

# CDMA2000 1X 스마트 안테나 기지국용으로 구현된 액세스 채널 복조기의 성능 분석

김성도\*, 현승헌\*\*, 최승원\*\*

## Performance Analysis of Access Channel Decoder Implemented for CDMA2000 1X Smart Antenna Base Station

Seongdo Kim\*, Seungheon Hyeon\*\*, Seungwon Choi\*\*

### 요 약

본 논문은 CDMA2000 1X 신호 환경에서 동작하는 스마트 안테나 기지국의 각 안테나 소자에서 수신된 독립적인 신호를 이용하여 다이버시티 이득을 얻는 액세스 채널 복조기를 구현하고 구현된 복조기의 성능을 분석한다. 제안된 액세스 채널 복조기는 4개의 핑거를 지원하는 탐색기와 Walsh 복조기 그리고 복조 제어기로 구성되고, 이들은 Altera사의 백만 게이트급 FPGA인 APEX EP20K1000EBC652와 TI사의 TMS320C6203으로 구현되었다. 제안된 액세스채널 복조기는 스마트 안테나 기지국이 최적의 웨이트 벡터를 얻을 수 없는 액세스 상태에서 데이터 복조 성능을 증가시키는 것이다. 본 논문에서는 실증시험을 통해서 위상 다이버시티 기법이 적용된 액세스채널 복조기의 성능이 기존의 액세스채널 복조기보다 우수함을 액세스 프로브 검출 확률, 액세스 실패 확률, Walsh 복조기에서의  $E_b/N_o$  항목에서 확인하였다.

Key Words : phase diversity, access channel, searching, Walsh-code demodulation, CDMA2000 1X

### ABSTRACT

This paper presents an implementation and performance analysis of an access channel decoder which exploits a diversity gain due to the independent magnitude of received signals energy at each of antenna elements of a smart antenna BTS (Base-station Transceiver Subsystem) operating in CDMA2000 1X signal environment. Proposed access channel decoder consists of a searcher supporting 4 fingers, Walsh demodulator, and demodulator controller. They have been implemented with 5 of 1 million-gate FPGA's (Field Programmable Gate Array) Altera's APEX EP20K1000EBC652 and TMS320C6203 DSP (digital signal processing). The objective of the proposed access channel decoders is to enhance the data retrieval at cell-site during the access period, for which the optimal weight vector of the smart antenna BTS is not available. Through experimental tests, we confirmed that the proposed access channel decoder exploiting the diversity technique outperforms the conventional one, which is based on a single antenna channel, in terms of detection probability of access probe, access channel failure probability, and  $E_b/N_o$  in Walsh demodulator.

\* 에이스 테크놀로지 신규사업팀( ksd544@acetech.co.kr),

\*\* 한양대학교 전자통신·전파공학과(choi@dsplab.hanyang.ac.kr)

논문번호 : 030316-0722, 접수일자 : 2003년 7월 30일

※ 본 연구는 정보통신 연구진흥원에 ITRC과제를 수행하는 HY-SDR 연구센터의 지원으로 수행되었음.

## I. 서 론

이동통신의 수요가 급격히 증가함에 따라 3G 이동통신시스템은 기존의 2G 시스템보다 고속의 데이터 전송율과 다양한 콘텐츠를 제공해야한다. 더 많은 가입자에게 다양한 콘텐츠를 제공하기 위해, 기지국과 이동국은 우수한 복조 기술을 사용한 정확한 동기신호 검출이 요구된다. 다양한 콘텐츠를 제공하는 통신서비스의 품질을 향상시키기 위해서 단일 안테나 기반의 이동통신망은 많은 기지국을 필요로 한다. 그렇지만, 기지국 개수의 증가는 매우 비용이 많이 들고 잦은 핸드오프 때문에 셀 플래닝의 어려움을 초래한다.

스마트안테나 기술은 기지국 개수의 증가로 인한 과도한 투자 없이 통신용량과 품질을 증강시킬 수 있는 유일한 해결책이라 간주되어 왔다[13]. 그렇지만, 스마트 안테나 시스템이 원하는 대로 동작되기 위해서는 원하는 신호원과 또는 원치 않는 신호원의 방향에 일치하는 빔 패턴을 생성하는 웨이트 벡터가 제공되어야 한다[3]. 이는 이동국과 기지국사이에 파일럿과 트래픽 채널이 형성되어 있는 트래픽 상태에서 서만 가능하여 트래픽 채널이 형성되기 이전인 액세스 상태에서는 스마트안테나의 장점을 제공할 수 없다. 본 논문에서는, 액세스 상태에서 데이터 복원성을 증강시키기 위해 액세스 채널복조기에 위상 다이버시티 기법[1]을 적용하였다. 위상 다이버시티는 각 안테나 소자에서 수신된 신호의 에너지는 모두 통계적으로 독립된 도래 각을 가지는 많은 사용자로부터 전송된 성분들로 구성된다는 사실에 때문에 안테나 소자의 간격에 상관없이 모든 배열 안테나 시스템에서 얻어진다. 결과적으로, CDMA 신호 환경에서 각 안테나 소자에서의 에너지는 가입자 수가 증가함에 따라 통계적으로 독립이 된다. 위상 다이버시티 이득은 기본적으로 각 Walsh 코드를 가지고 수신 신호 에너지를 계산하는 기능의 액세스 채널 복조기에서 각 안테나 소자에서 계산된 상관에너지를 단순한 합으로 얻어진다. 위상 다이버시티를 이용하는 제안된 액세스 채널 복조기의 우수성은 탐색능력, Walsh 복조, 액세스 실패 확률 등으로 확인하였다. 본 논문에서 액세스의 실패는 액세스 프로브에 포함된 CRC를 체크하여 발견하였다.

