

이홍인* 이 동욱* 황금찬*
* 연세 대학교 전기 공학과A Performance analysis of burst-format DS/SS code acquisition system I
- digital matched filter*Een-kee Hong* Dong-wook Lee* Keum-chan Whang*
* Dept. of Electrical Eng., Yonsei Univ.

ABSTRACT : An analysis approach of a complete statistical description in terms of packet loss probability is presented for the performance of serial search burst-format DS/SS code acquisition systems. The approach is formulated in a general manner which allows freedom in modeling of burst-format DS/SS receiver. The basic idea is the construction of state diagram for the reception of packet which is similar to that propose by Weber, in which mean acquisition time is used as the measure of performance. Sust's noncoherent DS/SS system using digital matched filter for acquisition and coincidence technique for verification process are taken for the application of this analysis approach, and its performance is evaluated.

1. 서론

패킷 통신은 컴퓨터통신이나 데이터 통신과 같이 정보가 버스트형일때 유용한 통신 방식이다[1]. 신호변조 방식으로는 최근 DS/SS(direct sequence spread spectrum)방식이 각광을 받고 있는데[2], 이 변조방식은 채널에서의 multipath와 notched현상에 강하고 전송시 스펙트럼의 전력밀도가 낮아 다른 통신채널에 간섭을 적게 줄 뿐 아니라 코드분할 다중접속(CDMA)이 가능하여 위성 통신을 비롯한 전력선 통신등으로 응용 영역이 넓혀져 가는 변조방식이다[3].

DS/SS수신기는 확산된 PN코드를 역확산시켜주어야 하므로 수신 PN코드와 수신기에서 발생시키는 기준 PN코드의 위상을 맞추는 작업이 수행되어야 한다. DS/SS에서 두 코드의 위상차를 1칩 이내로 일치시키는 것을 PN초기동기(acquisition)라 한다.

DS/SS 시스템의 초기동기 성능분석 방법은 버스트형 통신이 아닌 경우, 초기동기 시점을 잡아내는데 걸리는 평균 시간이 성능분석의 척도가 될 수 있다. 버스트형 통신에서는 Polydoros[4]등이 동기 시스템 성능 측정값(measure of system performance)으로 평균 초기동기 시간(T_{acq})이 제한된 시간(T_0)보다 적을 확률($Pr\{T_{acq} < T_0\}$)을 사용했으나, 데이터가 버스트형이어서 패킷 단위로 전송될 경우에는 초기동기에 필요한 시간이 패킷의 전치부호에 해당하는 시간 동안으로 고정 할당되므로 전치부호의 끝단에서 동기가 이루어 지느냐 이루어지지 않는냐의 여부가 중요한 일이다. 따라서 버스트형 동기 시스템은 패킷 손실 확률(packet loss probability)로 그 성능을 분석하는 것이 타당하다고 볼 수 있다.

패킷 손실 확률을 구하기위해서 고려해야 할 점은 버스트형 통신에서 패킷은 랜덤(random)하게 수신되므로 패킷 수신시에 시스템이 봉쇄 되어있다면 패킷을 잃어버리게 된다는 점이다. 이를 고려하여 동기 시스템이 봉쇄될 확률(blocking probability)을 구하고, 포락선 검파기(envelope detector)의 확률밀도함수를 구하여 오폭률(false alarm probability)과 검출확률(detection probability)을 구하였다. 그리고 이산 Markov process의 성질을 시스템에 적용하여 위의 세가지 확률로서 시스템이 패킷을 잃어버릴 확률을 구하여 성능을 분석하였다.

본 논문에서는 동기 시스템으로 Sust의 디지털 정합필터를 이용한 Noncoherent DS/SS 복조 시스템을 모델로 삼아 해석하였으며[5], 동기확인 과정으로는 코인시던스(Coincidence)기법을 채택하였다[6]. 디지털 정합필터로 동기 동기 시스템을 구성했을 때는, Multipath에 약하고 코드분할 다중 접속에 부적합하다는 단점이 있으나, 임펄스 잡음에 강하고 전력선과 같은 multipath가 없고 notched 현상이 심한 채널에 유용하며, 아날로그 정합 필터에 비하여 제작이 간편하다는 장점이 있다[7].

