

RACH 프리앰블 구조에 적합한 WCDMA 역방향 링크 수신기용 고속 프리앰블 탐색기의 설계

준회원 정은선*, 정회원 도주현*, 이영용**, 정성현***, 최형진*

Design of high-speed preamble searcher adequate for RACH preamble structure in WCDMA reverse link receiver

Eun-Sun Jung* Associate Member, Joo-Hyun Do*, Young-Yong Lee**, Sung-Hyun Chung***, Hyung-Jin Choi* Regular Members

요 약

본 논문에서는 RACH(Random Access Channel) 구조에 적합한 WCDMA 역방향 링크 수신기용 고속 프리앰블 탐색기를 제안한다. WCDMA 시스템에서는 IS-95 시스템과 상이한 AISMA(Acquisition Indication Sense Multiple Access)방식을 적용하고 있으므로 UE에서 송신하는 RACH 프리앰블과 수신하는 AI(Acquisition indicators)의 시간 제한이 존재하며, 또한 RACH에 할당된 시그니처의 수가 제한적이므로 원활한 동작을 위하여 RACH 프리앰블에 대한 빠른 포착 확인이 요구된다.

본 논문에서 제안하는 프리앰블 탐색기는 2 안테나 기반의 구조로 빠른 포착(acquisition)을 위하여 radix-2 16 point FFT구조를 갖는 FHT(Fast Hadamard Transform)를 적용하였다. 본 논문의 FHT는 각 시그니처를 상관하는 일반적인 방식보다 최대 32배의 빠른 포착이 가능하다. 이러한 빠른 포착 능력을 기반으로 전체 프리앰블 4096칩에 대한 상관을 수행함으로써 포착 성능을 극대화하였다. 본 논문에서 제안한 프리앰블 탐색기는 WCDMA 기지국 모뎀 구현에 적용되었으며, 성능 분석은 Neyman-pearson 방식을 이용하였다.

Key Words : WCDMA reverse link, PRACH, Preamble searcher, FHT, AISMA, Fast acquisition

ABSTRACT

In this paper, we propose a high speed preamble searcher feasible for RACH(Random Access Channel) preamble structure in WCDMA reverse link receiver. Unlike IS-95, WCDMA system uses AISMA(Acquisition Indication Sense Multiple Access) process. Because of the time limit between RACH preamble transmission and AI(Acquisition Indicators), and the restriction on the number of RACH signatures assigned to RACH preamble, fast acquisition indication is required for efficient operation.

The preamble searcher proposed in this paper is based on 2-antenna system and has adopted FHT algorithm that has the radix-2 16 point FFT structure. The acquisition speed using FHT is 64 times faster than the conventional method that correlates each signature. Based on their fast acquisition scheme, we improved the acquisition performance by calculating the correlation up to the 4096 chips of the total preamble length. The performance is analyzed by using Neyman-pearson method. The proposed algorithm has been applied for the implementation of WCDMA reverse link receiver modem successfully.

*성균관대학교 정보통신공학부(hjchoi@ecc.skku.ac.kr), **삼성전자 TN총괄 통신연구소(youngyong.lee@samsung.com)

*** 에이로직스 정보통신연구소(shchung@alogics.com)

논문번호 : 040103-0308, 접수일자 : 2004년 3월 9일

1. 서론

WCDMA 시스템의 랜덤 액세스 방식은 Slotted ALOHA 방식을 기반으로 한다는 점에서 IS-95와 유사하나 세부 전송 방식에서는 기존의 IS-95와 중요한 차이점을 가진다. IS-95에서 액세스 채널을 통하여 데이터를 전송할 경우, 동기 획득을 위한 프리앰블 부분에 메시지 부분을 붙여서 전송한다. 따라서 프리앰블이 제대로 수신되지 않는 경우에도 메시지가 전송되므로 무선 채널 간섭의 증가로 인한 채널 용량의 감소를 초래한다. 그러나 WCDMA 시스템에서는 액세스 초기에 PRACH의 프리앰블만을 전송하며, AICH(Acquisition Indicators Channel)를 통하여 기지국으로부터 액세스 프리앰블에 대한 동기가 이루어졌음을 확인받은 후 메시지 부분을 전송하는 AISMA(Acquisition Indication Sense Multiple Access)방식을 사용하고 있다. 따라서, IS-95와 같은 채널 용량의 감소를 막을 수 있으나, 빠른 포착 인을 위한 고속 프리앰블의 탐색기가 요구된다.

본 논문에서 제시한 프리앰블 탐색기는 정합필터 기반^[2,4]으로 직렬 탐색 방식과 병렬 탐색 방식을 혼합한 고속 탐색기이며, 다수의 단말로부터 전송된 신호를 안정적으로 포착해야 하는 기지국의 특성을 고려하여 상관 구간이 매우 긴 single dwell 방식을 적용하였다. 본 논문에서 제안한 프리앰블 탐색기는 PRACH 구조^[8]를 기반으로 설계되었으나 구조가 매우 유사한 PCPCH(Primary Common Pilot Channel)의 프리앰블 포착에도 적용이 가능하다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2 장에서는 PRACH의 구조 및 PRACH/AICH 타이밍 관계에 대해 설명한다. 3 장에서는 설계된 프리앰블 탐색기의 구조와 동작 과정을 설명하며, 4 장에서는 빠른 포착 핵심 요소인 FHT(Fast Hadamard Transform)^[5]를 분석한다. Neyman-pearson 방식^[6]에 의거한 수식적인 분석과 컴퓨터 모의실험을 통하여 설계된 프리앰블 탐색기에 대한 성능 평가를 5 장에서 수행하였으며, 마지막으로 6 장에서 결론을 도출하였다.

II. WCDMA PRACH 구조 및 PRACH/AICH 타이밍 관계

PRACH는 RACH 전송을 담당하는 물리 채널로써 두 프레임당(20ms) 15 개의 액세스 슬롯을 가지며,

한 액세스 슬롯당 5120 칩으로 구성된다^[8]. RACH의 전송구조는 그림 1과 같으며, 한 개나 복수 개의 프리앰블 부분과 길이가 10ms 또는 20ms인 메시지 부분으로 구성된다. PRACH 프리앰블 부분은 16칩 길이를 갖는 시그니처를 256번 반복하여 4096칩 길이의 프리앰블을 구성한다. 식 (1)에 PRACH 랜덤 액세스 프리앰블 코드 $C_{pre, n}$ 의 생성방법을 나타내었다.

$$C_{pre, n, s}(k) = S_{r-pre, n}(k) \times C_{sig, s}(k) \times e^{j\left(\frac{\pi}{4} + \frac{\pi}{2}k\right)},$$

$$k = 0, 1, 2, 3, \dots, 4095 \quad (1)$$

여기서 $S_{r-pre, n}$ 는 프리앰블 스크램블링 코드이고, $C_{sig, s}$ 는 프리앰블 시그니처로 표 1에 나타내었다.