본 논문은 아래와 같이 구성되었다. 2장은 위상 다이버시티의 개념을 요약하였고, 3장은 하드웨어 구현

을 위한 액세스 채널 복조기의 구조를 소개하고, 4장은 제안된 액세스 채널 복조기와 기존의 복조기의 성능을 비교분석하고, 5장은 결론으로 구성되어 있다.

## II. 페이즈 다이버시티

대응하는 이동단말기에 연관된 도래각과 캐리어 위상 지연에 따라 결정되는 모든 성분의 위상은 통계적으로 서로 독립이기 때문에 스마트 안테나 시스템의 각 안테나 소자에서 수신된 신호의 에너지의 크기는 서로 독립이고, 이는 위상 다이버시티 기술의 근거가 된다. 각 퍼짐(Angle spread)이 너무 크지 않고 안테나 간격이 반파장보다 작을 때, 각 안테나 소자에서의 수신신호는 서로 코히런트 즉, 모든 안테나 소자에서의 수신신호의 크기는 동일하지만 위상은 변한다는 또 다른 사실은 역설적으로 들릴 수도 있다. 위상 다이버시티 기술의 논의에서 주의 깊게 고려되어야 할 것은 각 안테나 소자에서의 수신신호는 대응되는 이동단말기에서 송신한 각각의 신호의 복수개의 신호 성분들로 구성되었다는 것이다. 각 안테나 소자에서 각각의 수신신호 성분은 서로 완전히 코히런트, 즉, 안테나 간격이 반파장이고 도래 각이  $\theta$ 인 경우 모든 안테나 소자에서 크기는 정확하게 동일하고 인접 안테나 사이의 위상차는  $\pi \sin(\theta)$ 이다. 하지만, 많은 이동단말기로 인한 수많은 신호성분들로 구성된 각 안테나 소자에서의 수신신호의 크기는 모든 안테나 소자에서 서로 독립이 되어야 한다. 수신신호의 독립성은 이 장의 식으로 명확해진 다.

단일 신호 성분, 즉  $m$ 번째 가입자의 송신 신호로 인한 인접 안테나 사이의 위상차는 입사각  $\theta$ 와 안테나 간격의 함수인  $\varphi(\theta, d)$ 로 표현된다. 일반성의 손상없이 단순화하기 위해서 첫 번째 안테나 소자를 기준 안테나로 간주한다. 주파수 다운 컨버트 후에  $n$ 번째 안테나 소자에서 수신신호의 I-성분과 Q-성분은 각각 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{I}(t) = \sum_{m=1}^M \hat{S}_m(t) \cos[\phi_m + (n-1)\varphi(\theta_m, d)] \quad (1)$$

$$\hat{Q}(t) = \sum_{m=1}^M \hat{S}_m(t) \sin[\phi_m + (n-1)\varphi(\theta_m, d)] \quad (2)$$

여기서 첨자  $n$ 과  $m$ 은 각 안테나 소자와 각 가입자 신호를 나타내고,  $\widehat{S}_m(t)$ 는 수신신호의 크기,  $M$ 은 안테나 소자에 입사되는 신호의 총 개수,  $\phi_m$ 은 캐리어 위상지연을 나타낸다.

잡음 항은 전개 편의를 위해 삭제하였다.  $l$ 번째 가입자의 송신신호가 원하는 신호라고 가정하면,  $l$ 번째의 가입자에게 할당된 PN 코드인  $P_l(t)$ 로 역확산 한 후,  $n$ 번째 소자에서의 수신신호의 I 성분과 Q 성분은 다음과 같이 표현된다.

$$I(t) = S_l(t) \cos[\phi_l + (n-1)\varphi(\theta_l, d)] + \sum_{m=1, m \neq l}^M S_m(t) \cos[\phi_m + (n-1)\varphi(\theta_m, d)] \quad (3)$$

$$Q(t) = S_l(t) \sin[\phi_l + (n-1)\varphi(\theta_l, d)] + \sum_{m=1, m \neq l}^M S_m(t) \sin[\phi_m + (n-1)\varphi(\theta_m, d)] \quad (4)$$

여기서,  $I_n(t) = \int_T \widehat{I}_n(t) p_l(t) dt$ ,  $Q_n(t) = \int_T \widehat{Q}_n(t) p_l(t) dt$  이고,  $S_m(t) = \int_T \widehat{S}_m(t) p_l(t) dt$ 는 프로세싱 이득에 의해 결정되어지는 적분주기  $T$ 를 가진다.

식 (3)과 식(4)의 오른쪽 첫 번째 항은 원하는 신호이고 마지막 항은 간섭 신호를 나타낸다. 위상 다이버시티의  $M-1$ 개로 구성되는 간섭 항은 안테나 간격에 상관없이 모든 안테나 소자에서 독립적이지만  $M-1$ 개의 각 항은 모든 안테나 소자에서 완전히 코히어런트 하다. 액세스 채널 복조기 내부의 Walsh 코드 복조기에서, 식 (3)과 식(4)의 각 심벌은 Walsh 복조기이 결정변수를 생성하기 위해서 각 안테나 소자에서 64개의 Walsh 코드와 상관시켜야 한다.

