

# PILOT신호가 있는 DS/CDMA 시스템의 $E_b/N_o$ 추정 방법

正會員 구 준 모\*, 김 제 우\*\*

## An $E_b/N_o$ Estimation Method in DS/CDMA Systems with Pilot Signal

Jun Mo Koo\*, Je Woo Kim\*\* *Regular Members*

### 요 약

직접 확산 부호 분할 다원 접속방식의 통신 시스템은 역방향 link의 전력제어가 매우 중요하며 전체 시스템의 성능에 큰 영향을 미친다. 따라서 전력제어의 기준을 제공하기 위한 효과적인 역방향 link 품질측정 방법이 필요하다. 본 논문에서는 pilot과 interference를 복조하여 품질을 측정하는 방법을 제시하고 그 성능을 computer simulation을 통하여 검증하였다.

### ABSTRACT

In Direct Sequence Code Division Multiple Access(DS/CDMA) communication systems, it is important to control the power of reverse link channel evenly for overall channel capacity. To control the reverse link powers efficiently, it is necessary to estimate signal quality of each reverse link channel. In this paper, we discuss a method to estimate the signal-to-noise ratio(SNR) for each channel by measuring the powers of pilot and noises. Computer simulations are done to show the effectiveness of the scheme.

### I. 서 론

대역 확산(spread spectrum:SS) 통신에 대한 연구가 시작된 이래, 대역 확산 통신 방식은 전통적으로 주

로 군용 시스템에 적용되어 왔으나, 최근 디지털 통신에 대한 기술 개발이 급격히 발전되고 대역 확산 통신 방식의 다양한 장점이 널리 알려지면서 이에 대한 연구가 활발히 진행 중이다[1, 8, 11]. 대역 확산 통신 방식의 기본 원리는 전송하고자 하는 원신호가 가지는 대역폭(bandwidth:BW)보다 더 넓은 전송 대역폭을 가지도록 원신호의 대역을 확산하여 통신을 하는 방식을 말한다. 이러한 대역 확산 통신의 기본 원

\*SK 텔레콤 중앙연구원 FPLMTS group

\*\*부산 대학교 전자공학과

論文番號:96177-0613

接受日字:1996年 6月 13日

리를 이용하여 신호의 대역폭을 충분히 넓히면 아주 낮은 신호 대 잡음 비(signal-to-noise ratio: SNR)에서도 통신이 가능하며 이는 Hartley-Shannon의 채널 용량 이론에 의하여 입증된다[14].

대역 확산 기술을 이용한 통신 방식에는 크게 직접 확산(direct sequence: DS), 주파수 도약(frequency hopping: FH), 시간 도약(time hopping: TH), chirp 변조 및 이들 방식을 혼합하여 사용하는 혼합 방식(hybrid) 등이 있으나[7], 현재 상용 통신 시스템으로 주로 연구되고 있는 방식으로 직접 확산 방식과 주파수 도약 방식이 선호되고 있다. 특히 직접 확산 통신 방식은 디지털 셀룰라 뿐만 아니라 개인 휴대 통신(PCS)등에도 적용이 고려되고 있으며[5, 6, 10, 11, 15, 16], 나아가 유럽에서는 차세대 통신 시스템인 UMTS의 한 접속 방식으로 CODIT 과제를 수행 중이다[15].

직접 확산 방식을 이용한 CDMA(DS/CDMA)방식은 여러 가지 장점에도 불구하고, 기술적으로 논란이 되는 부분이 적지 않으며, 그 중에서 이동국의 전력 제어 방법에 논란의 여지가 많다. DS/CDMA 시스템에서 정교한 전력 제어를 위해서는 역방향 링크상의 각 이동국의 수신 신호의 상태를 알아야 한다. 수신 신호의 상태를 알아내는 방법은 여러가지가 있다. 그 가운데, 첫번째 방법은 수신신호 전체의 세기를 나타내는 지표인 수신 신호세기(received signal strength indicator: RSSI)를 측정하여 수신 신호의 상태를 예측하는 방법이며, 두번째는 BER을 측정하기 위해 영여의 데이터를 추가해서 보내는 방법이며, 세번째는 복조된 신호나 clock으로부터 수신 신호의 상태를 예측하는 방법이다. 첫번째 방법은 DS/CDMA 시스템에서는 동일한 주파수를 여러 채널이 공유하므로 역방향 링크에 적용하기에는 어렵다. 두번째 방법은 보내고자하는 신호에 주기적으로 특정 패턴을 전송하여 BER상태를 점검하는 off-line방법, 오류 정정 부호를 이용하여 복조할 때 BER을 추출하거나 CRC등을 이용하는 방법이 있으나[5, 15], 불필요한 데이터가 전송되거나 block 지연을 유발하는 단점이 있다. 반면 세번째 방법은 수신한 신호의 복원 clock으로부터 신호의 상태를 직접 예측하는 방법으로[4, 13] 불필요한 데이터의 전송이나 지연을 유발하지 않으나, 계산이 복잡한 단점이 있다. 이러한 방법들을 이용하여 직접 BER을 추출하거나, 신호 대 잡음비(SNR)을 추정하

