

# 디지털 정합 필터를 이용한 버스트형 직렬 탐색 DS-SS 초기 동기 시스템의 성능 분석

正會員 李 東 旭\* 正會員 洪 仁 基\* 正會員 黃 金 燦\*

## A Performance Analysis of Burst-format Serial Search DS-SS Acquisition System Using Digital Matched Filter

Dong Wook LEE\*, Een Kee HONG\*, Keum Chan WHANG\* *Regular Members*

**要 約** 정합필터를 이용한 버스트형 직렬 탐색 직렬 직접 시퀀스 스프레드 스펙트럼 확산(DS-SS : direct sequence spread-spectrum) 초기 동기 시스템의 성능 분석 방법을 제안하였다.

본 논문에서는 디지털 정합 필터를 이용한 초기 동기 시스템을 분석하였다. 디지털 정합필터를 이용한 경우에는 칩(chip)을 먼저 복조하므로, 이때 발생하는 오류에 대한 함수로써 오모뮬과 잡출출을 구하고, blocked customers cleared (BCC) queueing 시스템 모델에서 얻은 시스템 분배율을 구한다. 이 값들을 시간에 따른 정합필터 출력의 상태도에 적용함으로써, 임의의 시간에 도달하는 패킷을 잃을 확률을 구한다.

디지털 정합필터를 이용한 경우에는 아날로그 정합필터를 이용한 경우와는 달리 자기 상관 사이드로브에 의한 오모뮬이 일정하게 되어 시스템 상태도를 간략화 할 수 있었다.

**ABSTRACT** In this paper, an analysis approach for the performance of serial search burst-format direct sequence spread-spectrum(DS-SS) code acquisition system using matched filter is presented. And an acquisition system using digital matched filter is chosen for the analysis by this approach.

In this acquisition system, since chip decision should be performed before matched filter, false alarm probability and detection probability are expressed in terms of error probability which occurs in chip decision process, and system blocking probability is obtained from the blocked customers cleared(BCC) queueing system model. Then, the packet loss probability is calculated by applying these above parameters to the state transition diagram of matched filter output. The state transition diagram of acquisition system with digital matched filter is found to be simplified compared with acquisition system with analog matched filter from the fact that the false alarm probability due to auto-correlation sidelobe is constant.

### I. 서 론

디지털 정합 필터를 이용한 초기 동기 시스템은 다중경로 페이딩 현상이 약하고 코드분할 다중 접속에 부적합하다는 단점이 있으나, 임펄스 잡음에 강하고 전력선과 같은 다중경로 페이딩 현상이 없고 notched 현상이 심한 채널에 유용하며, 아날로그 정합 필터에 비하여 제작이

간편하다는 장점이 있다[1].

본 논문에서는 디지털 정합필터를 이용한 버스트형 DS-SS 초기 동기 시스템의 성능을 분석하였다. 버스트형 신호전송인 경우에는 초기동기에 걸리는 시간이 제한되어 있으므로, 패킷을 잃어버릴 확률로 성능을 분석하는 것이 타당하다[2].

따라서 본 논문에서는 동기 시스템으로 Sust의 디지털 정합필터를 이용한 Noncoherent DS-SS 복조시스템을 모델로 삼고[3], 동기확인 과정으로는 코인시던스(coincidence)기법을 채택

\*延世大學校 電氣工學科  
Dept. of Electrical Engineering, Yonsei University  
論文番號 : 91-65(接受1991. 1. 3)

하였다[4]. 이 시스템을 모델로 삼아 검출확률과 오보를 그리고 수신기 봉쇄화률을 구하여 이 값들을 시간에 따른 초기동기 시스템의 상태전이도에 적용하여 패킷손실확률을 구하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II 절에서는 본 논문에서 사용한 시스템 모델에 대한 설명을 하고, III 절에서는 본 논문에서 제안한 성능 분석 방법과 함께, II 절의 시스템 모델의 성능을 분석하였다. IV 절에서는 시스템의 성능 분석 결과를 수록, 분석하고, V 절에 결론을 수록하였다.

## II. 동기 시스템의 개요

DS-SS 패킷 통신에서 정보는 패킷 단위로 전송된다. 패킷은 크게 코드동기정보를 포함한 전치부호와 나머지 데이터 블록으로 나눌 수 있다. DS-SS 패킷 통신에서는 전치부호 내에서 동기를 이뤄야 하고 따라서 DS-SS 패킷 통신에서의 초기동기 시간은 제한되어 있다.