$n$ 번째 안테나 소자에서의 결정변수  $k = 1, 2, \dots, 64$ 는, 각 심벌을 64개의 Walsh 코드와의 상관으로 얻어지는 식(5), (6)과 같이 표현된다.

$$I_{n,k} = S_{l,k}(t) \cos[\phi_l + (n-1)\varphi(\theta_l, d)] + \sum_{m=1, m \neq l}^M S_{m,k}$$

$$(t) \cos[\phi_m + (n-1)\varphi(\theta_m, d)] \quad (5)$$

$$Q_{n,k} = S_{l,k}(t) \sin[\phi_l + (n-1)\varphi(\theta_l, d)] + \sum_{m=1, m \neq l}^M S_{m,k}$$

$$(t) \sin[\phi_m + (n-1)\varphi(\theta_m, d)] \quad (6)$$

여기서, 첨자  $k$ 는 Walsh 코드 인덱스이고,  $k$ 번째 결정변수  $I_{n,k}(t)$ ,  $Q_{n,k}(t)$ 는 각각  $\int_{T_w} I_n(t) W_k(t) dt$ ,  $\int_{T_w} Q_n(t) W_k(t) dt$ 로 얻어질 수 있으며,  $S_{m,k}(t) = \int_{T_w} S_m(t) W_k(t) dt$ 이다. 식 (5)와 식 (6) 신호 성분의 개수인  $M$ 이 충분히 커지면 가우시안 분포가 되기 때문에, 식 (5)와 식 (6)의 두 번째 항인 간섭 항은 상호 독립인 가우시안 변수가 된다. 이제 식 (5)와 식 (6)은 식 (7), (8)과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$I_{n,k}(t) = G[S_{l,k}(t) \cos(\Theta_{n,l}), \sigma^2] \quad (7)$$

$$Q_{n,k}(t) = G[S_{l,k}(t) \sin(\Theta_{n,l}), \sigma^2] \quad (8)$$

여기서  $G[\mu, \sigma^2]$ 는 평균이  $\mu$ 이고 분산이  $\sigma^2$ 인 가우시안 랜덤 변수를 나타내고, 분산은 수신기에서 측정된 간섭자 전력의 총합으로 결정되고  $\Theta_{n,l} = \phi_l + (n-1)\varphi(\theta_l, d)$ 이다.

위상 다이버시티 기술에서 주장하는 것은 모든 안테나 소자 채널에서 얻어진 값의 총합으로 계산되어야 한다는 것이다. 따라서 Walsh 복조기에서 Walsh 번호를 추정하는데 사용되는 결정 변수  $Z_k(t)$ 는 식 (9)와 같다. 여기서,  $k$ 는 Walsh 코드 인덱스이다.

$$Z_k(t) = \sum_{n=1}^N [I_{n,k}^2(t) + Q_{n,k}^2(t)] \quad (9)$$

앞에서 논의한대로  $I_{n,k}(t)$ 와  $Q_{n,k}(t)$ 는 가우시안 랜덤 변수이기 때문에, 결정변수  $Z_k(t)$ 는 자유도가  $2N$ 인 비중심 카이-스퀘어드 랜덤 변수이다.  $Z_k(t)$ 의 확률밀도함수는 식 (10)과 같이 표현된다[12].

$$P_Z(a) = \frac{(a/\sigma^2 b)^{(N-1)/2}}{2\sigma^2} e^{-\frac{1}{2}(b+a/\sigma^2)} I_{N-1}(\sqrt{\frac{ba}{\sigma^2}}) \text{ for } a \geq 0 = 0 \text{ for } a < 0 \quad (10)$$

여기서  $I_{N-1}(\cdot)$ 는 차수가  $N-1$ 이고 비중심 파라메타  $b$ 는  $N \frac{S_{i,k}(t)^2}{\sigma^2}$ 인 수정된 1종 벡셀 함수이다. 원하는 신호의 크기가 0 일 때,  $Z_k(t)$ 의 확률밀도함수는 중심 카이-스퀘어드 랜덤 변수가 된다. 이 경우,  $Z_k(t)$ 의 확률밀도함수는 식 11과 같이 표현된다.

$$P_Z(a) = \frac{a^{(N-1)}}{\sigma^{2N} 2^N \Gamma(N)} e^{-a/2\sigma^2} \quad (11)$$

여기서  $\Gamma(\cdot)$ 는 감마함수이다. 중심 카이-스퀘어드 랜덤 변수의 평균과 분산은 각각  $2N\sigma^2$ 과  $4N\sigma^4$ 이고, 비중심 카이-스퀘어드 랜덤 변수의 평균과 분산은 각각  $N(2\sigma^2 + S_{i,k}(t)^2)$ 과  $4N\sigma^2(\sigma^2 + S_{i,k}(t)^2)$ 이다. 평균과 분산은 안테나 소자수  $N$ 이 증가함에 따라 선형적으로 증가한다. 이것은 포락선,  $Z_k(t)$ , 검출 성능이 안테나 소자수가 증가함에 따라 선형적으로 증가함을 의미한다. 평균이  $N$ 배 증가함에 따라 분산이  $N^2$ 배 증가한다면 이득이 없는 것이다. 결과적으로, 식 (9)에서 제안된 대로 계산된 결정변수를 가지는 위상 다이버시티 기법은 신호대간섭비(SIR)를 배열안테나 시스템에서 안테나 소자수와 동일한  $N$ 배 증가시킨다. 위상다이버시티 기법은 웨이트 계산과정이 불필요하다.

### III. 액세스 채널 복조기

#### III. 1. 탐색기

액세스채널 복조기내의 탐색기는 액세스 프로브의 첫 부분에 위치한 프리앰블을 이용하여 기지국에서 액세스 채널정보를 복구하기위한 PN코드 초기동기의 획득을 수행한다[5]. 이미 기술한 것과 같이, 위상

$$Z_{search}(i/2) = \sum_{k=1}^N \left\{ \sum_{n=0}^{384} \sum_{m=1}^{384} x_n^i [n+384 \times k] \cdot PN^i [n+384 \times k - (i/2)]^2 + \sum_{n=0}^{384} \sum_{m=1}^{384} x_n^0 [n+384 \times k] \cdot PN^0 [n - \frac{1}{2} + 384 \times k - (i/2)]^2 \right\} \quad (12)$$

다이버시티의 이득을 얻기 위해서, 각 안테나 채널에서 얻어진 상관에너지는 검출변수를 생성시키기 위해 합이 되어야 하고, 탐색기는 목표 가입자의 전파 지연을 추정하기위해 상관에너지의 피크 치를 검출한다. 그림 1은 CDMA2000 1X를 지원하는 본 스마트안테나 기지국에 구현된 액세스 탐색기의 하드웨어 구조를 보여준다. 현재의 타임래그가 피크 상관값에 대응하는지를 결정하는 검출변수를 생성하기 위해 각 안테나 채널의 상관 에너지는 합해진다. 본 스마트안테나 기지국에서, 역방향 링크에 6개의 안테나 채널이 사용된다. 즉,  $N$ 은 6이다.

