

〈主 題〉

CDMA의 원리 및 핵심 기술

이 현

(한국전자통신연구소 이동통신기술연구단)

□차 례□

- | | |
|---------------------------|--------------------|
| I. CDMA의 원리 | V. CDMA에서 링크 균형 |
| II. CDMA 신호의 변복조 방식 | VI. CDMA의 용량 |
| III. CDMA 신호의 전력제어 및 신호특성 | VII. CDMA 기술의 발전방향 |
| IV. 소프트 핸드오프 | |

넓은 의미에서 CDMA 기술은 각 사용자에게 고유 코드를 부여하고 이들 각 코드의 상관관계를 이용하여 많은 사용자가 동시에 통신하는 방법을 총칭한다. 그러므로 이 CDMA 신호를 만들어 내기 위하여 사용하는 신호의 변 복조 방식으로서, 자연히 데이터 보다 훨씬 빠른 속도로 발생하는 코드 발생기의 출력을 이용하는 frequency hopping(FH) 이나 direct sequence(DS) spread spectrum(SS) 방법을 주로 사용한다. 본 고에서는 현재 우리나라 디지털 셀룰라 통신방 식으로 사용중인 DSSS를 이용한 CDMA 방식의 원리 및 주요 기술에 대하여 기술한다.

I. CDMA의 원리

CDMA 방식은 그림 1에서와 같이 각 사용자에게 각기 다른 고유의 binary code를 할당하여 이 binary code 로 사용자를 구분하는 방법이다. 이 binary code는 사용자의 정보 데이터보다 훨씬 빨리 발생시켜서 한 데이터 비트 당 백여 chip이 발생한다. 그러므로 전파되는 신호의 대역폭은 고유코드의 발생율에 해당하는 대역폭을 갖게된다.

각 사용자에게 할당된 고유 코드의 서로 간의 상관 관계를 작게하면 수신단에서 원하는 고유 코드를 갖는 신호를 전체 신호에서 추출할 수 있다. 이 때, 다른 사용자의 신호는 고유 코드 상호간의 상관 관계

비율 만큼 잡음으로 작용하게 된다. 만약 시스템 시각을 사용하여 전 시스템이 절대적인 시각을 알 수 있다면 사용자 간에 다른 코드 발생기를 갖지않고 같은 코드 발생기를 사용하되 초기치를 달리사용하는 것이 가능하다. 일반적으로 널리 알려진 m-sequence의 경우, N 칩의 주기를 갖을 때, 그 코드의 자기 상관 값은 다음과 같다.

$$R(\tau) = \frac{1}{NT_c} \int_0^{mT_c} c(t)c(t+\tau)dt$$

$$= \begin{cases} \frac{N+1}{NT_c} & |r - iNT_c| \text{ for } |r - iNT_c| \leq T_c \\ -\frac{1}{N} & \text{otherwise} \end{cases} \quad (1)$$

위 식에서 T_c 는 한 코드 칩의 길이이고 i 는 임의의 정수이다. 그러므로 데이터의 길이가 코드 칩의 길이 보다 N 배 만큼 길다면, 다른 사용자가 미치는 잡음의 크기는 해당사용자 신호 크기의 $1/N$ 에 해당한다.

수신단의 상관기에서 수신 신호와 수신기가 원하는 고유 코드를 곱한 곱셈기의 출력에는 배경 잡음이 들어있고, 원하는 고유 코드를 갖는 신호가 협대역 신호로 바뀌어있으며, 그외의 신호는 아직 광대역 신호로 존재한다. 따라서 협대역 신호에 맞는 필터링을 거치면 광대역 신호 중 일부만 잡음으로 영향을 미치게 되어 어느 수준 이하의 값을 갖는 잡음 하에서는

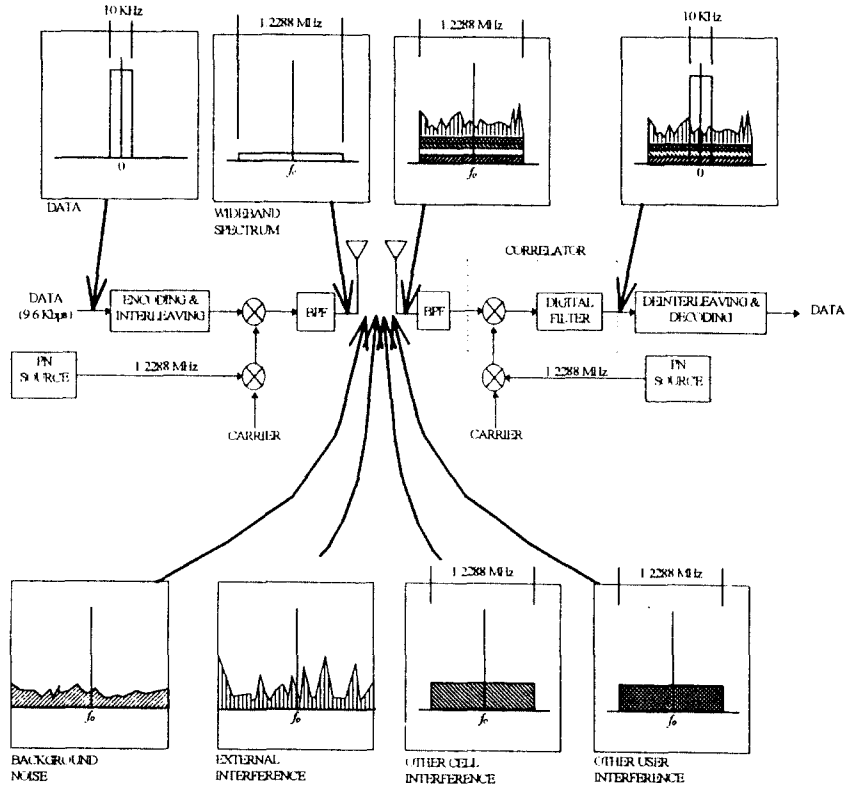


그림 1. CDMA 시스템의 간단한 예 [1].