본 논문에서는 Sust의 디지털 정합필터를 이용한 DS-SS복조 시스템을 초기동기 시스템으로

채택하였고[3], 탐색방식으로는 시스템이 간단하고 잡음과 간섭에 강한 직렬탐색 방식을 선택하여 성능을 분석하였다.

그림 1에 디지털 정합필터를 이용한 초기동기 시스템의 개략도를 보였다. 수신 신호는 동상성분(inphase)과 직각위상(quadrature)성분의 두 채널로 나뉘어 적분기를 통과한 후 표본화(sampling) 된다. 이때 코드의 시작점을 모르는 상태에서 표본화가 이루어지므로 송·수신단 clock 위상차  $p \cdot T_c$ 가 발생한다. 표본에 대한 hard limiter 출력은 디지털 정합필터로 입력된다.

그후 매 칩 주기(chip duration)  $T_c$ 마다 TDL(tapped delay line)에 입력되어, 미리 인가되어 있던 첫번째 전치부호에 해당하는 기준 PN코드의 코릴레이션을 일으킨다. TDL 출력값은 세곱기를 통과한 후 동상성분과 직각위상성분을 더하여 문턱전압과 비교된다. 비교된 값이 문턱전압을 넘게되면 확인 과정을 시작하는데, 본 논문에서는 확인 과정으로 코인시던스 검출을 사용하였다. 코인시던스 검출에서는 정합 필터 출력이 문턱전압을 넘는가에 대한 판단을 A번 행하여 지, 만약 A번 판단 중 B번 이상이 문턱전압을

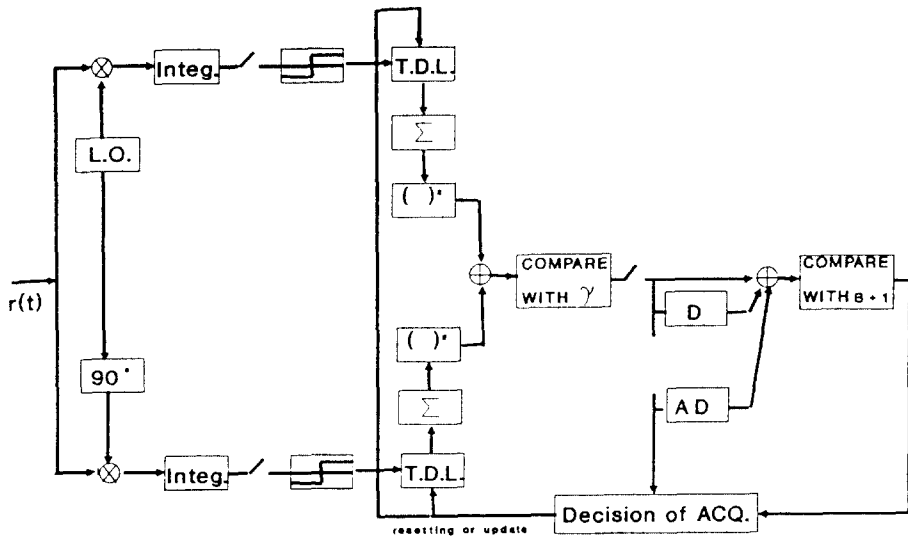


그림 2.1. 동기 시스템의 개략도  
Fig. 2.1. Block diagram of Acquisition system

넘는다면 초기동기가 이루어진 것으로 판단하고, B번 미만일 때 허위 동기로 인정하고 동기 시스템을 다시 초기화 시킨다.

그림 2는 위에서 설명한 수신기가 초기동기를 이루기까지의 처리기능을 보여주는 흐름도이다.

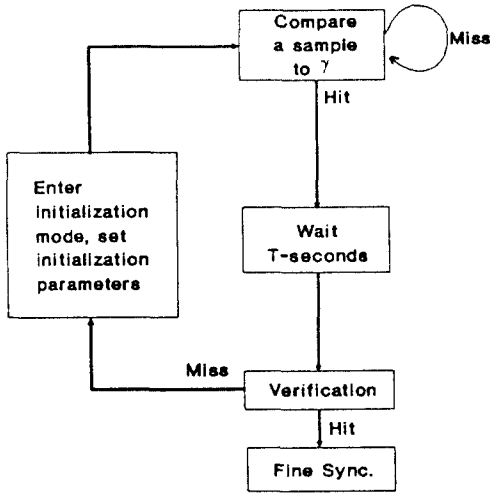


그림 2. 버스트형 DS-SS 초기 동기 시스템의 흐름도.  
Fig. 2. The flow graph of burst format DS-SS acquisition system