여 이를 전력 제어의 기준으로 이용한다. 즉, 모든 이동국으로부터 기지국으로 수신되는 신호들이 동일한 조건이 되도록 이동국의 송신 출력을 제어한다. 디지털 셀룰라나 PCS에서는 역방향 전력제어의 주기가 수백 us~수 ms로 매우 짧으므로[5, 16] 특정패턴을 전송하여 BER을 예측하는 off-line방법이나 parity를 덧붙여 BER을 추출하는 방법은 효과적이지 못하다. 따라서 수신 신호로부터 직접 신호의 상태를 추출하는 on-line 방법이 선호된다. 본 연구에서는 on-line BER 예측기의 한 방법으로 pilot신호의 상관관계를 이용하여 수신신호의 상태(또는 이에 해당하는 BER)를 예측하는 방법에 대해 논한다. 이 방법은 예측 시간을 제어하여 임의의 짧은 시간에 대해서도 수신 신호의 상태 파악이 가능하므로 광대역 CDMA시스템과 같이 전력 제어 주기가 매우 짧은 시스템에 적용이 유리하다. 또한 CDMA시스템의 동기 추적과정에 필요한 신호들을 이용하므로 별도의 하드웨어나 복잡한 계산이 없다는 장점이 있다.

## II. ALGORITHM

복조부에서 BER을 예측하는 것은 현재 기지국에 접속된 이동국의 신호 상태를 감시하기 위한 기능뿐만 아니라, 역방향 전력 제어를 위해서도 필요하다. 역방향 전력 제어의 주기가 광대역 CDMA시스템인 경우 500us정도로 매우 짧으므로[16] 이러한 기능을 수행하기 위해서는 신호의 상태를 측정하는데 지연이 없어야 하고, 또한 고속의 데이터를 전송하기 위해서는 수신 신호의 상태를 예측하기 위한 불필요한 데이터의 전송을 억제할 필요가 있다. 이러한 기능을 수행하기 위해서는 수신된 신호로부터 직접 신호의 상태를 on-line으로 추출해내는 것이 필요하다. 이러한 on-line 신호 예측 방법은 수신된 신호로부터  $E_b/N_0$ 을 추출하는 방법이 있으며, 이의 대표적인 방법은 JPL에서 개발한 SNORE 알고리즘[4, 13]이 있다. SNORE 알고리즘은 복원된 clock에 근거하여 복원된 신호의 전력과 잡음의 전력을 추출하여 BER을 계산하는 것으로 그 과정으로 다음과 같다.

입력된 기저대역 신호를  $y(t)$ , 데이터 천이 시각으로 예측된 timing이  $\tau_i$ 라 하면 결정된  $i$ 번째 신호  $I_i$ 는 다음과 같다.

$$I_i = \int_{t_i}^{t_{i+1}} y(t) dt \quad (1)$$

이때 적분하는 데이터 갯수를  $N$ 이라 하면, 결정된 신호의 평균치  $m_m$ 은 다음과 같다.

$$m_m = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |I_{m+1-i}| \quad (2)$$

식 (1)과 (2)를 이용하여 잡음 전력  $\sigma_m^2$ 은

$$\sigma_m^2 = \sum_{i=1}^N (|I_{m+1-i}| - \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N |I_{m+1-j}|)^2 \quad (3)$$

으로 주어진다. 기저대역 신호의 평균치  $m_m$ 와 잡음 전력  $\sigma_m^2$ 을 이용하여  $E_b/N_o$ 을 구하면

$$E_b/N_o = \frac{m_m^2}{\sigma_m^2(N-1)} \quad (4)$$

이 된다. 여기서  $N \gg 1$ 이면 식 (4)은

$$E_b/N_o = \frac{m_m^2}{\sigma_m^2/N} \quad (5)$$

된다. 동기 복조의 경우 BER과  $E_b/N_o$ 의 관계를 쉽게 예측할 수 있으므로, 식 (4)로 주어지는 신호 대 잡음비를 구하면 된다. 그러나 이러한 과정은 실제로 많은 양의 계산을 행해야 하므로 복잡한 하드웨어를 요구한다. 또 다른 방법의 on-line BER 측정 방법은 복원된 clock으로부터 일정한 window를 설정한 다음 추출되는 clock의 zero-crossing점이 이 window내에 있는지 여부를 판단하여 신호의 양/불량 상태를 판정하는 방법이다. 그러나 이 방법은 많은 양의 데이터를 처리해야만 양호한 BER을 추출할 수 있는 단점이 있다.