이 협대역 신호를 적절히 복구할 수 있다. 따라서 이 잡음의 허용 한도가 사용가능한 사용자 수를 결정한다. 곱셈기와 협대역 신호의 필터링을 수행하는 동작은 그림 1의 correlator에서 수행하게 된다.

위의 동작에서 상관기 출력 중 원하는 고유 코드를 갖는 신호가 협대역 신호로 바뀌기 위해서는 수신단에서 수신한 신호의 코드와 발생하는 코드 간에 동기가 이루어져야한다. 이와 같은 동기를 이루기 위하여 수신기는 코드 동기 혹은 코드 획득이라고 하는 동작을 수행한다. 수신기는 수신하는 신호의 복조를 수행하기 전에 이 코드 획득을 수행하며, 코드 획득을 수행한 후에는 그 동기를 잃지 않기 위하여 복조 동작과 더불어 코드 추적이라는 동작을 함께 수행한다[6].

코드 획득과 코드 추적은 수신된 신호의 크기 만큼

이용한다. 따라서 비동기검출(non-coherent detection) 방식을 사용한다. 코드 획득을 하기위하여 수신단은 다음과 같은 변수를 설정하여야한다.

불확정영역 (uncertainty region): 수신한 신호의 코드와 수신단 코드 발생기 간의 위상 오차가 일어나리라 예측한 범위. 해상도: 불확정 영역 내에서 어느 정도의 해상도로 두 코드 간의 상관 관계를 시험할 것인가를 결정하여야한다. 일반적으로 코드 칩 길이의 반으로 한다.

제한사항: 시스템을 운용하는 데에 코드 동기의 정확성과 시간적인 제약성에 대한 타협이 필요하다. 코드 동기의 정확성이 우선이고 시간적인 제약성이 중요하지 않은 시스템에서는 주어진 해상도로 주어진 불확정영역 내에서 모든 시험을 마치고, 그 시험 결과들 중 가장 큰 상관 결과를 얻은 시험에 사용할 수

신단 코드 발생기의 위상을 수신 코드와 동기가 맞은 위상으로 판단한다.

이를 maximal likelihood detection 탐색 방식이라 한다. 그러나 이와 같은 maximal likelihood detection 탐색 방식을 사용할 만큼 충분한 시간을 허락할 수 없는 시스템에서는 주어진 불확정 영역에서 주어진 해상도로 시험을 하다가 어느 한도 이상 큰 상관 결과를 얻었을 때에는 그 위상에 대하여 더 긴 integration region 에 갖는 상관 출력을 얻어보고 이 값이 정한 크기 이상 되었을 때 두 코드간의 동기가 이루어졌다고 판단하고 불확정 영역 내에서 아직 수행하지 않은 시험은 포기한다.

이와 같은 방법을 multiple-dwell 탐색 방법이라 한다. 후자의 방법에는 불확정 영역 중에 어느 위치에서 동기가 맞을 확률이 얼마인가 하는 사전 정보가 있는 경우 각 위치의 시험 순서 또한 코드 동기 수행 시간에 영향을 미친다.

코드 획득을 이룬 뒤에는 수신기는 복조를 수행하게 되는 데, 복조를 수행하는 중에 이 코드 간 동기를 잃지 않기 위해서 코드 추적을 복조와 더불어 수행한다. 이 코드 추적 시스템은 2 개의 상관기로 이루어진 Delay-locked loop(DLL) 방식을 주로 사용한다. 이 DLL의 상관기를 중 한 상관기는 수신기 입력과 복조기에서 사용하는 코드 보다 반 칩 빨리 발생하는 코드 간의 상관 관계를 출력시키고, 또 다른 상관기는 복조기에서 사용하는 코드 보다 반 칩 늦게 발생하는 코드와 수신 입력 간의 상관관계를 출력시킨다. 이 두 상관기의 출력의 차는 곧 현재 복조에 사용하는 코드의 위상이 수신입력 코드 위상보다 얼마나 늦거나 빠르거나 하는 정보를 주게된다. 그 차가 영이면 두 코드 간의 동기가 아주 정확히 이루어 졌다는 것을 의미하게된다. 이 정보를 수신단 코드 발생기에 귀환시켜 현재 복조에 사용하는 코드의 위상을 조정한다. 그 정보가 의미하는 바는 두 코드의 위상 차이가 1 칩 이하일 때에만 적용가능하며, 두 코드의 위상차가 1 칩 이상인 경우에는 이 정보는 아무 의미가 없게된다.

따라서 이런 경우 코드 간의 동기를 잃게된다. 따라서 코드 추적 시스템에는 이 정보를 사용할 것인지를 결정하기 위하여, 현재 두 코드 간의 동기가 이루어지고 있는 것인지를 감시하는 lock detector 를 두게된다. 이 detector는 입력 신호와 복조에 사용하는 코드 간의 상관 관계를 복조 시보다 상대적으로 아주 긴 적분 구간에 걸쳐 산출한다. 이 값과 정한 값의

비교를 통하여 코드 동기가 유지되고 있는지 아닌지를 판단한다.

II. CDMA 신호의 변복조 방식

변복조 방식은 수신시 캐리어 정보의 필요 유무에 따라 동기식(coherent) 방식과 비동기식(noncoherent) 방식으로 분류될수 있다. 캐리어의 정보가 완전히 주어질 때 동기식 변복조방식은 일반적으로 비동기방식에 비해 성능이 약 3dB 정도 우수한 것으로 알려져있다[9]. 그러나 동기식 변복조를 위해서는 수신단에서 채널 파라미터 (감쇄,위상등)의 추정이 필요하며, 이를 위한 한 방법으로 CDMA에서는 파일럿트 신호를 전송하는 방식이 사용되고 있다.

