

Maximum Likelihood 알고리즘을 이용한 DS/SS 초기 동기 시스템에 관한 연구

正會員 權純逸*, 李尙文**, 黃承勳*, 洪仁基***, 黃金燦*

Analysis of DS/SS acquisition system using Maximum Likelihood algorithm

Soon Yil Kwon*, Sang Moon Lee**, Seung Hoon Hwang*
Een Kee Hong***, Keum Chan Whang* Regular Members

본 논문은 1991년도 한국과학재단 특정연구과제 KOSEF 91-0100-10-01-03 지원에 의하여 수행한 연구임

要 約

본 논문에서는 PN-MF 검출기의 표본량을 저장하여 그 중 가장 큰 값에 동기를 맞추어주는 Maximum Likelihood 알고리즘에 의한 DS/SS 초기 동기 시스템을 직렬 탐색 알고리즘에 의한 시스템과 비교 분석하였다. 순환 상태 천이도를 이용한 접근 방법을 Maximum Likelihood 알고리즘에 맞도록 수정하여 그 확률 발생 함수를 유도하고, 이를 통해서 그 평균 초기 동기 시간을 구하므로써 그 성능을 평가하였다. 실제로 Maximum Likelihood 알고리즘에 의한 DS/SS 초기 동기 시스템을 전력선 환경에서 구현하여 그 실험 결과를 분석하였다.

분석 결과 직렬 탐색 알고리즘을 사용하는 경우 E_c/N_0 가 높아질수록 코드 자기 상관 사이드로브의 영향을 심하게 받고, 문턱 전압 설정에 민감하여 좋은 성능을 나타내지 못했지만, Maximum Likelihood 알고리즘의 경우 매우 안정된 특성을 보였다.

ABSTRACT

This paper presents the performances of DS/SS acquisition system using the Maximum Likelihood algorithm, in which the samples of PN-MF are examined for a full code period and the code phase is adjusted to the maximum value. The analysis is performed using the circular state transition diagram. The generating function of the diagram is derived, from which the mean acquisition time is obtained. A prototype of the digital implementation of the Maximum Likelihood acquisition system over electrical power line is built and its performance is measured.

The results show that the Maximum Likelihood algorithm is more robust to the effect of code autocorrelation sidelobes and threshold settings than the serial search algorithm.

*연세대학교 전기공학과

**삼성전기

***한국이동통신

論文番號 : 95033-0125

接受日字 : 1995年 1月 25日

I. 서 론

최근 이동 통신 서비스에 대한 수요가 증가함에 따라 아날로그 이동 통신 방식은 제한된 대역폭으로 인하여 그 수용 능력이 한계에 도달하였다. 따라서 채널 사용 효율이 좋은 코드 다중 접속(CDMA : Code Division Multiple Access) 을 이용한 디지털 이동 통신 방식이 주목 받게 되었다. 코드 다중 접속 방식은 FH(Frequency Hoping) 방식과 DS(Direct Sequence) 방식, 그리고, 이 두 방식을 합성한 Hybrid 방식으로 구분할 수 있는데, 각기 장단점이 있지만 이 중 DS 방식이 선호되고 있다^[1].

이러한 DS/SS(Direct-Sequence Spread-Spectrum) 시스템에 있어서 수신 PN(Pseudo-Noise) 시퀀스와 기준 PN 시퀀스간의 동기가 이루어지지 않는다면 전송된 신호는 복구가 불가능하므로, 정확하고 빠른 동기는 매우 중요하다. 보통 DS/SS 시스템에 있어서 코드간의 동기는 두 단계에 걸쳐 이루어지는데, 그 첫 단계는 수신단에서 발생하는 기준 PN 시퀀스의 위상과 입력 신호에 사용된 PN 시퀀스의 위상간의 오차가 ± 1 칩 이내가 되도록 맞춰주는 초기 동기 과정이고, 다음은 코드 추적 루프를 통해서 정확한 동기를 잡고 그것을 계속 유지시켜주는 코드 추적과정이다.

초기 동기에 있어서 PN 시퀀스의 위상을 탐색하는 알고리즘으로는 직렬 탐색^{[2][3]}, 병렬 탐색^[4], 순차추적^[5] 등의 방법이 있으나 이중 직렬 탐색 알고리즘을 가장 널리 사용한다^[6].

직렬 탐색 알고리즘을 사용할 경우 일정 오보율(Constant False Alarm Rate) 검출 방법에 의하여 채널의 잡음 크기를 미리 추정하므로써 문턱 전압을 결정하게 된다^[7]. 그러나, 이 경우 실제적인 신호의 크기를 모르기 때문에, 칩 당 SNR(E_c/N_0 : Signal-to-Noise Ratio per chip) 이 커지면 오히려 코드 자기 상관 사이드로브에 의한 오보 확률이 커져서 시스템의 성능이 떨어지게 된다^[8].

본 논문에서는 시스템이 FA 상태(False Alarm State : 오보에 의하여 시스템이 초기 동기가 이루어졌다고 잘못 판단하므로써 코드 추적과정을 시작하는 상태) 에 빠질 확률을 줄이기 위해서 한 주기 동안 PN-MF(Pseudo Noise Matched Filter) 검출기의 표본

량을 저장하여 그 중 가장 큰 값에 기준 PN 시퀀스를 맞추는 ML(Maximum Likelihood) 알고리즘을 초기 동기에 적용하였다. ML 알고리즘은 PN 시퀀스의 자기 상관 함수의 메인로브의 값이 사이드로브의 값보다 크기 때문에 메인로브에 기준 PN 시퀀스의 위상을 맞추으로써 초기 동기에 이를 확률을 최대화시키게 된다. 이를 적용한 DS/SS 시스템을 가우시안(Gaussian) 채널 하에서 직렬 탐색 알고리즘을 적용한 시스템과 비교 분석하고자 한다. 분석 방법으로는 직렬 탐색 알고리즘의 성능 분석에 사용하였던 변환 영역에서의 상태 천이도를 이용한 접근 방법^{[2][3]}을 ML 알고리즘에 맞도록 수정하여 그 평균 초기 동기 시간을 유도하므로써 이 방법이 직렬 탐색보다 더 안정됨을 보였다. 또한, 실제로 ML 알고리즘에 의한 DS/SS 초기 동기 시스템을 전력선 환경에서 구현하여 수치 결과를 검증하였다.

II. DS/SS 초기 동기 시스템

DS/SS 초기 동기 시스템에서는 빠른 초기 동기를 위하여 PN-MF(Pseudo Noise Matched Filter) 검출기를 많이 사용한다^[9]. 그림 1 은 PN-MF 검출기를 이용한 DS/SS 초기 동기 시스템의 개략도이다.