### III. 초기동기 시스템의 성능분석

#### 3.1 칩(chip) 복조오류

수신 신호  $r(t)$ 는 신호가 도달한 경우와 도달하지 않은 경우로 나누어 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r(t) = \begin{cases} \sqrt{2 \cdot S} \cdot c(t) \cos(\omega_0 t + \theta) + n(t) & (\text{도달후}) \\ n(t) & (\text{도달전}) \end{cases} \quad (1)$$

여기서  $c(t) = \text{DS 코드 시퀀스}$  (각 코드 칩은  $\pm 1$ 의 값을 같은 확률로 갖는 i.i.d.),  $\omega_0 = \text{캐리어}$

의 각 주파수(rad/sec),  $\theta = \text{랜덤 캐리어 위상}$  ( $[0, 2\pi]$ 의 값으로 일량 분포를 갖는다.),  $n(t) = \text{평균 0이고, 양측파대 스펙트럼 밀도가 } N_0/2 \text{인 가우시안 백색 잡음(AWGN : additive white gaussian noise)}$ ,  $S = \text{송신 신호의 평균 전력이다.}$

적분기를 통과한 후의 신호를  $a_I, a_Q$ 라고 하면  $a_I, a_Q$ 는 다음과 같다. 여기서 첨자 I와 Q는 각각 동상성분(inphase)과 직각위상성분(quadrature)임을 나타낸다.

$$a_I(t) = \int_{t-T_c}^t [\sqrt{2 \cdot S} \cdot c(\tau) \cos(\omega_0 \tau + \theta) \cos \omega_0 \tau + n(\tau) \cos \omega_0 \tau] d\tau$$

$$= \int_{t-T_c}^t \sqrt{2 \cdot S} \cdot c(\tau) \cos \theta d\tau + N_I \quad (2)$$

$$a_Q(t) = \int_{t-T_c}^t \sqrt{2 \cdot S} \cdot c(\tau) \sin \theta d\tau + N_Q \quad (3)$$

여기서,

$$N_I = \int_{t-T_c}^t n(\tau) \cos \omega_0 \tau d\tau$$

$$N_Q = \int_{t-T_c}^t n(\tau) \sin \omega_0 \tau d\tau$$

이다.

$N_I$ 와  $N_Q$ 는 평균이 0이고,  $N_0 \cdot T_c / 4$ 의 분산값을 갖는다[5]. 적분기를 통과한 후의 신호는 표본화되는데, 각 코드의 시작점을 모르는 상태이므로 그림 3과 같이  $k$ 번째 수신 코드의 시작점에서  $T_c/2$  후부터 다음 코드의  $T_c/2$ 까지 사이에 표본화(sampling)되는 값에 대한 inphase 성분과 quadrature 성분을 각각  $b_I(k), b_Q(k)$ 라 하자.

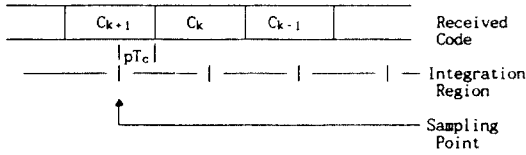


그림 3. 표본화 후의 코드인식  
Fig. 3. Code recognition after sampling

$$b_I(k) = \begin{cases} \sqrt{2 \cdot S} \cdot C_k \cdot T_c \cdot \cos \theta + N_I, & (C_k = C_{k+1}) \\ \sqrt{2 \cdot S} \cdot C_k \cdot (1-2|p|) \cdot T_c \cdot \cos \theta + N_I, & (C_k = -C_{k+1}) \end{cases} \quad (4)$$

$$b_Q(k) = \begin{cases} \sqrt{2 \cdot S} \cdot C_k \cdot T_c \cdot \sin \theta + N_Q, & (C_k = C_{k+1}) \\ \sqrt{2 \cdot S} \cdot C_k \cdot (1-2|p|) T_c \cdot \sin \theta + N_Q, & (C_k = -C_{k+1}) \end{cases} \quad (5)$$