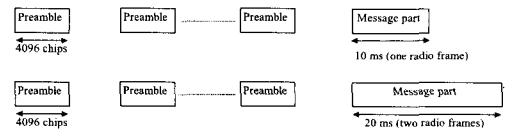


그림 1. 랜덤 액세스 전송 구조

표 1. 프리앰블 시그니처

Preamble signature	Value of n															
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
P0(n)	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
P1(n)	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1
P2(n)	1	1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	1	-1	-1
P3(n)	1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	1	-1	-1	1
P4(n)	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1
P5(n)	1	-1	1	-1	-1	1	-1	1	1	-1	1	-1	-1	1	-1	1
P6(n)	1	1	-1	-1	-1	-1	1	1	1	1	-1	-1	-1	1	1	1
P7(n)	1	-1	-1	1	-1	1	1	-1	1	-1	-1	1	-1	1	1	-1
P8(n)	1	1	1	1	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
P9(n)	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1
P10(n)	1	1	-1	-1	1	1	-1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	1	1
P11(n)	1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	1	1	-1	-1	1	1	-1
P12(n)	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	1	1
P13(n)	1	-1	1	-1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	-1
P14(n)	1	1	-1	-1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	1	1	1	-1	-1
P15(n)	1	-1	-1	1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1	-1	-1	1

상향링크 PRACH와 하향링크 AICH의 타이밍 관계를 그림 2에 나타내었다. τ_{p-p} 는 프리앰블간의 시간 간격, τ_{p-a} 는 프리앰블과 AI간의 시간 간격, 그리고 τ_{p-m} 은 프리앰블과 메시지의 시간 간격을 나타낸다. 3GPP TS 25. 211에서 제시하고 있는 최대 τ_{p-a} 는 7680칩이므로 프리앰블 탐색기

의 동작시간은 7680 칩에서 RTD(Round Trip Delay)를 제외한 시간으로 매우 제한적이다.

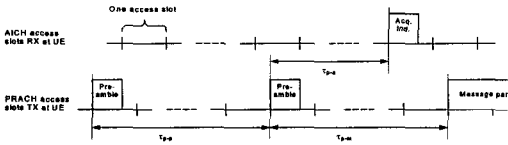


그림 2. PRACH와 AICH의 타이밍 관계

RTD는 UE와 기지국간의 직경로(LOS:Line Of Sight)가 형성되었을 경우 셀 반경에 비례하며, 셀 반경 20km를 기준으로 할 때 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$\begin{aligned} \text{칩당이동거리} &= \text{빛의속도} \times T_c(\text{chip duration}) \\ &= \frac{3 \times 10^8 (m/s)}{3.84 \times 10^6 (chip/s)} \\ &= 78.125m/chips \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} \text{전송지연시간} &= \text{셀반경}/\text{칩당이동거리} \\ &= \frac{20km}{78.125m/chip} = 256 chip \end{aligned} \quad (3)$$

또한 탐색기의 탐색 범위는 RTD의 절반이므로 최대 256칩 구간이 되며 칩 당 2개의 가설 지점을 탐색할 경우 총 512개의 가설 지점이 존재하게 된다.

III. 프리앰블 탐색기

제안하는 프리앰블 탐색기의 구조를 그림 3에 나타내었다. 제안하는 탐색기는 두개의 안테나에서 신호를 수신하여 32칩이 동시에 상관되는 정합 필터(matched filter) 구조이며, 8개의 정합필터를 병렬로 배치하여 동시에 8개의 가설 지점에 대한 탐색이 가능하도록 구성되어있다. 전체 상관 길이인 4096칩을 고려할 때, 세부 구성 및 동작은 다음과 같다.

먼저 입력 샘플 버퍼에 전체 상관 길이만큼의 입력 샘플을 저장한 후, 입력 샘플 버퍼와 PN 버퍼로부터 32개의 샘플을 읽어 들여 칩 속도보다 16배 빠른 속도로 상관함으로써 스크램블링 코드를 제거한다. 이 때, 칩 구간동안 512칩에 해당하는 상관기 수행되며, 시그너처 코드가 16칩 단위로 반복되므로 32개의 상관기와 16개의 누적기만으로 동기 누적을

수행할 수 있다. 동기 누적 구간에 해당하는 상관기 완료되면 radix-2 FFT구조의 FHT를 사용하여 시그너처 코드를 제거한다. FHT 출력 신호의 에너지를 계산 후, Ant.#1과 Ant.#2의 에너지를 합하여 최대 상관길이(4096 칩)가 되도록 비동기 누적을 수행한다. 검출 전 각 가설의 에너지는 시그너처별로 정렬하여 시그너처당 최대 가설지점을 4개씩 검출한다. 제안된 탐색기를 사용하여 512개의 가설지점을 탐색할 경우 하나의 가설 지점 당 8칩에 해당하는 시간이 소요되며 또한, 8개의 상관기 블록이 사용되므로 하나의 안테나 당 전체 가설 지점에 대한 탐색 시간은 512칩 구간이 된다. 결과적으로 2개의 안테나를 고려하는 경우 전체 탐색 소요 시간은 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned} \text{셀 탐색 소요 시간} &= \text{RTD}(512chips) \\ &+ \text{입력 샘플 버퍼에 소요되는시간}(4096chips) \\ &+ \text{탐색시간}(512chips/Ant. \times 2Ant.) \\ &= 5632 chips \end{aligned}$$

따라서, τ_{p-a} 의 최대 구간이 7680칩임을 고려하면, 이 범위 내에서 탐색이 가능하다.