PN-MF 검출기의 수신단에서 수신되는 신호 $r(t)$ 는 다음과 같다.

$$r(t) = \sqrt{2}Sc(t+rT_c)\cos(\omega_c t + \theta) + n(t) \quad (1)$$

식 (1)에서 $c(t+rT_c)$ 는 임의의 시간에 대하여 rT_c 만큼 지연된 DS 코드 시퀀스이며, 각 칩은 1의 값을 갖

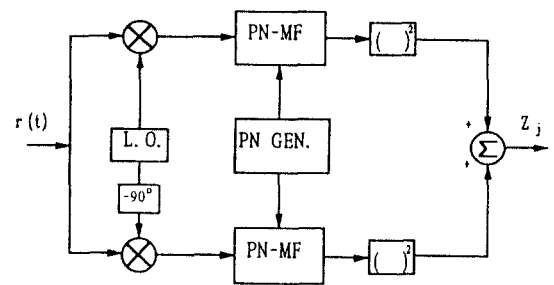


그림 1. DS/SS 초기 동기 시스템
Fig. 1. DS/SS acquisition system

으며 i.i.d.(independent and identically distributed)이다. ω_0 는 반송파의 각주파수[rad/sec], θ 는 $[0, 2\pi]$ 에서 일량분포를 갖는 랜덤 반송파 위상. $n(t)$ 는 평균이 0이고 양측파대 스펙트럼 밀도가 $N_0/2$ 인 가우시안 백색 잡음, S 는 송신 신호의 평균 전력을 각각 나타낸다.

$r(t)$ 는 PN-MF에 입력되고, 포락선 검출기를 통과한 신호는 $t=j\Delta T_c$ 마다 표본화되어진다. 단, T_c 는 칩주기이며 Δ 는 T_c 로 정규화된 전진 스텝 크기(advancing step size)이며 j 는 정수이다.

PN-MF의 임펄스 응답은,

$$h(t) = c(T-t)\cos(\omega_0(T-t)) \quad (2)$$

이다. PN-MF의 출력 포락선의 j 번째 표본 Z_j 는 식 (3a)과 같다.

$$Z_j = \sqrt{(N_s + \sqrt{\frac{S}{2}} T_c y_j \cos \theta)^2 + (N_n + \sqrt{\frac{S}{2}} T_c y_j \sin \theta)^2} \quad (3a)$$

단,

$$y_j = \int_0^M c[(\tau + \frac{j}{2} + a)T_c] c(\tau T_c) d\tau \quad (3b)$$

식 (3b)에서 a 는 기준 PN 시퀀스와 입력 PN 시퀀스간의 T_c 로 정규화된 클락 오차로서 $[0, \Delta]$ 에서 일량 분포를 갖으며 M 은 PN 시퀀스의 길이이다.

위의 DS/SS 초기동기 시스템에 적용할 두 가지 알고리즘은 각각 다음과 같다.

A. 직렬 탐색 알고리즘

- (1) PN-MF의 기준 시퀀스를 초기화한다.
- (2) ΔT_c 마다 PN-MF 포락선 검출기의 출력을 표본화한다.
- (3) 표본이 검출기의 문턱전압 γ 를 넘을 때까지 (2)를 반복한다.
- (4) 표본이 문턱전압을 넘으면, 그때의 위상을 정확한 초기동기 점으로 가정하고 CD(Coincidence Detector)의 확인과정을 행한다.
- (5) 확인과정을 통과하면 초기동기가 이루어진 것으로 판단하고, 통과하지 못하면 (1)부터 다시 반복한다.

B. Maximum Likelihood 알고리즘

- (1) PN-MF의 기준 시퀀스를 초기화한다.
- (2) ΔT_c 마다 PN-MF 포락선 검출기의 출력을 표본화한다.
- (3) 표본이 검출기의 문턱전압을 넘을 때까지 (2)를 반복한다.
- (4) 표본이 문턱전압을 넘으면, 그때부터 데이터 주기 T 초 동안 모든 표본을 저장한다.
- (5) 저장된 표본중 가장 큰 값의 위상을 초기동기 점으로 판단하고, 그 위치를 기억하여 그에 해당하는 만큼의 지연시간을 둔다.

Ⅲ. 성능분석

이산 Markov process의 상태 천이도(state transition diagram)와 전기 회로의 flow graph간의 이원성(duality)은 이미 널리 알려져 왔으며⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾, Polydoros와 Weber에 의하여 직렬 탐색 초기 동기 시스템에 있어서 이러한 상태 천이도적 접근법의 일반화가 이루어졌다⁽²⁾⁽³⁾. 그림 2에 $\Delta=1$ 인 경우 ML 알고리즘의 상태 천이도를 나타내었다.

그림 2에서 $v=M/\Delta$ 이며, Π_j 는 j 번째 셀로의 진입 확률을 나타낸다. 입력 시퀀스와 기준 시퀀스간의 위상차가 1 칩 이내인 경우를 H_1 상태, 1 칩 이상인 경우를 H_0 상태로 정의하면, 상태 천이도상의 각 확률은 다음과 같다.

P_1 은 H_0 상태에서 PN-MF의 출력 포락선이 문턱 전압 γ 를 넘을 오보확률을 나타내며, $z^{(v)}$ 는 단위 지연 시간 τ_D 를 나타내는 변수이다. P_2 와 P_3 는 각각 H_1 상태 중에서 $v-1$ 번째 셀(Q_1)과 v 번째 셀(Q_2)에서 PN-MF의 출력 포락선이 문턱 전압 γ 를 넘을 검출확률을 나타낸다. P_4 는 PN-MF의 출력 포락선이 문턱 전압 γ 를 넘은 후 초기 동기가 이루어져 Peak-Detection 과정을 통과할 확률을 나타낸다. Peak-Detection 과정에서는 한 주기 동안 PN-MF 출력 포락선의 표본을 저장하여 그중 가장 큰 값을 선택하게 되는데, 가장 큰 값이 $v-1$ 혹은 v 번째 셀이면 초기 동기가 이루어지게 된다.

상태천이도상의 각 확률들은 부록에서 구한 PN-MF 검출기 포락선의 누적 확률 분포 함수 (B.4), (B.7)와 확률 밀도 함수 (A.6), (A.11)를 이용하여 다음과 같이 구할 수 있다.

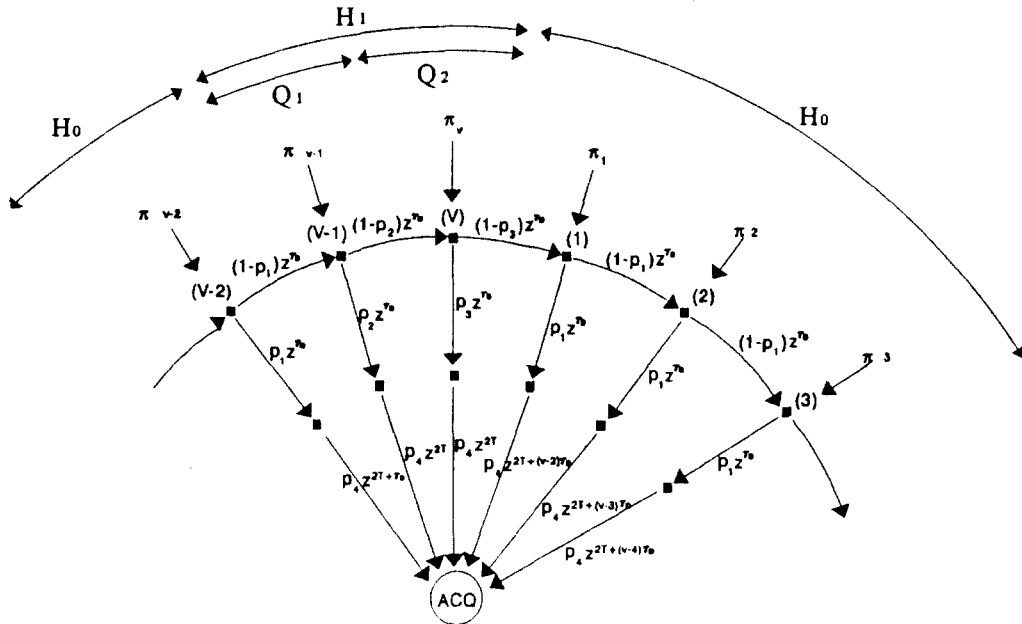


그림 2. Maximum Likelihood 알고리즘의 상태 천이도(D=1)
 Fig. 2. State transition diagram of Maximum Likelihood algorithm(D=1)