2. 시스템 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 제한되어있다.

본 논문에서는 Sust의 디지털 정합필터를 이용한 DS/SS복조 시스템을 초기동기 시스템으로 채택하였고 탐색 방식으로는 시스템이 간단하고 잡음과 간섭에 강한 직렬탐색 방식을 선택하였다.

그림 2-1에 디지털 정합필터를 이용한 초기동기 시스템의 개략도를 보였다. 수신 신호는 동상성분(inphase)과 직각위상(quadrature)성분의 두 채널로 나뉘어 적분기를 통과한후 표본화(sampling)된다. 이때 코드의 시작점을 모르는 상태에서 표본화가 이루어지므로 송·수신단 clock 위상차 p가 발생한다. 그후 hard limiter로써 A/D (analog-to-digital) 변환되어, 디지털 정합필터에서 수행되는 코릴레이션(correlation)을 위한 칩스트림(chip-stream)을 만들어 준다.

그후 매 칩 주기(chip duration) T_c 마다 TDL(tapped-delay line)에 입력되어, 미리 인가되어 있던 첫번째 전치부호에 해당하는 기준 PN코드와 코릴레이션을 일으킨다. TDL 출력값은 제곱기를 통과한 후 동상성분과 직각위상성분을 더하여 문턱전압과 비교된다. 비교된 값이 문턱전압을 넘게되면 코인시던스 과정을 시작하는데, 코인시던스 과정에서는 정합 필터 출

력이 문턱전압을 넘는가에 대한 판단을 A번 행하여서, 만약 A번 판단 중 B번이상이 문턱전압을 넘는다면 초기동기가 이루어진 것으로 판단하고, B번 미만일 땐 허위 동기로 인정하고 동기 시스템을 다시 초기화 시킨다.

3. 성능 분석

3-1 칩(chip) 복조 오율

본 장에서는 AWGN(additive white gaussian noise) 채널에서의 동기 시스템 성능을 분석하였다.

우선 수신 신호는 $r(t) = A \cdot c(t) \cos(\omega_0 t + \theta) + n(t)$ 이다. 여기서 $c(t)$ 는 T_c (chip duration)의 폭을 가지며 ± 1 의 크기를 갖는다. $n(t)$ 는 평균이 0이고, $N_0/2$ 의 분산값을 가지는 백색 가우시안 잡음(white gaussian noise)을 표시한다. 적분기를 통과한 후의 신호 a_1, a_2 는 다음과 같이 쓸 수 있다. 여기서 첨자 1과 Q는 각각 in-phase 성분과 quadrature 성분을 나타낸다.

$$a_1(t) = \int_{t-T_c}^t [A \cdot c(\tau) \cos \omega_0 \tau + \theta] \cos \omega_0 \tau + n(\tau) \cos \omega_0 \tau \, d\tau$$

$$= A \cdot \int_{t-T_c}^t c(\tau) \cos \theta \, d\tau + N_1 \quad (3-1)$$

$$a_2(t) = A \cdot \int_{t-T_c}^t c(\tau) \sin \theta \, d\tau + N_2 \quad (3-2)$$

여기서 N_1 와 N_2 는 평균이 0이고, $N_0 \cdot T_c/4$ 의 분산값을 가진다. 각 코드의 시작점을 모르는 상태이므로 그림 3-1과 같이 k번째 수신 코드의 시작점에서 $T_c/2$ 후 부터 다음 코드의 $T_c/2$ 까 지 사이에 표본화(sampling)되는 값을 각각 $b_1(k), b_2(k)$ 라 하자.