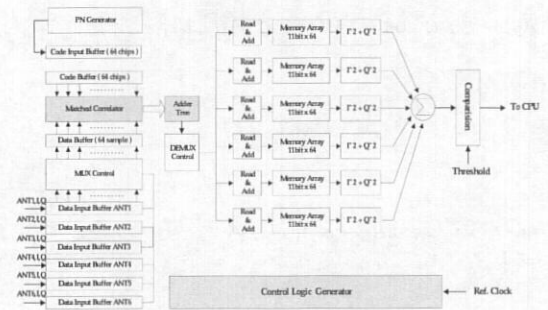


그림 1. 제안된 탐색기의 구조

PN 코드를 획득하는 탐색기능은 각 안테나 채널에서 수신된 신호를 기저대역으로 주파수다운 컨버트한 다음 ADC를 거친 다음 수행된다. 본 액세스 채널 탐색기의 구현 하드웨어에서 상관에너지를 구하는 상세한 절차는 아래와 같다. 첫 번째, 정시간에서 1/2칩 편이된 타임래그에서 1/4PCG(384 칩)구간동안 수신 데이터와 원하는 가입자의 PN 코드사이에 상관을 수행한다. 각 안테나 채널에서, 상관에너지는 7PCG구간에서의 상관 값의 평균을 취해서 얻어진다. 결과적으로 각 안테나 채널에서 얻기 위한 총 상관 길이는  $7 \times 4 \times 384$  칩이다. 윈도우 사이즈, 즉 상관 에너지의 피크 치를 탐색해야 할 시간구간의 크기는 30칩으로 설정하였고, 상관 값을 계산하는 타임래그는 매 계산마다 1/2칩 간격으로 점프하기 때문에 총 60회의 상관 값 계산이 필요하다. 위의 내용을 요약하면, 탐색 에너지는 매 타임래그  $i$ 에 대해서 식 (12)에 의해 계산되어진다.

for  $i = 0, 1, 2, \dots, 59$

여기서  $Z_{search}(t)$ 는 계산되어야 할 탐색,  $x_i^I(t)$ 와  $x_j^Q(t)$ 는  $j$ 번째 안테나 소자에서 수신신호의 I-성분과 Q-성분이고,  $PN^I(t)$ 와  $PN^Q(t)$ 는 CDMA2000 1X 시스템에서 원하는 가입자의 I-성분과 Q-성분에 할당된 PN코드를 나타낸다. 앞에서 기술한대로 상관 에너지를 계산하는 타임래그는 매번 1/2칩 간격으로 이동되기 때문에 타임 인덱스에  $(i/2)$ 이 포함되어 있다. 또한, 수신신호  $x_i^I(t)$ 와  $x_j^Q(t)$ 는 셀 내에서 동작중인 모든 가입자가 송신하는 액세스 채널뿐만 아니라 트래픽 채널의 많은 신호 성분으로 구성되어 있음을 알 수 있다. 식 12에 따라 동작하는 액세스 탐색기에서, 상관에너지는 각 안테나 채널에서의 값들의 합으로 얻어지므로 위상 다이버시티가 이용된다. 액세스 채널 복조기에서 탐색기의 목적은 매  $i$ 에 대해서 식 12로 계산한 상관 값에서 피크 치에 해당되는 타임 인덱스  $(i/2)$ 를 찾는 것이다. 각 상관 값이 피크에 해당되는지를 결정하는 문턱 값을 정하는 문제는 본 논문의범위에 포함되지 않는다.

### III. 2. 월쉬 복조기

월쉬 복조기의 목적은 원하는 가입자가 전송한 6비트 정보에 해당되는 월쉬 번호를 찾는 것이다. 그래서 월쉬 복조기에서 답해야 될 질문은 "목표 가입자가 전송한 것이  $W_1, W_2, \dots, W_{64}$ 중에 어느 것이나?"이다. 그림 2는 CDMA2000 1X 리버스 링크에서 위상 다이버시티 이득을 완전히 이용하도록 작동하는 스마트 안테나 기지국에 구현된 월쉬 복조기를 보여준다[1][6]. 각 안테나 채널에서, 기저대역의 I-성분과 Q-성분인  $r_{I,n}(t)$  과  $r_{Q,n}(t)$ ,  $n = 1, 2, \dots, N$ 을 생성하기 위해서  $\cos w_1 t$ 와  $\sin w_1 t$ 로 믹싱된다. 여기서  $w_1$ 은 캐리어 주파수이고,  $N$ 은 스마트 안테나 시스템에서 안테나 소자수이다. 전개의 편이를 위해서 그림 2에서 A-to-D Converter는 생략하였다. 그 다음에 수신된 데이터는 그림 2에서 원하는 가입자에게 할당된 long PN 코드인  $c(t)$ 와 short PN-code인  $p(t)$ 와  $p_q(t)$ 로 각각 역확산된다. 역확산 과정은 액세스 채널 탐색기에서 구한 시각 정보, 즉 식 (12)의  $(i/2)$ 를 사용하여 수행된다. 그 후, 역확산된 신호는 각 안테나 채널의 월

쉬 복조기에 입력되어 64개의 월쉬 코드와 순차적으로 상관 값이 구해진다. 그림 2에서, 수신 신호와 각 월쉬 위드와의 상관은  $\langle \cdot, W_k(t) \rangle$ 으로 표시되고,

$\int_{T_w} \cdot W_k(t) dt$ 에 의해 수행된다. 전에 언급한 위상 다이버시티 이득을 제공하기 위해서, 결정 변수  $Z_k$ 는 그림 2의 각 안테나 채널의 상관 값을 합하는 과정에서 얻어진다[6]. 월쉬 복조기의 목적이 타임 인덱스와 무관하므로,  $Z_k$ 의 타임 인덱스는 식 (9)에 보이듯이 다음 장부터 생략한다.