$$P_1 = P_{up, i|a} = k \cdot \frac{\beta^2 + \alpha^2}{\beta^2 - \alpha^2} (1 + Q(\alpha, \beta) - Q(\beta, \alpha)) \quad (4)$$

$$P_2 = P_{up, v-1|a} = \sqrt{1 + \phi_{v-1}^2} Q\left(\frac{\sqrt{2\phi_{v-1}}\eta_{v-1}}{\sqrt{M(1 + \phi_{v-1}^2)}}, \frac{\gamma_N}{\sqrt{1 + \phi_{v-1}^2}}\right) \quad (5)$$

$$P_3 = P_{up, v|a} = \sqrt{1 + \phi_v^2} Q\left(\frac{\sqrt{2\phi_v}\eta_v}{\sqrt{M(1 + \phi_v^2)}}, \frac{\gamma_N}{\sqrt{1 + \phi_v^2}}\right) \quad (6)$$

$$P_4 = P_{peak, v-1} + P_{peak, v} \quad (7)$$

식 (7) 에서 $P_{peak, v-1}$ 과 $P_{peak, v}$ 는 각각 Peak-Detector가 $v-1$ 번째와 v 번째 셀에서 최고치를 잡을 확률을 나타내며, 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_{peak, v-1} = \int_0^\infty f_{x_{v-1}|a}(x|a)P(x_1 < x|a)P(x_2 < x|a) \cdots P(x_{v-2} < x|a)P(x_v < x|a)dx \quad (8a)$$

$$P_{peak, v} = \int_0^\infty f_{x_v|a}(x|a)P(x_1 < x|a)P(x_2 < x|a) \cdots P(x_{v-1} < x|a)dx \quad (8b)$$

수식의 단순화를 위해 그림 2의 각 가지 (branch) 마다의 확률과 이와 연관된 지연 시간을 통합하여 몇 개의 간단한 z transform 으로 나타내면 식 (9)와 같다.

$$\begin{cases} H_D(z) = P_1 P_4 z^{2T+(v-1)r_0} \\ H_{D2}(z) = P_1 P_4 z^{2T+(v-2)r_0} \\ \vdots \\ H_{Dv-2}(z) = P_1 P_4 z^{2T+2r_0} \\ H_{Dv-1}(z) = P_2 P_4 z^{2T+r_0} \\ H_{Dv}(z) = P_3 P_4 z^{2T+r_0} \end{cases} \quad (9)$$

그림 2의 상태천이도에서 확률 발생 함수를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 P_{acq}(z) &= \sum_{n=0}^{\infty} p_{acq}(n)z^n = \sum_{i=1}^v \pi_i P_{i,acq}(z) \\
 &= H_{D1}(z) \sum_{i=1}^v \pi_i P_{i,1}(z) + H_{D2}(z) \sum_{i=1}^v \pi_i P_{i,2}(z) \\
 &\quad + \dots + H_{Dv}(z) \sum_{i=1}^v \pi_i P_{i,v}(z)
 \end{aligned} \tag{10}$$

단, 여기서 $P_{i,j}(z)$ 는 i 상태에서 j 상태로의 천이 함수 (transfer function)을 나타내며, 확률 발생 함수의 각 항들은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 H_{D1}(z) \sum_{i=1}^v \pi_i P_{i,1}(z) &= \frac{H_{D1}(z)}{1 - H_{M1}(z)H_{M2}(z)H_o^{v-2}(z)} \\
 &\quad \{ \pi_v H_{M2}(z) + \pi_1 + \sum_{i=2}^{v-1} \pi_i H_{M1}(z) \\
 &\quad H_{M2}(z)H_o^{(v-2)+1-i}(z) \}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 H_{D2}(z) \sum_{i=1}^v \pi_i P_{i,1}(z) &= \frac{H_{D2}(z)}{1 - H_{M1}(z)H_{M2}(z)H_o^{v-2}(z)} \\
 &\quad \{ \pi_v H_{M2}(z)H_o(z) + \pi_1 H_o(z) \\
 &\quad + \pi_2 + \sum_{i=3}^{v-1} \pi_i H_{M1}(z)H_{M2}(z) \\
 &\quad H_o^{(v-2)+2-i}(z) \}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 H_{Dk}(z) \sum_{i=1}^v \pi_i P_{i,k}(z) &= \frac{H_{Dk}(z)}{1 - H_{M1}(z)H_{M2}(z)H_o^{v-2}(z)} \\
 &\quad + \sum_{j=1}^k \pi_j H_o^{k-j}(z) + \sum_{i=k+1}^{v-1} \pi_i H_{M1}(z) \\
 &\quad \{ \pi_v H_{M2}(z)H_o^{k-1}(z) \\
 &\quad H_{M2}(z)H_o^{(v-2)+k-i}(z) \}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 H_{Dv-1}(z) \sum_{i=1}^v \pi_i P_{i,v-1}(z) &= \frac{H_{Dv-1}(z)}{1 - H_{M1}(z)H_{M2}(z)H_o^{v-2}(z)} \\
 &\quad \{ \pi_v H_{M2}(z)H_o^{v-2}(z) + \\
 &\quad \sum_{i=1}^{v-1} \pi_i H_o^{v-1-i}(z) \}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 H_{Dv}(z) \sum_{i=1}^v \pi_i P_{i,v-1}(z) &= \frac{H_{Dv}(z)}{1 - H_{M1}(z)H_{M2}(z)H_o^{v-2}(z)} \tag{11} \\
 &\quad \{ \pi_v + \sum_{i=1}^{v-1} \pi_i H_{M1}(z)H_o^{v-1-i}(z) \}
 \end{aligned}$$

따라서 식 (11)중의 공통항 $ITR(z)$ 을 다음과 같이 정의하면.

$$ITR(z) = \frac{H_{Dv-1}(z)}{1 - H_{M1}(z)H_{M2}(z)H_o^{v-2}(z)} \tag{12}$$

Maximum Likelihood 시스템의 확률 발생 함수는 식 (13)과 같다.

