

CDMA 시스템에서 부호 획득을 위한 위상 변이 네트워크 기반의 차동 순차 추정 기법

준희원 정 다 해*, 이 병 윤**, 김 상 훈*, 정 영 빈*,
종신회원 송 익 호***, 윤 석 호*

Phase-Shift-Network-Based Differential Sequential Estimation for Code Acquisition in CDMA Systems

Dahae Chong*, Byeongyun Lee**, Sanghun Kim*, Young-Bin Joung* *Associate Members*,
Ickho Song***, Seokho Yoon* *Lifelong Members*

요 약

본 논문에서는 부호 분할 다중 접속 (code division multiple access: CDMA) 시스템에서 의사 잡음 부호 및 반전된 의사 잡음 부호의 획득이 가능하고 데이터 복조도 가능한 위상 변이 네트워크 기반의 차동 순차 추정 기법을 제안하였다. 모의실험을 통해 제안한 기법의 성능이 이제까지의 이중 상관 순차 추정 기법에 비해 낮은 복잡도를 가지면서도 동일한 성능을 지니고 있음을 보였다.

Key Words : PDSE, Phase-shift-network, Acquisition, CDMA, Estimation

ABSTRACT

In this paper, a novel pseudo noise (PN) code acquisition scheme called the phase-shift-network-based differential sequential estimation (PDSE) is proposed, in the presence of data modulation in code division multiple access (CDMA) systems. The PDSE has even less complexity compared with that of the dual correlating sequential estimation (DCSE), and the reduction in complexity becomes more significant as the period of PN code increases. Numerical results demonstrate that the PDSE performs equivalently to the DCSE with less complexity.

I. 서 론

부호 분할 다중 접속 (code division multiple access: CDMA) 기반 이동통신 시스템의 대표적인 핵심 기술 중의 하나인 부호 획득 기법에 대한 많은 연구 결과들이 발표되어 왔다. 부호 획득이란 보통 두 단계로 나누어지는 동기화 과정의 첫 단계로서 두 의사 잡음 부호의 위상차가 일정 범위 이내가

되도록 하는 대략적인 동기화 단계이다^[1]. 부호 획득이 얼마나 빠르고 정확하게 이뤄지는가에 대한 문제는 CDMA 기반 이동통신 시스템에 있어서 매우 중요한 문제이다. 따라서 이에 대한 많은 연구들이 진행되어 왔다^[2-8].

대부분의 연구 결과는 직렬 검색 방법이나^[3] 병렬 검색 방법^[4] 기반을 두고 있으나, 획득해야 할 의사 잡음 부호의 길이가 길어질수록 직렬 검색 방

※ 이 논문은 2005년도 정부재원(교육인적자원부 학술연구조성사업비)으로 한국학술진흥재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (KRF-2005-041-D00559).

* 성균관대학교 정보통신공학부 (syoon@skku.edu), ** 삼성전자 정보통신총괄, *** 한국과학기술원 전자전산학과
논문번호 : KICS2006-11-514, 접수일자 : 2006년 11월 28일, 최종논문접수일자 : 2007년 1월 23일

법의 경우에는 평균 부호 획득 시간이 오래 걸린다는 문제점이 있으며, 병렬 검색 방법의 경우에는 하드웨어 구현 비용이 많이 든다는 문제점이 있다⁵⁾.

이러한 위상 검색 방법의 대안으로 Ward가 제안한 순차 추정 (sequential estimation: SE) 기법을 들 수 있다⁶⁾. 이 순차 추정 기법은 직렬 검색 방법 및 병렬 검색 방법과 비교하여 평균 부호 획득 시간 및 하드웨어 복잡도 측면에서 이득이 있으며, 긴 주기의 의사 잡음 부호를 사용할수록 이득은 더 커지게 된다.

그러나 순차 추정 기법은 반전된 의사 잡음 부호가 수신될 경우에는 부호 획득을 할 수 없는 단점이 있다⁷⁾. 이 문제를 해결하기 위해 Chiu와 Lee는 근원 다항식을 확장시켜서 수신단의 의사 잡음 부호 발생기에 사용함으로써 의사 잡음 부호 및 반전된 의사 잡음 부호의 획득이 가능하도록 하는 개선된 순차 추정 (improved sequential estimation: ISE) 기법을 제안하였다⁷⁾.

개선된 순차 추정 기법은 반전된 의사 잡음 부호의 획득은 가능하지만 의사 잡음 부호에 의해 확산된 원래의 데이터 신호를 복조하는 데는 어려움이 있다⁸⁾. 이 문제를 해결하기 위해 Koller와 Belkerdid는 순차 추정 기법에서 사용한 시스템의 구조와 개선된 순차 추정 기법에서 사용한 시스템의 구조를 결합하여 의사 잡음 부호 및 반전된 의사 잡음 부호의 획득뿐만 아니라 데이터의 복조도 가능하게 한 이중 상관 순차 추정 (dual correlating sequential estimation: DCSE) 기법을 제안하였다⁸⁾.

본 논문에서는 의사 잡음 부호 및 반전된 의사 잡음 부호의 획득뿐만 아니라 데이터의 복조도 가능한 위상 변이 네트워크 기반의 차동 순차 추정 (phase-shift-network-based differential sequential estimation: PDSE) 기법을 제안한다. 또한, 제안한 기법과 이중 상관 순차 추정 기법을 비교하여, 제안한 기법이 이중 상관 순차 추정 기법에 비해 하드웨어 복잡도는 더 낮고 부호 획득 성능은 동일함을 보인다.