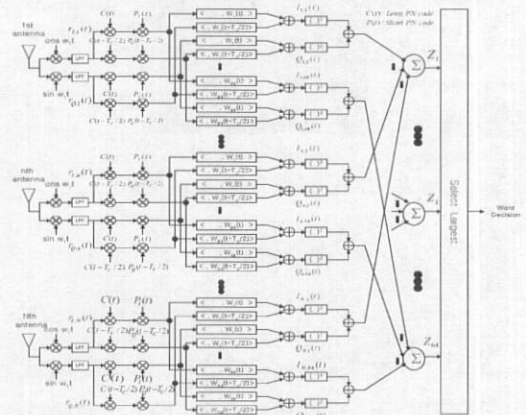


그림 2. 스마트 안테나 기지국용 월쉬 복조기

그림 3은 스마트 안테나 기지국에 구현된 채널카드의 사진이다. 스마트 안테나 기지국에 설치된 각 채널카드는 해당 가입자가 신호를 송수신 하는데 필요한 변/복조 모듈을 포함하고 있다. 이 장에서 논의된 액세스 채널 탐색기와 월쉬 복조기는 채널카드의 복조파트에 포함된다. 그림 3에서 보듯이 백만 게이트급 FPGA인 Altera사의 APEX EP20K1000EBC652 5개로 구현되었다. 채널카드는 본 논문의 주 주제인 액세스 채널 탐색기와 월쉬 복조기, 수신된 트래픽 데이터를 역확산되도록 DSP(TMS320C6203)으로 구현된 트래픽채널 복조기 및 MPC860으로 구현된 채널카드 제어기로 구성되어 있다. 이들 복조관련 모듈은 그림 3에 보이듯이 5개의 FPGA로 구현되었다. 그림 3의 RAKE 수신을 위해 각 사용자에게 4개의 핑거를 제공한다[15]. 액세스 탐색기에 의해 할당된 4개의 핑거의 각 수신 데이터는 FPGA로 구현된 월쉬복조기에서 복조된다. 복조기 제어기는 월쉬복조기에서 복구된 6비트워드 액세스 프로브를 복조한다. 또

한, 원하는 가입자의 CRC가 액세스 프로브에 포함되어 있기 때문에 6비트 워드를 이용하여 원하는 가입자의 상태의 감시가 가능하다. 이 CRC정보는 채널 카드제어기에 전달된다. 채널카드 제어기는 액세스 프로브에서 복구된 메시지를 사용하여 호처리를 수행할 뿐만 아니라 상위계층과 물리계층 사이의 인터페이스를 제공한다.

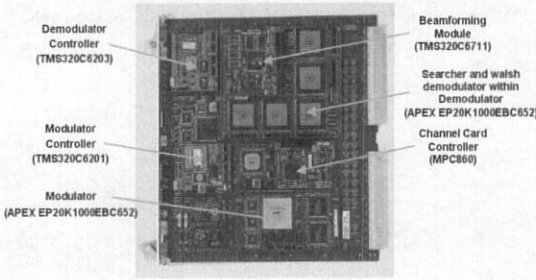


그림 3. 스마트 안테나 기지국용 채널 카드

#### IV. 성능 분석

##### IV. 1. 신호 모델링

이 장에서는, 제안된 액세스 채널 복조기의 성능분석을 여러 가지 컴퓨터 모의실험을 통하여 제시한다.  $m_0$ 번째를 기준 안테나 소자로 가정하고,  $m$ 번째 안테나 소자에서의 기저대역 수신신호는 식 (13)과 같이 표시된다[4],[7]-[9]. 식 (13)에서 인덱스  $j, k$  그리고  $q$ 는 각각 가입자, 전달 경로, 산란 성분을 나타내고  $S_{j,k}(t)$ 는  $j$ 번째 가입자가  $k$ 번째 패스를 통해서 수신한 신호를 의미한다.

$$x_m(t) = \sum_{j=1}^M K_j \left( \sum_{k=1}^{L_j} S_{j,k}(t) e^{j2\pi f_c \cos(\phi_{j,k} - f_c \tau_{j,k})} \right) e^{-j(\omega_c - \omega) t + j\theta_{j,k}} + n(t) \quad (13)$$

$f_c$ 는 도플러 편이,  $\phi$ 는 배열안테나 면에서 측정된 원하는 가입자의 이동방향을 나타내고,  $f_c$ 는 캐리어의 주파수,  $\tau$ 는 신호의 전파 지연이고,  $\theta$ 는 수신신호의 도래 각이고,  $n(t)$ 는 잡음에 의해 결정되는 평균이 0인 가우시안 랜덤 량이다. 식 (13)의 신호모델은 각 퍼짐을 포함한다.  $M, K_j$  와  $L_k$ 는 각각 가입자 수, 멀티패스 수, 산란 성분의 수를 나타낸다.