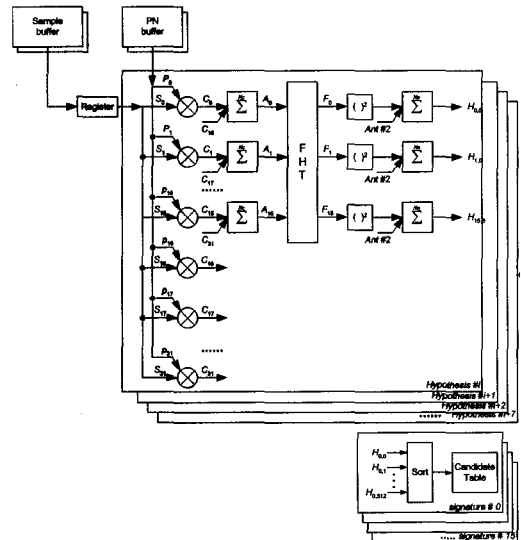


그림 3. 프리앰블 탐색기의 구조

IV. FHT(Fast Hadamard Transform)

Hadamard Transform은 데이터 압축을 목적으로

신호처리나 영상정보를 표현하는데 매우 실용적인 직교 변환 함수로 알려져 있다.⁵⁾ 이는 Hadamard 행렬이 +1이나 -1로만 구성되어 있어 신호 샘플의 덧셈과 뺄셈만으로 신호 변환(Signal Transform)이 가능하기 때문이다.

FHT를 이해하기 위해서는 우선 고차원 Hadamard 행렬을 낮은 차수의 Hadamard 행렬로 분해하는 방식을 살펴볼 필요가 있다. 본 논문에서는 Kronecker tensor product 연산으로 행렬 분해(matrix decomposition)하였으며⁶⁾, 이를 이용하여 FHT의 동작을 명료하게 설명하였다.

어떤 정수 k 에 대해 $N = 2^k$ 가 성립한다고 할 때, H_N 과 I_N 은 각각 $N \times N$ 의 Hadamard 행렬과 단위 행렬이다. H_N 은 +1 또는 -1로 구성되어 있으며, 각 행과 열은 서로 직교한다. N 차원 벡터 f 에 대한 Hadamard 변환은 식 (4)와 같이 표현할 수 있다.

$$F = H_N f \quad (4)$$

H_N 을 H_2 , I_2 와 $H_{N/2}$ 로 분해하면, 식(5)와 같다.

$$\begin{aligned} H_N &= H_2 \otimes H_{N/2} \\ &= H_{N/2} \otimes H_2 \\ &= (H_2 \otimes I_{N/2})(I_2 \otimes H_{N/2}) \\ &= (I_2 \otimes H_{N/2})(H_2 \otimes I_{N/2}) \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 \otimes 은 Kronecker product 연산 기호이고, $H_2 = \begin{bmatrix} +1 & +1 \\ +1 & -1 \end{bmatrix}$ 이다. Kronecker product 연산은 교환 법칙이 성립하며 식 (6)과 같이 단위행렬에 대해서는 행렬 확장이 가능하다.

$$I_n \otimes I_l = I_{nl} \quad (6)$$

여기서 I_n 은 $n \times n$ 행렬이고, I_l 은 $l \times l$ 행렬, I_{nl} 은 $n \cdot l \times n \cdot l$ 행렬이다.

$H_{N/2}$ 도 식 (5)와 동일한 방식으로 순환연산이 가능하며, 그 결과 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다. k 는 앞에서 언급한 바와 같이, $N = 2^k$ 이 성립하며, 2보다 큰 정수이다.

$$H_N = \prod_{i=1}^k (I_i \otimes H_2 \otimes I_{N/2^i}) \quad (7)$$

제안된 FHT구조를 그림 4에 나타내었다. FHT의 구조를 행렬 연산으로 표현하면 식 (8)-(11)과 같다. 그림 4에서 FHT 마지막 단의 출력신호를 f_4 , 입력 신호를 f_0 라 하면, 첫 번째 단 통과 신호의 Hadamard 변환을 식 (8), 두 번째 단 통과 신호에 대한 Hadamard 변환을 식 (9), 세 번째 단 통과 신호에 대한 Hadamard 변환을 식 (10), 마지막으로 네 번째 단을 통과한 신호에 대한 Hadamard 변환을 식 (11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$f_4 = H_{16} f_0 = \{H_8 \otimes H_2\} f_0 \quad (8)$$

$$\begin{aligned} &= \{I_2 \otimes H_8\} \{H_2 \otimes I_8\} f_0 \\ &= \{I_2 \otimes H_8\} f_1 = \{I_2 \otimes H_4 \otimes H_2\} f_1 \\ &= \{I_2 \otimes [(I_2 \otimes H_4)(H_2 \otimes I_4)]\} f_1 \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} &= \{I_4 \otimes H_4\} \{H_2 \otimes I_8\} f_1 \\ &= \{I_4 \otimes H_4\} f_2 \end{aligned} \quad (10)$$

$$= \{I_8 \otimes H_2\} f_3 \quad (11)$$

여기서 식 (8)과 식 (9)는 자세한 수식과정을 기술하였으며, 식 (10)과 식 (11)의 수식 전개 방식은 식 (9)와 유사하므로 결과만 표시하였다.

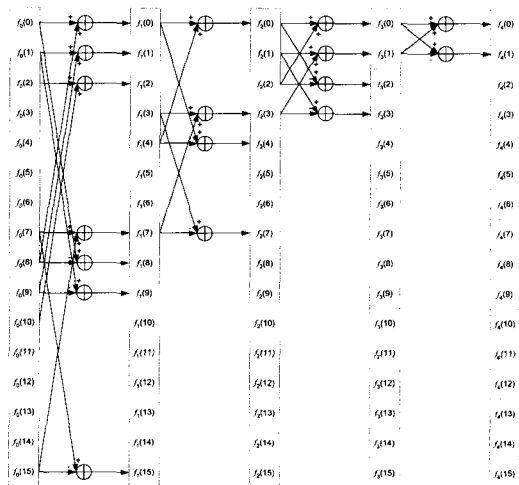


그림 4. FHT(Fast Hadamard Transform) 구조

본 논문의 FHT는 시그너처간의 상관관계를 구하는 구조이다. 따라서 H_{16} 행렬의 각 행은 표 1에

제시된 시그너처에 해당한다. 이 시그너처 신호는 직교함수의 특징을 가지고 있기 때문에 동기가 맞는 행에서는 가장 큰 값을 출력하며, 동기가 맞지 않는 행에 대해서는 0의 값을 출력한다. 예를 들어 표 1의 $P_y(n)$ 에 해당하는 시그너처가 FHT를 통과하면, FHT의 출력단의 $f_4(9)$ 에서 입력신호의 16배에 해당하는 값을 출력하며, 나머지 행에서는 0의 값을 출력한다.