II. 이제까지의 기법 (이중 상관 순차 추정 기법)

이중 상관 순차 추정 기법은 Ward가 제안한 순차 추정 기법과 Chiu와 Lee가 제안한 개선된 순차 추정 기법을 결합한 방법으로 개선된 순차 추정 시스템을 이용하여 부호 획득을 하고 순차 추정 시스템의 상관 값을 이용하여 반전된 의사 잡음 부호를

획득한 것인지 반전되지 않은 의사 잡음 부호를 획득한 것인지를 판단하여 부호 획득 이후 데이터 복조가 정상적으로 이루어지도록 하는 기법이다.

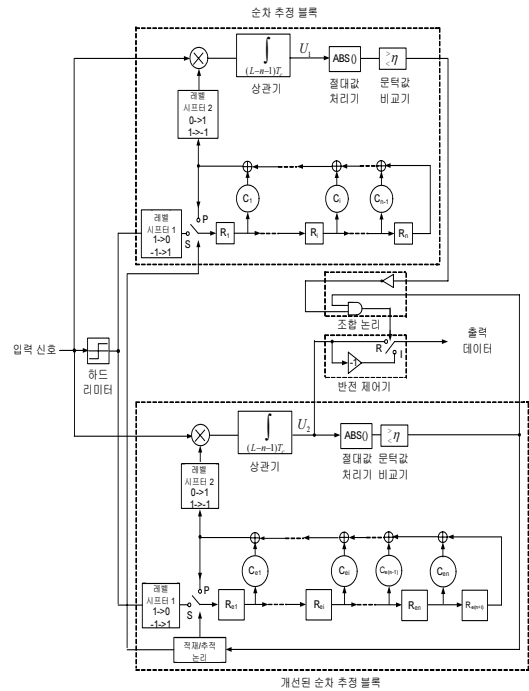


그림 1. 이중 상관 순차 추정 기법의 구조

그림 1은 이중 상관 순차 추정 기법의 구조를 나타낸다. 이중 상관 순차 추정 기법은 하드 리미터, 적재/추적 논리 제어를 위한 피드백을 가지지 않는 순차 추정 블록, 적재/추적 논리 제어를 위한 피드백을 가지는 개선된 순차 추정 블록, 조합 논리, 반전 제어기 (개선된 순차 추정 블록의 상관 값을 반전시키기 위한 스위치) 등으로 구성된다.

시스템이 동작하기 시작하면 적재 제어 스위치는 'S', 반전 제어기의 스위치는 'R'에 위치하게 된다. 순차 추정 블록과 개선된 순차 추정 블록의 적재가 끝나면 (적재는 $n+1$ 칩 동안 이루어지며 순차 추정 블록의 경우 최초 1칩은 버려진다) 두 블록에서 상관 값이 이루어지게 된다. 순차 추정 블록의 상관 값 U_1 에 관계없이 개선된 순차 추정 블록의 상관 값의 절대 값 $|U_2|$ 가 문턱 값 η 를 넘지 못할 때는 적재/추적 논리에 의해 적재 과정부터 다시 시작하게 된다. $|U_2|$ 가 문턱 값 η 를 넘을 경우에는 부호 획득이 이루어진다. 이 때 순차 추정 블록의 상관 값의 절대 값 $|U_1|$ 이 문턱 값 η 보다 크면 반전되지 않은 의

사 잡음 부호를 획득한 것으로 판단하고 η 보다 작으면 반전된 의사 잡음 부호를 획득한 것으로 판단한다 (첫 번째 데이터가 0인지 1인지 판단한다).

개선된 순차 추정 블록의 상관 값은 송신 데이터 판단에도 사용된다. 반전된 의사 잡음 부호를 획득한 경우 개선된 순차 추정 블록에서는 반전된 의사 잡음 부호가 발생하게 되고 이 부호를 이용하여 데이터를 복조할 경우 복조 결과는 실제로 송신단에서 보낸 데이터와 비교하여 반대 값이 나오게 된다. 따라서 반전된 의사 잡음 부호를 획득한 경우에는 정상적인 데이터 복조를 위해 부호 획득 이후 개선된 순차 추정 블록의 상관 값을 반전시키기 위해 반전 제어기의 스위치를 'I'로 변환한다. 반전되지 않은 의사 잡음 부호를 획득한 경우에는 반전 제어기의 스위치를 'R'로 유지한다. 부호 획득 이후 데이터 복조 시에는 반전 제어기의 스위치는 기존 위치를 유지한다.

이중 상관 순차 추정 기법의 경우 부호가 획득되는 순간의 데이터 복조 값은 항상 양의 값이 되어 송신 데이터를 '0'으로 판정하게 된다. 따라서 시스템에서 복조하는 첫 번째 데이터의 오류 확률은 1/2 이 된다. 이는 채널 코딩 등에 의해 극복될 수 있다.

III. 제안한 기법

3.1 시스템 동작 설명

그림 2는 위상 변이 네트워크 기반의 차동 순차 추정 기법의 구조를 나타낸다. 위상 변이 네트워크 기반의 차동 순차 추정 기법은 하드 리미터, 레벨 시프터1 및 2, 차동기 (differential operator), 적재 제어 스위치, 의사 잡음 부호 발생기, 위상 변이 네트워크, 상관기, 절대 값 처리기, 문턱값 비교기, 출력 데이터 구성을 포함한다.