Hardlimiter에서 칩을 복조하는데, 발생하는 오류  $P_{eI}$ ,  $P_{eQ}$ 는 각각  $P_{eI} = P_r\{b_I(k) > 0 | C_k = -1\}$ ,  $P_{eQ} = P_r\{b_Q(k) > 0 | C_k = -1\}$  이고 ( $C_k = C_{k+1}$ )인 경우와 ( $C_k = -C_{k+1}$ )인 경우의 발생 확률이 각각 1/2로 같으므로  $P_{eI}$ ,  $P_{eQ}$ 는

$$P_{eI} = 1/2 \cdot P_r\{N_I > \sqrt{2 \cdot S} T_c \cdot \cos \theta\} + 1/2 \cdot P_r\{N_I > \sqrt{2 \cdot S} (1-2|p|) T_c \cdot \cos \theta\} \quad (6)$$

$$P_{eQ} = 1/2 \cdot P_r\{N_Q > \sqrt{2 \cdot S} T_c \cdot \sin \theta\} + 1/2 \cdot P_r\{N_Q > \sqrt{2 \cdot S} (1-2|p|) T_c \cdot \sin \theta\} \quad (7)$$

이고,  $N_I$ ,  $N_Q$ 가 각각 평균값이 0이고 분산값이  $N_0 T_c / 4$ 인 가우시안 분포를 가지므로

$$P_{eI} = 1/4 \cdot \text{erfc}(\sqrt{2 \cdot \rho} \cdot \cos \theta) \quad (8)$$

$$+ 1/4 \cdot \text{erfc}(\sqrt{2 \cdot \rho} \cdot (1-2|p|) T_c \cdot \cos \theta)$$

$$P_{eI} = 1/4 \cdot \text{erfc}(\sqrt{2 \cdot \rho} \cdot \sin \theta) + 1/4 \cdot \text{erfc}(\sqrt{2 \cdot \rho} \cdot (1-2|p|) T_c \cdot \sin \theta) \quad (9)$$

로 나타낼 수 있다.

여기서,  $\rho = \frac{S \cdot T_c}{N_0}$  로 한칩의 에너지와 잡음스펙트럼밀도의 비이다.

### 3.2 검출확률

검출확률  $P_d$ 를 구하기 위해서 우선 정합필터 출력,  $X_I$ 의 확률밀도함수를 구하면 다음과 같다.

$$X_I(M) = \sum_{i=1}^M D_i, \quad D_i = C_i \cdot C_i^R \quad (10)$$

여기서  $M$ 은 데이터 1 비트를 확산시킨 PN 코드의 갯수이고,  $C_i$ 는 사용한 코드의  $i$ 번째 칩 극성( $\pm 1$ )이고  $C_i^R$ 은 기준코드의  $i$ 번째 칩 극성( $\pm 1$ )이다.  $D_i$ 는 hardlimiting 과정에서 에러가 발생하지 않았다면 1의 값을 가지며, 에러가 발생했다면 -1의 값을 갖는 R.V.(random variable) 이다.

그러므로  $X_I$ 의 확률밀도함수(probability density function)는

$$f_{X_I}(X_I) = \sum_{k=-(M+1)/2}^{(M-1)/2} P_r\{X=2k+1\} \cdot \delta[X_I - (2k+1)] \quad (11)$$

여기서,

$$P_r\{X=j\} = \binom{M}{(M+j)/2} (1-P_{eI})^{(M+j)/2} P_{eI}^{(M-j)/2}$$

이다.

제공기의 출력을  $Y_I$ 라 하면,  $Y_I$ 의 확률밀도함수는

$$f_{Y_I}(Y_I) = \sum_{k=0}^{(M-1)/2} \left[ \binom{M}{(M+2k+1)/2} (1-P_{eI})^{(M+2k+1)/2} \cdot P_{eI}^{(M-2k-1)/2} + \binom{M}{(M-2k-1)/2} (1-P_{eI})^{(M-2k-1)/2} \cdot P_{eI}^{(M+2k+1)/2} \right] \cdot \delta[Y_I - (2k+1)T] \quad (12)$$

이다.

Quadrature 성분  $X_Q$ ,  $Y_Q$ 의 확률밀도함수는 식(11)과 식(12)에서  $P_{eI}$  대신에  $P_{eQ}$ 를 대입한 식이다.