본 연구에서는 DS/CDMA시스템의 동기 추적시 얻어지는 상관 값을 이용하여 신호의 상태를 예측하는 방법에 대해 논한다. 이를 위해서 역방향 링크도 순방향 링크와 유사하게 pilot신호를 이용하여 동기 복조를 행하는 방법을 이용한다. Pilot신호를 이용하여 역방향 동기 복조를 행하는 구조는 IDC사의 W-CDMA 뿐만 아니라 ETRI나 KMT등에서 연구되고 있는 광대역 CDMA 시스템에서 적용되고 있다. 그림 1은 pilot 신호를 이용한 역방향 링크의 구조를 나타낸다. Pilot신호는 무변조 신호로 I-phase와 Q-phase로 각각

나뉘어 부호로 곱해진 다음 할당된 두개의 확산 부호  $P_I$ 와  $P_Q$ 로 각각 곱해진 다음 저역 필터를 통과한다. 반면 I-phase와 Q-phase의 데이터들은 pilot 채널의 Hardamard부호와 직교인 Walsh code로 곱해지고, 두개의 확산 부호  $P_I$ 와  $P_Q$ 로 각각 곱해진 다음 저역 필터를 통과한다. 이렇게 저역 필터된 pilot채널의 신호와 traffic채널의 신호는 I-phase와 Q-phase신호별로 더해진 다음 D/A변환기를 거쳐 각각 반송파로 곱해진 다음 더해져 전송된다.

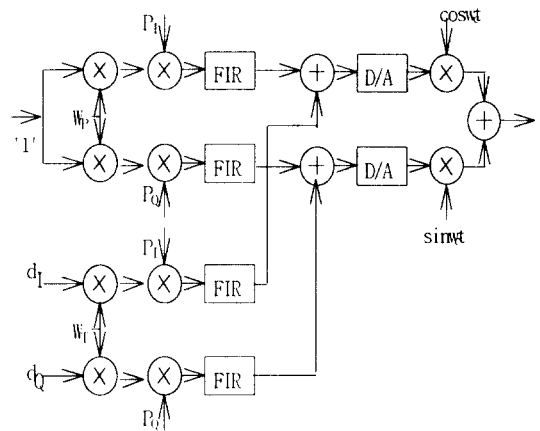


그림 1. Pilot채널을 가진 역방향 채널의 구조

그림 2는 역방향 채널의 PN부호 동기부를 나타낸다. 우선 안테나를 통해 입력된 신호는 RF 처리단에서 처리를 거친 다음 중간 주파수대로 변환된 다음 다시 반송파 비동기 복조를 위해 I-phase와 Q-phase 신호로 나뉘고 해당 반송파가 제거된다. 이 신호는 저역 필터를 거쳐 기저 대역 신호로 변환된다. 이 신호는 다시 PN부호 한 chip당 여러 배로 over sampling이 된 다음 decimation logic으로 입력된다. Decimation logic에서는 초기 동기 및 동기 추적과정에서 얻어지는 제어 신호를 이용하여 decimation된 punctual/early/late 샘플들을 선택한다[5, 10]. 이렇게 선택된 punctual/early/late 샘플들을 이용하여 각각에 대한 상관 값을 구하고, 이들을 이용하여 초기 동기 및 동기 추적을 행한다. 이러한 동기 과정은 참고문헌 [2, 3, 12]등에 자세히 기술되어 있다.

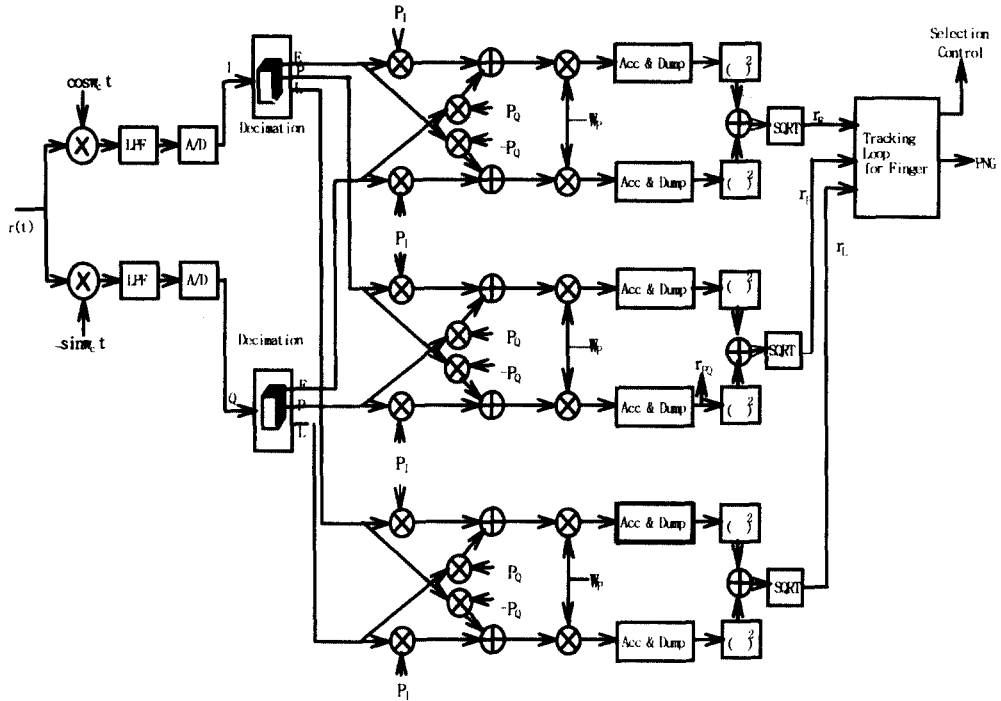


그림 2. 역방향 채널의 PN부호 동기부

여기서 pilot채널의 동기시에 얻어지는 상관값을 구해보자. 이때 입력 신호의 진폭을 1로 표준화했다고 가정하면 입력 신호  $r(t)$ 는 다음과 같다.