$|p| (|p| \leq 1/2)$ 가 그림 3-1에 나타난 것과 같이 $kT_c \leq t \leq (k+1/2)T_c$ 인 지점에서 표본화 되었다고 하면

$$b_1(k) = A \left[\int_{(k-1/2)T_c}^{kT_c} C_k \, d\tau + \int_{kT_c}^{(k+1/2)T_c} C_{k+1} \, d\tau \right] \cdot \cos \theta + N_1 \quad (3-3)$$

이고, 이는 두가지 경우로 나누어 생각해 볼 수 있다.

$$b_1(k) = \begin{cases} A \cdot C_k \cdot T_c \cdot \cos \theta + N_1, & (C_k = C_{k+1}) \\ A \cdot C_k \cdot (1-2|p|) \cdot T_c \cdot \cos \theta + N_1, & (C_k = -C_{k+1}) \end{cases} \quad (3-4)$$

$$b_2(k) = \begin{cases} A \cdot C_k \cdot T_c \cdot \sin \theta + N_2, & (C_k = C_{k+1}) \\ A \cdot C_k \cdot (1-2|p|) T_c \cdot \sin \theta + N_2, & (C_k = -C_{k+1}) \end{cases} \quad (3-5)$$

이 hardlimiting 과정에서 발생하는 오율 P_{o1}, P_{o2} 는 각각 $P_{o1} = \Pr\{b_1(k) < 0 \mid C_k = -1, C_k = C_{k+1}\}$ 이고 $P_{o2} = \Pr\{b_2(k) < 0 \mid C_k = -1\}$ 이고 $(C_k = C_{k+1})$ 과 $(C_k = -C_{k+1})$ 가 발생할 확률이 같으므로 결과식은 (3-6) (3-7)과 같다.

$$P_{o1} = 1/2 \cdot \Pr\{b_1(k) < 0 \mid C_k = -1, C_k = C_{k+1}\} + 1/2 \cdot \Pr\{b_1(k) < 0 \mid C_k = -1, C_k = -C_{k+1}\}$$

$$= 1/4 \cdot \text{erfc}(\sqrt{2 \cdot \text{SNR}} \cdot \cos \theta) + 1/4 \cdot \text{erfc}(\sqrt{2 \cdot \text{SNR}} \cdot (1-2|p|/T_c) \cdot \cos \theta) \quad (3-6)$$

$$P_{o2} = 1/2 \cdot \Pr\{b_1(k) < 0 \mid C_k = -1, C_k = C_{k+1}\} + 1/2 \cdot \Pr\{b_1(k) < 0 \mid C_k = -1, C_k = -C_{k+1}\}$$

$$= 1/4 \cdot \text{erfc}(\sqrt{2 \cdot \text{SNR}} \cdot \sin \theta) + 1/4 \cdot \text{erfc}(\sqrt{2 \cdot \text{SNR}} \cdot (1-2|p|/T_c) \cdot \sin \theta) \quad (3-7)$$

3-2 검출확률

검출확률 P_d 를 구하기 위해서 우선 정합필터 출력 R.V.(random variable) X_1 의 확률밀도함수를 구하면 다음과 같다.

$$X_1(M) = \sum_{i=1}^M D_i, \quad D_i = C_i \cdot C_i^R \quad (3-8)$$

여기서 C_i 는 i번째 코드값이고 C_i^R 은 기준코드 값으로 1과 -1의 값을 갖는 확률로 갖는 R.V.이고, D_i 는 hardlimiting과 전에서 에러가 발생하지 않았다면 1의 값을 가지며, 에러가 발생했다면 -1의 값을 갖는 R.V.이다.

$$f_{X_1}(X_1) = \sum_{k=-(M+1)/2}^{(M-1)/2} \Pr\{X_1 = 2k+1\} \cdot \delta[X_1 - (2k+1)] \quad (3-9)$$

$$\text{where, } \Pr\{X_1 = k\} = \begin{cases} M \\ (M-k)/2 \end{cases} (1-P_{o1})^{(M+k)/2} P_{o1}^{(M-k)/2}$$