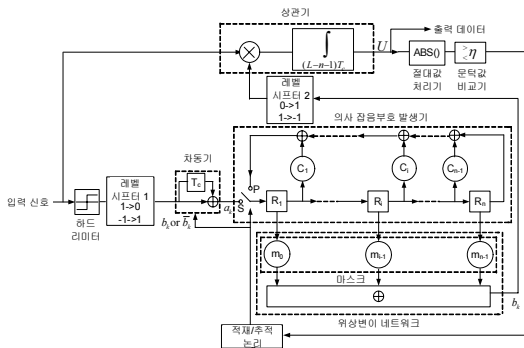


그림 2. 위상 변이 네트워크 기반의 차동 순차 추정 기법의 구조

시스템이 동작하기 시작하면 적재/추적 논리에 의해 적재 제어 스위치의 위치는 'S'로 전환되고 차동기가 동작하기 시작한다. 차동기의 출력은 $n+1$ 칩 동안 의사 잡음 부호 발생기로 적재된다 (의사 잡음 부호 발생기의 시프트 레지스터의 저장 소자는 n 개이지만 차동기 출력은 동작 시작 후 1 칩이 지난 후부터 정상적인 값이 나오기 때문에 적재 시간은 $n+1$ 칩이 된다). 차동기의 출력은 $\{a_k\}$ 라 둘 수 있다.

송신단에서 발생하는 의사 잡음 부호가 $\{b_k\}$ 이고 송신 데이터에 따라 $\{b_k\}$ 혹은 $\{\bar{b}_k\}$ 가 (여기서, $b_k, \bar{b}_k \in \{0,1\}$) 1 또는 -1로 천이되어 송신될 때, 수신단에서는 잡음이 섞인 1 또는 -1 신호가 수신되고 하드 리미터 및 레벨 시프터1을 거쳐서 0 또는 1로 판단된다. 이 판단이 제대로 된다면 반전되지 않은 의사 잡음 부호 송신 시에는 레벨 시프터1의 출력을 $\{b_k\}$, 반전된 의사 잡음 부호 송신 시에는 레벨 시프터1의 출력을 $\{\bar{b}_k\}$ 라 둘 수 있다. 레벨 시프터1의 출력이 $\{b_k\}$ 일 때는 $a_k = b_k + b_{k-1}$ 로 둘 수 있고 레벨 시프터1의 출력이 $\{\bar{b}_k\}$ 일 때는 $a_k = \bar{b}_k + \bar{b}_{k-1} = (1+b_k) + (1+b_{k-1}) = b_k + b_{k-1}$ 로 주어진다. 즉, 반전된 의사 잡음 부호가 송신되는 경우와 반전되지 않은 의사 잡음 부호가 송신되는 경우 모두 수신단의 차동기 출력 $\{a_k\}$ 는 항상 $\{b_k + b_{k-1}\}$ 로 주어지며, 이는 위상변이-덧셈 특성에 의해 (shift-and-add property^[2]) 의사 잡음 부호 $\{b_k\}$ 가 임의의 위상차 l 만큼 ($0 \leq l \leq L-1$, 여기서 L 은 의사 잡음 부호의 주기) 위상 변이된 형태가 된다. 따라서 차동기 출력은 항상 $\{b_{k-l}\}$ 로 쓸 수 있다. 즉, 입력 의사 잡음 신호에 대한 추정이 정확하게 이루어진다면 의사 잡음 부호 발생기에서 발생하는 의사 잡음 부호는 송신단에서 발생하는 의사 잡음 부호 대비 l 만큼 위상 차이가 생기게 된다. 이 위상차는 위상 변이 네트워크를 통해 보상해 줄 수 있다. 이를 통해 위상 변이 네트워크의 출력은 반전되지 않은 의사 잡음 부호 $\{b_k\}$ 와 위상이 같아지게 된다. 적재 과정이 끝나면 적재/추적 논리에 의해 적재 제어 스위치는 'P'로 전환되며 이후 위상 변이 네트워크의 출력 값과 입력 의사 잡음 신호를 $L-n-1$ 칩 동안 (여기서 $L=2^n-1$) 상관시킨다. 부호 획득이 이루어질 때, 반전되지 않은 의사 잡음 부호가 수신될 경우에는 상관 값이 양의 큰 값이 나오게 되고 반전된 의사 잡음 부호가 수신될 경우에는 상관 값이 음의 큰 값이 나오게 된다. 따라서 상관 값 U 는 절대 값

이 취해져서 문턱 값 η 와 비교된다. 만약 $|U_i|$ 가 η 보다 크면 부호 획득이 이루어진 것으로 판단하여 추적을 시작하고 η 보다 작으면 부호 획득에 실패한 것으로 판단하여 적재 과정부터 다시 시작한다. 부호 획득 이후 상관 값은 수신 데이터 판단에 사용되며, 부호 획득 순간의 데이터도 정상 복조할 수 있다.

이중 상관 순차 추정 기법과 비교할 때 제안한 기법은 매우 비슷한 기능을 가지면서 하드웨어가 더 간단하다는 것을 알 수 있다. 이중 상관 순차 추정 기법의 경우 의사 잡음 부호 발생기를 두 개 사용하지만 제안한 기법은 의사 잡음 부호 발생기를 하나만 사용하며 대신 차동 회로 및 위상 변이 네트워크를 추가하였기 때문에 저장 소자가 n 개 더 적게 사용된다. 따라서 사용하는 의사 잡음 부호의 주기가 길어질수록 하드웨어 복잡도 측면의 이득은 더 커지게 된다.

