록 허용되는 범위내에서는 연구 결과를 제공할 것이다.

## 參 考 文 獻

- [1] Britton Sanderford, JR., "New Markets Emerge as PCN Reduces Wireless Link Costs," IEEE Comm. Magazine, pp. 28-32, June 1992.
- [2] 김도선, 류승문, "유·무선 통합망에서의 B-ISDN 구현방안," 전자공학회지, 제19권 제8호, 1992. 8.
- [3] G. R. Cooper & C. C., *McGillem, Modern Communications and Spread Spectrum*, McGraw-Hill, 1986.
- [4] 横山光雄, *Spectrum 擴散通信 System*, 科學技術出版社, 1988.
- [5] R. C. Dixon, *Spread Spectrum Systems*, John Wiley & Sons, Inc., 1984.
- [6] R. E. Ziemer and R. L. Peterson, *Digital Communication and Spread Spectrum Systems*, Macmillan Publishing Company, 1985. 

筆者紹介



鄭炳奇

1961年 4月 30日生

1985年 2月 광운대학교 전자공학과(공학사)

1987年 2月 서울 시립대학교 대학원 전자공학과(공학석사)

1987年 2月 ~ 현재 국방과학연구소 연구원

주관심분야: 디지털 통신 시스템, 위성통신 시스템, 대역확산 통신시스템



金濟佑

1959年 6月 3日生

1983年 2月 서울대학교 전자공학과(공학사)

1985年 2月 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(공학석사)

1990年 2月 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(공학박사)

1990年 3月 ~ 현재 삼성전자 정보통신연구소 선임연구원

주관심분야: 디지털 신호처리, 디지털 통신 시스템, 대역확산 통신 시스템, Phased Array 신호처리, Packed Switched 컴퓨터 통신망



柳勝文

1953年 3月 19日生

1975年 2月 서울대학교 전기공학과(공학사)

1980年 2月 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(공학석사)

1985年 9月 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(공학박사)

1975年 3月 ~ 현재 국방과학연구소 연구원

주관심분야: 디지털 이동통신 시스템, 대역확산 통신 시스템, 위성통신 시스템, ATM Switching 시스템, B-ISDN