제곱기를 통과하고 난 후의 값 Y_1 의 확률밀도함수를 구해보면 다음과 같다

$$f_{Y_1}(Y_1) = \sum_{k=0}^{(M-1)/2} \Pr\{Y_1 = (2k+1)^2\} \cdot \delta[Y_1 - (2k+1)^2]$$

$$\text{where, } \Pr\{Y_1 = (2k+1)^2\} = \Pr\{X_1 = (2k+1)\} + \Pr\{X_1 = -(2k+1)\}$$

$$= \sum_{k=0}^{(M-1)/2} \left[\begin{matrix} M \\ (M-2k-1)/2 \end{matrix} \right] (1-P_{o1})^{(M+2k+1)/2} P_{o1}^{(M-2k-1)/2} + \begin{matrix} M \\ (M+2k+1)/2 \end{matrix} (1-P_{o1})^{(M-2k-1)/2} P_{o1}^{(M+2k+1)/2} \right] \cdot \delta[Y_1 - (2k+1)^2] \quad (3-10)$$

quadrature 성분 X_Q, Y_Q 의 확률밀도함수는 (3-9)식과 (3-10)식에 P_{o1} 대신에 P_{o2} 대입한 식이다.

이종결과 값 $Z = Y_1 + Y_Q$ 의 확률밀도함수는 Y_1 와 Y_Q 가 서로 독립(independent)이므로 Y_1 와 Y_Q 의 확률밀도함수 간의 이산 컨볼루션으로 나타난다.

$$f_Z(Z) = \sum_{Y_Q=-\infty}^{\infty} f_{Y_1}(Z-Y_Q) f_{Y_Q}(Y_Q)$$

$$= \sum_{k=0}^{(M-1)/2} \sum_{k'=0}^{(M-1)/2} \frac{1}{2\pi \cdot T_c} \left[\begin{matrix} M \\ (M-2k-1)/2 \end{matrix} \right] \left[\begin{matrix} M \\ (M-2k'-1)/2 \end{matrix} \right] \left\{ \begin{matrix} (1-P_{o1})^{(M+2k+1)/2} P_{o1}^{(M-2k-1)/2} + (1-P_{o1})^{(M-2k-1)/2} P_{o1}^{(M+2k+1)/2} \\ (1-P_{o2})^{(M+2k'+1)/2} P_{o2}^{(M-2k'-1)/2} + (1-P_{o2})^{(M-2k'-1)/2} P_{o2}^{(M+2k'+1)/2} \end{matrix} \right\} \cdot d \cdot \delta[Z - (2k+1)^2 - (2k'+1)^2] \quad (3-11)$$

여기서 (3-6)식과 (3-7)식에서 보는 바와 같이 P_{o1}, P_{o2} 는 각각 p 와 θ 에 대한 함수이므로 그 평균값을 취했다. 문턱전압 값을 R_0^2 이라하면 검출확률은 다음과 같다.

$$P_d = \sum_{Z=R_0^2}^{\infty} f_Z(Z) \quad (3-12)$$

3-3 오보율 (false alarm probability)

오보율 P_{fa} 를 구하려면 정합필터에 잡음만이 인가되거나,

부분 코릴레이션(partial correlation) 일어날 때는 (3-8)식에서 부터 $D_i=1$ 일 확률이 $1/2$ 이고, $D_i=-1$ 일 확률이 $1/2$ 이다. 정합필터 X_1 의 평균값과 분산값을 구해보면

$$E\{X_1\} = E\left\{\sum_{i=1}^M D_i\right\} = 0 \quad (3-13)$$

$$\sigma_1^2 = E\{(X_1 - 0)^2\} = \sum_{i=1}^M E\{X_i^2\} = M \quad (3-14)$$

$$E\{X_Q\} = 0, \quad \sigma_Q^2 = M \quad (3-15)$$

그러므로 X_1 의 확률밀도함수는

$$f_{X_1}(X_1) = \sum_{k=-M}^M \binom{M}{k} (1/2)^k (1/2)^{M-k} \cdot \delta[X_1 - k] \quad (3-18)$$

이고, M 값이 충분히 크다면 정합필터 출력의 확률밀도함수는 가우시안으로 근사화 가능하므로[8]

$$f_{X_1}(X_1) = 1/\sqrt{2\pi M} \cdot \exp\{-X_1^2/2M\} \quad (3-19)$$

$$f_{X_Q}(X_Q) = 1/\sqrt{2\pi M} \cdot \exp\{-X_Q^2/2M\} \quad (3-20)$$

로 나타낼 수 있다.