$$r(t) = P_I(t + \tau)(W_P(t + \tau) + d_I(t + \tau)W_T(t + \tau))\cos(\omega_c t + \phi) + P_Q(t + \tau)(W_P(t + \tau) + d_Q(t + \tau)W_T(t + \tau))\sin(\omega_c t + \phi) \quad (6)$$

여기에서  $P_I, P_Q$ 는 각각 I/Q-phase의 PN부호이고,  $W_P, W_T$ 는 pilot채널과 traffic채널에 할당된 Walsh부호이다.  $r(t)$ 에서 반송파를 제거하고 저역 필터링한 결과를  $I(t), Q(t)$ 라 하면

$$I(t) = \frac{1}{2} P_I(t + \tau)(W_P(t + \tau) + d_I(t + \tau)W_T(t + \tau))\cos\phi - \frac{1}{2} P_Q(t + \tau)(W_P(t + \tau) + d_Q(t + \tau)W_T(t + \tau))\sin\phi \quad (7)$$

$$Q(t) = \frac{1}{2} P_I(t + \tau)(W_P(t + \tau) + d_I(t + \tau)W_T(t + \tau))\sin\phi$$

$$+ \frac{1}{2} P_Q(t + \tau)(W_P(t + \tau) + d_Q(t + \tau)W_T(t + \tau))\cos\phi \quad (8)$$

로 주어진다.  $W_P$ 와  $W_T$ 가 서로 직교이므로 이를 이용하여 pilot채널의 기준위상을 구해보자. 이를 위하여

$$X_I = I(t)W_P P_I + Q(t)W_P P_Q \quad (9)$$

$$X_Q = I(t)W_P(-P_Q) + Q(t)W_P P_I \quad (10)$$

를 구한 뒤 이를 한 심볼 구간 동안 적분하면

$$R_I(\tau) = \sum_T X_I(t) \approx \cos\phi \text{ for } \tau=0 \approx 0 \text{ for } |\tau| > T_c/2 \quad (11)$$

$$R_Q(\tau) = \sum_T X_Q(t) \approx \sin\phi \text{ for } \tau=0 \approx 0 \text{ for } |\tau| > T_c/2 \quad (12)$$

가 된다. 따라서 RI와 RQ를 이용하면 pilot채널의 위상을 구할 수 있다. 이 기준 위상을 이용하여 traffic채널의 데이터를 복조할 수 있으며, 또한 pilot채널의 PN부호의 동기 상태를 추정하게 된다. 즉,

$$R_i^2 + R_Q^2 \approx \text{power for } \tau=0 \\ \approx 0 \text{ for } |\tau| > T_c/2 \quad (13)$$

이므로  $R_i^2 + R_Q^2$ 가 최대가 되는 점이 PN부호의 동기가 맞춰진 상태로 판단한다. 이렇게 pilot채널의 동기가 확립되면 이는 바로 수신 신호의 전력을 나타내는 척도로 이용할 수 있다.

이제 PN부호의 동기가 확립되었다고 가정하고 수신 신호의 상태를 추정하는 과정을 살펴보자. 이를 위해서 analog 통신에서 쓰이는 SINAD(signal plus noise plus distortion to noise plus distortion)의 개념을 이용하기로 한다. Pilot신호의 전력을  $P_p$ , 간섭 신호의 전력을  $P_i$ , 잡음 전력을  $P_n$ , 전체 수신 전력을  $P_t$ , distortion전력을  $P_d$  라하자. 이때  $P_t$ 와  $P_d$ 는 각각 다음과 같다.

$$P_t = P_p + P_i + P_n, \quad (14)$$

$$P_d = P_i + P_n. \quad (15)$$

여기서  $P_i/P_d$ 를 구하면,

$$\frac{P_t}{P_d} = \frac{P_p + P_d}{P_d} \quad (16)$$

가 된다. 여기서  $P_p$ 는 pilot 전력이므로 역방향 링크의 반송파 전력  $C$ (traffic/access채널과는 직교 관계를 가지므로)라 가정할 수가 있다. 반면  $P_d$ 는 잡음과 간섭의 전력( $N$ )이므로

$$\frac{P_p}{P_d} = \frac{C}{N}, \quad (17)$$

라 생각할 수 있다. 따라서

$$\frac{P_t}{P_d} = 1 + \frac{C}{N}, \quad (18)$$

이 된다. 만약 시스템에서 요구하는  $\frac{C}{N}$ 가 7 dB라면,

요구되는  $\frac{P_t}{P_d} = 1 + \frac{C}{N}$ 가 된다. 따라서  $\frac{P_t}{P_d}$ 가 7.8dB가 되게 하면 된다.