$Y_I$ 와  $Y_Q$ 의 합  $R$ 의 확률밀도함수는

$$f_R(R) = \sum_{Y_Q=-\infty}^{\infty} f_{Y_I}(R-Y_Q) f_{Y_Q}(Y_Q) = \sum_{k=0}^{(M-1)/2} \sum_{k'=0}^{(M-1)/2} \frac{1}{2\pi \cdot T_C} \int_{-T_C/2}^{T_C/2} \left[ \binom{M}{(M-2k-1)/2} \binom{M}{(M-2k'-1)/2} \left\{ [(1-P_{eI})^{(M+2k+1)/2} \cdot P_{eI}^{(M-2k-1)/2}] + [(1-P_{eI})^{(M-2k-1)/2} \cdot P_{eI}^{(M+2k+1)/2}] \right\} \cdot \left\{ [(1-P_{eQ})^{(M+2k'+1)/2} \cdot P_{eQ}^{(M-2k'-1)/2}] + [(1-P_{eQ})^{(M-2k'-1)/2} \cdot P_{eQ}^{(M+2k'+1)/2}] \right\} \cdot d\theta \cdot dp \cdot \delta[R - (2k+1)T - (2k'+1)T] \right] \quad (13)$$

이다.

따라서 문턱전압 값을  $\gamma$ 라 하면 검출확률은 다음과 같다.

$$P_d = \sum_{R=\gamma}^{\infty} f_R(R) \quad (14)$$

### 3-3. 오보확률(false alarm probability)

오보확률  $P_{fa}$ 은 정합필터에 잡음만이 인가되거나 자기상관 sidelobe가 문턱전압을 넘는 확률이다. 이 경우에는 식(10)에서  $D_i=1$ 일 확률이  $1/2$ 이고,  $D_i=-1$ 일 확률이  $1/2$ 이다. 정합필터의 출력  $X_I$ 의 평균과 분산은

$$E\{X_I\} = E\left\{ \sum_{i=1}^M D_i \right\} = 0 \quad (15)$$

$$\sigma_{I^2}^2 = E\{(X_I - 0)^2\} = \sum_{i=1}^M E\{X_i^2\} = M \quad (16)$$

$$E\{X_Q\} = 0, \quad \sigma_{Q^2}^2 = M \quad (17)$$

이다.

그러므로  $X_I$ 의 확률밀도함수는

$$f_{X_I}(X_I) = \sum_{k=-M}^M \binom{M}{k} (1/2)^k (1/2)^{M-k} \cdot \delta[X_I - k] \quad (18)$$

이고,  $M$ 값이 충분히 크다면 정합필터 출력의 확률밀도함수는 중심극한 정리(central limit theorem)에 의해[6]

$$f_{X_I}(X_I) = 1/\sqrt{2\pi M} \cdot \exp\{-(X_I^2/2M)\} \quad (19)$$

$$f_{X_Q}(X_Q) = 1/\sqrt{2\pi M} \cdot \exp\{-(X_Q^2/2M)\} \quad (20)$$

로 가우시안 근사화 할 수 있다.

(20)과 (21)에서 R의 확률밀도함수는[7]

$$f_R(R) = 1/2M \cdot \exp\{-R/2M\} \quad (21)$$

이다. 그러므로 오보율 P<sub>fa</sub>는

$$P_{fa} = \int_{\gamma}^{\infty} f_R(R) \cdot dR = \exp\{-\gamma/2M\} \quad (22)$$

이다.

### 3.4 봉쇄 확률

오보가 발생하면 코인시던스 작업이 시작되고 수신기는 수신되는 데이터를 처리할 수 없게 되고, 이를 수신기의 봉쇄(blocking)라 한다. 오보가 확인과정을 통과할 확률을 P<sub>CD1</sub>으로 표시하고, 오보에 의해 수신기가 봉쇄된 평균시간을 T<sub>F<sub>A</sub></sub>라 하면,

$$T_{FA} = (A + 1)(1 - P_{CD1}) \cdot T + (A + L_D) \cdot P_{CD1} \cdot T \quad (23)$$

이고, [2]로부터 봉쇄 확률 P<sub>B</sub>는

$$P_B = \frac{P_{FA} \cdot T_{FA}}{T_C + P_{FA} \cdot T_{FA}} \quad (24)$$

이다.

여기서, T는 전치부호 1 비트의 주기, L<sub>D</sub>는 데이터 갯수이다.

### 3.5 패킷 손실 확률

[2]의 탐색과정과 확인과정을 통해 시스템이 초기동기 시점에 이르게 되기 까지의 수신기의

상태도에서 P<sub>FA</sub>와 T<sub>C</sub>/T<sub>FA</sub>는 어느 상태에서도나 같으므로 i≥0인 경우의 P<sub>i</sub>(i번째 상태에 도달할 확률)도 모두 1/P<sub>B</sub>임을 알 수 있다.