3.2 위상 변이 네트워크

의사 잡음 부호 발생기가 가지는 근원 다항식은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$f(x) = 1 + c_1x + c_2x^2 + \dots + c_i x^i + \dots + c_{n-1}x^{n-1} + x^n, \quad c_i \in \{0, 1\}, \quad (1)$$

여기서, 계수 c_i 는 그림 2의 의사 잡음 부호 발생기에서 시프트 레지스터의 각 저장 소자 값들을 이진 덧셈기로 연결할지 하지 않을지를 결정해주는 스위치 역할을 한다 (0이면 연결하지 않고, 1이면 연결한다).

식(1)과 같은 근원 다항식을 통해 발생하는 주기가 $L = 2^n - 1$ 인 의사 잡음 부호는 다음과 같이 계수들이 의사 잡음 부호를 나타내는 다항식 형태로 쓸 수 있다⁹⁾.

$$b(x) = b_0 + b_1x + b_2x^2 + \dots + b_i x^i + \dots + b_{n-1}x^{n-1} + x^n, \quad b_i \in \{0, 1\}. \quad (2)$$

식(2)와 같은 다항식 형태의 의사 잡음 부호는 다음과 같이 n 차 보다 낮은 분자 다항식을 근원 다항식으로 나눔으로써 얻을 수 있다.

$$b(x) = \frac{g(x)}{f(x)}, \quad g(x) = g_0 + g_1x + \dots + g_{n-1}x^{n-1}, \quad g_i \in \{0, 1\}. \quad (3)$$

식(3)에서 $g(x) = 0$ 을 제외하면 $2^n - 1$ 개의 분자 다항식이 존재할 수 있다. 이로부터 위상이 서로 다른 의사 잡음 부호가 $2^n - 1$ 개 존재함을 알 수 있다. 의사 잡음 부호 $b_0(x)$ 를 다음과 같이

$$b_0(x) = \frac{1}{f(x)}, \quad (4)$$

로 정의하면 q 칩 지연된 의사 잡음 부호는 다음과 같이 들 수 있다.

$$b_q(x) = \frac{g_q(x)}{f(x)}, \quad g_q(x) \equiv x^q \text{ mod } f(x). \quad (5)$$

그림 2에서 차동기로 입력되는 반전되지 않은 의사 잡음 부호를 식(5)와 같이 쓴다면 차동기 출력은 다항식 형태로 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$a(x) = b_q(x) + b_{q+1}(x) = \frac{x^q(1+x) \text{ mod } f(x)}{f(x)}. \quad (6)$$

또한, 차동기 출력을 차동기로 입력되는 반전되지 않은 의사 잡음 부호 대비 l 만큼 지연된 의사 잡음 부호로 생각할 수 있으므로 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$a(x) = b_{q+l}(x) = \frac{(x^q \cdot x^l) \text{ mod } f(x)}{f(x)}. \quad (7)$$

식 (6), (7)로부터, 지연 값 l 을 구할 수 있으며 위상 변이 네트워크를 이용하여 $L-l$ 만큼 위상을 지연시키면 그 출력의 위상은 반전되지 않은 의사 잡음 부호와 동일하게 된다.

그림 2의 의사 잡음 부호 발생기로 (시프트 레지스터의 첫 번째 저장 소자 R_1 으로) 입력되는 의사 잡음 부호에 대해 j 만큼 지연된 의사 잡음 부호를 생성시키기 위해서는 다음과 같은 마스크 다항식을 사용하면 된다⁹⁾.

$$m(x) = x^j \text{ mod } f(x) = m_0 + m_1x + \dots + m_i x^i + \dots + m_{n-1}x^{n-1}, \quad m_i \in \{0, 1\}, \quad (8)$$

여기서, 계수 m_i 는 그림 2의 위상 변이 네트워크에서 시프트 레지스터의 각 저장 소자 값들을 이진

덧셈기로 연결할지 하지 않을지를 결정해 주는 스위치 역할을 한다.

IV. 성능분석

4.1 평균 부호 획득 시간

부호 획득을 하는데 소요되는 평균 시간은 발생 함수 흐름도를 (generation function flow graph) 이용하여 구할 수 있다^{3, 10)}. 그림 3은 순차 추정 관련 기법의 발생 함수 흐름도를 나타낸다. 이 흐름도를 이용하여 이제까지의 기법 및 제안한 기법의 평균 부호 획득 시간을 구할 수 있다.

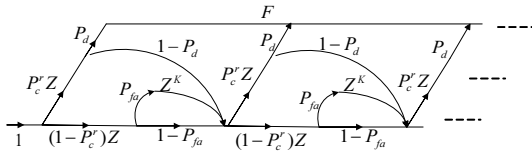


그림 3. 순차 추정 관련 부호 획득 기법의 발생함수 흐름도

그림 3에서 P_c 는 칩 정추정 확률, 다시 말해, 칩을 올바르게 추정할 확률이다 (correct chip probability). P'_c 은 r 개의 칩을 올바르게 추정할 확률이다. r 은 이제까지의 기법, 제안한 기법의 경우 모두 $n+1$ 로 주어진다. P_d 는 검파 확률 (r 개의 칩 모두가 올바르게 추정되었을 때, 실제로 부호 획득이 이루어졌다고 판단할 확률), P'_a 는 오경보 확률 (r 개의 칩 가운데 적어도 하나가 올바르게 추정되지 않았을 때, 부호 획득이 이루어졌다고 판단할 확률), K 는 오경보에 대한 손실 비용 (penalty factor) 이다. 그림 3으로부터 발생 함수 $F(Z)$ 는 다음과 같이 유도될 수 있다.