IS-95 CDMA 시스템의 경우,순방향링크에서 동기식 변조 방식을 채택하고 있으며, 이때 파일럿트 신호의 전력은 통화 채널 (traffic channel)의 전력에 비해 상대적으로 높으나 한 기지국내에서 한 파일럿트 신호를 다수의 사용자가 공유하여 사용함으로써 파일럿트신호에 의한 간섭은 크지 않다. 그러나 역방향 링크에서의 동기식 변복조 방식을 위해서는 각 사용자 마다 파일럿트 신호가 요구되어 간섭잡음을 증가시켜 시스템의 성능을 저하시킨다. 이러한 이유로 IS-95 CDMA시스템에서는 비동기식 변조 방식을 채택하였고 비동기식 변조방식에 의한 상대적 성능 저하를 보상하기 위해 Walsh Hadamard 함수를 이동한 64-ary 직교 비동기QPSK변복조 방식을 쓰고 있다. 한편 최근에는 독립된 역방향 링크에 파일럿트 채널을 두는 방식과 통화 채널에 Burst 파일럿트를 사용하는 동기식 변복조 방식에 대한 연구가 진행되고 있다. [10-13]

또한 CDMA시스템에 있어서 QPSK 변복조 방식은 입력되는 데이터의 I,Q채널 분리 형태와 확산(spreading)형태에 따라 아래 표 1과 같이 4가지 형태로 분류할 수 있다. Type 1은 데이터 비트는 I 채널로만 입력되며 하나의 확산 수열에 의해 확산되는 전형적인 BPSK 변복조 방식을 가리킨다. Type 2는 I,Q 채널에 동일한 데이터 비트가 입력되며, 서로 다른 확산 수열에 의해 확산되는 방식으로서 균형(Balanced) QPSK[12]라고 불리워지며 IS-95 CDMA 시스템이 이 방식을 채택하고 있다. Type 3은 데이터 비트가 I,Q 채널로 분리되어 입력되며, 이들은 같은 확산 수열로 확산 된다. Type 4는 입력 정보비트를 I,Q채널로 분리하고 이들을 서로 다른 확산 수열로

〈표 1〉 변복조 방식의 분류 형태

QPSK 변복조 방식		확산형태	
		BPSK	QPSK
입력 데이터 분리형태	BPSK	Type 1	Type 2
	QPSK	Type 2	Type 4

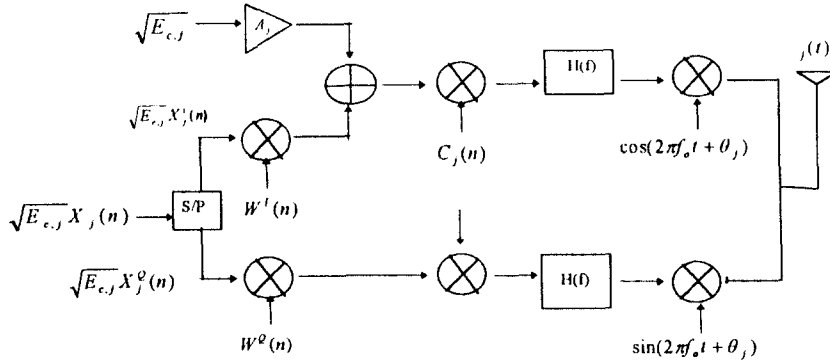


그림 2. 이중채널 QPSK송신기 구조

Walsh함수 W_0 를 할당한다. 통화 채널의 데이터 비트는 serial-to-parallel 변환기를 거쳐 IQ 채널로 분리되며, 분리된 IQ 채널 데이터 심볼은 서로 다른 Walsh함수 $W^1(n)$, $W^2(n)$ 에 의해 직교 확산 된다. 사용자 및 기지국에 대한 구분은 PN시퀀스 $C(n)$ 으로 이루어진다.

그림 3은 이중 채널 QPSK수신기로서 k번째 사용자의 l번째 경로에 대한 수신구조를 보여주고 있다. 여기서 각 경로에 대한 정보신호 및 파일럿 신호 전력은 동일하고 시간 편이는 이상적인 tracking 회로에 의해 완전히 교정 되었다고 가정한다. 수신데이터는 수신 캐리어 주파수에 의해 변조되고 정합여파기를 거친후 샘플링되어 PN시퀀스에 의해 역확산된다. 채널 파라미터에 대한 추정은 단순히 역확산된 샘플을 일정 기간 N_r 동안 평균함으로써 구해진다. 여기서 N_r 는 채널 파라미터가 변하지 않는 범위 내에서

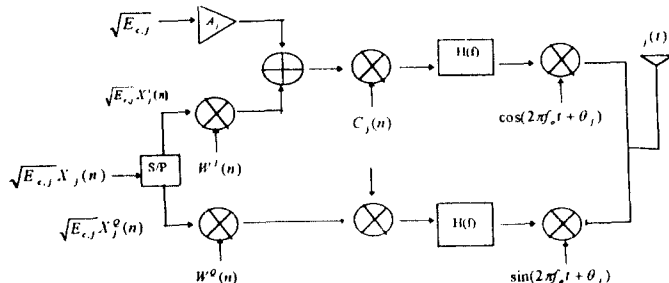


그림 3. 이중 채널 QPSK수신기 구조

확산 시켜주는 방식으로 이중 채널(dual channel) QPSK[14]의 형태를 가지며 본 고에서는 이의 송수신기 구조를 기술한다.

그림2는 이중채널 QPSK의 j번째 사용자에게 대한 송신기 구조를 나타낸다.

채널 추정을 위하여 파일럿 채널을 가지며 이에

크로스-암을 거친후 Walsh code에 의해 역확산된 후 한 심볼 구간(2N 칩 구간)동안의 데이터 샘플을 합한 I채널 출력 신호는 (2)와 같이 표시 된다. 이때, 한 심볼 구간동안 채널의 변화가 없다고 가정한다.

$$\begin{aligned}
 Y_{k,l}^I &= \sum_{n=0}^{2N} (\hat{\alpha}_{k,l} I_{k,l}(n) W^l(n) \cos \hat{\phi}_{k,l} - \hat{\alpha}_{k,l} Q_{k,l}(n) W^l(n) \sin \hat{\phi}_{k,l}) \\
 &= N \hat{\alpha}_{k,l} \alpha_{k,l} \sqrt{E_{c,k}} (X_k^I(n) \cos \hat{\phi}_{k,l} \cos \hat{\phi}_{k,l} + X_k^I(n) \sin \hat{\phi}_{k,l} \sin \hat{\phi}_{k,l}) + v_k^I(n) \\
 &= N \hat{\alpha}_{k,l} \alpha_{k,l} \sqrt{E_{c,k}} (X_k^I(n) \cos(\hat{\phi}_{k,l} \hat{\phi}_{k,l})) + v_k^I(n)
 \end{aligned}
 \tag{2}$$