최종결과 값 $Z = X_1^2 + X_Q^2$ 의 확률밀도함수는[9]

$$f_Z(Z) = 1/2M \cdot \exp\{-Z/2M\} \quad \text{이다.} \quad (3-21)$$

그러므로 오보율 P_{ra} 는

$$P_{ra} = \int_{R_0}^{\infty} f_Z(Z) \cdot dZ = \exp\{-R_0^2/2M\} \quad \text{이다.} \quad (3-22)$$

4. 탐색 방법

오보가 발생하면 코인시던스 작업이 시작되고 수신기는 수신되는 데이터를 처리할 수 없게 된다. 이를 수신기의 봉쇄라 하며 오보에 의해 수신기가 봉쇄될 평균시간을 T_{rs} 라 하면 신호가 없는 동안 수신기가 봉쇄될 확률은 연속된 두 state의 상태에 따라 결정된다. 그림 4-1은 임의의 i 번째 state에서 수신기의 상태를 보여주고 있으며 식 (4-1)은 수신기가 봉쇄될 확률이다.

$$P_b = \frac{P_{FA}T_{rs}}{T_c + P_{FA}T_{rs}} \quad (4-1)$$

그림 4-2는 직렬탐색방식의 초기동기 시스템 흐름도이다. M 번째 state 서 봉쇄되어 있지않을 확률을 P_{cm} 이라 하고 P_d 를 M 번째 state에서 코릴레이션 출력이 문턱전압을 넘을 확률, P_{co} 를 코인시던스 과정을 통과할 확률, A 를 코인시던스 횟수라 하면 초기동기가 이루어 질 확률 P_{acq} 는 다음과 같다.

$$P_{acq} = P_{cm}P_dP_{co} = (1-P_b)P_d \sum_{n=B}^A \binom{A}{n} P_d^n (1-P_d)^{A-n} \quad \text{이다.} \quad (4-2)$$

오보에 의하여 코인시던스 과정을 통과할 확률을 P_i 이라하면

$$P_i = \sum_{n=B}^A \binom{A}{n} P_{ra}^n (1-P_{ra})^{A-n} \quad \text{이고} \quad (4-3)$$

오보에 의한 수신기의 봉쇄시간 T_{rs} 는 확인과정에 필요한 시간과 데이터 비트시간이 포함된다. 즉, 데이터 1 비트의 주기를 T_c 라 하면 오보가 확인과정을 통과할 경우에는 데이터 비트시간 $L_b T_c$ (L_b : 데이터 갯수), 그리고 통과하지 못할 경우는 확인과정 동안의 시간과 확인과정의 끝에서 새로운 PN 코드를 정합필터에 인가하는 시간이 포함된다.

$$T_{rs} = (A + 1)(1 - P_i) \cdot T_c + (A + L_b) \cdot P_i \cdot T_c \quad (4-4)$$

따라서 패킷을 잃어버릴 확률 P_L 은 식(4-20)으로 나타낼 수 있다.

$$P_L = 1 - P_{acq} \quad (4-5)$$

5. 결과 및 고찰

63칩 PN코드를 사용한 경우, SNR이 -15, -5, 15, 25[dB]인 경우 포락선 검파기 출력의 확률밀도 함수 $f_Z(Z)$ 를 그림 5-1에 보았다.