16칩 길이의 시그너처에 대한 상관과정을 기존의 정합 필터 방식으로 수행한다면 각 시그너처에 대한 탐색이 이루어져야 하므로 가설지점이 16배로 증가한다. 또한 FHT대신 16개의 상관기를 사용해야 하므로 2배의 연산 시간이 필요하지만 FHT의 알고리즘은 한번의 동작으로 정확한 시그너처를 산출할 수 있다. 따라서 본 구조를 적용하면 상관기를 사용한 방식보다 최대 32배의 빠른 포착이 가능하게 된다.

V. 시스템 성능 분석

5.1 Preamble 수신 신호

수신된 PRACH 프리앰블은 식 (12)와 같이 나타낼 수 있다.

$$r(t) = 2\sqrt{E_c} \cdot \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(t-\tau-kT_c) S_{r-pre,n}(k) C_{sig,s}(k) \cdot [a^I(k) \cos(2\pi f_0 t + \phi) - a^Q(k) \sin(2\pi f_0 t + \phi)] \quad (12)$$

여기에서, E_c 는 칩 에너지, τ 는 무선 채널에서 발생하는 시간 지연, f_0 는 반송파 주파수 그리고 ϕ 는 초기 위상 오차를 의미한다. 또한 $h(t)$ 는 송신 단 정합 필터의 임펄스 응답을 의미한다. 위 식에서 $a^I(k)$ 와 $a^Q(k)$ 는 Hybrid PSK(HPSK) 신호의 I (real)와 Q (Imaginary) 성분으로 식 (13)과 같다.

$$a(k) = a^I(k) + ja^Q(k) = e^{j\left(\frac{\pi}{4} + \frac{\pi}{2}k\right)}, \quad k = 0, 1, \dots, 4095 \quad (13)$$

Hybrid PSK 신호 $a(k)$ 는 modulo 4 단위로 변하는 반복 신호이다. 따라서, HPSK로 인한 신호의

위상 변화를 제거하기 위하여 식 (14)와 같은 과정을 수행해야 하며, 이것은 단순 스위칭 동작만으로 위상 복구 구현이 가능하다. 규칙적인 HPSK의 위상 변화는 표 2에 제시하였으며, 이 규칙성은 HPSK의 위상제거에도 적용되므로 표 3에 나타내었다.

$$\bar{y}(k) = (\hat{y}^I(k) + j\hat{y}^Q(k)) \cdot \left(e^{j\frac{\pi}{2}k}\right)^* \quad (14)$$

표 2. HPSK 신호의 규칙성

$k \bmod 4$	0	1	2	3
$a(k)$				
$a^I(k)$	$1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$
$a^Q(k)$	$1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$

표 3. HPSK 신호의 위상제거

$k \bmod 4$	0	1	2	3
$\bar{y}(k)$				
$\bar{y}^I(k)$	$\bar{y}^I(k)$	$\bar{y}^Q(k)$	$-\bar{y}^I(k)$	$-\bar{y}^Q(k)$
$\bar{y}^Q(k)$	$\bar{y}^Q(k)$	$-\bar{y}^I(k)$	$-\bar{y}^Q(k)$	$\bar{y}^I(k)$

식 (12)의 수신 신호가 정합 필터(matched filter)의 디스크램블링 블록을 통과한 후의 출력은 다음과 같다.

$$y^I(k) = \sqrt{E_c} R(\tau) C_{sig,s}(k) \cdot \left[\cos \frac{\pi}{4} \cos \phi + \sin \frac{\pi}{4} \sin \phi \right] + \nu^I(k) \quad (15)$$

$$y^Q(k) = \sqrt{E_c} R(\tau) C_{sig,s}(k) \cdot \left[\sin \frac{\pi}{4} \cos \phi - \cos \frac{\pi}{4} \sin \phi \right] + \nu^Q(k) \quad (16)$$

여기서, $\nu^I(k)$ 와 $\nu^Q(k)$ 는 전력 밀도가 $I_0/2$ 인 디스크램블링 후의 간섭과 잡음 신호이다.

디스크램블링된 신호를 N_c 회만큼 동기 누적한 신호 \hat{Y} 의 평균과 분산은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$E[\hat{Y}^I] = \frac{N_c}{\sqrt{2}} \sqrt{E_c} R(\tau) C_{sig,s}(i) [\cos \phi + \sin \phi] \quad (17)$$

$$E[\hat{Y}^Q] = \frac{N_c}{\sqrt{2}} \sqrt{E_c} R(\tau) C_{sig,s}(i) [\cos \phi - \sin \phi]$$

$$(18)$$

$$\text{Var}[\hat{Y}^I] = \text{Var}[\hat{Y}^Q] = \frac{N_c I_0}{2} \quad (19)$$

N_c 구간 동안 동기 누적된 신호의 시그너처에 대한 가설 검증은 FHT를 통하여 수행되며, FHT를 통과한 신호 Y 의 평균과 분산은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$E[Y^I] = \frac{N_c N_f}{\sqrt{2}} \sqrt{E_c} R(\tau) [\cos \phi + \sin \phi] = \mu_I \quad (20)$$

$$E[Y^Q] = \frac{N_c N_f}{\sqrt{2}} \sqrt{E_c} R(\tau) [\cos \phi - \sin \phi] = \mu_Q \quad (21)$$

$$\text{Var}[Y^I] = \text{Var}[Y^Q] = \frac{N_c N_f I_0}{2} = \sigma^2 \quad (22)$$

5.2 주파수 오차의 영향

주파수 오차는 크게 두 가지의 요인에 의해 발생한다. 첫 번째는 송신기와 수신기간의 오실레이터(oscillator) 불일치에 의해 발생하며, 이를 잔류 주파수 오차(residual frequency offset)이라 한다. 두 번째는 이동국이 기지국과 직경로(Line of sight)를 형성하여 이동할 때 발생하며, 일반적으로 도플러 천이(doppler shift)라고 한다. 이러한 주파수 오차는 신호 검출에 영향을 미치며, 그 감쇄 정도를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$D(\Delta f) \approx \left[\frac{\sin(\pi N_c \Delta f T_c)}{\pi N_c \Delta f T_c} \right]^2 \quad (23)$$

여기에서, $D(\Delta f)$ 는 주파수 오차(Δf)에 해당하는 감쇄인자이다.