$$\begin{aligned}
 \therefore P_{acq}(z) &= ITR(z) \left\{ H_{Dk}(z) \{ \pi_v H_{M2}(z)H_o^{k-1}(z) \right. \\
 &\quad + \sum_{j=1}^k \pi_j H_o^{k-j}(z) \\
 &\quad + \sum_{i=k+1}^{v-1} \pi_i H_{M1}(z)H_{M2}(z)H_o^{(v-2)+k-i}(z) \} \\
 &\quad + H_{Dv-1}(z) \{ \pi_v H_{M2}(z)H_o^{v-2}(z) \\
 &\quad + \sum_{i=1}^{v-1} \pi_i H_o^{v-1-i}(z) \} \\
 &\quad \left. + H_{Dk}(z) \{ \pi_v + \sum_{i=1}^{v-1} \pi_i H_{M1}(z)H_o^{v-1-i}(z) \} \right\} \tag{13}
 \end{aligned}$$

worst case($\pi_1=1, \pi_i=0$ for $2 \leq j \leq v$)인 경우에는 다시 식 (14)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 P_{acq}(z) &= ITR(z) \{ \sum_{k=1}^{v-2} H_{Dk}(z)H_o^{k-1}(z) \\
 &\quad + H_{Dv-1}(z)H_o^{v-2}(z) \\
 &\quad + H_{Dk}(z)H_{M1}(z)H_o^{v-2}(z) \} \\
 &= ITR(z) \{ H_{Dv-1}(z)H_o^{v-2}(z) \\
 &\quad + H_{Dk}(z)H_{M1}(z)H_o^{v-2}(z) \\
 &\quad + \frac{H_{Dv-2}(z)[z^{(v-2)}H_o^2(z) - H_o^2(z)]}{[z^{v-2} - H_o(z)]H_o^2(z)} \} \tag{14}
 \end{aligned}$$

평균 초기 동기 시간과 함께 고려해야할 패러미터인 P_D^{ov} 은 최종적으로 언젠가 초기 동기가 이루어질 확률을 나타내며, 식 (14)에 의해서 P_D^{ov} 과 평균 초기 동기 시간은 각각 식 (15)와 (16)과 같다.

$$\begin{aligned}
 P_D^{ov} &= Pr\{\text{초기 동기가 이루어질 확률}\} \\
 &= P_{acq}(z) |_{z=1} \\
 &= ITR(1) \{ H_{Dv-1}(1)H_o^{v-2}(1) \\
 &\quad + H_{Dk}(1)H_{M1}(1)H_o^{v-2}(1) \\
 &\quad + \frac{H_{Dv-2}(1)[H_o^2(1) - H_o^2(1)]}{[1 - H_o(1)]H_o^2(1)} \}
 \end{aligned} \tag{15}$$

$$\begin{aligned}
 E\{T_{acq}\} &= \left. \frac{dP_{acq}(z)}{dz} \right|_{z=1} \\
 &= ITR(1) \{ H_o^{v-2}(1) [H_M(1) \dot{H}_{Dv}(1) \\
 &\quad + \dot{H}_{Dv-1}(1) + H_{Dv}(1) \dot{H}_M(1) \\
 &\quad + (v-2) H_o^{v-3}(1) \dot{H}_o(1) [H_{Dv-1}(1) \\
 &\quad + H_{Dv}(1) H_M(1)] \\
 &\quad + \frac{1}{(1-H_o(1)) H_o^2(1)} \{ [H_o^2(1) - H_o^v(1)] \\
 &\quad \quad \dot{H}_{Dv-2}(1) \\
 &\quad + H_{Dv-2}(1) [-(H_o^2(1) - H_o^v(1)) (\tau_D - \dot{H}_o(1)) \\
 &\quad - 2(H_o^2(1) - H_o^v(1)) \frac{\dot{H}_o(1)}{H_o(1)} \\
 &\quad + \tau_D (v-2) H_o^2(1) + 2H_o(1) \dot{H}_o(1) \\
 &\quad - v H_o^{v-1}(1) \dot{H}_o(1)] \} \\
 &\quad + ITR^2(1) \{ H_o^{v-2}(1) [H_{M2}(1) \dot{H}_M(1) \\
 &\quad + H_M(1) \dot{H}_{M2}(1) \\
 &\quad + (v-2) H_M(1) H_{M2}(1) \frac{\dot{H}_o(1)}{H_o(1)}] \\
 &\quad [H_o^{v-2}(1) (H_{Dv-1}(1) + H_{Dv}(1) H_M(1)) \\
 &\quad + \frac{H_{Dv-2}(1) (H_o^2(1) - H_o^v(1))}{(1-H_o(1)) H_o^2(1)}] \} \quad (16)
 \end{aligned}$$

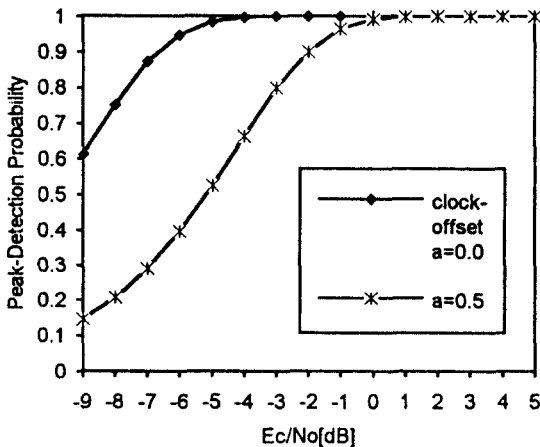


그림 3. E_c/N_0 에 따른 성공적인 Peak-Detection 확률
 Fig. 3. Probability of correct Peak-Detection versus E_c/N_0

IV. 수치결과 및 고찰

앞절에서 사용한 변환 영역에서의 상태 천이도 접근법을 PN-MF 를 사용하는 DS/SS 초기 동기 시스템의 성능 분석에 적용하여 $M=63$, $d=1$, $A=2$ 인 경우, 두 가지 위상 탐색 알고리즘 - 직렬 탐색 알고리즘과 Maximum Likelihood 알고리즘 - 에 대하여 식 (15), (16)에 근거하여 시스템 성능의 수치 결과를 수록하고 그 결과를 고찰하였다.

1. Peak-Detection 확률

그림 3은 E_c/N_0 에 대한 식 (7)의 Peak-Detection 이 성공할 확률 P_4 의 변화를 나타낸다. P_4 는 E_c/N_0 가 증가할수록 점차 커져서 결국 1로 수렴함을 볼 수 있으며, $a=0.0$ 인 경우는 -6 dB 이상에서, $a=0.5$ 인 경우는 -1 dB 이상에서 최고치 ($v-1$ 혹은 v 번째 상태)를 대부분 성공적으로 잡아낸다. 따라서 E_c/N_0 가 충분히 크면 검출기는 언제나 표본량 중 최대값의 위상을 잡아낼 수 있다.