마찬가지로 Q채널 출력 신호는 (3)과 같다.

$$Y_{k,l}^Q = N \hat{\alpha}_{k,l} \alpha_{k,l} \sqrt{E_{c,k}} (X_k^Q(n) \cos(\hat{\phi}_{k,l} \hat{\phi}_{k,l})) + v_k^Q(n)
 \tag{3}$$

여기서 $V_k^I(n)$ 와 $V_k^Q(n)$ 는 AWGN, interchip interference (ICI), multiple access interference (MAI)에 기인한 잡음 성분이다.

그림 4는 이중채널 변복조기의 성능을 type 3 및 비동기 방식과 비교하여 보여 주고 있다. [14]

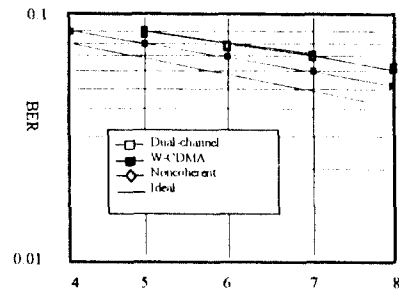


그림 4. 레일레이 페이딩 환경하에서의 E_b/N_0 따른 BER

III. CDMA 의 전력 제어 및 신호 특성

CDMA 셀룰라 시스템에서 각 사용자는 같은 주파수 대역을 사용하므로, 다른 이동국의 신호는 잡음으로 영향을 미치게 된다. 이와 같은 현상은 역방향에서 기지국이 각 이동국의 신호를 복조 할 때도 나타나지만, 각 이동국이 기지국의 신호를 복조할 때도 인접 기지국의 신호가 간섭으로 작용하게 된다. 따라서 전력 제어의 성패는 곧 CDMA 셀룰라 시스템의 용량의 증감을 의미하는 것으로 보아도 무방할 것이다.

따라서 기지국은 자신의 신호가 인접 기지국에 미치는 간섭을 최소화 하기 위하여 송출 전력을 제어하기도 하고, 각 이동국의 송출 전력을, 통신하는 데에 필요한 최소의 전력 만을 사용하도록 제어하기도 한다. 전자를 순방향 전력제어라 하며, 후자를 역방향 전력제어라고 한다.

전력제어 상태에서 기지국 i의 k번째 사용자의 수신신호는 아래와같이 표현된다.

$$S_{ik}^{(t)} = \sqrt{S_i} \cdot B_{ik}^t \cdot C^t \cos(\omega_c t + Q_{ik}) \quad (4)$$

$B_{ik}(t)$ 는 사용자의 data modulation 신호, C_{ik}^t 는 spreading code wave form 이다. 수신 전력 S_i 는 (5)와 같이 전력제어에 의한 송신전력, fading 및 path loss에 의해 결정된다.

$$S_i = X_i^2 \cdot \alpha_i^2 \cdot \Lambda_i^2 \quad (5)$$

일반적으로 역방향 링크에서는 fast fading 까지 보상하는 fast 전력제어, 순방향 링크에서는 path loss 및 shadowing만을 제어하는 slow 전력제어 방식이 사용되고 있다. Fast 전력제어에서 완벽한 제어가 이루어질 때 S 는 일정하게 되지만 실제로는 전력제어 지연시간, 전력 제어 비트의 송수신 에러등으로 인하여 일정하게 유지되지 못한다.

표 2와 같이 수신 신호는 log-normal 분포를 갖는 것으로 가정할 수 있으며 단말기의 속도가 빠를수록, 전력제어 지연시간이 클수록, multi-path diversity가 적을수록 standard deviation이 크게 된다 [4]

표2. 전력제어에 의한 수신신호의 분포[4]

ID, Tp	지연시간	Diversity	σ	평균Power
0.1	0	2	2.3	0.53
0.02	0	3	0.9	0.13
0.1	0	4	2	0.30
0.1	1	2	2.9	0.72
0.1	1	4	1.8	0.37

slow 전력제어에서는 송신전력 X_i^2 이 Path loss Λ_i^2 을 보상하기 때문에 수신신호는 fading factor α_i^2 에 의해 결정되고, α_i 가 Rayleigh 분포일 때 수신신호 전력은 exponential 분포를 갖게 된다. [7]

그림 5는 이동통신시스템에서 사용중인 순방향 전력제어의 방법을 설명한 것이다. 기지국이 이동국에 신호를 보낼 때에는 단계적으로 송신 전력을 줄여서 보낸다. 이동국은 수신된 신호의 frame error rate (FER)이 정해진 값 이상이 되면 이를 기지국에 보고하게 되며, 이 보고를 받은 기지국은 정해진 비율로 송신 전력을 증가 시킨다. 이와 같은 동작을 계속 반복하여 기지국의 송신 전력을 제어하게 된다.

역방향 전력제어는 이보다 약간 복잡하다. 큰 특징은 각 이동국의 송신 전력을 줄일 필요가 있을 때에는 전력을 높히는 동작 보다 빠른 속도로 전력을 줄인다. 이는 다른 이동국에게 주는 간섭을 줄이고자 하는 전력제어의 목적 때문이다. 이를 위하여 이동국은 항상 자신이 수신하는 총 수신 전력을 감시하고 있다. 이 총 수신 전력의 증감에 따라 자신의 전력을 그에 반비례로 제어하게 되는데, 전력을 감소하는 속도가 전력을 증가시키는 속도보다 상당히 빠르다. 이와 같은 동작으로 말미암아, 이동국이 전파 음영 지역에서 양호한 지역으로 빠져나올 때 빠른 속도로 자신의 송신 전력을 감소시켜, 다른 이동국에 영향을 미칠 간섭을 줄이게 된다. 이를 역방향 전력제어 중 open-loop 전력제어라 한다.