따라서 디지털 정합필터를 사용한 경우의 수신기의 상태도는 그림 4와 같이 간단히 나타낼 수 있다.

다음과 같이 P<sub>d</sub>는 M번째 상태에서 코릴레이션 출력이 문턱전압을 넘을 확률로 앞에서 구한 식(15)와 같다. P<sub>CD</sub>를 코인시던스 과정을 통과할 확률, 초기동기가 이루어 질 확률 P<sub>ACQ</sub>는 다음과 같다.

$$P_{ACQ} = P_M \cdot P_d \cdot P_{CD} = (1 - P_B) \cdot P_d \sum_{n=B}^A \binom{A}{n} P_d^n (1 - P_d)^{A-n} \quad (25)$$

따라서 패킷을 잃어버릴 확률은 P<sub>L</sub>은 식(26)으로 나타낼 수 있다.

$$P_L = 1 - P_{ACQ} \quad (26)$$

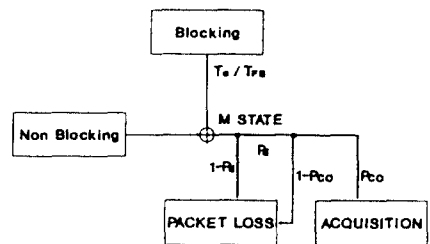


그림 4. 직렬탐색 초기동기 시스템의 상태도.  
Fig. 4. State diagram of serial search for acquisition system

## IV. 결과 고찰

63칩 PN코드를 사용한 경우, ρ값이 -15, -5, 15, 25[dB]인 경우 포락선 검파기 출력의

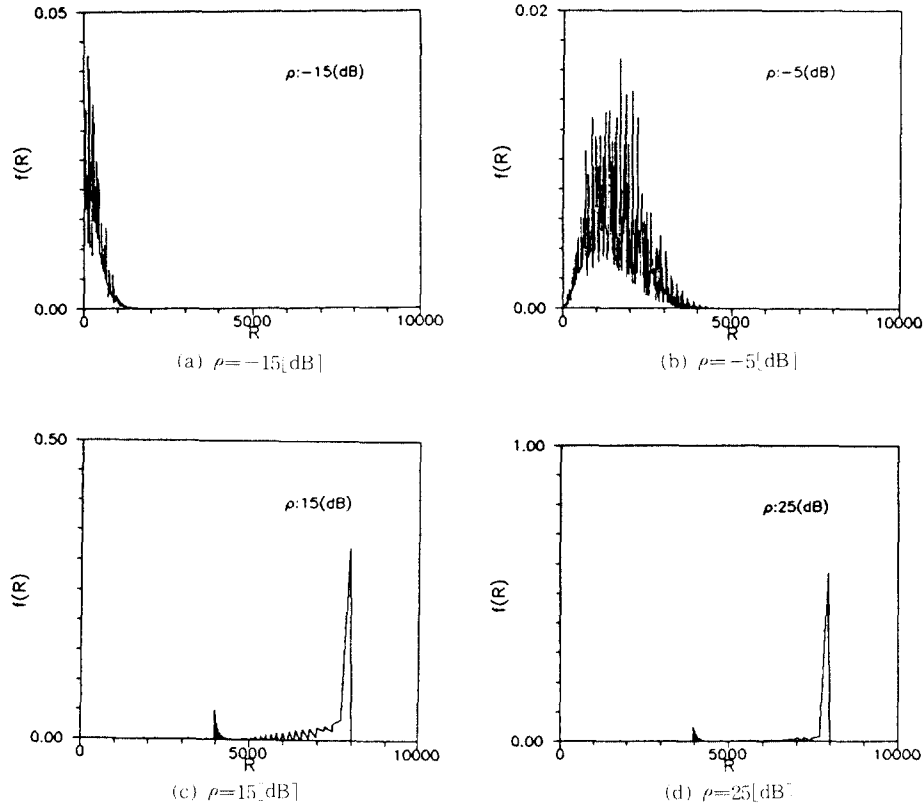


그림 5.  $\rho$ 에 따른 포락선 검파기 출력의 확률밀도함수  
 Fig. 5. P.D.F. of Envelope detector output with respect to  $\rho$

확률밀도 함수  $f_R(R)$ 를 그림 5에 보였다.