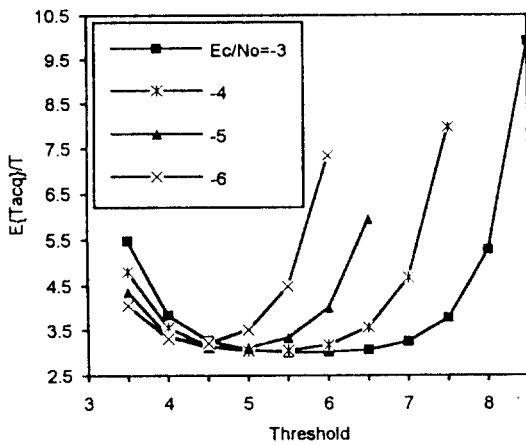
2. 문턱 전압에 대한 평균 초기 동기 시간

그림 4는 문턱 전압을 변화시키면서 얻은 두 알고리즘의 평균 초기 동기 시간을 나타낸다. 직렬 탐색 알고리즘(a)의 경우 잡음 크기로 정규화된 문턱 전압 N 이 4.5 정도일 때 성능이 가장 좋고, 그보다 높거나 낮게 설정되면 성능이 나빠진다. 이는 문턱 전압이 높으면 검출 확률이 너무 낮아져서 성능이 나빠지고, 반대로 낮으면 검출 확률은 높아지지만 자기 상관 사이드로브의 영향 때문에 오히려 성능이 나빠지기 때문이다. ML 알고리즘(b)의 경우는 문턱 전압 N 이 4.5 보다 높으면 직렬 탐색 알고리즘과 마찬가지로 검출 확률이 너무 낮아져서 성능이 나빠지지만, 낮으면 직렬 탐색 알고리즘과는 달리 그 성능이 일정하게 안정된다.

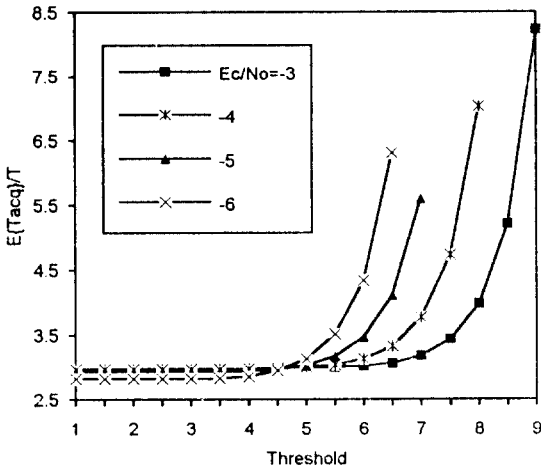
3. E_c/N_0 에 대한 평균 초기 동기 시간

그림 5는 $N=5$ 로 고정시키고 E_c/N_0 를 변화시키면서 얻은 두 시스템의 평균 초기 동기 시간을 나타낸다. 직렬 탐색 알고리즘의 경우 입력 신호의 E_c/N_0 가 -4 dB 정도일 때 성능이 가장 좋고, 그보다 높거나 낮으면 그 성능이 나빠진다. 이는 낮은 E_c/N_0 에서는 오류 확률이 낮아 시스템이 FA (False Alarm) 상태에 이를 확률

이 적지만, 그와 상충하여 검출 확률 또한 낮아지기 때문이며, 반대로 높은 E_c/N_0 에서는 검출 확률은 높아지지만 자기 상관 사이드로브에 의한 오류 확률도 커지기 때문이다. ML 알고리즘의 경우 입력 신호의 E_c/N_0 가 -4 dB 이상이면 그 성능이 일정하게 안정되며, 평균 초기 동기 시간의 최소값 또한 직렬 탐색 알고리즘보다 더 작게 나타났다.



(a) Serial-Search 알고리즘



(b) Maximum Likelihood 알고리즘

그림 4. 정규화된 문턱 전압에 따른 평균 초기 동기 시간 ($P_D^{ov} > 0.95$)
 Fig. 4. Mean acquisition time versus normalized threshold ($P_D^{ov} > 0.95$)

V. 실험 및 결과 분석

이번 절에서는 ML 알고리즘에 의한 DS/SS 초기 동기 시스템을 전력선 환경에서 디지털로 구현하여 그 실험 결과를 분석하였다. 시스템의 가장 중요한 부분은 디지털 정합필터(DMF)로서 하드 Decision 과 소프트 Decision 으로 구성될 수 있다⁽¹²⁾⁽¹³⁾. 전자의 경우 구성이 쉬운 반면 성능의 열화가 있다. 따라서 본 실험에서는 이러한 성능 열화를 막기 위해 아날로그 입력신호를 7 레벨로 양자화하는 소프트 리미터를 사용하였다.

표 1에 주어진 파라미터를 근간으로 하는 실험 시스템의 블록 선도를 그림 6에 나타내었으며 그림 7은 실제 제작한 시스템의 사진이다.

128개의 데이터를 보냈을 때 초기동기가 성공적으로 이루어진 갯수를 직렬 탐색과 ML 초기동기 시스템 각각에 대해 그 실험 결과를 표 2에 나타내었다. ML 알고리즘은 직렬 탐색 알고리즘에 비해 언제나 보다 나은 성능을 나타내었으며, 그 분산 또한 작았다. 이것은 ML 알고리즘이 E_c/N_0 에 대해 안정되게 작동함을 보인다. 반면 직렬 탐색 알고리즘의 경우 E_c/N_0 가 증가할수록 처음에는 성공적인 초기동기의 갯수가 증가하다가 다시 감소함을 볼 수 있다. 이것은 직렬 탐색 시스템의 경우 검출기의 다이내믹 레인지의 감소를 나타내며, 이 결과는 앞절의 그림 5와 그 경향이 일치한다.

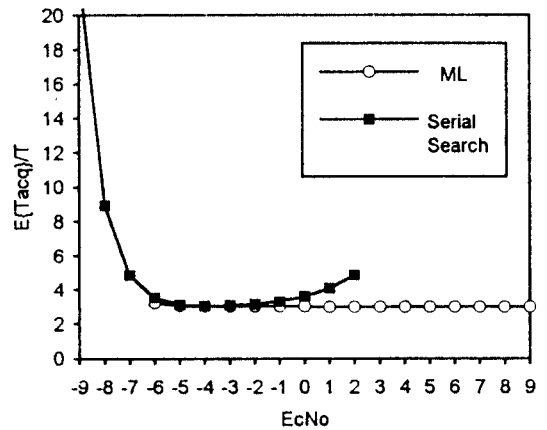


그림 5. E_c/N_0 에 따른 평균 초기 동기 시간 ($a=0.0, r_N=5, P_D^{ov} > 0.95$)
 Fig. 5. Mean acquisition time versus E_c/N_0 . ($a=0.0, r_N=5, P_D^{ov} > 0.95$)