$$F(Z) = \frac{P'_c P_d Z}{1 - P'_c(1 - P_d)Z - (1 - P'_c)P'_a Z^{K+1} - (1 - P'_c)(1 - P'_a)Z} \quad (9)$$

식(9)로부터 평균 부호 획득 시간 $E\{T_{acq}\}$ 는 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$E\{T_{acq}\} = \left. \frac{dF(Z)}{dZ} T_e \right|_{Z=1} = \frac{1 + (1 - P'_c)K P'_a}{P'_c P_d} T_e, \quad (10)$$

여기서, T_e 는 검사 시간으로서, LT_e 와 같으며 적재와 상관에 소요되는 시간을 의미한다. 식(10)에서 보는 바와 같이 부호 획득 시간은 시스템의 칩 정추정 확률, 검파 확률, 오경보 확률, 오경보 손실 비용, 적재 시간 및 의사 잡음 부호의 길이 등에 의해 결정된다.

순차 추정 관련 시스템을 이용하여 부호 획득 및 데이터 복조를 하는 경우 적재를 시작한 후 j 번째 입력되는 신호는 다음과 같이 주어진다.

$$g_j = \sqrt{P} s_j T_c + n_j, \quad j = 1, 2, \dots, n+1, \quad (11)$$

여기서, P 는 의사 잡음 부호의 칩 신호 전력이고, 신호 성분 s_j 는 같은 확률로 +1과 -1의 값을 가진다. n_j 는 N_0 의 단면 전력 밀도 스펙트럼을 (one-sided power spectral density) 갖는 덧셈꼴 백색 정규 잡음이다. 즉, $\{n_j\}_{j=1}^{n+1}$ 는 평균 0, 분산 $\sigma_n^2 = N_0 T_c / 2$ 인 서로 독립이고 같은 분포를 (independent and identically distributed) 갖는 정규 확률 변수이다.

4.2 이중 상관 순차 추정 기법의 칩 정추정 확률, 검파확률, 오경보 확률

이중 상관 순차 추정 기법의 칩 정추정 확률 P_c 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_c &= 1 - \frac{1}{2} \Pr[g_j < 0 | s_j = 1] - \frac{1}{2} \Pr[g_j > 0 | s_j = -1] \\ &= 1 - \frac{1}{2} \int_{-\infty}^0 \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_n} \exp\left\{-\frac{(x - \sqrt{P} T_c)^2}{2\sigma_n^2}\right\} dx \\ &\quad - \frac{1}{2} \int_0^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_n} \exp\left\{-\frac{(x + \sqrt{P} T_c)^2}{2\sigma_n^2}\right\} dx \\ &= 1 - \int_{-\infty}^0 \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_n} \exp\left\{-\frac{(x - \sqrt{P} T_c)^2}{2\sigma_n^2}\right\} dx. \end{aligned} \quad (12)$$

연속된 r 개의 칩이 모두 올바르게 추정되어 적재되었다면 이후 발생하는 의사 잡음 부호와 송신단의 의사 잡음 부호는 위상이 일치하게 된다. 따라서 올바른 적재가 이루어졌을 때, 상관 값 U 의 확률밀도함수는 다음의 식으로 주어진다.

$$f_{U|c}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_N} \exp\left\{-\frac{(x - \sqrt{P} M T_c)^2}{2\sigma_N^2}\right\}. \quad (13)$$

즉, 올바른 적재가 이루어졌을 때 상관 값은 평균이 $\sqrt{P}MT_c$ 이고 분산이 $\sigma_N^2 = N_0MT_c/2$ 인 분포를 가진다. 여기서 M 은 상관 길이를 나타내며 $L-r$ 로 주어진다.

식(13)으로부터, 이중 상관 순차 추정 기법의 검파 확률을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_d = P\{|U| \geq \eta | \text{correct loading}\} \\ = \int_{\eta}^{\infty} f_{U|c}(x)dx + \int_{-\infty}^{-\eta} f_{U|c}(x)dx, \quad (14)$$

한편, 연속된 r 개의 칩 추정 가운데 어느 하나에서라도 오류가 발생한다면 (wrong loading) 적재 후 발생하는 의사 잡음 부호는 송신단의 의사 잡음 부호와 위상이 어긋나게 된다. 서로 위상이 다른 의사 잡음 부호 간의 한 주기 동안의 상관 값은 상관 특성에 의해 $-1/L$ 로 주어진다 [2]. 송수신 시스템에서 사용하는 의사 잡음 부호의 길이가 충분히 크다고 가정하면 송신단과 수신단의 의사 잡음 부호가 어긋났을 때 $M=L-r$ 동안의 상관 결과는 $-1/L$ 로 근사화 할 수 있으며, $L \gg 1$ 인 경우, 이는 다시 0으로 근사화 할 수 있다. 따라서 연속된 r 개의 칩 추정 가운데 어느 하나에서라도 오류가 발생한 경우 상관 값 U 의 확률밀도함수는 다음과 같이 잡음 성분만으로 표현할 수 있다.