이 open-loop 전력 제어는 이동국의 수신 전력을 기준으로 하므로 주파수를 달리하는 기지국 수신 채널의 상태를 제때에 반영할 수 없다. 따라서 기지국은 각 이동국의 신호의 크기를 복조기에서 추정하여 이를 기준으로 이동국의 송신 전력을 미세 조정하는 동작을 한다. 이와 같이 추정한 이동국의 신호 세기를 정해진 값과 비교하여, 그 크고 작음을 순방향 채널의 송신 심볼과 대체하여 보낸다. Tp 마다 한 번씩 이와 같은 전력 제어 비트를 보내며, 이 전력 제어 비트는 빠른 처리를 위하여 uncoded 상태로 전송된다. 이 전력 제어 비트와 대체된 송신 심볼은 이동국이 forward error correction (FEC) 동작을 통하여 복구하여야 한다. 이를 역방향 전력 제어 방법 중 closed-loop 전력 제어 방법이라 한다.

전력 제어 방법의 성능은 채널 상황에 얼마나 빨리 대처하는 가로 설명할 수는 없다. 순간적인 deep fading 시에 이를 보상하고자 갑자기 이동국이 전력을 높히면 이는 다른 이동국에는 순간적으로 큰간섭

으로 작용하므로 전체 시스템의 성능을 떨어뜨릴 위험이 있기 때문이다[4].

그림 6은 채널이 갑자기 열악해 진후에 전력 제어에 의하여 이동국의 송신 전력이 정상 상태로 접근해 가는 과정을 나타낸 것이다.

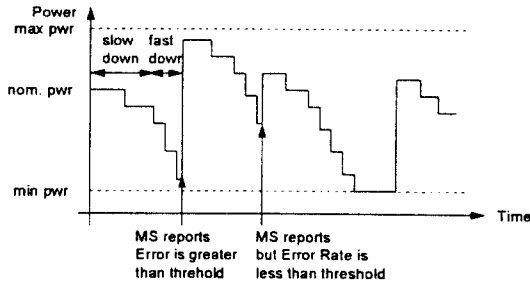


그림 5. 순방향 전력 제어

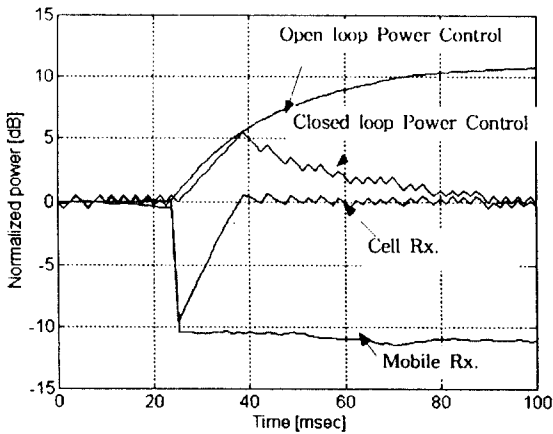


그림 6. 역방향 전력 제어의 예

IV. 소프트 핸드 오프

CDMA 방식에서는 모든 기지국들이 동일한 주파수 대역을 사용할 수 있고 수신기에 Rake Receiver가 적용 되기 때문에 여러 기지국으로부터의 신호를 동시에 수신할 수 있다. 소프트 핸드 오프는 이러한 특성을 이용하여 사용자가 통화 상태에서 사용중인 기지국에서 인접기지국으로 이동시, 사용중인 기지국과의 연결을 끊지 않고 동시에 두 개의 기지국과 동일한 정보를 송수신할 수 있는 핸드오프 방식을 말한다. 따라서 소프트 핸드오프는 기존 하드 핸드오프에 비하여 통화 성능 자체가 우수할 뿐만 아니라 cell의 coverage 및 capacity 면에서도 커다란 이점을 지니게 된다 [8]

기지국으로 부터 거리 γ 인 단말기에서 log-normal shadowing ξ 를 고려시, 수신신호 감소는 아래와 같다.

$$10 \log a(\gamma, \xi) = 10 \mu \log \gamma + \xi \tag{6}$$

기지국의 송신 전력 margin을 γ dB로 할 때 기지국 경계선에서의 Outage probability를 아래와 정의할 수 있다.

$$P_{out} = P_r(\xi > \gamma) \tag{7}$$

또한 하드 핸드오프의 경우, 현실적으로 기지국간 경계선에서 핸드오프가 발생시 핸드오프 “핑퐁”현상이 발생하게 되므로 실제 핸드오프 발생지점은 $\gamma > \gamma$ 인 지역으로 설정하게 된다. 이때의 P_{out} 은 (8)과 같다.

$$P_{out} = P_r[10 \mu \log \gamma + \xi > \gamma] \tag{8}$$

소프트 핸드오프의 경우는 두 개의 기지국으로 부터 수신되기 때문에 P_{out} 은 (9)와 같이 변경된다.

$$P_{out} = P_r[\text{Min} [10 \mu \log \gamma + \xi_0, 10 \mu \log \log \gamma + \xi] > \gamma] \tag{9}$$

따라서 동일한 P_{out} 을 가정시, 소프트 핸드오프는 표3과 같이 하드 핸드오프에 비하여 핸드오프 margin이 생기고, 이에 따른 cell의 coverage 영역이 커지게 된다.

<표3> 소프트 핸드 오프 Margin 및 coverage [8]

r/r	Relative Margin [dB]	Relative coverage Area
1	4.1	1.6
1.1	5.8	2.0
1.2	7.3	2.3

V. CDMA 에서 링크 균형

링크의 균형을 맞춘다는 것은 순 방향과 역 방향의 통신 가능 영역을 같게 만들어 주는 것을 말한다. 따라서 이를 핸드오프 영역의 링크 균형이라고도 말한다. 이 링크 균형이 맞추지 않으면 적절한 핸드 오프 동작이 이루어질 수 없으며, 따라서 시스템의 용량을 감소 시키는 원인이 되므로, 링크 균형을 맞추는 것은 상당히 중요하다.