여기서  $\frac{P_t}{P_d}$ 를 추정하는 과정을 살펴보자. 역방향링크

크에서 각 이동국으로부터 수신되는 신호의 PN부호와 기지국에서 해당 이동국으로부터의 신호를 복조하기 위한 국부 PN발생기의 PN부호의 위상이 일치하면(즉, PN부호의 동기가 확립되면) 이 신호는  $P_p$ 와  $P_d$ 가 함께 수신되는 전체 신호전력  $P_t$ 라 생각할 수 있으며, 반면 PN부호의 동기가 확립되지 않은 경우의 수신 전력을 고려하면 다음과 같다. 이 경우의 수신 전력에는 간섭과 잡음의 전력  $P_d$ 과 동기가 맞지 않은 자신의 pilot 성분이 포함되어 있다. 그 중 pilot 성분은 동시에 존재하는 다른 사용자 가운데 한명에 의한 간섭과 동일하므로 사용자의 수가 많아 짐에 따라 이 값은 무시할 수 있게 되어 동기가 맞지 않은 경우의 수신 전력을  $P_d$ 라고 가정할 수 있다. 대역 확산 통신 시스템에서 PN부호의 동기가 확립되지 않으면, 다른 채널의 간섭 신호는 백색 잡음처럼 생각할 수 있으므로  $\frac{C}{N}$ 로부터  $E_b/N_o$ 를 구할 수 있다. 이들의 관계는 다음과 같다.

$$\frac{E_b}{N_o} = \frac{CW}{NR_b}, \quad (19)$$

여기서  $W$ 는 잡음 대역이고,  $R_b$ 는 데이터율이다.

이와 같이 기지국에서 각 이동국으로부터 수신된 신호로부터 추정된  $\frac{C}{N}$  또는  $\frac{E_b}{N_o}$ 을 이용하여 모든 이동국으로부터의 기지국으로의 수신 전력이 일정하도록 폐회로 전력 제어를 이용하여 각 이동국의 송신 출력을 제어한다.

그림 3은  $P_t$ 와  $P_d$ 를 구하기 위한 블록 다이어그램을 나타낸다. Pilot전력과 distortion전력을 구하기 위해서는 pilot PN부호의 동기가 확립된 상태에서 시행한다. 이를 위해서는 PN부호의 동기 여부(PN부호의 동기 여부는 RAKE수신기의 구동을 위해서도 반드시 필요한 과정이므로 수신 신호의 상태를 측정하기 위한 별도의 하드웨어는 필요하지 않다.)를 판정해야 하는데 그림에서 lock detector블럭은 이 부분을 나타

낸다. Pilot신호의 전력은 앞에서 논한 바와 같이 구하면 된다. 왜곡 전력을 구하는 방법은 두 가지가 있다. 그 중 하나는 pilot채널과 동일한 PN부호를 이용하여 왜곡 전력을 구하는 것이고, 다른 방법은 서로 다른 PN부호를 이용하는 방법이다. 두 방법의 결과는 유사하나, 한 개의 PN부호를 이용하는 것이 하드웨어적으로 보다 효율적이므로 본 연구에서는 한 개의 PN부호를 이용하는 방법에 대해서만 논한다. Distortion 전력은 PN부호의 동기가 확립되지 않는 점에서 추출하는데, 이를 위해서는 PN부호의 위상이 lock 상태에서 일정 chip이상 지연 또는 진행한 상태에서 상관 값을 구한다. 이때 PN부호의 지연 또는 진행 정도는 다중 경로에 의한 신호 성분에 영향을 받지 않을 정도로 이격하여야 한다. 본 연구에서는 보다 안정된 Distortion값을 구하기 위해 PN부호의 위상을 동기 상태보다 지연된 부호와 진행된 부호를 둘 다 사용했으며, 이들 두 상관 값들을 평균을 취하여 distortion 전력으로 삼았다.

그림에서  $P_t$ 와  $P_d$ 를 구하면, 이를 이용하여  $C/N$ 을

구할 수 있고, 따라서 이 신호를 이용하여 역방향 전력 제어를 수행할 수 있다.

한편, traffic channel의 data 복조부로부터 수신 전력을 측정하는 방법이 있는데 이는 역방향에 pilot이 존재하지 않는 경우에 유용한 방법으로 IS-95등에 사용되고 있다[17]. 그러나 이 방법은 bit 에너지만을 측정하는 방법이므로 측정치가 유효하려면 항상 입력 신호의 크기가 일정하게 유지되어야만 된다. 따라서 자동 이득 조절 알고리즘이 매우 정밀하게 설계되어야 하는 단점이 있다.