$$f_{U|w}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_N} \exp\left\{-\frac{x^2}{2\sigma_N^2}\right\}. \quad (15)$$

식(15)로부터 기존 기법의 오경보 확률은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_{fa} = P\{|U| \geq \eta | \text{wrong loading}\} \\ = \int_{\eta}^{\infty} f_{U|w}(x)dx + \int_{-\infty}^{-\eta} f_{U|w}(x)dx. \quad (16)$$

4.3 제안한 기법의 칩 정추정 확률, 검파확률, 오경보 확률

위상 번이 네트워크 기반의 차동 순차 추정 기법의 칩 정추정 확률은 이중 상관 순차 추정 기법과 동일하다. 칩 정추정 확률은 시스템으로 입력되는 신호를 바르게 추정할 확률이므로 이중 상관 순차 추정 기법, 제안한 기법 모두 동일한 값을 가진다.

연속된 r 개의 칩이 모두 올바르게 추정되어 적재 되었다면 이후 발생하는 의사 잡음 부호와 송신단

의 의사 잡음 부호는 위상이 일치하게 되거나 (반전되지 않은 의사 잡음 부호가 수신되는 경우) 정반대가 된다 (반전된 의사 잡음 부호가 수신되는 경우). 따라서 올바른 적재가 이루어졌을 때 상관 값 U 의 확률밀도함수는 반전되지 않은 의사 잡음 부호가 수신되는 경우와 반전된 의사 잡음 부호가 수신되는 경우 두 가지로 나눌 수 있다. 먼저 반전되지 않은 의사 잡음 부호가 수신되는 경우에 상관 값 U 의 확률밀도함수는 이중 상관 순차 추정 기법과 동일하게 쓸 수 있다.

$$f_{U|c}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_N} \exp\left\{-\frac{(x - \sqrt{P}MT_c)^2}{2\sigma_N^2}\right\}, \quad (17)$$

한편, 반전된 의사 잡음 부호가 수신되는 경우에 상관 값 U 의 확률밀도함수는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$f_{U|c}^{inv}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_N} \exp\left\{-\frac{(x + \sqrt{P}MT_c)^2}{2\sigma_N^2}\right\}. \quad (18)$$

식(18)은 식(17)과 비교할 때 평균의 부호가 반대이고 동일한 분산을 가진다. 반전되지 않은 의사 잡음 부호와 반전된 의사 잡음 부호가 수신될 확률은 동일하게 1/2로 생각할 수 있으므로 제안한 기법의 검파 확률을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_d = \frac{1}{2} P\{|U| \geq \eta | \text{correct loading-normal}\} \\ + \frac{1}{2} P\{|U| \geq \eta | \text{correct loading-inverted}\} \\ = \frac{1}{2} \left\{ \int_{\eta}^{\infty} f_{U|c}(x)dx + \int_{-\infty}^{-\eta} f_{U|c}(x)dx \right\} \\ + \frac{1}{2} \left\{ \int_{\eta}^{\infty} f_{U|c}^{inv}(x)dx + \int_{-\infty}^{-\eta} f_{U|c}^{inv}(x)dx \right\}. \quad (19)$$

확률밀도함수 $f_{U|c}(x)$ 와 $f_{U|c}^{inv}(x)$ 는 서로 대칭이므로 식 (19)는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$P_d = \frac{1}{2} \left\{ \int_{\eta}^{\infty} f_{U|c}(x)dx + \int_{-\infty}^{-\eta} f_{U|c}(x)dx \right\} \\ + \frac{1}{2} \left\{ \int_{-\infty}^{-\eta} f_{U|c}(x)dx + \int_{\eta}^{\infty} f_{U|c}(x)dx \right\} \\ = \int_{\eta}^{\infty} f_{U|c}(x)dx + \int_{-\infty}^{-\eta} f_{U|c}(x)dx. \quad (20)$$

식(20)으로부터 제안한 기법의 검파 확률은 이중

상관 순차 추정 기법과 동일하게 구할 수 있음을 알 수 있다. 연속되는 r 개의 칩 추정 가운데 어느 하나에서라도 오류가 발생하는 경우 상관 값 U 의 확률밀도함수는 반전되지 않은 의사 잡음 부호가 수신되는 경우와 반전된 의사 잡음 부호가 수신되는 경우 모두 이중 상관 순차 추정 기법과 마찬가지로 잡음 성분만으로 표현할 수 있다. 따라서 오경보 확률 또한 식(16)으로 쓸 수 있다.

위에서 살펴본 바와 같이 제안한 기법의 칩 정수 추정 확률, 검파 확률, 오경보 확률은 이중 상관 순차 추정 기법과 동일하게 구할 수 있다. 식(10)을 이용하여 제안한 기법의 부호 획득 시간을 이중 상관 순차 추정 기법의 부호 획득 시간과 비교하면 적제 시간 및 검사 시간이 같으므로 부호 획득 시간은 동일함을 알 수 있다.

V. 토의 및 모의 실험

이중 상관 순차 추정 기법과 제안한 위상 변이 네트워크 기반의 차동 순차 추정 기법은 모두 의사 잡음 부호 및 반전된 의사 잡음 부호를 획득할 수 있고 데이터 복조도 용이한 기법이다. 두 기법을 비교했을 때 부호 획득 성능은 동일하지만, 하드웨어는 제안한 기법이 더 간단하게 구현할 수 있다.

