

김형근\* 이동욱\* 황금찬\*  
\* 연세 대학교 전기 공학과

A Performance analysis of burst-format DS/SS code acquisition system II  
- analog matched filter

Hyung-keun Kim\* 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 proposed by Weber, in which mean acquisition time is used as the measure of performance. We consider the sidelobe effects to the performance. These effects are severe to the conventional CFAR detector. DS/SS acquisition system using analog matched filter and coincidence technique for verification process are taken for the application of this analysis approach, and its performance is evaluated.

제 1 장 서론

직접 시퀀스 스펙트럼 확산(Direct Sequenced Spread Spectrum:DS/SS) 통신 시스템의 수신단에서는, 확산된 수신 PN코드를 역확산 시키려면 수신 PN코드와 수신기에서 발생시키는 기준 PN코드의 위상을 맞추는 작업을 무엇보다도 먼저 수행하여야 한다. DS/SS에서의 초기동기(Acquisition)의 개념은 이 두 PN 코드의 위상을 코히어런트 이내로 맞추어 주는 것이다. 초기동기 문제에 관한 접근방법은 탐색방법과 수신기의 구조에 따라 여러가지로 나눌 수 있으며 각각에 관하여 현재까지 많은 연구가 이루어져 왔다[1].

일반적인 DS/SS 수신 시스템의 성능분석은 초기동기를 이루기까지 시간의 제한이 없으므로 초기동기 시점을 잡아내는 데 걸리는 평균시간을 구하는 것이 중심이 된다[2]. 그러나 데이터가 버스트형이어서 패킷 단위로 전송될 경우에는 초기동기에 필요한 시간이 패킷의 전처부호에 해당하는 시간 동안으로 고정 할당되므로 동기가 이루어지기까지의 시간이 문제되는 것이 아니고 전처부호 끝난에서 동기가 이루어지느냐 이루어지지 않느냐의 여부가 중요한 일이다. 그러므로 버스트형 DS/SS 통신에서는 평균 초기동기 시간에 대한 분석보다는 허위동기를 유발시킬 수 있는 오보확률(False Alarm Probability: P<sub>FA</sub>)과 오보에 의한 시스템의 봉쇄확률(Blocking Probability: P<sub>B</sub>), 그리고 신호의 검출확률(Detection Probability: P<sub>D</sub>) 등에 근거한 패킷손실확률(Packet Loss Probability: P<sub>L</sub>)을 분석하는 것이 타당하다고 볼 수 있다.

본 논문에서는 채널에 AWGN (Additive White Gaussian Noise)이 존재하는 버스트형 DS/SS 통신의 수신단이, 아날로그 정합필터를 사용한 직렬 탐색방식을 사용한 초기동기 시스템의 성능분석 방법을 제시하였다. 문턱전압 제어방식으로는 잡음에 대한 CFAR(Constant False Alarm Rate) 방식을 사용하고, 동기 확인과정으로는 코인시던스 검출기(Coincidence Detector)를 사용하는 기법을 채택하였다[3]. 패킷이 도달된 후에는 신호의 전력의 검출 증가하므로 각 샘플링 순간마다 이런 현상을 고려하여 오보확률을 계산하였다. 최종 결과로서는 각 시스템 변수를 변화시켜 가면서 수신되는 신호의 신호대 잡음비에 대한 패킷손실확률을 구함으로써 본 논문에서 제시한 분석방법의 타당성을 검토하였다.

제 2 장 시스템 개요

그림 2-1은 버스트형 DS/SS 통신의 초기동기를 위해 아날로그 정합필터를 사용한 직렬 탐색방식 초기동기 시스템이다. 수신기는 코히어런트 필스를 얻기 위해서 데이터 1비트에 상당하는 시간 T 동안 수신 PN코드와 기준 PN코드의 곱에 대한 적분을 수행한다. 데이터 1비트를 M개의 PN코드로 확산시키고 PN코드 1칩의 위기를 T<sub>c</sub>라 하면, 검출기는 샘플링 간격 ΔT마다 포락선 검파기의 출력을 문턱전압과 비교, 판정한다. AWGN의 샘플은 T<sub>c>/2마다 uncorrelate하므로 Δ=2T<sub>c</sub>로 정한다.</sub>

패킷이 수신기에 도달하면 매 ΔT<sub>c</sub>마다 아날로그 TDL에 입력되어 들어간다. TDL의 출력은 ΔT<sub>c</sub>마다 수신기에 미리 인가되어 있던 첫번째 전처부호에 해당하는 기준 PN코드와 코히어런트를 곱시킨다. 코히어런트 출력은 포락선 검파기를 통과하여 역시 샘플링 간격 ΔT<sub>c</sub>마다 CFAR에 의한 문턱전압과 비교된다. 두 PN코드의 위상차가 코히어런트 이내일 경우를 H<sub>1</sub>상태, 그 이상일 경우는 H<sub>0</sub>상태라고 가정하면, 오보가 발생하지 않는 경우에는 H<sub>0</sub>상태를 초기동기로 인식하지 않고 다음의 판정으로 넘어간다. 그림 2-2는 각 샘플링 순간에 따른 수신 PN코드와 기준 PN코드의 정합필터 출력이다.