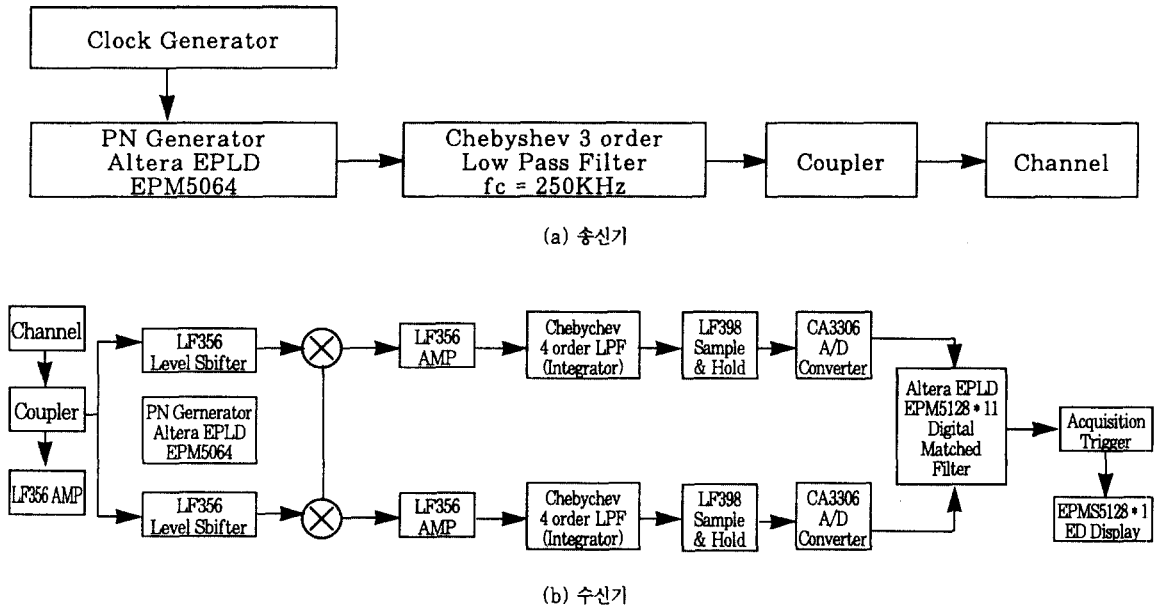


그림 6. 송신기 및 수신기의 블록 선도
Fig. 6. Block diagram of Transmitter and Receiver

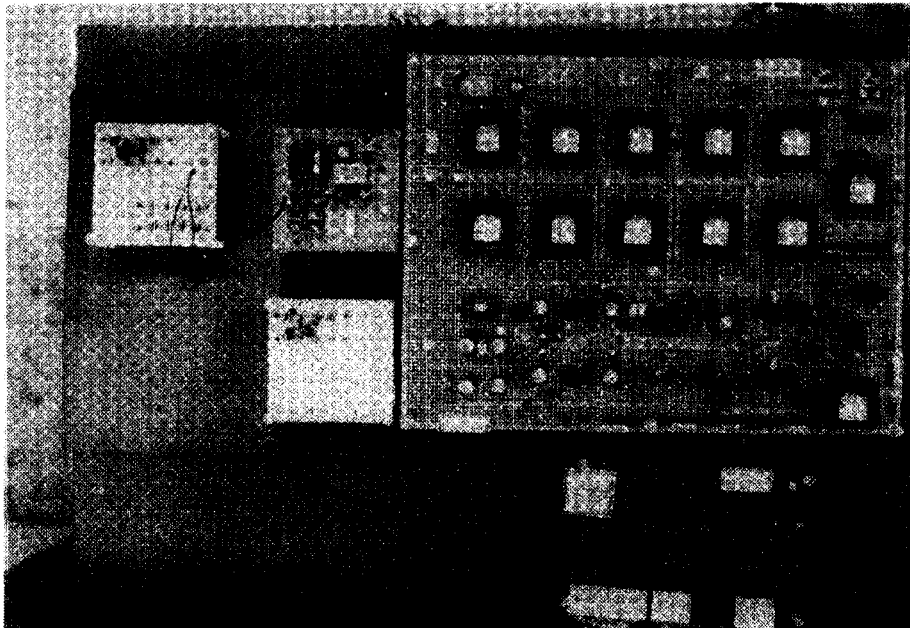


그림 7. 제작된 송신기 및 수신기
Fig. 7. Constructed Transmitter and Receiver

표 1. 실험 시스템의 파라미터
Table 1. Parameters for test system

PN 시퀀스의 길이	31 [chips]
데이터 전송율	2016 [bps]
저역 통과 필터의 차수	3
양자화 레벨	7
중심 주파수	250 [kHz]
대역폭	150 [kHz]

표 2. 직렬 탐색과 ML 시스템의 성공적인 초기동기 갯수
Table 2. Number of successful acquisition of Serial and ML

전송 출력	ML	직렬 탐색
-40 [dBm]	84	28
-35 [dBm]	90	27
-30 [dBm]	80	29
-25 [dBm]	81	34
-20 [dBm]	98	60
-15 [dBm]	98	42

VI. 결 론

Maximum Likelihood 알고리즘에 의한 DS/SS 초기 동기 시스템을 직렬 탐색 알고리즘에 의한 시스템과 비교 분석한 결과는 다음과 같다.

1) 수치 결과와 실험 데이터에서 보듯이 직렬 탐색 알고리즘의 경우 E_c/N_0 가 높아질수록 코드 자기 상관 사이드로브의 영향으로 인하여 시스템 성능이 저하되었지만, ML 알고리즘은 높은 E_c/N_0 에서 매우 좋은 성능을 나타내어 결과적으로 검출기의 다이내믹 레인지를 증가시켰다. 이것은 PN-MF 검출기의 표본량을 저장하고 그 중 가장 큰 값에 기준 PN 시퀀스를 맞추는 과정이 E_c/N_0 가 높아질수록 증가하는 자기 상관 사이드로브의 영향을 받지 않기 때문이다.

2) 직렬 탐색 알고리즘의 경우 문턱 전압을 낮게 설정하면, 검출 확률이 높아짐에도 불구하고 성능이 저하되었지만, ML 알고리즘의 경우 한 주기 동안의 표본량 중 가장 큰 값을 잡아내기 때문에 문턱 전압의 설정에 무관하여 일정한 성능을 나타내었다.

3) 여러명의 사용자가 존재하여 다원 접속 잡음이 있을 경우 이를 가우시안 근사화하여 가우시안 잡음에 더하면 E_c/N_0 축에서의 이동이 있어 두 알고리즘 모두 성능의 열화가 예상된다. 그러나 결과적으로 ML 알고리즘의 넓은 다이내믹 레인지와 문턱 전압의 설정에 무관한 특성은 유지될 것이다.

부 록

본 부록에서는 III절의 식 (4)-(8)에서 이용한 PN-MF 검출기 포락선의 누적 확률 분포 함수와 확률 밀도 함수를 구하였다.

A. Maximum Likelihood 시스템의 확률 밀도 함수

III절의 식 (3b)에서 y_j 는 중심 극한 정리에 의하여 평균이 η_j 이고, 분산이 σ_j^2 인 가우시안 랜덤 변수로 근사화할 수 있다. 따라서 각 코드 오프셋 위치에 따른 평균과 분산은 식 (A.1)과 같다.

$$\eta_j = \begin{cases} 0 & : H_0 \\ Ma & : j = v-1 \\ M(1-a) & : j = v \end{cases}$$

$$\sigma_j^2 = \begin{cases} M(2a^2 - 2a + 1) & : H_0 \\ M(1-a)^2 & : j = v-1 \\ Ma^2 & : j = v \end{cases} \quad (A.1)$$

단, $v = \mathcal{L}^{-1}M$ 이다.