그림 5-2에는 63 칩 PN코드를 사용하고 문턱전압을 40으로 잡을 때의 패킷 손실확률을 보였다. 각각은 클락위상차 p 가 0일때 (best case), p 가 $1/2$ 일때(worst case), 그리고 p 에 대하여 평균을 취했을 때(mean case)의 패킷 손실확률 분포이다. mean case의 경우 0db 근처에서 파형이 변하는데 이는 디지털 정합필터로 초기동기를 구현했을 때는 칩 단위로 복조하므로 processing gain을 얻지 못한다. 따라서, 그림 5-2에서 보는 바와 같이 SNR이 낮은 경우에는 mean case가 worst case에 비슷하게 나타나고 높은 SNR에서는 best case에 비슷한 파형을 보여줌을 알 수있다.

그림 5-3은 63칩 PN 코드를 사용했을 때 문턱전압 값이 각기 32, 40, 45, 50일때 패킷손실확률이다. 시스템이 사용되는 SNR 범위에 따라 적절한 문턱전압 값이 다르다는 것을 알 수 있다. 즉, SNR이 약 -10db 에서 0db까지는 문턱전압을 32로, 5db에서 20db 까지는 문턱전압을 40으로 잡는 것이 가장 좋은 성능을 얻을 수 있음을 보여준다. 또한 디지털 정합필터를 사용한 경우 칩단위로 복조하므로 아날로그 정합필터에서 SNR이 올라가면 자기상관함수의 sidelobe가 증가해 오히려 패킷손실 확률이 커지는 것과는 달리 SNR이 증가하여도 패킷 손실이 커지지 않고 일정하게 유지됨을 알 수있다[10].

그림 5-4 에는 63칩 PN코드를 사용 했을 때와 127칩 PN코드를 사용했을 때의 패킷 손실확률이다. 문턱전압값은 둘다 칩수의 절반가량인 32와 64로 설정했다. 칩 수를 많이 할수록 패킷 손실확률이 감소함을 알 수있다.

6. 결론

본 논문에서는 디지털 정합필터를 이용한 DS/SS 패킷 통신의 코드동기 시스템의 성능 분석 방법을 제시하였다.

패킷 통신에서는 패킷이 random하게 수신 되므로 패킷이 수신되었을 때 동기 시스템이 봉쇄되어 있거나 신호를 검출하지 못하면 패킷을 잃어버리게 된다. 따라서 동기 시스템이 봉쇄될 확률과 오보율 그리고 검출확률등을 구하고 이것들을 이용한 패킷손실확률을 구함으로써 성능을 분석하였다.

그결과 디지털 정합필터가 칩 단위로 복조하므로 낮은 SNR에서는 좋지못한 결과를 나타낼 것이라는 점과 SNR이 증가하더라도 아날로그 정합필터를 사용한 경우와는 달리 패킷손실 확률이 증가하지 않을 것이라는 점, 그밖에 문턱전압에 따른 패킷손실확률이나 칩 수에 따른 패킷손실확률등이 예상했던 결과와 일치하는 점으로 미루어 보아 위와 같은 성능 분석방법이 타당하다고 여겨진다.

디지털 정합필터로 구성된 초기동기 시스템은 칩단위로 복조하여processing gain을 얻지 못하므로 multipath에 약하고 CDMA에는 부적합 하지만, SNR이 어느 이상 증가하여도 sidelobe가 일정하게 유지되어 사용가능한 신호대 잡음비 폭의 제한을 줄일 수있고, 재작이 용이하여 multipath현상이 없고 notched 현상이 심한 전력선 통신이나 유선통신등에서는 유용하게 사용될 수 있다.

참고문헌

- [1] Roy D. Fosner, Packet Switching, Lifetime Learning Publication, 1985
- [2] Donald L. Schilling, "Spread spectrum goes commercial," IEEE Spectrum, August 1990, pp40-45.
- [3] R.C.Dixon, Spread Spectrum Systems, Johnson Wiley & Sons, 1984
- [4] A. Polydoros, C.L.Weber, "A unified approach to serial search spread-spectrum code acquisition - part I : general theory," IEEE Trans. Comm., Com-12, May 1984, pp. 542-549
- [5] M.K. Sust, "Performance of digital matched filters in a direct sequence spread spectrum receiver," IEEE Milcom'88
- [6] 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.
- [7] R.A.Piety, "Intra building data transmission using power-line wiring," HEWLETT-PACKARD Jour., May 1987.
- [8] A. Papoulis, Probability, Random Variables And Stochastic Processes, McGraw-Hill, New-York 2nd ed., 1984
- [9] J. G. Proakis, Digital Communications, McGraw-Hill, New-York, 1983
- [10] M.Kowatsch, "Application of surfac-acoustic wave technology to burst-format spread-spectrum communications," IEE Proc. Vol.131, December 1984, pp. 734-741.