클러스터에서 전파지연은  $\tau_{j,k,q} \cong \tau_{j,k}$ 와 같이 모두

동일하다[7]. 각 멀티패스의 크기는 3GPP2 규격의 6 핑거모델에 따라 0.6369 : 0.5742 : 0.3623 : 0.2536 : 0.2595 : 0.0407로 결정하고, 각각의 전력비는 0.4056 : 0.3297 : 0.1313 : 0.0643 : 0.0673 : 0.0017로 하였다 [11]. 본 논문의 주 이슈인 액세스 채널 데이터의 복구를 위해서, 페이딩으로 인하여 매 샘플링 시간에서 순시 크기가 변하는 6개 중에서 가장 큰 4개의 핑거를 선택하고, 이전에 언급한대로 수신기의 핑거 개수는 4개이다.

##### IV. 2. 탐색기의 성능

파일럿 신호의 이용이 불가능한 액세스 상태에서, 서칭 즉 PN코드 획득은 액세스 프로브에 포함된 프리앰블을 사용하여 수행된다. 구현된 스마트 안테나 기지국에서 액세스 프로브는 5 프레임의 프리앰블과 4 프레임의 메시지로 구성되어 있다. 적분구간은 384 칩 구간(312.5  $\mu$ sec)을 설정되었고, 1/4 PCG와 동일하다. 수신신호의 위상편이는 312.5  $\mu$ sec의 적분 구간동안  $f_d = 80$ Hz에 대하여 90 정도이기 때문에, 탐색기의 상관 에너지는 전장에 서술한대로 7 PCG 구간의 상관 값의 평균으로 얻어진다.

그림 4와 5는 각각 AWGN 과 페이딩 채널에서 오경보 확률과 검출 확률의 관점에서 액세스 채널 탐색기의 성능을 설명한다. 그림 4와 5에서 괄호 안에 표시된 숫자는 undesired-to-desired 신호전력비, 즉 SINR (signal to interference plus noise ratio)의 역을 나타낸다. 위상 다이버시티를 이용하도록 설계된 탐색기는 AWGN 채널에서 SINR이 3.3dB가량의 이득을 제공함을 컴퓨터 모의실험을 통해서 확인하였다. 페이딩 환경에서 이득은 5.5dB이다.

탐색기의 성능 증가는 탐색기 내의 검출 변수의 분산을 통하여도 알 수 있다. 검출변수의 분산은  $E[Z(i/2)] - E[Z(i/2)]^2$ 로 구할 수 있다. 여기서,  $E[\cdot]$ 는  $\cdot$ 의 기댓값을 나타내고  $Z(i/2)$ 는 식 (12)에 정의된 검출변수, 즉 상관에너지이다. 그림 6은 정규화된 검출변수의 분산을 나타낸다. "검출" 또는 "미검출"이라는 라벨은 각각 결정변수의 타임레그 ( $i/2$ )에서 신호의 실제 전파지연과 일치 불일치를 나타낸다. 분산을 계산할 때, 상관 에너지는 "검출"인 경우에 얻어지는 평균 상관 에너지  $E[Z(i_0/2)]$ 으로 정규화 된다. 그림 6은 "검출" 과 "미검출" 라벨이 붙은 경우 모두에서 위상 다이버시티가 적용되었을 때 분산이 크게 감소함을 보여준다. 이 사실은 증가된 분산량만큼 검출확률은 증가하고 오검출 확

률은 감소함을 의미한다. 모의실험을 통해서 분산은 거의  $1/N$ , 즉, 제안된 기지국에서는  $1/6$ 로 감소됨을 알 수 있다.

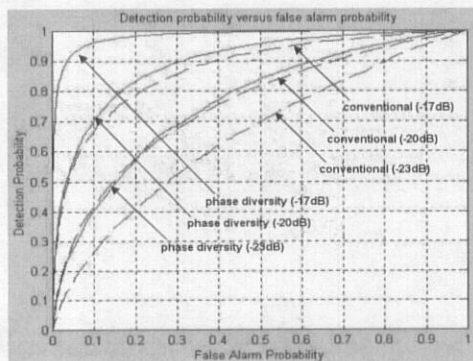


그림 4. AWGN 환경에서의 오경보 확률 대 검출 확률

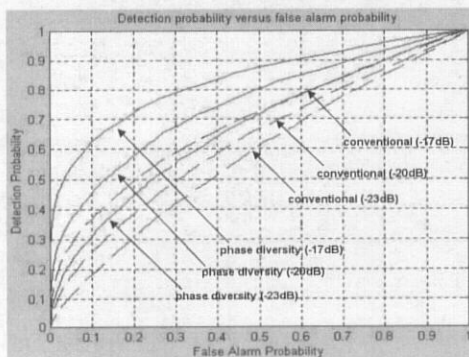


그림 5. 페이딩 환경에서의 오경보 확률 대 검출 확률

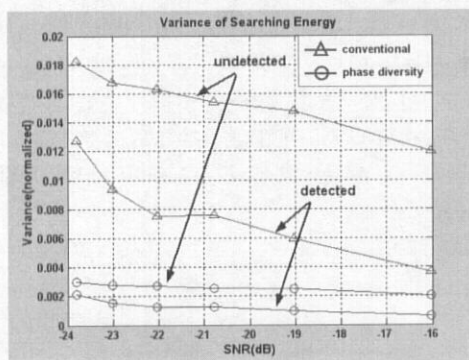


그림 6. 검출 에너지의 분산

### IV. 3. Walsh 복조기의 성능

Walsh 복조기의 성능은 결정 변수  $Z_k$ 의 분포와  $E_b/N_0$ 의 개선으로 제시된다. 그림 7과 8은 SNR = -24dB인 AWGN 채널에서 결정변수  $Z_k$ 의 분포를 설명한다. 단말기에서  $W_{32}$ 에 해당되는 신호가 송신된다고 가정하고 수신된 데이터는 64칩 구간에서 각각의 Walsh 코드와의 상관관계가 이루어진다. 그림 7과 8을 보면, 위상 다이버시티 기술이 채택된 Walsh 복조기의 결정변수인  $Z_{32}$ 는 다른 결정변수인  $Z_{i, i \neq 32}$  뚜렷하게 구별됨을 알 수 있다. 이것은 제안된 시스템에서 상관 값 계산에서 얻어진 분산은 배열 안테나 소자수에 비례하기 때문이다. 결과적으로, Walsh 복조기의 성능은 위상 다이버시티를 가지는 배열 안테나 시스템을 적용함으로 개선된다.