### III. 컴퓨터 시뮬레이션

위의 결과를 검증하기 위해 컴퓨터 시뮬레이션을 하였다. 시뮬레이션 model은 그림 4와 같으며, 송신 블럭과 수신 블럭은 각각 그림 1과 그림 3과 같다. 시뮬레이션을 위해 데이터 1 bit당 128 chip으로 확산하여 처리 이득을 128로 했으며 C 언어로 integer 시뮬레이션 model을 작성하여 수행하였다.

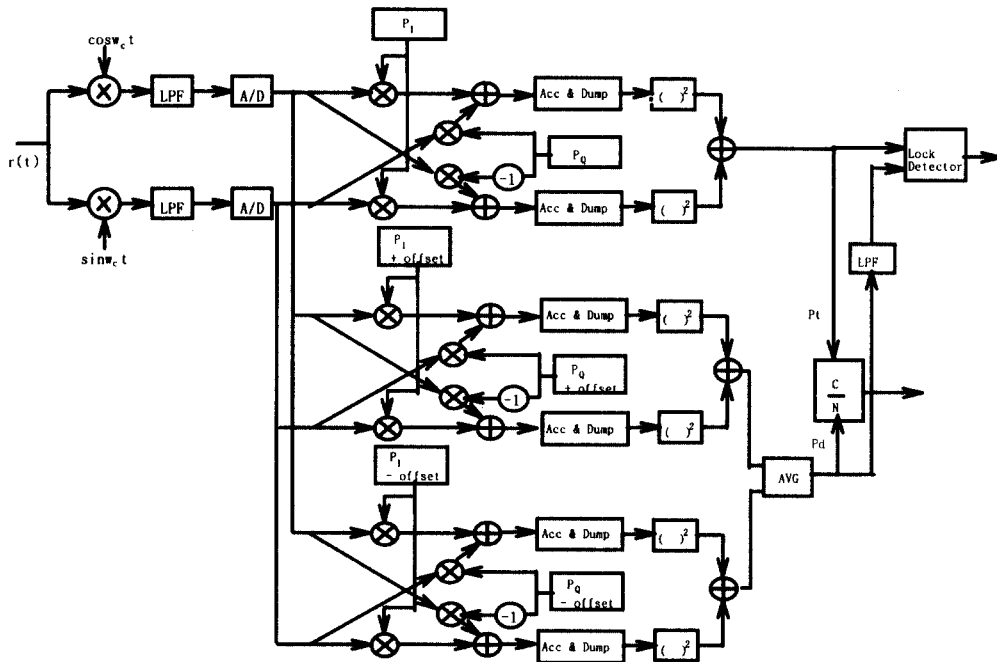
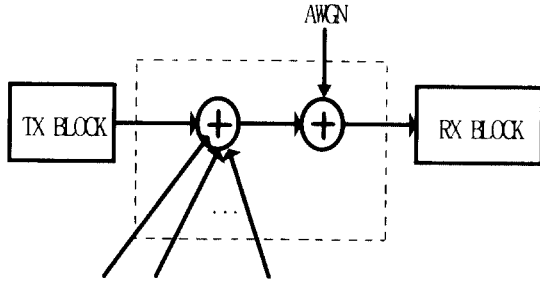


그림 3. 수신신호상태 예측기



Other Channel Interferences

그림 4. 시뮬레이션 Model

그림 5는 역방향 링크에 다른 채널의 간섭이 없을 경우 백색 잡음(additive white gaussian noise: AWGN)의 변화에 대한 추정  $E_b/N_o$ 의 변화를 나타낸다. 이때,  $E_b/N_o$ 를 추정하는 기간은  $2ms(=72bit=9216 \text{ chip})$ 로 하였다. 송신단에서는 전송 데이터를 shaping하기 위해  $BT=0.5$ 인 86차 Parks-McClellan FIR 필터를 사용했다. 추정  $E_b/N_o$ 를 구하기 위해 매 데이터 bit마다  $E_b$ 와  $N_o$ 의 추정치를 구하여 이로부터 72bit 동안의 평균치를 계산한 후  $E_b$ 를  $N_o$ 로 나누었다. 그림에서 간섭 신호가 없이 백색 잡음만 있는 경우에 추정  $E_b/N_o$  값은 실제  $E_b/N_o$ 값에 선형적으로 비례하며, 실제  $E_b/N_o$  값을 잘 반영함을 알 수 있다.