H<sub>0</sub>에 대한 판정은 두 PN코드의 위상을 변화시킨 후 다시 탐색을 하게 되지만, H<sub>1</sub>에 대한 판정이 곧바로 초기동기의 결정을 의미하지는 않는다. 이는 잡음이나 코히어런트 함수의 사이드로브에 의해 비판정이 나올 있기 때문이다. 이와 같은 오보에 의한 영향을 줄이기 위해서 수신기는 코인시던스 검출기를 이용한 확인과정을 수행한다. 일단 비판정이 내려지면 수신기는 더 이상 수신되는 데이터를 처리하지 않고 곧바로 확인과정으로 들어간다. H<sub>1</sub>판정이 내려진 순간부터 정확히 1비트 간격으로 A번 동기판정을 하여 적어도 B번 이상 동기검출이 확인되면 수신기는 최종적으로 초기동기를 이루었다고 판정한다. 만약 B번 이상 검출해 내지 못하면 허위동기로 판단하고 정합필터의 아날로그 TDL을 첫번째 전처부호에 해당하는 PN 코드로 초기화하여 탐색을 다시 시작하게 된다.

제 3 장 Noncoherent 수신기 해석

그림 2-1에서 AWGN이 있는 수신신호 r(t)는

$$r(t) = \sqrt{2S} s(t)\cos(\omega t + \theta) + n(t) \tag{3.1}$$

로 나타낼 수 있다. 여기서 S는 수신신호의 전력이고 c(t)는 수신 PN 코드이며 ω<sub>0</sub>는 반송주파수, θ는 [0, 2π]에서 uniform 분포를 갖는 반송파 위상이다. n(t)는 전력 스펙트럼 밀도가 N<sub>0</sub>/2인 AWGN이다. 정합필터는 r(t)의 신호성분에 시간반전된 임펄스 응답 h(t)를 갖도록 설계되어 있다.

$$h(t) = c(T-t)\cos(\omega_0(T-t)) \quad (3.2)$$

정합필터의 출력은 식(3.1), (3.2)의 콘볼루션이고, 두 PN코드간의 코릴레이션 값을 y<sub>m</sub>, AWGN과 기준 PN코드간의 코릴레이션 값을 동상성분과 직각위상성분에 따라 각각 N<sub>1</sub>, N<sub>q</sub>라 정의한다. 그렇다면

$$\begin{aligned} m(t) &= r(t) * h(t) \\ &= \left(-\frac{\sqrt{2S}}{2} T_c \cdot y_m \cdot \cos\theta + N_1\right) \cos(\omega_0(t-T)) \\ &\quad - \left(-\frac{\sqrt{2S}}{2} T_c \cdot y_m \cdot \sin\theta + N_q\right) \sin(\omega_0(t-T)) \end{aligned} \quad (3.3)$$

이다. 따라서 m(t)의 포락선 검파기 출력 R<sub>m</sub>은 식(3.4)와 같다.

$$R_m = \sqrt{\left(-\frac{\sqrt{2S}}{2} T_c y_m \cos\theta + N_1\right)^2 + \left(-\frac{\sqrt{2S}}{2} T_c y_m \sin\theta + N_q\right)^2} \quad (3.4)$$

#### 제 4 장 초기동기 시스템의 성능분석

##### 4-1 봉쇄확률

탐색과정 중의 적분시간을 τ<sub>D</sub>, 확인과정에서의 적분시간을 Kτ<sub>D</sub>라 표시한다. 앞서 서술한 시스템 변수로 나타내면 τ<sub>D</sub>=ΔT<sub>c</sub>, K=Δ<sup>-1</sup>AM이다. 또 패킷이 수신기에 도달하는 순간을 i=0 번째 상태라고 생각한다. 패킷이 도달하기 전에 수신기가 오보에 의해 봉쇄될 확률은 수신기의 연속된 두 상태에 따라 결정된다. 그림 4-1은 임의의 i번째 (i>0) 상태에서 수신기의 상태전이도이다. 그림 4-1에서 T<sub>FA</sub>는 수신기가 봉쇄되는 평균시간을 나타낸다. τ<sub>D</sub>/T<sub>FA</sub>는 임의의 순간 수신기가 봉쇄상태에서 탐색가능한 상태로 전이될 확률을 의미한다. 따라서 패킷이 도달하기 직전까지 수신기가 봉쇄되어 있을 확률은 각 상태에서 식(4.1)과 같이 일정하다. P<sub>FA</sub>는 잡음이 오보로 일으킬 확률이다.

$$P_B = \frac{P_{FA} \cdot T_{FA}}{\tau_D + P_{FA} \cdot T_{FA}} \quad (4.1)$$

수신기의 평균 봉쇄시간 T<sub>FA</sub>에는 확인과정에 필요한 시간과 패킷의 데이터 불력을 처리하는 시간이 포함된다. 오보가 확인과정을 통과할 확률을 P<sub>CDI</sub>으로 표시하면

$$T_{FA} = (A+1)(1-P_{CDI}) \cdot T + (A+L)P_{CDI} \cdot T \quad (4.2)$$

$$P_{CDI} = \sum_{n=B}^A \binom{A}{n} P_{FA}^n \cdot (1 - P_{FA})^{A-n} \quad (4.3)$$

식(4.2)와 (4.3)으로부터 식(4.1)의 봉쇄확률을 구할 수 있다.