그림 5는 동기 누적 길이 N_c 를 고려하여 주파수 오차로 인한 감쇄인자를 도시하였다. 동기 누적 길이가 증가할수록 주파수 오차에 대한 성능 열화가 심해짐을 알 수 있다. 동기 누적 및 비동기 누적과 주파수 오차를 고려한 실질적인 SNR 증가분은 다음과 같다.

N_n 회 비동기 누적된 신호 Z 의 평균은 식 (24)와 같다고 할 때, 주파수 오차로 인한 감쇄 정도를 식 (25)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} E[Z] &= E[Z_1 + Z_2 + \dots + Z_{N_n}] \\ &= E\left[\sum_{k=1}^{N_n} (Y^I(k))^2 + \sum_{k=1}^{N_n} (Y^Q(k))^2 \right] \\ &= N_n N_c^2 N_f^2 E_c R^2(\tau) \end{aligned} \quad (24)$$

$$E[Z] = N_n N_c^2 N_f^2 E_c R^2(\tau) D(\Delta f) \quad (25)$$

따라서 비동기 누적후 주파수 오차로 인한 최종 SNR은 다음과 같이 계산 할 수 있다.

$$\begin{aligned} \text{SNR} &= \frac{N_n N_c^2 N_f^2 E_c R^2(\tau) D(\Delta f)}{N_n N_c N_f I_0} \\ &= N_c N_f R^2(\tau) D(\Delta f) \frac{E_c}{I_0} \\ &= \text{SNR}_{\text{improvement}} \cdot \frac{E_c}{I_0} \end{aligned} \quad (26)$$

여기서 $\text{SNR}_{\text{improvement}}$ 는 동기 누적 구간에 따른 신호 전력의 증가와 주파수 오차에 따른 신호 전력의 감쇄를 모두 고려한 비동기 누적후의 실질적인 SNR의 증가분으로 그림 6에 나타내었다. 그림 5와 그림 6을 비교하면 동기 누적 길이가 길어질수록 신호 에너지가 증가하므로 주파수 오차로 인한 감쇄 인자가 상쇄됨을 알 수 있다. 또한 $\text{SNR}_{\text{improvement}}$ 가 신호의 검출 능력과 직결됨을 감안한다면, 2048칩 구간일 때 주파수 오차 환경에서 가장 우수한 검출 확률을 가질 것을 예상할 수 있다.

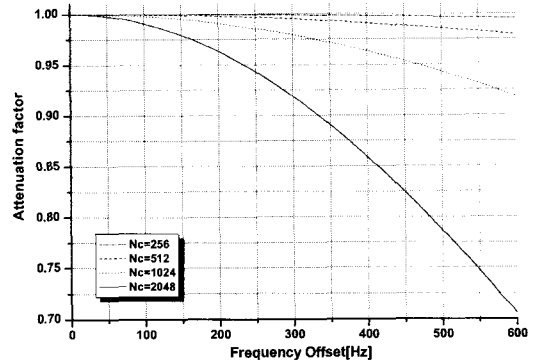


그림 5. 동기 누적 길이에 따른 감쇄 인자

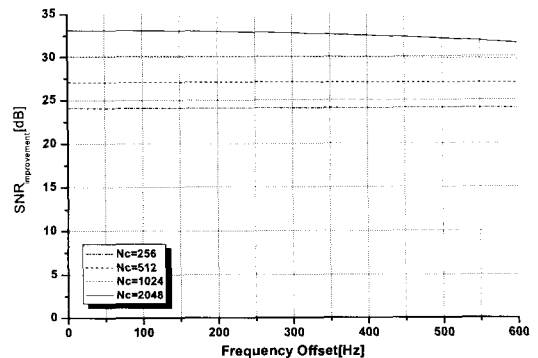


그림 6. 주파수 오차를 고려한 실질 SNR 증가분

5.3 결정변수(decision variables)의 확률 밀도 함수

5.3.1 AWGN(Additive White Gaussian Noise)채널 환경

H_i 가설은 수신된 신호의 스크램블링 코드와 시 그너쳐 동기가 맞는 지점에 대한 가설이며, 이때, 비동기 누적 버퍼에 입력되는 추정치 Z_i 는 식 (27)과 같다. 이때 비동기 누적 후의 출력에 대한 추정치는 $Z = Z_1 + Z_2 + \dots + Z_{N_n}$ 이다.

$$Z_i = [\mu_I + N_I]^2 + [\mu_Q + N_Q]^2 \quad (27)$$

여기서 μ_I 와 μ_Q 는 FHT를 통과한 평균 신호 성분이며, N_I 와 N_Q 는 전력이 $N_c N_f I_0 / 2$ 인 잡음이다.

Z 는 I 채널과 Q 채널의 비동기 누적 구간(N_n)과 두 개의 안테나를 고려하면 식 (28)과 같이 자유도가 $4 \times N_n$ 인 non-central Chi-square distribution^[7]의 특성을 가진다.

$$f(Z/H_i) \quad (28)$$

$$= \frac{1}{2\sigma^2} \left(\frac{Z}{\sigma^2} \right)^{(n-2)/4} e^{-(s^2 + z)/2\sigma^2} I_{n/2-1} \left(\sqrt{Z} \frac{s}{\sigma^2} \right)$$

$$s^2 = \sum_{i=1}^n \{ N_c^2 N_f^2 E_c R^2(\tau_i) / 2 \},$$

$$\sigma^2 = N_c N_f I_0 / 2, \quad n = 4N_n, \quad I_{n/2-1} : (n/2-1)\text{차 베셀 함수}$$

H_0 가설은 수신된 신호와 동기가 맞지 않는 가설 지점이며 잡음 성분만이 존재하는 것으로 단순화가 가능하다. 따라서 비동기 누적을 거친 출력은 식 (29)와 같이 나타낼 수 있으며, 자유도가 $4 \times N_n$ 인 Chi-square distribution^[7]의 특성을 갖는다. 따라서 H_0 가설 시점에 대한 Z 의 확률 분포특성은 식 (30)과 같다.

$$Z_i = [N_I]^2 + [N_Q] \quad (29)$$

$$f(Z/H_0) = \frac{1}{\sigma^n 2^{n/2} (1/2n-1)!} Z^{n/2-1} e^{-Z/2\sigma^2} \quad (30)$$

$$\sigma^2 = N_c N_f I_0 / 2, \quad n = 4N_n$$

그림 7에 AWGN채널 환경에서의 동기 누적 길

이에 따른 H_i, H_0 의 확률 밀도 분포를 나타내었다. 동기 누적 구간이 증가함에 따라 신호 에너지 성분이 증가하므로 H_i 가설 출력이 H_0 가설 출력보다 현저하게 커짐을 확인 할 수 있으며 이로 인하여 우수한 신호 검출 성능을 얻을 수 있다.