표 1. 이중 상관 순차 추정 기법과 제안한 기법의 하드웨어 비교

기법	저장 소자 개수	상관기 개수	절대값 처리기 개수	문턱값 비교기 개수	차동기 개수	반전 제어기 개수	조합 논리 개수
이중 상관 순차 추정 기법	$2n+1$	2	2	2	0	1	1
제안한 기법	$n+1$	1	1	1	1	0	0

표 1은 이중 상관 순차 추정 기법을 구현한 시스템과 (그림 1) 제안한 기법을 구현한 시스템의 (그림 2) 하드웨어를 비교한 것이다. 여기서, n 은 시스템에서 사용하는 근원 다항식의 차수를 나타낸다. 이중 상관 순차 추정 시스템과 비교할 때 제안한 시스템은 저장 소자가 n 개 적게 필요하고, 상관기, 절대 값 처리기 및 문턱 값 비교기가 1개씩만 필요한 반면 이중 상관 순차 추정 시스템은 2개씩 필요하다. 또 이중 상관 순차 추정 시스템의 경우 조합 논리 및 반전 제어기가 필요하고 제안한 시스템의 경우에는 차동기가 필요하다. 이외 필요한 소자의

수는 비슷하다. 따라서 전체적으로 볼 때, 제안한 시스템의 하드웨어 복잡도가 이중 상관 추정 시스템에 비해 약 절반이 된다는 것을 알 수 있다.

데이터 복조 성능을 비교하면, 이중 상관 순차 추정 기법의 경우 부호 획득이 이루어지는 순간의 첫 번째 데이터를 정상적으로 복조할 확률이 '1/2' 이지만 제안한 기법의 경우에는 '1' 로서 항상 정상적으로 복조할 수 있다.

IV장에서 수식적인 성능 분석을 통해 이중 상관 순차 추정 기법과 제안한 기법의 부호 획득 성능은 동일함을 보였다. 이 장에서는 수식적인 분석을 통해 얻은 결과가 맞는지 모의실험을 통해 확인하고자 한다. 모의실험은 근원 다항식 $1+x^2+x^3+x^4+x^8$, $1+x^3+x^{10}$ 을 사용하였다. 각 근원 다항식에 대한 실험에서 검사 시간은 $T_e = LT_c$, 오경보 손실 비용은 $K=10L$ 을 가정하였으며 문턱 값 η 는 오경보 확률이 0.01이 되도록 하는 값을 얻어서 사용하였다. 또, 의사 잡음 부호로 확산되는 데이터 0, 1은 무작위로 발생시켰다. 각 실험에서는 주어진 신호대잡음 비에서 두 기법에 대한 부호 획득을 1000번씩 수행하여 평균 부호 획득 시간을 구하였다.

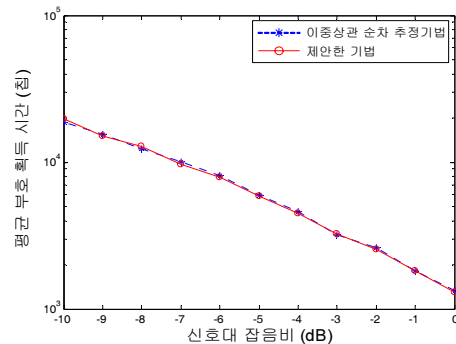


그림 4. 의사 잡음 부호 $1+x^2+x^3+x^4+x^8$ 을 사용한 실험 결과

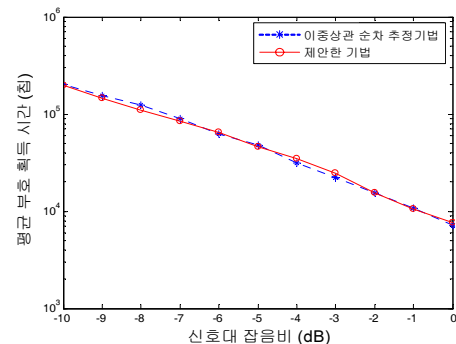


그림 5. 의사 잡음 부호 $1+x^3+x^{10}$ 을 사용한 실험 결과

그림 4, 5, 및 표 2, 3은 각 실험의 결과를 나타낸다. 이로부터 두 기법의 평균 부호 획득 시간이 거의 동일함을 알 수 있다. 즉, 수식적인 분석을 통해 얻은 결과인 두 기법의 동일한 부호 획득 성능은 모의실험을 통해서도 확인할 수 있다.

표 2. 의사 잡음 부호 $1+x^2+x^3+x^4+x^8$ 을 사용한 실험 결과

칩당 신호대잡음비 (dB)	이중 상관 순차 추정 기법의 평균 부호 획득 시간 (chip)	제한한 기법의 평균 부호 획득 시간 (chip)
0	1335	1300
-1	1830	1815
-2	2607	2543
-3	3218	3237
-4	4583	4479
-5	5917	5881
-6	8161	7887
-7	10060	9723
-8	12241	12889
-9	15487	15111
-10	18825	19650

표 3. 의사 잡음 부호 $1+x^3+x^{10}$ 을 사용한 실험 결과

칩당 신호대잡음비 (dB)	이중 상관 순차 추정 기법의 평균 부호 획득 시간 (chip)	제한한 기법의 평균 부호 획득 시간 (chip)
0	7166	7576
-1	10840	10568
-2	15289	15354
-3	22162	24362
-4	31024	34663
-5	47753	46126
-6	61956	64155
-7	89282	84383
-8	124323	110152
-9	153252	145940
-10	201861	196751