링크의 균형을 이룬다는 것은 다음과 같은 조건을 만족한다는 것이다. 핸드 오프 영역에 위치한 이동국에서는 두 기지국 (혹은 한 기지국의 두 섹터)으로부터 받은 각각의 pilot 신호 전력 대 전체 수신 전력의 비가 같아야 하며, 또 역으로 각 기지국이 수신

한 이동국의 신호 전력 대 전체 수신 전력의 비가 같아야 균형을 이룬 것이다.

$$\frac{P_{RX,1}}{I_{M,RX}} \cdot L_{TX,1} = \frac{P_{RX,2}}{I_{M,RX}} \cdot L_{TX,2} \quad (9)$$

$$\frac{P_{M,TX}}{P_{RX,1}} \cdot L_{TX,1} = \frac{P_{M,TX}}{P_{RX,1}} \cdot L_{RX,2} \quad (10)$$

여기서 $P_{RX,1}$ 는 i 번째 셀이 수신한 이동국의 신호 세기, $P_{M,TX}$ 는 이동국이 송신한 신호세기, P_{TX} 는 i 번째 셀이 송신한 파일럿 세기, $I_{M,RX}$ 는 이동국의 총 수신 세기, $L_{RX,1}$ 와 $L_{TX,1}$ 는 i 번째 셀이 이동국 신호 수신할 때, 또는 신호를 이동국에 송신할 때의 감쇄도이다. 이 조건으로부터 순 방향 및 역 방향의 평균 전력 감쇄 정도가 같다고 가정하면, 식 (2)와 (3)에서 $L_{RX,1} = L_{TX,1} = L$ 이므로,

$$\frac{L_2}{L_1} = \frac{P_{TX,1}}{P_{TX,2}} = \frac{P_{RX,2}}{P_{RX,1}} \quad (11)$$

이고 따라서 링크 균형의 조건은

$$P_{TX,1} \cdot P_{RX,1} = P_{TX,2} \cdot P_{RX,2} \quad (12)$$

이다. 즉 각 기지국의 파일럿 신호 송신 전력과 총 수신 전력의 곱은 항상 일정하여야한다. 이때 각 기지국의 트래픽 신호의 세기는 파일럿 신호의 세기에 비례한다고 가정하였다. 기지국에서 파일럿 신호의 세기가 바뀔때 따라 계속 트래픽 신호의 세기를 바꾸기는 쉽지않다. 따라서 각 기지국은 파일럿 이나 해당 트래픽 신호의 세기만을 조절하는 대신 총 송신 전력을 조절하는 것이 실제적이다. 따라서 각 기지국은 총 수신 전력에 반비례하여 총 송신 전력을 조절한다. 이때 총 송신 전력과 수신 전력의 곱은 모든 기지국이 동일한 값을 가져야한다. 이를 cell breathing 이라한다[5].

크기가 다른 두 셀간의 핸드 오프에서는 링크 균형을 맞추기 위하여 좀더 복잡한 방법을 사용하여야한다. 이는 크기가 다른 두 셀의 핸드 오프 영역에 있는 이동국의 신호를 두 기지국이 수신할 때에 분명히 크기가 작은 셀의 기지국에서 더 큰 전력으로 수신할 것이기 때문이다. 따라서 순방향 파일럿 세기로 두 셀의 영역을 결정하였다 하여도 역 방향 링크의 영역이 순 방향 링크의 영역과 다르게 된다. 이경우에는 크기가 작은 셀의 수신기의 성능을 열화시켜야한다. 그 방법에는 작은 셀의 수신기 입력에 인위적인 잡음

을 넣어줄 수도 있고, 수신기에 입력되는 신호의 크기를 감쇄시키는 방법을 사용할 수도 있다.

VI. CDMA 의 용량

FDMA 와 TDMA 셀룰라 시스템의 용량은 주파수 재사용 개념에 의한 다른 셀의 간섭에 주로 영향을 받는데 비하여, CDMA 셀룰라 시스템은 주파수 재사용 개념에서 본 인접 기지국의 간섭외에도 같은 셀 내에서의 간섭도 용량에 영향을 미친다. 따라서 이동국이 사용하는 전력의 크기에 따라서 역방향 링크의 용량이 변화하고, 기지국에서 파일럿 신호에 할당하는 전력 비와 각 채널에서 사용하는 트래픽 채널의 전력에 따라서 순방향 링크의 용량이 변화한다. 따라서 CDMA 시스템에서 각 링크의 용량은 절대적인 값이 될 수 없으며, 특정한 bit error rate 이하를 유지하는 확률이 정해진 경우의 가입자 수로 나타날 수밖에 없다.

역방향 링크에서 기지국이 수신하는 신호 대 잡음 비는

$$E_b/N_o = \frac{WR}{\sum_{i=0}^{N_c-1} x_i + (I/S) + (\eta/S)} \quad (13)$$

다. 여기서 W 는 신호 대역폭이고 R 은 데이터 전송 속도이며, S 는 수신 신호의 세기, n 는 배경 잡음의 power spectral density, x_i 는 i 번째 이동국의 voice activity를 나타내는 random variable로 0 과 1의 값을 갖고 binomial 분포를 갖는다.

순방향 링크에서 i 번째 이동국이 수신단에서 수신 신호 대 잡음 비는

$$(E_b/N_o)_i = \frac{\beta \phi_i S_T W R}{\left(\sum_{j=1}^K S_{T,j} \right) + \eta} \quad (14)$$

이고, 여기서 $S_{T,i}$ 는 i 번째 이동국이 수신한 j 번째 기지국의 신호 세기이고, K 는 주변 기지국 수, β 는 기지국의 총 송신 전력 중 트래픽 채널에 할당된 비율이고 ϕ 는 트래픽 채널의 총 송신 전력 중 i 번째 가입자에 할당된 비율이다. 여기서 i 번째 기지국은 첫 번째 기지국에 속해있으며, 따라서 $S_{T,j}$ ($j=1,2,\dots, K$) 중 $S_{T,1}$ 이 가장 크다. 식 (6)과 (7)로 부터 bit error rate 가 10^{-3} 를 유지하는 확률은 역방향 링크에서

$$1 - P = \Pr(BER > 10^{-3}) = \Pr\left(\sum_{i=0}^{N_c-1} x_i + (I/S) > \delta \right) \quad (15)$$