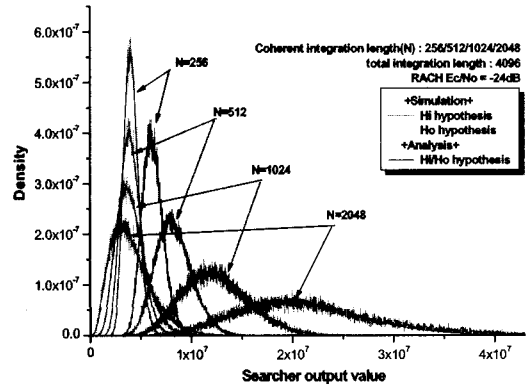


그림 7. 동기 누적 길이에 따른 H_i, H_0 의 확률 밀도 분포

5.3.2 Rayleigh fading 채널 환경

주파수 선택적 페이딩 환경에서의 H_0 가설 지점은 수신 신호 전력에 의존하지 않으므로 식 (30)과 동일하다. 그러나 H_i 가설 지점에 대해서는 이동국의 움직임에 따라 신호 전력 레벨이 변하므로 연속적인 신호들의 비동기 결합은 상호 독립적이지 않다. 따라서 H_i 가설의 확률 밀도 함수는 비동기 누적 신호 $Z_{N_n} (N_n > 1)$ 간의 상관 관계를 고려해야 한다^[3].

$y_l = Y_l^I + jY_l^Q$ 를 인자로 하여 이루어져 있는 복소수 랜덤 벡터 y 는 다음과 같으며,

$$y = [y_1, y_2, \dots, y_l, \dots, y_{N_n}]^T, \quad (31)$$

$$l = 1, 2, \dots, N_n$$

y 의 공분산(covariance)행렬은 식 (32)와 같다.

$$R_y = E[yy^H] = R_s + V_N I_{N_n} \quad (32)$$

여기에서 N 은 동기누적 구간으로 $N = N_c N_f$ 이며, R_s 는 동기 누적한 신호 성분의 공분산 행렬, $V_N (= N_c N_f I_0)$ 은 잡음 또는 간섭 신호의 분산, I_{N_n} 은 N_n 차 단위행렬이다. 공분산 행렬 R_s 는 식 (33)과 같이 나타낼 수 있다.

$$R_s = V_s \begin{bmatrix} R_{co}(0) & R_{co}(NT_c) & \dots & R_{co}((N_s-1)NT_c) \\ R_{co}(NT_c) & R_{co}(0) & \dots & R_{co}((N_s-2)NT_c) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{co}((N_s-1)NT_c) & R_{co}((N_s-2)NT_c) & \dots & R_{co}(0) \end{bmatrix} \quad (33)$$

여기에서 V_s 는 FHT 출력의 평균 신호 전력으로 $N_c^2 N_f^2 E_c R^2(\tau_i) E[\alpha_i^2]$, α_i 는 레일리 분포를 갖는 i 번째 경로 신호의 진폭이다. 그리고 R_{co} 는 정규화된 자기상관(autocorrelation)함수로 식 (34)와 같이 나타낼 수 있으며, J_0 는 영차 베셀 함수, $f_m (=v/\lambda)$ 은 최대 도플러 주파수, v 는 이동국의 속도와 λ 는 파장을 의미한다.

$$R_{co}(\Delta t) = J_0(2\pi f_m \Delta t) \quad (34)$$

ϵ 을 $R_y^{-1/2} y$ 로 정의하면,

$$E[\epsilon \epsilon^H] = R_y^{-1/2} E[yy^H] R_y^{-1/2} = I_{N_s} \quad (35)$$

으로 나타낼 수 있다. 따라서 ϵ 은 평균이 영(zero)인 복소수 가우시안 랜덤 벡터이고 정규화된 추정치 x 는 다음과 같다.

$$x = y^H y = \sum_{l=1}^{N_s} \lambda_l |\omega_l|^2 \quad (36)$$

여기에서 $\omega_l (=u_l^H \epsilon)$ 은 서로 독립적이고 분산이 1(unit)인 복소수 가우시안 랜덤 변수이고 λ_l 과 u_l 은 각각 V_N 으로 정규화된 l 번째 고유치(eigenvalue), 고유벡터(eigenvector)이다.

x 의 확률 밀도 함수는 고유치를 이용하여 나타낼 수 있다. 고유치에 대한 x 의 확률 밀도 함수의 라플라스 변환(Laplace Transform)은 다음과 같다.

$$L(s) = \frac{1}{(1+\lambda_1 s)(1+\lambda_2 s) \dots (1+\lambda_k s)} \quad (37)$$

$$= \sum_{l=1}^k \frac{c_l}{1+\lambda_l s}$$

여기에서 고유치는 서로 다른 k 개의 값을 가진다. c_l 은 나머지 정리(residue theorem)를 이용하여 계산한다.

$$c_l = (1+\lambda_l s)L(s) \Big|_{s=-\frac{1}{\lambda_l}}$$

$$= \frac{\lambda_l^{N_s-1}}{(\lambda_l - \lambda_{k+1})^{N_s-k} \prod_{m=1, m \neq l}^k (\lambda_l - \lambda_m)^{-1}}, \quad 1 \leq l \leq k \quad (38)$$

x 의 확률밀도함수는 식 (37)의 역라플라스 변환으로, 식 (39)과 같다.

$$f(x|H_i) = \sum_{l=1}^k \frac{c_l}{\lambda_l} \exp\left(-\frac{x}{\lambda_l}\right) \quad (39)$$

5.4 Receiver Operating Characteristics

ROC(Receiver Operating Characteristics)곡선은 특정한 오보확률에서의 검출확률을 도시한 것으로 탐색기 성능 평가의 지표로 사용된다. 오보확률과 검출확률은 앞서 살펴본 H_0 가설과 H_1 가설의 확률 밀도 함수에 대한 임계치로 부터의 무한 적분으로 얻을 수 있다. 식 (40)은 오보확률, 식 (41)과 식 (42)는 각각 AWGN 채널 및 페이딩 채널 환경에서의 검출확률을 나타내었다.