(a) H_0 상태인 경우

y_j 는 평균이 0이고 분산이 σ_j^2 인 가우시안 랜덤변수이며 클락 오차 a 에 대한 y_j 의 조건부 확률 밀도 함수는,

$$f_{y_j|a}(y | a) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_j^2}} \exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma_j^2}\right) \quad (A.2)$$

이며, 잡음 크기로 정규화된 표본의 크기를 새로운 랜덤 변수 x_j 로 정의하면,

$$x_j = \frac{z_j}{\sqrt{\hat{N}_{out}}} \quad (A.3)$$

y_j 에 대한 x_j 의 조건부 확률 밀도 함수는⁽¹⁴⁾,

$$f_{x_j|y_j}(x|y) = x \exp\left[-\frac{1}{2}(x^2 + \frac{2\rho}{M}y^2)\right] I_0\left(\sqrt{\frac{2\rho}{M}}yx\right) \quad (A.4)$$

이다. 단, ρ 는 칩 당 SNR 이다.

따라서, 클락 오차 a 에 대한 x_j 의 확률 밀도 함수는 식 (A.5)와 같다.

$$\begin{aligned} f_{x_j|a}(x|a) &= \int_{-\infty}^{\infty} f_{x_j|y_j}(x|y) f_{y_j|a}(y|a) dy \\ &= \frac{x}{\sqrt{2\pi\sigma_j^2}} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left[-\left(\frac{\rho}{M} + \frac{1}{2\sigma_j^2}\right)y^2\right] \\ &\quad I_0\left(\sqrt{\frac{2\rho}{M}}xy\right) dy \end{aligned} \quad (A.5)$$

$\phi_j = \sqrt{\frac{\rho}{M}\sigma_j^2}$ 으로 치환하고 영차 수정 베셀 함수와 Confluent Hypergeometric 함수의 관계⁽¹⁵⁾⁽¹⁶⁾를 이용하면 클락 오차 a 에 대한 x_j 의 확률 밀도 함수는 식 (A.6)과 같다.

$$\begin{aligned} f_{x_j|a}(x|a) &= \frac{x}{\sqrt{1+2\phi_j^2}} \exp\left(-\frac{1+\phi_j^2}{2(1+2\phi_j^2)}x^2\right) \\ &\quad I_0\left(\frac{\phi_j^2x^2}{2(1+2\phi_j^2)}\right) \end{aligned} \quad (A.6)$$

(b) H_1 상태인 경우

y_j 는 평균이 η_j 이고, 분산이 σ_j^2 인 가우시안 랜덤변수로써 a 에 대한 조건부 확률 밀도 함수는,

$$f_{y_j|a}(y|a) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_j^2}} \exp\left(-\frac{(y-\eta_j)^2}{2\sigma_j^2}\right) \quad (A.7)$$

이다.

x_j 의 확률 밀도 함수를 구하기 위해서는 가우시안 랜덤 변수 y_j 를 $y_j = \eta_j + y'$ 로 분해해야 한다⁽³⁾.

새로운 랜덤 변수 \hat{N}_{ci} 와 \hat{N}_{sj} 를 다음과 같이 정의하면,

$$\begin{aligned} \hat{N}_{ci} &= N_{ci} + \sqrt{\frac{S}{2}} T_c \cos \theta y^r, \\ \hat{N}_{sj} &= N_{sj} + \sqrt{\frac{S}{2}} T_c \sin \theta y^r \end{aligned} \quad (A.8)$$

PN-MF의 출력 포락선의 j 번째 표본 Z_j 는

$$Z_j = \sqrt{\left(\hat{N}_{ci} + \sqrt{\frac{S}{2}} T_c \eta_j \cos \theta\right)^2 + \left(\hat{N}_{sj} + \sqrt{\frac{S}{2}} T_c \eta_j \sin \theta\right)^2} \quad (A.9)$$

가 된다.

랜덤 변수 \hat{N}_{ci} 와 \hat{N}_{sj} 의 평균과 분산은 각각 다음과 같다.

$$\begin{aligned} E(\hat{N}_{ci}) &= E(\hat{N}_{sj}) = 0, \quad N_{out,i} = E(\hat{N}_{ci}^2) = E(\hat{N}_{sj}^2) \\ &= N_{out} + \frac{ST_c^2\sigma_j^2}{4} \end{aligned} \quad (A.10)$$

\hat{N}_{ci} 와 \hat{N}_{sj} 에는 y^r 항이 공통으로 들어있기 때문에 두 변수는 서로 독립이 아니다. 그러나 y_j 의 분산이 작음에 의한 PN-MF 출력의 분산 N_{out} 보다 상당히 작기 때문에 \hat{N}_{ci} 와 \hat{N}_{sj} 를 서로 독립이라 가정할 수 있다. 따라서 $\frac{N_{out}}{\hat{N}_{out,i}} = \frac{1}{1+\phi_j^2}$ 의 관계를 이용하면 클락 오차 a 에 대한 x_j 의 조건부 확률 밀도 함수는 식 (A.11)과 같다.

$$\begin{aligned} f_{x_j|a}(x|a) &= \frac{x}{\sqrt{1+\phi_j^2}} \exp\left(-\frac{1}{2}\left[\frac{x^2}{1+\phi_j^2} + \frac{2\eta_j^2\phi_j^2}{\sigma_j^2(1+\phi_j^2)}\right]\right) I_0\left(\frac{\sqrt{2}\eta_j\phi_jx}{\sigma_j(1+\phi_j^2)}\right) \end{aligned} \quad (A.11)$$

B. Maximum Likelihood 시스템의 누적 확률 분포 함수

누적 확률 분포 함수 $F_j(z)$ 를 다음과 같이 정의하면,

$$F_{x_j}(z) = \Pr(x_j \geq z) \quad (B.1)$$

j 번째 표본이 문턱 전압을 넘을 확률 $P_{up,j}$ 은 식 (B.2)와 같다.

$$P_{up,j} = \Pr(z_j \geq \gamma) = 1 - F_{x_j}(\gamma_N) \quad (B.2)$$

x_j 의 확률 밀도 함수는 H_0 상태인 경우와 H_1 상태인 경우 각각 식 (A.6)과 (A.11)과 같으므로, H_0 상태 ($j \in H_0$)의 검출 및 오보 확률은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P_{up,j|a} &= \int_x \frac{x}{\sqrt{1+2\phi_j^2}} \exp\left(-\frac{1+\phi_j^2}{2(1+2\phi_j^2)}x^2\right) \\ &\quad I_0\left(\frac{\phi_j^2x^2}{2(1+2\phi_j^2)}\right) dx \end{aligned} \quad (B.3)$$

변수를 치환하고, Marcun-Q function과의 관계

를 이용하면,

$$P_{up,ja} = k^* \frac{\beta^2 + \alpha^2}{\beta^2 - \alpha^2} (1 + Q(\alpha, \beta) - Q(\beta, \alpha)) \quad (B.4)$$

이다.