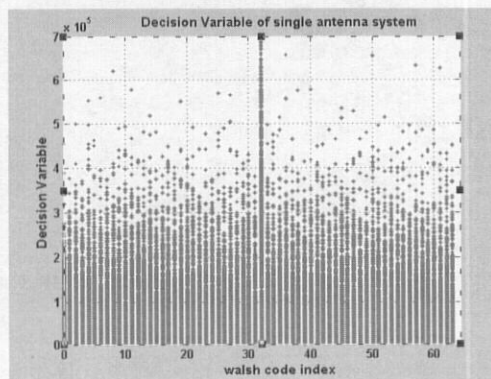


그림 7. 단일 안테나 시스템의 Walsh 복조기의 결정 변수

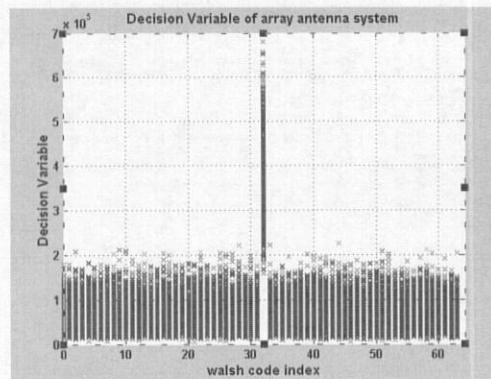


그림 8. 배열 안테나 시스템의 Walsh 복조기의 결정 변수

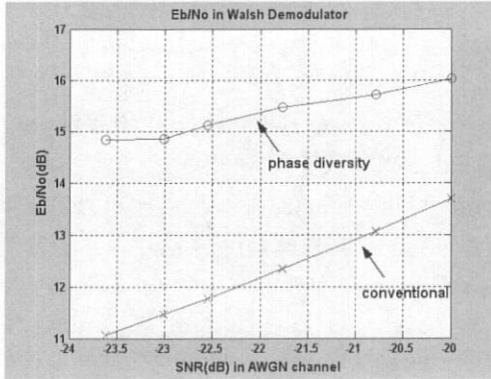


그림 9. 왈쉬 복조기에서  $E_b/N_0$ 의 개선

그림 9는  $E_b/N_0$  관점에서 제안된 왈쉬 복조기의 성능 개선을 나타낸다.  $E_b/N_0$  값은 결정변수의 평균을 계산할 때 사용되는  $E[Z_{32}]$ 와 표준편차의 비율로 얻어진다. 그림 9에 보듯이, 왈쉬복조기의  $E_b/N_0$ 는 2.5 ~ 4 dB 가량 증가한다.

#### IV. 4. 액세스 채널 복조기의 성능

IS-97D[11]에 규정된 액세스 프로브 시험 규격의 요구조건은  $E_b/N_0$ 가 6.5dB일 때 액세스 실패율은 1%를 초과 할 수 없다. 이 장에서는 제안된 액세스 채널 복조기의 액세스 실패 확률이 제시된다. 액세스 실패는 수신된 액세스 프로브에 포함된 CRC의 실패로 검출된다.

그림 10과 11은 각각 AWGN과 페이딩 환경에서의 액세스 실패 확률을 나타낸다. 실패확률 1%를 유지하는데 요구되는  $E_b/N_0$ 는 5dB가량 감소하였다.

위상 다이버시티를 채택한 스마트 안테나 기지국은 기존의 단일 안테나 기지국보다 셀 반경이 기지국에 도달되는 액세스 신호의 전력이 5dB 낮은 수준까지 증가됨을 의미한다. 결과적으로, 최적의 빔패턴을 만드는 최적의 파라미터를 이용할 수 없는 파일럿 데이터의 사용이 불가능한 액세스상태에서도 통신 성능은 증강된다.

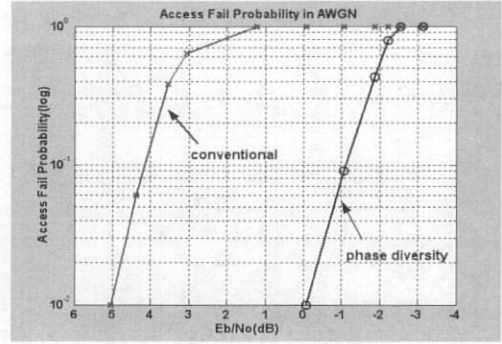


그림 10. AWGN 환경에서 액세스 실패 확률

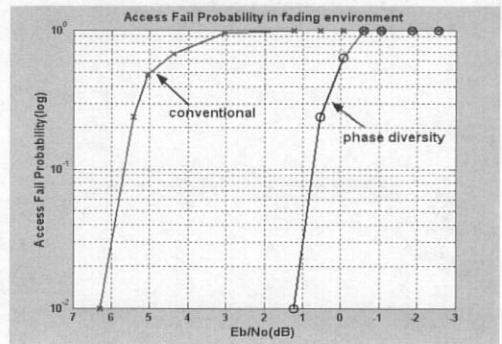


그림 11. 페이딩 환경에서 액세스 실패 확률

### V. 결 론

액세스채널 복조기는 위상다이버시티 이득을 이용할 수 있도록 구현되었다. 제안된 액세스 복조기의 성능은 증가된 검출 확률, 감소된 오경보 확률, 개선된  $E_b/N_0$ 의 관점에서 액세스 탐색기와 왈쉬복조기의 성능으로 증명되었다. 제안된 액세스 복조기의 전체 성능은 액세스 실패 확률로 제시되었다. IS-97D에 규정된 액세스 프로브 시험에서, 제안된 액세스 복조기는 AWGN과 페이딩 환경 모두에서 1%이하의 실패율을 요구하는 최소  $E_b/N_0$ 보다 5dB의 개선을 가져왔다.