그림 6에는 63칩 PN코드를 사용하고 문턱전압을 40으로 잡을 때의 패킷 손실확률을 보였다. 각각은 클락위상차  $p$ 가 0일때,  $p$ 가 1/2일때, 그리고  $p$ 에 대하여 평균을 취했을 때(mean)의 패킷 손실확률 분포이다.

평균을 취한 경우 0dB 근처에서 파형이 변하는데 이는 디지털 정합필터로 초기동기를 구현했을 때는 칩 단위로 복조하므로 처리이득(processing gain)을 얻지 못한다. 따라서, 그림 6에서 보는 바와 같다.  $\rho$ 가 낮은 경우에는 평균을 취한 경우가  $p=0.5$ 인 경우에 비슷하게 나타나고 높은  $\rho$ 에서는  $p=0$ 인 경우에 비슷한 파형을 보여줌을 알 수 있다.

그림 7에는 63칩 PN 코드를 사용했을 때 문턱

전압 값이 각기 32, 40, 45, 50일때 패킷손실확률이다.

시스템이 사용되는  $\rho$ 의 범위에 따라 적합한 문턱전압 값이 다르다는 것을 알 수 있다. 즉,  $\rho$ 이 약 -10dB에서 0dB까지는 문턱전압을 32로, 5dB에서 20dB까지는 문턱전압을 40으로 잡는 것이 가장 좋은 성능을 얻을 수 있음을 보여준다. 또한 디지털 정합필터를 사용한 경우 칩단위로 복조하므로 아날로그 정합필터에서  $\rho$ 값이 증가하면 자기상관함수의 사이드로브 값이 증가해 오히려 패킷손실확률이 커지는 것과는 달리  $\rho$ 값이 증가하여도 패킷 손실이 커지지 않고 일정하게 유지됨을 알 수 있다[8].

그림 8에는 63칩 PN코드를 사용했을 때와 127칩 PN코드를 사용했을 때의 패킷 손실확률이

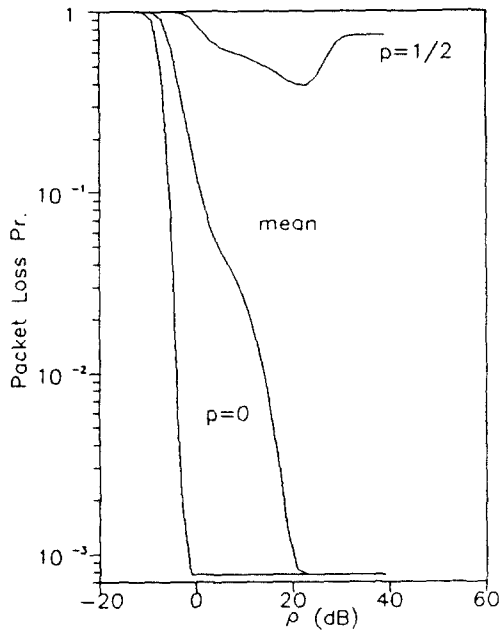


그림 6. 패킷 손실 확률  
Fig. 6. Packet Loss Probability

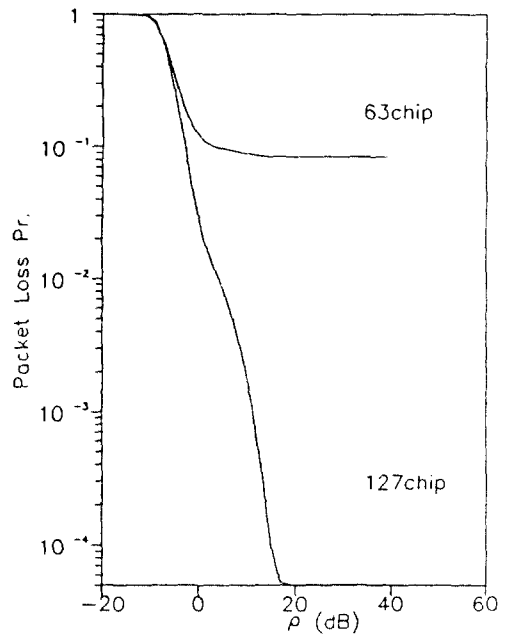


그림 8. 칩수에 따른 패킷손실확률  
Fig. 8. Packet Loss Probability according to the number of chip