단, 식 (B.4) 에서 각 변수들은 다음과 같이 정의된다.

$$\left\{ \begin{aligned} k^* &= \frac{\sqrt{1+2\phi_j^2}}{1+\phi_j^2}, \quad a^* = \frac{\phi_j^2}{1+\phi_j^2}, \quad c^* = \frac{1+\phi_j^2}{2(1+2\phi_j^2)} \gamma_N^2 \\ \left(\frac{\alpha}{\beta} \right) &= \frac{\sqrt{2c^*+2a^*c^*} \mp \sqrt{2c^*-2a^*c^*}}{2}, \quad \gamma_N = \frac{\gamma}{\sqrt{N_{out}}} \end{aligned} \right. \quad (B.5)$$

H_1 상태 ($j \in H_1$)의 검출 및 오보 확률은 식 (B.6)과 같다.

$$P_{up,ja} = \int_x^{\infty} \frac{x}{\sqrt{1+2\phi_j^2}} \exp\left(-\frac{1}{2} \left[\frac{x^2}{1+\phi_j^2} + \frac{2\eta_j^2 \phi_j^2}{\sigma_j^2(1+\phi_j^2)} \right] \right) I_0\left(\frac{\sqrt{2}\eta_j \phi_j x}{\sigma_j(1+\phi_j^2)}\right) dx \quad (B.6)$$

변수를 치환하고, Marcun-Q function 과의 관계를 이용하면 식 (B.7) 과 같다.

$$P_{up,ja} = \sqrt{1+\phi_j^2} Q\left(\frac{\sqrt{2}\phi_j \eta_j}{\sqrt{M(1+\phi_j^2)}}, \frac{\gamma_N}{\sqrt{1+\phi_j^2}}\right) \quad (B.7)$$

참고문헌

- M. B. Pursley, "The role of spread spectrum in packet radio networks," Proc. IEEE, vol 75, No.1, pp.116-155, January, 1987.
- A. Polydoros and C. L. Weber, "A unified approach to serial search spread-spectrum code acquisition, Part 1: General theory," IEEE Trans. Commun., vol com-32, No.5, pp.542-549, May, 1984.
- A. Polydoros and C. L. Weber, "A unified approach to serial search spread-spectrum code acquisition, Part 2: A Matched Filter Receiver," IEEE Trans. Commun., vol com-32, No.5, pp.550-560, May, 1984.
- E. A. Sourour and S. C. Gupta, "Direct sequence Spread spectrum Parallel Acquisition in a Fading mobile channel," IEEE Trans. Commun., vol 38, July, 1990.
- R. B. Ward and K. P. Yiu, "Acquisition of pseudonoise signals by recursion-aided sequential estimation," IEEE Trans. Commun., vol 25, pp.784-794, Aug, 1977.
- S. S. Rappaport and D. M. Grieco, "Spread-spectrum signal acquisition : methods and technology," IEEE Commun. Mag, vol 22, No. 6, pp.6-21, June, 1984.
- J. H. Fisher, J. H. Cafarella, C. A. Bouman, G. T. Flynn, V. Dolat and R. Biosvert, "Wide-band packet radio for multipath environments," IEEE Trans. Commun., vol 36, No.5, pp.564-576, May, 1988.
- M. Kowatsch, "Application of surface-acoustic-wave technology to burst format spread spectrum communications," IEE Proc., vol 131, Pt. F, No.7, Dec, 1984.
- 이 동 옥, "수정된 상태 천이도를 이용한 버스트형 DS-SS 초기 동기 시스템의 성능 분석," 연세대학교 대학원 박사 학위 논문 1991년, 6월.
- R. W. Sittler, "System analysis of discreet Markov processes," IRE Trans. Circuit Theory, vol CT-3, pp.257-266, Dec, 1956.
- W. H. Huggins, "Signal-flow graphs and random signals..," Proc. IRE, vol 45, January, 1957.
- G. L. Turin, "Introduction to Digital Matched Filters," Proc. IEEE Vol.64, pp.1092-1112, July, 1976.
- G. L. Stuber, "Soft-Limiter Receivers for Coded DS/DPSK Systems," IEEE Trans. Commun., pp.46-53, Jan, 1990.
- A. D. Whalen, "Detection of signals in noise," New York : Academic Press, 1971.
- J. J. Bussgang and D. Middleton, "Optimum sequential detection of signals in noise," IRE Trans. Inform. Theory, vol IT-1, pp.5-18, Dec,

1955.

16. M. Schwartz, W. R. Bennett, S. Stein,

"Communication systems and Techniques,"
McGraw-Hill 1966.



權 純 逸(Soon Yil Kwon) 정회원

1969년 8월 31일생
1992년 2월 : 연세대학교 공과대학
전기공학과 졸업(공학
사)
1994년 2월 : 연세대학교 대학원 전
기공학과 졸업(공학석
사)

1994년 3월~현재 : 연세대학교 대학원 전기공학과 박사과정
재학

*주관심 분야 : 초기 동기, 대역확산통신, CDMA 이동 무선
통신, RAKE 수신기



李 尙 文(Sang Moon Lee) 정회원

1968년 7월 15일생
1992년 2월 : 연세대학교 공과대학
전기공학과 졸업(공학
사)
1994년 8월 : 연세대학교 대학원 전
기공학과 졸업(공학석
사)

1994년 9월~현재 : 삼성 전기 근무

*주관심 분야 : 대역확산통신, 무선LAN

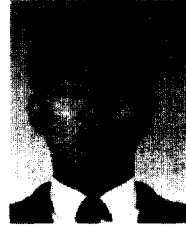


黃 承 勳(Seung Hoon Hwang) 정회원

1969년 2월 26일생
1992년 2월 : 연세대학교 공과대학
전기공학과 졸업(공학
사)
1994년 2월 : 연세대학교 대학원 전
기공학과 졸업(공학석
사)

1994년 3월~현재 : 연세대학교 대학원 전기공학과 박사과정
재학

*주관심 분야 : 대역확산통신, CDMA 이동무선통신, 저궤도
위성통신



洪 仁 基(Een Kee Hong) 정회원

1966년 1월 22일생
1989년 2월 : 연세대학교 공과대학
전기공학과 졸업(공학
사)
1991년 2월 : 연세대학교 대학원 전
기공학과 졸업(공학석
사)

1995년 8월 : 연세대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학박사)

1995년 9월~현재 : 한국 이동 통신 근무

*주관심 분야 : 초기 동기, 대역확산통신, CDMA 이동무선
통신, 코딩



黃 金 燦(Keum Chan Whang) 정회원

1944년 7월 18일생
1967년 2월 : 연세대학교 공과대학
전기공학과 졸업(공학
사)
1975년 6월 : Polytechnique
Institute of New
York 전기공학과 졸
업(공학박사)

1980년 9월~현재 : 연세대학교 공과대학 전기공학과 교수

*주관심분야 : 대역확산통신, 이동무선통신, 무선 패킷망, 광
대역통신망, 탄성표면파 소자 및 그 응용분야.