이고, 여기서

$$\delta = \frac{WR}{E_b/N_o} - \frac{\eta}{S} \quad (16)$$

이며, 순방향 링크에서는

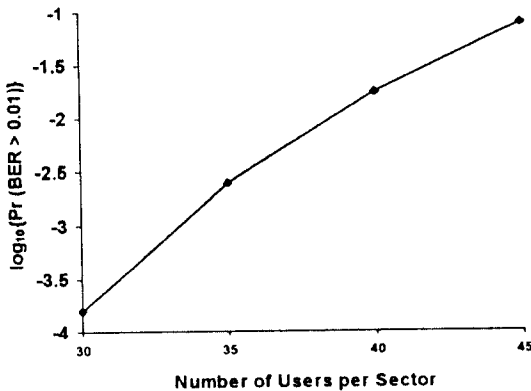
$$1 - P = \Pr(BER > 10^{-3}) = \Pr\left(\sum_{i=1}^{N_i} (1 + \sum_{j=2}^K S_{T_j}/S_{T_i}) > \delta'\right) \quad (17)$$

이고, 여기서

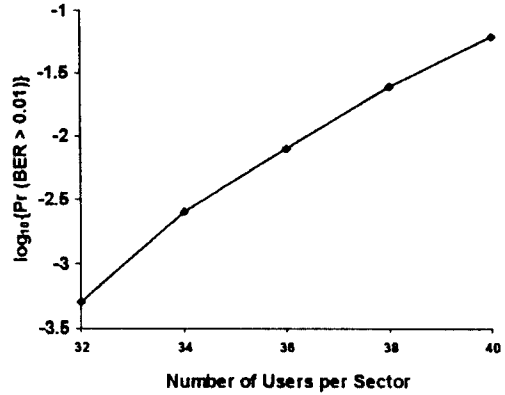
$$\delta' = \frac{BWR}{E_b/N_o} - \sum_{i=1}^{N_i} \frac{\eta}{(S_{T_i})} \quad (18)$$

이다. (S_{T_i}) 는 log normal distribution 으로 shadowing channel을 모델링한 multi cell 상황의 시뮬레이션을 통하여 얻는다.

그림 7은 역방향 링크와 순방향 링크의 용량을 나타낸 것이다. 그림 7은 모든 셀이 같은 수의 사용자에게 서비스를 할 때, 사용자 당 몇 %의 시간 동안 좋은 질 (bit error rate < 10^{-3})의 호를 유지할 수 있는가를 나타낸 것이다. 이 용량은, 채널의 path loss는 8 dB의 표준편차를 갖는 log normal distribution을 갖는 것으로 가정하였고, 이동국은 background noise power에 비하여 -1 dB의 전력으로 송신하며, 기지국에서는 전 송신 전력의 20%를 파일럿 신호에 할당하였을 경우에 대한 것이다. 이 때 역방향은 Noncoherent 방식의 변복조를 수행하며 필요한 $E_b/N_o = 7$ dB로 가정하였고, 순방향은 coherent 방식의 변복조로 필요한 $E_b/N_o = 5$ dB로 가정하였다 [2]. 그림 4에서 역방향 링크의 경우 셀 (섹터) 당 36 명의 사용자가 호 설정 중 99 %의 시간을 bit error rate < 10^{-3} 상태로 통신할 수 있으며, 순방향인 경우에는 38 명의 사용자를 같은 상태로 수용할 수 있음을 알 수 있다.



(a)



(b)

그림 7. (a) 순방향과 (b) 역방향 링크의 섹터당 용량 (Bandwidth = 1.25 MHz, Data Rate = 8 kbps, voice activity = 3/8) [2].

III. CDMA기술의 발전 방향

기존 CDMA기술에서 성능 및 용량을 더욱 확대시키고, 멀티 미디어 서비스를 위한 고속 및 다양한 속도(Multi-rate)의 정보 전송을 위한 연구가 최근 활발히 추진되고 있다. 성능 및 용량을 확대시키기 위한 기술로는 multi-user에 따른 간섭잡음 제거기 (Interference Cancellation System, ICS)를 우선적으로 고려할 수 있다.

기존(Conventional) Single-user Detector는 다른 사용자의 신호를 단지 간섭 잡음으로 처리하여 유용한 정보를 무시하기 때문에 Multi-user 상황에서는 최적(Optimal)이 아니다. 그러나 최적 Multi-user Detector[15, 16]는 Polynomial Solution이 없고, Viterbi 알고리즘을 이용할 경우, 계산량이 사용자 수가 K 일 때 2배로 증가한다. 이의 단점을 극복하기 위하여 여러 가지 준 최적(Sub-optimal) Detector들이 연구 개발되어지고 있다. Decorrelation Detector[17]는 채널 특성(Fading, Noise, 감쇄, 위상 등)이 왜곡이 없다는 가정 하에서 제안된 방식으로, spreading code의 cross-correlation matrix의 inverse Matrix가 요구된다. 이 방식은 noise enhancement를 야기시키며, 특히 interference가 적을수록 이문제가 심각해진다. MMSE(Minimum Mean Square Estimation)Detector [18]는 spreading code가 bit주기마다 반복될 때 실현 가능하며, IS-95 CDMA시스템

과 같이 PN code가 bit주기보다 길때는 실현 불가능하다. Multi-stage Detector[19]는 최적 Multi-user Detector의 해를 여러 단계(Multi-stage)를 거치면서 수렴하는 준 최적 방식으로, 단계의 수가 증가할수록 복잡도가 증가한다. Successive ICS[20]는 한 사용자씩 순차적으로 간섭잡음을 제거하는 방식으로 비교적 실현이 쉬운 방법이나 사용자 수가 증가함에 따라 계산량이 선형적으로 증가한다. Recursive ICS는 Multi-stage Detector를 한 단계의 detector를 recursive하게 동작시켜 실현한 방법으로 시스템 H/W복잡도가 Multi-stage ICS보다 낮다. 반면 빠른 처리속도가 요구된다. 수신 신호의 전력 분포의 분산이 크면 성능이 떨어진다. 또한 이 두 방식의 장점을 살린 Adaptive Hybrid Serial/Parallel Interference Cancellation방식도 연구 되고 있다. [21]

이동통신의 멀티미디어 서비스에 대비하여 고속의 정보 전송 방법으로 multi-carrier CDMA방식이 고려될 수 있으며[23] Multi-rate 전송을 위하여 multi-processing gain, multi-channel(code), multi-modulation 방식들에 대한 연구[22]가 진행 되어 최근 이러한 방식을 이용한 차세대 이동통신의 무선접속 방안이 제안되고 있다.