VI. 결론

본 논문에서는 의사 잡음 부호 및 반전된 의사 잡음 부호에 대한 부호 획득이 가능하고 데이터 복조도 가능한 위상 변이 네트워크 기반의 차동 순차 추정 기법을 제안하였다. 제안한 기법이 이중 상관 순차 추정 기법과 비교할 때 더 낮은 하드웨어 복잡도를 가지면서 동일한 부호 획득 성능을 가짐을 보였다. 하드웨어 복잡도 측면에서의 이득은 긴 의사 잡음 부호를 사용할수록 더 커진다. 본 논문에서 제안한 기법은 양호한 수준의 신호대잡음비 환경에서 사용하기에 유효하다. 이는 본 논문에서 언급한

다른 부호 획득 기법들의 경우도 마찬가지이다. 따라서 향후 제안한 기법이 낮은 신호대잡음비 환경에서도 좋은 부호 획득 성능을 가질 수 있도록 개선하는 연구가 진행되어야 한다.

참고 문헌

- [1] B. Sklar, *Digital Communications: Fundamentals and Applications*. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 2001.
- [2] A. W. Lam and S. Tantaratana, *Theory and Applications of Spread-Spectrum Systems: A Self-Study Course*. Piscataway, NJ: IEEE, 1994.
- [3] A. Polydoros and C. L. Weber, "A unified approach to serial search spread-spectrum code acquisition-part I: general theory," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 32, pp. 542-549, May 1984.
- [4] L. B. Mistein, J. Gevorgiz, and P. K. Das, "Rapid acquisition for direct sequence spread-spectrum communications using parallel SAW convolvers," *IEEE Trans.*, vol. 33, pp. 593-600, July 1985.
- [5] M. K. Simon, J. K. Omura, R. A. Scholtz, and B. K. Levitt, *Spread Spectrum Communications Handbook*. New York, NY: McGraw-Hill, 1994.
- [6] R. B. Ward, "Acquisition of pseudonoise signals by sequential estimation," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 13, pp. 474-483, Dec. 1965.
- [7] J. H. Chiu and L. S. Lee, "An improved sequential estimation scheme for PN acquisition," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 36, pp. 1182-1184, Oct. 1988.
- [8] G. G. Koller and M. A. Belkerdid, "A dual correlating sequential estimator for spread spectrum PN code acquisition," in *Proc. IEEE MILCOM*, Boston, MA, Oct. 1993, pp. 522-526.
- [9] J. S. Lee and L. E. Miller, *CDMA Systems Engineering Handbook*. Boston, MA: Artech House, 1998.
- [10] 윤석호, 김선용, "시드 누적 순차적 추정 기법을 이용한 낮은 신호대잡음비 환경에서의 의사 잡음 부호 획득," *한국통신학회 논문지*, 28권, 9호, pp. 678-682, 2003년 9월.

정 다 해 (Dahae Chong)

준회원



2006년 2월: 성균관대학교 정보통신공학부 공학사
2006년 3월~현재: 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 석사과정
<관심분야> 통신 신호 처리, 검파와 추정

정 영 빈 (Young-Bin Joung)

준회원



2006년 2월: 성균관대학교 정보통신공학부 공학사
2006년 3월~현재: 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 석사과정
<관심분야> 이동 통신, 통신 신호 처리

이 병 윤 (Byeongyun Lee)

준회원

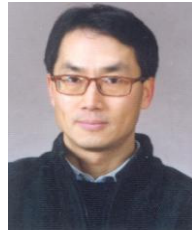


2002년 2월: 한양대학교 전자통신컴퓨터공학부 공학사
2006년 2월: 성균관대학교 전자전기공학과 공학석사
2002년~현재: 삼성전자 정보통신총괄
<관심분야> 이동 통신, 통신 신호 처리

호 처리

송 익 호 (Iickho Song)

중신회원



1982년 2월, 1984년 2월: 서울대학교 전자공학과 공학사 (준최우등), 공학석사
1985년 8월, 1987년 5월: 펜실베이니아대학교 전기공학과 공학석사/박사
1987년 3월~1988년 2월: 벨 통

신연구소 연구원

1988년 3월~현재: 한국과학기술원 전자전산학과 조교수, 부교수, 교수

1995년 1월~현재: 한국통신학회 논문지 편집위원

1988년~현재: 대한전자공학회, 한국음향학회, 한국통신학회 중신회원; 한국과학기술한림원 회원; IET 석학회원; IEEE 준석학회원

<관심분야> 통신이론, 신호검파와 추정, 이동 통신

김 상 훈 (Sanghun Kim)

준회원



2004년 8월: 성균관대학교 정보통신공학부 공학사
2007년 2월: 성균관대학교 전자전기공학과 공학석사
2007년 3월~현재: 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 박사과정

<관심분야> 통신 이론, 이동 통신, 위성 통신

윤 석 호 (Seokho Yoon)

중신회원



1997년 2월: 한국과학기술원 전자전산학과 공학사 (최우등)

1999년 2월: 한국과학기술원 전자전산학과 공학석사

2002년 2월: 한국과학기술원 전자전산학과 공학박사

2002년 4월~2002년 6월: MIT

박사후 연구원

2002년 7월~2003년 2월: 하버드대학교 박사후 연구원

2003년 3월~현재: 성균관대학교 정보통신공학부 조교수

<관심분야> 이동통신, 통계학적 신호처리