$$P_F = \int_{\theta}^{\infty} f(Z|H_0) dZ \quad (40)$$

$$= \int_{\theta}^{\infty} \frac{1}{\sigma^{n/2} (1/2n-1)!} Z^{n/2-1} e^{-Z/2\sigma^2} dZ$$

$$P_{D_{AWGN}} = \int_{\theta}^{\infty} f(Z|H_1) dZ$$

$$= \int_{\theta}^{\infty} \frac{1}{2\sigma^2} \left(\frac{Z}{\sigma^2}\right)^{(n-2)/4} \cdot e^{-(s^2+z)/2\sigma^2} I_{n/2-1}\left(\sqrt{Z} \frac{s}{\sigma^2}\right) dZ \quad (41)$$

$$P_{D_{fading}} = \int_{\theta}^{\infty} f(Z|H_1) dZ \quad (42)$$

$$= \sum_{l=1}^k \frac{c_l}{\lambda_l} \exp\left(-\frac{x}{\lambda_l}\right)$$

그림 8은 AWGN 채널환경, 이동체의 속도가 3km/h, 60km/h 및 200km/h인 페이딩 채널환경과 주파수 오차는 없고 동기 누적 구간이 2048칩 길이에 서의 ROC 곡선을 나타내었으며, AWGN, 이동체 속도가 200km/h, 60km/h, 3km/h의 순으로 우수한 성능을 보인다

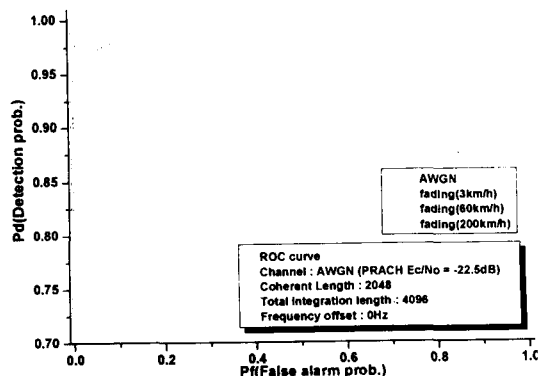


그림 8. ROC 곡선

5.5 모의 실험 결과 및 분석

본 논문에서는 컴퓨터 모의 실험을 통하여 오보 확률 10^{-3} 을 기준으로 검출확률을 도출하였다. 동기 누적 구간은 256, 512, 1024, 2048칩으로 하고 총 누적 길이를 4096칩으로 하였다. 그리고 채널 환경은 주파수 오차(200Hz, 400Hz, 600Hz)가 있는 AWGN환경과 페이딩 환경(3km/h - 5.556Hz, 60km/h - 111.11Hz, 200km/h - 370.37Hz)을 고려하였으며, 수신 PRACH E_c/N_0 는 탐색기 최저 동작 지점인 -22.5dB로 설정하였다.

그림 9는 AWGN채널에서 주파수 오차에 대한 검출 확률을 도시하였으며, 모든 주파수 오차에 대해 거의 100%에 가까운 우수한 검출 확률을 보인다. 그림 10 - 12는 페이딩 채널 환경에서의 검출 확률을 나타내었다. 이동체의 속도가 고속일수록, 동기 누적 구간이 증가할수록 우수한 성능을 가진다. 또한, 페이딩 채널 환경이 AWGN 환경보다 주파수 오차에 민감함을 확인할 수 있다. 이러한 이유는 그림 13과 같이 페이딩 채널에서의 H_1 신호의 전력 분포가 AWGN 채널보다 상대적으로 임계치에 접근하기 때문이다. 여기서 임계치는 오보확률 10^{-3} 기준의 탐색기 결정 값(decision value)이다. 표 4에 제시된 탐색기 설계 목표인 ± 220 Hz의 주파수 오차와 90%이상의 검출확률을 고려하면, 동기 누적 구간이 2048칩일 때 목표성능을 만족함을 그림 9 - 12의 결과로부터 확인할 수 있다

표 4. 시스템 최소 요구 사항

오보 확률	10^{-3}
검출확률	90 %
셀 반경	20km 이하
최저 E_c/N_0	-22.5dB
최저 주파수 오차	± 220 Hz

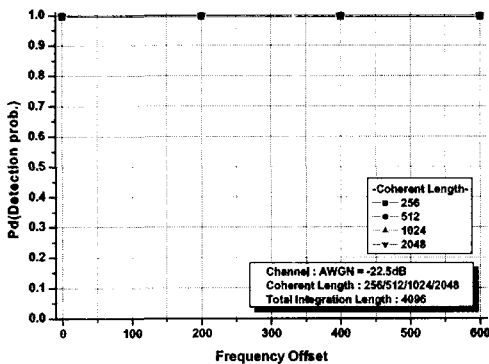


그림 9. 주파수 오차에 따른 검출확률 (AWGN)

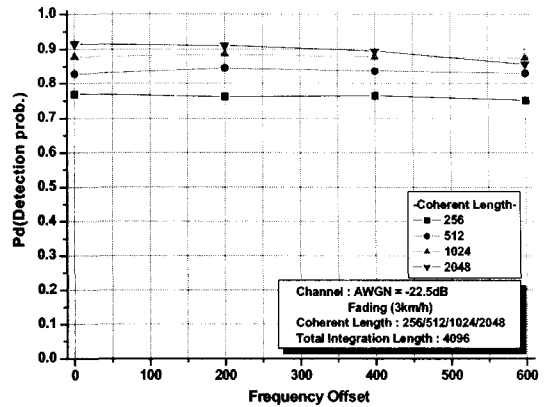


그림 10. 주파수 오차에 따른 검출확률 (fading channel : 3km/h)

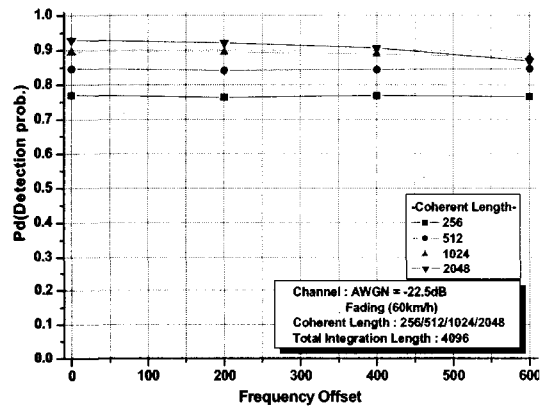


그림 11. 주파수 오차에 따른 검출확률 (fading channel : 60km/h)