한편, 모든 사용자가 일정한 전력으로 pilot을 송신할 때 한 사용자의 pilot전력이 변화하는 경우, 이 해당 사용자와 나머지 사용자들의 추정  $E_b/N_o$ 가 어떻게 변화하는지를 실험하였으며 그 결과는 그림 6에 있다. 이 시뮬레이션에서 다섯 명의 사용자가 일정한 전력으로 pilot과 data를 송출할 때 여섯번째 사용자의 pilot전력이 다른 사용자에 비하여  $-6dB$ 에서  $6dB$ 사 이로 변화하는 경우, 여섯번째 사용자의 추정  $E_b/N_o$ 은 실선으로, 나머지 다섯 명의 사용자 중 임의의 한 명의 추정  $E_b/N_o$ 은 점선으로 변화를 표시했다. 이 그래프에 나타난 값을 검증하기 위해 모든 사용자의 값이 동일하다고 하면, 이 때의  $E_b/N_o$ 값은  $10 \cdot \log_{10}(128/11)=10.7(dB)$ 가 된다. 그래프에 실제 추정된 값을 보면  $10.4dB$ 로 추정치와 유사하다. 이 결과는 한번의 시뮬레이션을 행한 것으로 여러 차례 시뮬레이션을 행하면 그래프상의 두 값이 동일하게 될 것이다. 그림 7은 그림6과 동일하며 다만 백색 잡음이 존재하는 경

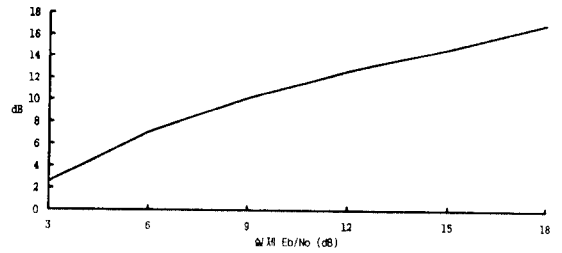


그림 5. 실제  $E_b/N_o$ 와 추정  $E_b/N_o$

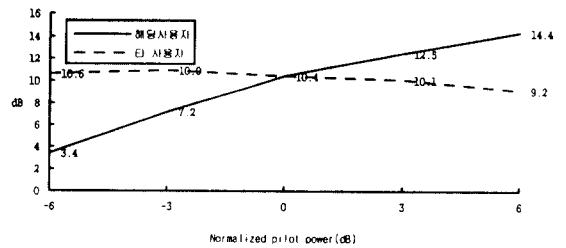


그림 6. pilot 전력의 변화에 따른 추정  $E_b/N_o$ 의 변화 (No AWGN)

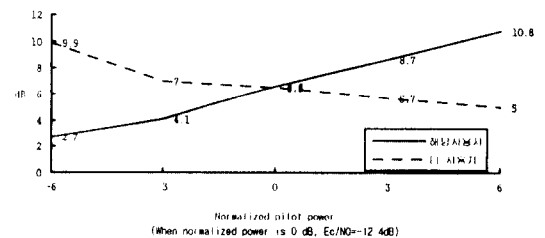


그림 7. 백색 잡음이 존재하는 경우( $E_b/N_o=8.7dB$ ) 전력의 변화에 따른  $E_b/N_o$ 추정의 변화

우를 시뮬레이션 해보았다. 이 경우 전력이 동일한 다섯 사용자와 백색 잡음의  $E_c/N_o$ 은  $-12.4dB$ 이다. 이 결과는 전체적인 추정  $E_b/N_o$ 값이 백색 잡음의 영향으로 그림 6에 비해 약간 낮을 뿐 그림 6과 동일한 양상을 보인다. 이러한 두 시뮬레이션 결과를 보면, 제안된  $E_b/N_o$ 추정기가 비교적 잘 동작하고 있음을 알 수 있다.

그림 8은  $E_b/N_o$  추정 시간을 변화 시킬 때 얻어지는 추정  $E_b/N_o$ 의 평균값과 표준편차를 나타낸다. 이 시뮬레이션은 10명의 사용자가 존재하는 경우를 고

려한 것으로 이러한 시뮬레이션은 역방향링크의 폐회로 전력 제어를 얼마만큼 빨리 할 수 있는가 하는 척도를 얻기 위해서 이다. 이 시뮬레이션 결과를 보면  $E_b/N_o$ 추정 시간이 짧을수록 추정치의 표준편차가 커짐을 알 수 있다. 그러나 추정 시간이 0.5ms정도까지는 추정치의 표준편차가 약 1 dB정도이므로 제안된 방식을 이용하여  $E_b/N_o$ 의 값을 추정한 다음 이를 이용하여 역방향 링크의 전력 제어용으로 사용할 수 있음을 알 수 있다.

의 전력 제어는 0.5ms정도로 빨리 수행해도 큰 문제가 없음을 알 수 있다.