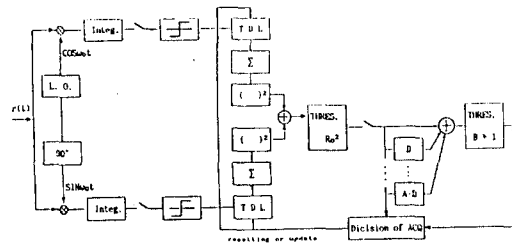


그림 2-1 동기 시스템의 개략도

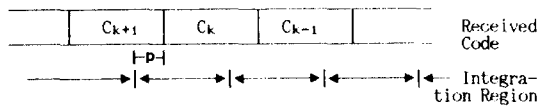


그림 3-1 표본화 후의 코드인식

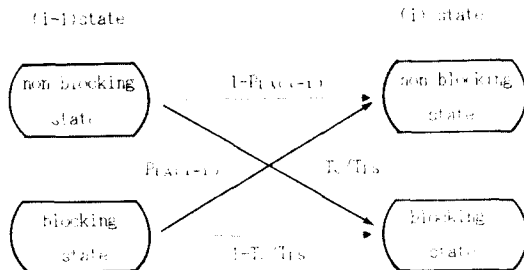


그림 4-1 큐잉구조 상태 전이도

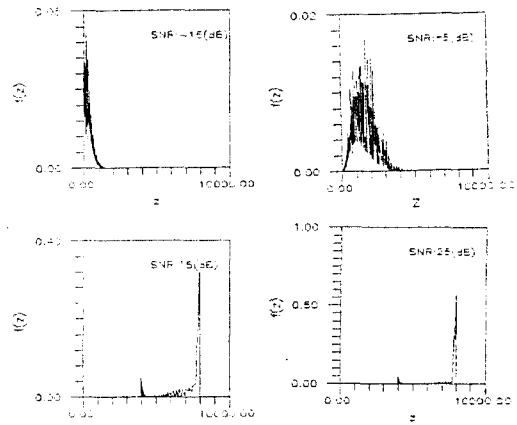
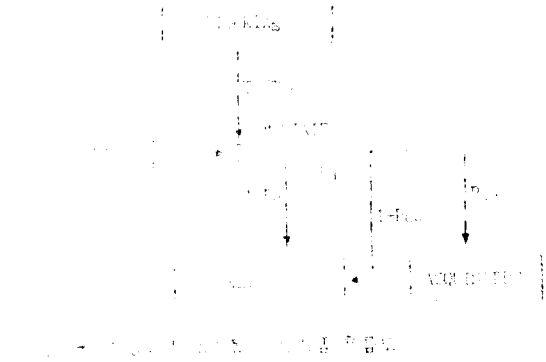


그림 5-1 확률밀도함수 $f_z(z)$

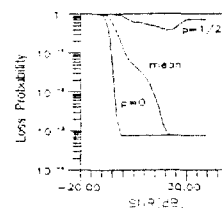


그림 5-2 패킷 손실확률

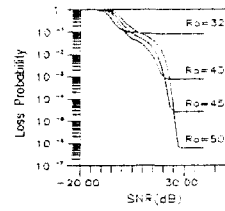


그림 5-3 문턱전압값과 패킷 손실확률

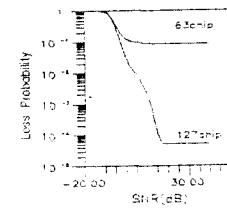


그림 5-4 칩수에 따른 패킷 손실확률