참 고 문 헌

- [1] H. Hwang, J. Park, Y. Kim, S. Ahn, H. Im, S. Choi, "Performance improvement of smart antenna system in terms of searching and tracking capability due to phase diversity technique in IS2000 1X signal environment", *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2002. IEEE, Volume: 1, 2002. Page(s): 614 -617 vol.1
- [2] Xu, CDMA (IS-95A) access channel performance analysis", *Vehicular Technology Conference, 1999. VTC 1999 - Fall. IEEE VTS 50th*, Volume: 1, 1999 Page(s): 426 -430 vol.1
- [3] B. Widrow, P. E. Mantey, L.J. Griffiths, and B.B. Goode, "Adaptive Antenna System", *Proc. IEEE*, vol. 55, No.12, pp.2143-2159, Dec.1967
- [4] A. F. Naguib, "Adaptive Antennas for CDMA wireless Networks", *Ph.D. Dissertation, Department of Electrical Engineering, Stanford University*, August, 1996
- [5] H. Park, B. Kang, S. Bang, Y. Han, "A maximum-likelihood technique for preamble search in a CDMA reverse link", *Vehicular Technology Conference, 1997 IEEE 47th*, Volume: 3, 4-7 May 1997. Page(s): 1614 -1618 vol.3
- [6] J. S. Lee and L. E. Miller, *CDMA System Engineering Handbook*, Artech House, 1998.
- [7] S. Choi, J. Choi, H. Im, B. Choi, "A novel adaptive beamforming algorithm for antenna array CDMA systems with strong interferers", *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, Volume: 51 Issue: 5, Sep 2002. Page(s): 808 -816
- [8] S. Choi, T. K. Sarkar and J. Choi, "Adaptive antenna array for direction of arrival estimation utilizing the conjugate gradient method", *Signal Processing*, Vol.45. Issue 3, pp.313-327, 1995.
- [9] S. Choi, H. M. Son and T. K. Sarkar, "Implementation of smart antenna system on a general purpose digital signal processor utilizing a linearized CGM", *Digital Signal Processing*, Vol.7, No.2, pp.105-119, 1997.
- [10] G. V. Tsoulos and G. E. Athanasiadou, "On the application of adaptive antennas to microcellular environments: Radio channel characteristics", *PIMRC 99*, pp.A2-5, September 12-15, 1999.
- [11] 3GPP2, "Recommended Minimum Performance Standards for cdma2000 Spread Spectrum Base Stations", *C.S0010-B v1.0*, pp.3-23~3-26, 2002
- [12] A. Papoulis, *Probability, Random Variables, and Stochastic Process*, New York: McGraw-Hill, 1965.
- [13] Joseph C. Liberti, Jr., Theodore S. Rappaport, *Smart Antenna for Wireless Communications*, Upper Saddle River: Prentice Hall, 1999.
- [14] S. Choi, W. Lee, S. Hyeon, H. Bahk, C. Lee, J. Kim, "Performance of Smart Antenna Base Station Implemented for CDMA2000 1X", *MPRG symposium 2003*. June 4-6, 2003.
- [15] Y. Kim, H. Im, J. Park, H. Bahk, J. Kim, S. Choi, "Implementation of Smart Antenna Base Station with Novel Searcher and Tracker for CDMA2000 1X", *ICCS2002, IEEE 8th*, November 25-28, 2002

최 승 원(崔勝元)



1976년 3월~1980년 2월 : 한양대학교 공과대학 전자공학과(공학사)

1980년 3월~1982년 2월 : 서울대학교 공과대학 전자공학과(공학석사)

1984년 9월~1985년 12월 :

Syracuse University 전산공학(공학석사)

1986년 1월~1988년 12월 : Syracuse University 전산공학(공학박사)

1982. 11.~1984. 7. : (주) 금성사 중앙연구소 연구원

1988. 8.~1989. 5. : Syracuse University 전기 및 전산과 조교수

1989. 6.~1992. 8. : ETRI 선임 연구원

1990. 3.~1992. 2. : 일본 우정성 통신연구소, 초빙 연구원

2000. 1.~현재 : (주) 한텔, 연구소장

1992. 9.~현재 : 한양대학교 전자전기공학부, 교수

<관심분야> 전자통신 공학, SDR, 스마트 안테나

현 승 헌(玄昇憲)



2002년 2월 : 한양대학교 전자통신전파공학과 졸업

1992년 3월~현재 : 한양대학교 전자통신전파공학과 석사과정

<관심분야> 통신공학, 스마트 안테나, SDR

김 성 도(金聖道)



1984년 3월~1988년 2월 : 한양대학교 전자통신공학과(공학사)

1988년 3월~1990년 2월 : 한양대학교 전자통신공학과(공학석사)

1997년 2월~현재 : 한양대학교

전자통신전파공학과 박사과정 수료

1990년 3월~2000년 2월 : 국방과학연구소 선임 연구원

2000년 2월~2002년 6월 : 현대전자 3G시스템기술 연구팀 책임연구원

2002년 6월~현재 : 에이스 테크놀로지 신규사업팀 부장

<관심분야> 스마트안테나, SDR, CDMA, PA linearization