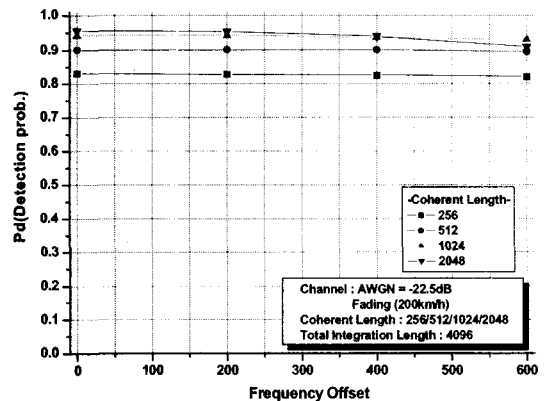


그림 12. 주파수 오차에 따른 검출확률 (fading channel : 200km/h)

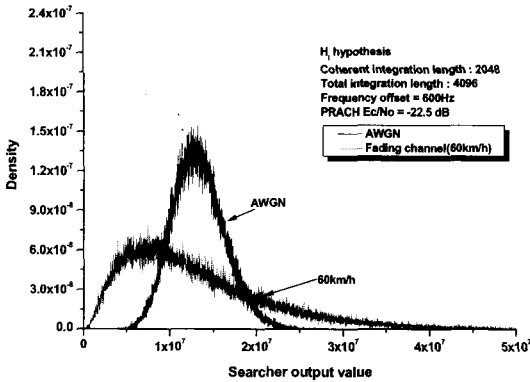


그림 13. 채널 환경에 따른 Hi가설의 확률 밀도 분포 (AWGN vs. fading(60km/h))

VI. 결론

본 논문에서 제안한 프리앰블 탐색기는 RACH의 프리앰블에 적합하도록 설계된 정합 필터 구조를 기반으로 직렬/병렬 탐색 방식 및 FHT를 적용하여 포착 시간을 단축시킨 고속 프리앰블 탐색기이다. 셀 반경을 20km로 가정할 경우 최대 프리앰블과 AI간의 시간간격(τ_{p-a})인 7680칩 보다 적은 5632 칩 구간동안 모든 탐색을 종료 할 수 있음을 보였으며, 이때 표 4에 제시한 최소 환경에서도 90%이상(동기 누적 구간 = 2048칩)의 우수한 검출확률을 보임을 확인하였다. 또한 셀 반경이 40km인 경우에도 6556 칩 구간동안 모든 가설 시점에 대한 탐색이 가능하므로 프리앰블과 AI간의 시간간격(τ_{p-a})를 만족시킬 수 있는 고속 탐색이 가능하다.

본 논문에서 제안한 탐색기는 WCDMA 기지국 모델 구현에 성공적으로 적용되었으며, PRACH와 매우 유사한 구조를 가진 PCPCH 프리앰블 탐색에도 적용이 가능하다.

참고 문헌

[1] 최형진, 동기방식 디지털 통신, 교학사, 1995
 [2] Sun Songsong and W.A Krzymien, "Matched Filter Based Synchronizer Design for Rapid Synchronization of Packet Data Transmissions in DS-CDMA Personal Communications Systems." *IEEE conf. on PACRim*, Vol. 1, pp. 5-8, 20-22 Aug. 1997.

[3] H.R. Park *et al.*, "A Maximum-Likelihood Technique for Preamble Search in a CDMA Reverse Link," *IEEE conf. on VTC*, Vol. 3, pp.1614-1618, 4-7 May 1997.
 [4] A. Polydoros and C. weber, "A Unified Approach to Serial Search Spread-Spectrum Code Acquisition-Part II: a Matched-Filter Receiver," *IEEE Trans. commun.* Vol. 32, No. 5, pp. 550-560, May 1984.
 [5] M. H Lee and M. Kaveh, "Fast Hadamard Transform Based on Simple Matrix Factorization," *IEEE Trans.* Vol. ASSP-34, No. 6, Dec. 1986.
 [6] Andrew J. Viterbi, *CDMA Principles of Spread Spectrum Communication*, Addison Wesley, Massachusetts, 1995.
 [7] John G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, New York, 1995.
 [8] 3GPP Technical Specification Group Radio Access Network TS. 25. 211 and TS. 25.213, Release 2002.

정은선 (Eun-Sun Jung)

준회원



2003년 2월 : 성균관대학교
정보통신공학부 졸업
2003년 3월~현재 : 성균관
대학교 전자전기공학과
석사 과정

<관심 분야> 이동통신, CDMA 동기화 기술

도주현 (Joo-Hyun Do)

정회원



2001년 2월 : 성균관대학교
전자공학과 졸업
2003년 2월 : 성균관대학교
대학원 전기전자 및
컴퓨터 공학과 석사
2003년 3월~현재 :
성균관대학교 대학원
전자전기공학과 박사과정

<관심 분야> 무선통신, 이동 통신, MODEM 동기화 기술

이 영 응 (Young-Yong Lee)

정회원



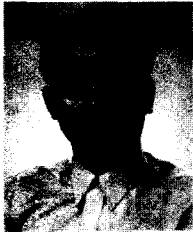
1998년 2월 : 성균관대학교
전자공학과 졸업
2000년 2월 : 성균관대학교
전기전자 및 컴퓨터공학과
석사
2003년 2월 : 성균관대학교
전기전자 및 컴퓨터공학과
박사

2003년 3월~현재 : 삼성전자 TN총괄 통신연구소
모뎀연구팀 선임연구원

<관심분야> 이동통신, 무선통신, 동기화기술

정 성 현 (Sung-Hyun Chung)

정회원



1988년 2월 : 한양대학교
전자공학 학사
1988년 2월 ~ 2000년 4월 :
삼성전자 정보통신연구소
cdma2000 모뎀개발
2000년 5월 ~ 현재 :
(주)에이로직스 통신사업부
WCDMA 모뎀개발

<관심분야> 이동통신, 무선통신

최 형 진 (Hyung-jin Choi)

정회원



1974년 2월 : 서울대학교
전자공학과 졸업
1976년 2월 : 한국과학기술원
전기전자공학과 석사
1976년 3월~1979년 7월 :
(주)금성사 중앙연구소
연구원

1979년 9월~1982년 12월 :

미국 University of Southern California
전기공학과 (공학박사)

1982년 10월~1989년 2월 : 미국 Lincom Corp.
연구원

1989년 3월 ~ 현재 : 성균관대학교 정보통신공학
부 교수

<관심분야> 디지털통신, 무선통신, 이동통신, 위성
통신 및 동기화 기술을 포함한 MODEM기술