### 참고 문헌

1. D.L. Schilling, L.B. Milstein, R.L. Pickholz, M. Kullback and F. Miller, "Spread Spectrum for Commercial Communications," IEEE Commun. Magazine, pp. 66-79, Apr. 1991.
2. G.R. Cooper and C.D. McGillem, Modern Communications and Spread Spectrum, McGraw-Hill, 1986.
3. R.E. Ziemer and R.L. Peterson, Digital Communication and Spread Spectrum Systems, McMillan, 1985.
4. J.K. Holmes, Coherent Spread Spectrum Systems, New York, John Wiley, 1982.
5. An Overview of the Application of CDMA to Digital Cellular Systems and Personal Cellular Network, TIA TR45. 5 Subcommittee, Mar. 28, 1992. Qualcomm.
6. TIA/EIA/IS95, Mobile Station-Base Station Compatibility Standard for Dual-Mode Wideband Spread Spectrum Cellular System, TIA/EIA Interim Standard, July 1993.
7. M.K. Simon, J.K. Omura, R.A. Scholtz and B.K. Levitt, Spread Spectrum Communications Handbook, McGraw-Hill Inc., 1994.
8. D.L. Schilling, "Spread Spectrum for PCN", IEEE Commun. Magazine, pp. 30-32, Mar. 1991.
9. The CDMA Network Engineering Handbook, Mar. 1, 1993. Qualcomm.
10. A.J. Viterbi, CDMA Principles, Jan. 16, 1992, Qualcomm.
11. W.C.Y. Lee, "Overview of Cellular CDMA," IEEE Trans. Veh. Tech., Vol. 40, No. 2, pp. 291-301, May 1991.
12. S.S. Rappaport and D.M. Grieco, "Spread Spectrum Signal Acquisition: Methods and Technology," IEEE Commun. Magazine, Vol. 22, No. 6, pp. 6-21, June 1984.

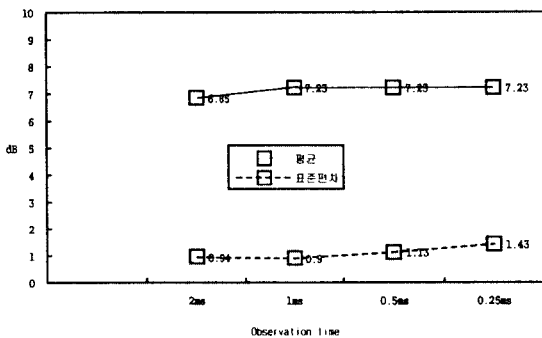


그림 8.  $E_b/N_o$ 추정 시간에 따른  $E_b/N_o$ 의 평균치와 표준편차의 분포( $E_b/N_o = 8.4dB$ )

### IV. 결 론

본 논문에서는 DS/CDMA 시스템의 전력 제어를 위한 역방향 링크의 품질을 측정하는 알고리즘을 제안하고 그 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 검증하였다. 그 결과에 따르면 간섭 신호가 없는 경우 제안한  $E_b/N_o$ 추정 알고리즘에 의해 추정된 값이 실제 값을 잘 반영함을 알 수 있었다. 다수의 사용자가 존재할 때 특정 사용자의 전력이 타 사용자와 비교해서 변할 때 이 변화량이 제안된 알고리즘을 통하여 관측 가능함을 알 수 있었다. 따라서 이 알고리즘에 의해 추정된  $E_b/N_o$ 값을 이용하여 역방향 링크의 전력 제어를 수행할 수 있음을 알 수 있다. 또한 제안된 알고리즘을 이용하여 역방향 링크의 전력 제어를 얼마나 빨리 수행할 수 있는가를 보기 위해  $E_b/N_o$ 의 추정 시간에 따른 추정치의 편차를 살펴보았다. 본 시뮬레이션에 의하면, 제안된 알고리즘을 이용하여 역방향 링크



- 13. D. W. Boyd, "Signal-to-noise ratio monitoring: Error analysis of the signal-to-noise ratio estimator," JPL SPS 37-39, vol. IV.
- 14. F.G. Stremler, Introduction to Communication Systems, Addison Wesley Publishing Co. 1990.
- 15. J.D. Gibson, editor-in-chief, The Mobile Communication Handbook, IEEE Press, 1996.
- 16. Joint Technical Committee(JTC)-W-CDMA Air Interface Compatibility Standard for 1.85 to 1.99 GHz PCS Applications, Feb. 1995.
- 17. A.J. Viterbi, CDMA, Addison-Wesley, 1995.



**구 준 모(Jun Mo Koo) 정회원**  
 1985년 2월: 서울대학교 공과대학 전자공학과 졸업  
 1987년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업 (석사)  
 1991년 8월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업 (박사)

1987년 7월~1995년 4월:(주)디지콤 정보 통신 연구소 선임연구원  
 1995년 5월~현재:SK 텔레콤 (구 한국이동통신) 중앙 연구원 FPLMTS 그룹 책임 연구원  
 ※주관심분야:디지털 신호 처리, CDMA 통신 시스템, FPLMTS 무선접속 방식, 통신 modem 설계



**김 제 우(Je Woo Kim) 정회원**  
 1983년 2월: 서울대학교 공과대학 전자공학과 졸업  
 1985년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업 (석사)  
 1990년 3월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업 (박사)

1990년 3월~1993년 2월: 삼성 전자 선임연구원  
 1993년 3월~1997년 2월: 수원대학교 정보 통신 공학과 조교수  
 1997년 3월: 부산대학교 전자공학과 조교수  
 ※주관심분야: 디지털 신호 처리, CDMA 통신 시스템, SS/FH 무선통신 시스템, 고속 무선 LAN modem