참 고 문 헌

[1] Qualcomm Inc., CDMA Network Engineering Handbook, Document No. 80-10497, Rev. X1, Nov. 23, 1992.

[2] K. S. Gilhousen et al., "On the Capacity of a Cellular CDMA System," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 40, No. 2, pp. 303-311, May 1991.

[3] R. Padovani, "The application of spread psectrum to PCS has become a reality: Reverse Link Performance of IS-95 Based Cellular Systems." IEEE Personal Couurnun., vol. 1, no. 3, pp. 28-34, Third Quarter, 1994.

[4] S. Ariyavisitakul and L. F. Chang, "Signal and Interference Statistics of a CDMA System with Feedback Power Control," IEEE Trans. on Commun., vol. 41, no. 11, pp. 1626-1634, Nov. 1993.

[5] Qualcomm Inc., CDMA Cellular Land Network Power Management, Document No. 80-12361, Rev. X1, May 27, 1994.

[6] Marvin K. Simon, Jim J. Omura, Robert A. Scholtz and Barry K. Lavitt, Spread Spectrum Communications, Computer Science Press: ML, 1985.

[7] Michele Zorzi "Simplified Forward-Link Power Control Law in Cellular CDMA" ZEEE Trans on Veh. Technol., vol. 43, No.4, Nov. 1994

[8] A.J.Vitervi etal "Soft Handotf Extends Cdma Cell Coverage and Increase Link Capacity" IEEE Journal on Selected Areas in Comm., Vol. 12, No.8, October 1994

[9] J.G.Proakis, Digital Communication, 2nd edition, New York: McGraw-Hill, 1989.

[10] F.Ling, E. Bruckert and T. Sexton, "Anaysis of Performance and Capacity of Coherent DS-CDMA Reverse Link Communications," Proc. vtc '95, pp. 912-916, Chicago, USA, July. 1995

[11] K. Ohno, M. Sawahashi and F. adachi, "wideband Coherent DS-CDMA," Proc. VTC '95, pp. 779-783, Chicago, USA, July. 1995

[12] A. Higashi, T. Taguchi and K. Ohno, "Performance of Coherent Detection and Rake for DS-CDMA Uplink Channels," Proc. VTC'95, pp. 779-783, Chicago, Usa, July. 1995

[13] S. Abeta, S.Sampey and N. Morinaga, "A Coherent Detection System with a Suppressed Pilot Channel for DS/CDMA Ssytems," proc. VTC '96, Atlanta, USA, May 1996.

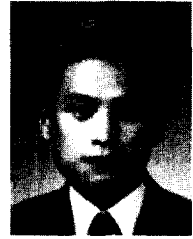
[14] S.R. Kim, J.G. Lee, H. Lee, B.S. Kang and J.W. Jeong, "a Coherent Dual-Channel QPSK Modulation for CDMA Systems," Proc. BTC '96, Atlanta, USA, May 1996.

[15] S. Verdu, "Minimum Probability of Error for Asynchronous Gaussian Multiple-Access Channels," IEEE TRans. on Information Theory, vol. IT - 32, no. 1, pp. 85-96, Jan. 1986.

[16] S. Verdu, "Minimum Probability of Error for Asynchronous Gaussian Multiple-Access Channels," Ieee Trans. On Information Theory, Vol. IT-32, no. 1, pp. 85-96, jan. 1986.

[17] U. Mitra and H. V. Poor, "A Generalized Adaptive Decorrelating Detector for Synchronous CDMA Systems," IEEE Trans. on Communica-tions, 1995

- [18] U. Madhwo and M. L. Honig, "mmse Interference Suppression for Direct-Sequence Spread-Spectrum CDMA," IEEE Trans. on Communications, vol. 12, pp.3178-3188, Dec. 1994.
- [19] M.K. Varanasi, and b. Aazhang, "Multistage Detection in Asynchronous Code-Division Multiple-Access Communications," IEEE Trans. on Communications, vol. 38, no. 4, pp.509-519, Apr. 1990.
- [20] p.patel and j. Holtzman, "Analysis of a Simple Successive Interference Cancellation Scheme in a DS/CDMA System," IEEE J. on Selected Areas in Communications, vol. 12, no. 5, pp.796-807, Jun. 1994.
- [21] S.R. Kim, J. G. Lee and H. Lee, "Adaptive HybridSerial/Parallel Interference Cancellation in CDMA Systems," Submitted to Icupc '96. [22] T. Ottosson, A. Svensson, "Multi-Rate Schemes in DS/CDMA Systems" Proc, Vtc '95. pp 1006-1010, July 1996
- [23] L. Vandendorpe "Multitone SS Multiple Access Communications in Multipath Rician Fading Channel" IEEE Trans, on VT, vol. 44, No.2, pp. 327-336 May 1995



이 현

- 1978년 : 서강대학교 전자공학과
- 1981년 : KAIST 전자공학과
- 1981년 : 한국 전자 통신 연구소
- 1981년 ~ 1986년 : TDX-1 전자 교환기 개발
(프로세서 연구실장, 신호방식 연구실장)
- 1987년 ~ 1991년 : TDX-10 전자 교환기 개발
(교환방식 연구실장)
- 1992년 ~ 1993년 : 이동교환기 연구 개발
(교환 연구 부장)
- 1994년 ~ 현재 : CDMA 연구 개발
(이동통신 기술 연구 부장)