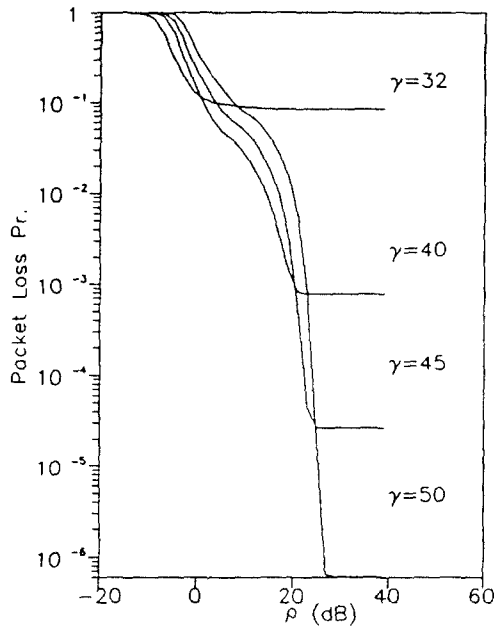


그림 7. 문턱전압값에 따른 패킷손실확률  
Fig. 7. Packet Loss Probability according to threshold

다. 문턱전압값은 둘 다 칩수의 절반가량인 32와 64로 설정했다. 칩 수를 많이 할수록 패킷 손실확률이 감소함을 알 수 있다.

## V. 결 론

본 논문에서는 디지털 정합필터를 이용한 DS-SS 패킷 통신의 초기동기 시스템의 성능을 분석하였다.

분석 결과 디지털 정합필터로 구성된 초기동기 시스템은 클락 오차에 민감한 것으로 나타났으며, 칩단위로 복조하여 처리이득을 얻지 못하므로 다중 접속(CDMA)에는 부적합 하지만, 신호대 잡음비가 어느 이상 증가하여도 자기상관 side lobe 가 일정하게 유지되어 사용가능한 신호대 잡음비 범의 제한을 줄일 수 있고, 제작이 용이



하여 다중경로 페이딩 현상이 없고 notched 현상이 심한 전력선 통신이나 유선통신등에서는 유용하게 사용될 수 있다.

### 참 고 문 헌

1. R.A.Piety, "Intra building data transmission using power-line wiring", HEWLETT-PACKARD Jour., May 1987.
2. 김형근, 이동욱, 황금찬, "버스트형 DS SS 통신 초기 시스템의 성능 분석-Analog Matched Filter", 1990년도 한국 통신 학회 추계 종합학술 발표회 논문집, 1990, pp. 62-66.
3. M.K. Sust, "Performance of digital matched filters in a direct sequence spread spectrum receiver", IEEE Milcom '88.
4. A. Polydoros, C.L.Weber, "A unified approach to serial search spread-spectrum code acquisition-part II : a matched-filter receiver", IEEE Trans. Comm., Vol.COM 32, May 1984, pp. 550-560.
5. 홍인기, "디지털 정합필터를 이용한 버스트형 DS-SS 통신 코드동기 시스템의 성능분석", 석사학위논문, 연세대학교 대학원 전기공학과, 1991년 2월
6. A. Papoulis : Probability, Random Variables And Stochastic Processes, McGraw-Hill, New-York 2nd ed., 1984.
7. J.G. Proakis : Digital Communications, McGraw-Hill, New-York, 1983 A.Wald, Sequential Anaysis, New York John Wiley, 1947.
8. M.Kowatsch, "Application of surface-acoustic wave technology to burst-format spread-spectrum communications", IEE Proc. Vol.131, December 1984, pp. 734-741.



李東旭(Dong Wook LEE) 正會員  
1962年 1月 8日生  
1984年 2月 : 延世大學校 電氣工學科 卒業  
1986年 2月 : 延世大學校 電氣工學科 碩士課程 卒業  
1987年 8月 : 延世大學校 電氣工學科 博士課程



洪仁基(Een Kee HONG) 正會員  
1966年 1月 22日生  
1989年 2月 : 延世大學校 電氣工學科 卒業  
1991年 2月 : 延世大學校 電氣工學科 碩士課程 卒業  
1991年 3月 ~ 現在 : 延世大學校 電氣工學科 博士課程



黃金燦(Keum Chan WHANG) 正會員  
1944年 7月 18日生  
1967年 2月 : 延世大學校 電氣工學科 卒業 (工學士)  
1975年 6月 : 美國 Polytechnique Institute of New York 大學院 (工學碩士)  
1979年 6月 : 美國 Polytechnique Institute of New York 大學院 (工學博士)  
1979年 6月 ~ 1980年 9月 : 大田機械會 先任研究員  
1980年 9月 ~ 現在 : 延世大學校 電氣工學科 教授