##### 4-2. 오보확률

수신기가 잡음만을 처리할 때는 오보확률이 일정하지만 (CFAR) 패킷이 입력되기 시작하면서는 신호의 전력이 점차 증가하기 때문에 각 샘플링 순간마다 오보확률이 커지게 된다. H<sub>0</sub>상태에서의 두 PN코드간의 정합필터 출력은 ±1을 갖는 랜덤변수의 합이므로 평균이 0인 binomial 분포를 갖지만 central limit theorem에 의하여 적분에 참여하는 칩이 많아질수록 가우시안 분포를 갖는다. 또한 적분에 참여하는 칩이 적을 경우에는 가우시안 분포를 갖는다고 가정할 수는 없지만 오보를 일으킬 확률이 칩이 많은 경우에 비하여 충분히 작아 전체적으로 큰 영향을 끼치지 않으므로 가우시안 근사화가 가능하다.

수신기의 두 PN코드간의 옴셋 p에 대한 조건부 확률로서의 오보확률은 <부록-2>에 설명되어 있다.

$$\begin{aligned} P_{FA, i=1p} &= K^* \int_{c^*}^{\infty} I_0(a^*x') \exp(-x') dx' \\ &= K^* \frac{b^2+a^2}{b^2-a^2} [1 + Q(a, b) - Q(b, a)] \end{aligned} \quad (4.4)$$

여기서 K\*, a\*, c\*는 신호성분과 잡음성분의 전력비 ρ<sup>2</sup> 및 ST<sub>c</sub> o<sub>ym</sub><sup>2</sup>/N<sub>0</sub>M로 표시되는 변수들이다.

$$K^* = \frac{\sqrt{1+2\rho^2}}{1+\rho^2}, \quad a^* = \frac{\rho^2}{1+\rho^2}, \quad c^* = \frac{1+\rho^2}{1+2\rho^2} \cdot \frac{R_n}{2} \quad (4.5)$$

식(4.4)의 a와 b를 a\*, c\*에 대해서 풀면

$$\begin{aligned} a &= \frac{\sqrt{2c^*(1+a^*)} - \sqrt{2c^*(1-a^*)}}{2} \\ b &= \frac{\sqrt{2c^*(1+a^*)} + \sqrt{2c^*(1-a^*)}}{2} \end{aligned} \quad (4.6)$$

##### 4-3 검출확률

식(4.4)는 정합필터 출력 y<sub>m</sub>의 평균 η<sub>ym</sub>이 0일 경우에 사용 가능한 식이지만 m=2M-2, 2M-1, 2M, 2M+1, 4M-1, 4M등과 같은 경우에는 η<sub>ym</sub>이 0이 아니므로 식(4.4)로써 문턱전압을 넘을 확률을 구할 수는 없다. 따라서 <부록-3>의 근사화를 통해 식(4.4)을 적용할 수 없는 H<sub>0</sub>상태(m=2M-2, 2M+1)의 오보확률과 H<sub>1</sub>상태(m=2M-1, 2M, 4M-1, 4M)의 검출확률을 구한다.

$$\begin{aligned} P_{FA, i=1p} &= \int_{c^*}^{\infty} x' I_0(a^*x') \exp(-(a^*2 + x'^2)) dx' \\ &= Q(a^*, c^*) \end{aligned} \quad (4.7)$$

식(4.7)에서

$$a^* = \sqrt{\frac{2\rho^2\eta_{ym}^2}{(1+\rho^2)o_{ym}^2}}, \quad c^* = \frac{R_n}{\sqrt{1+\rho^2}} \quad (4.8)$$

##### 4-4 패킷손실확률

초기동기 시스템의 성능을 분석하기 위해 이산 Markov process의 성질을 이용하여 상태 흐름도 기법을 사용하려면 우선 연속되는 H<sub>0</sub>상태가 확률적으로 독립임을 확인하여야 한다[4]. 패킷이 수신기에 도달하지 않은 경우에는 수신신호는 순수한 AWGN이므로 정합필터의 아날로그 TDL에 있는 내용들은 서로 독립인 가우시안 랜덤변수들이다. 또한 각 데이터를 확산시킨 PN코드열은 주기성이 없으므로 연속되는 PN 칩은 균일하게 ±1을 갖는 독립적인 랜덤변수로 생각할 수 있다. 따라서 수신 PN 코드와 기준 PN 코드의 칩간의 곱 또한 서로 독립이다. 그러므로 포락선 검파기 출력의 샘플들은 잡음이 섞인 수신 PN코드와 기준 PN코드의 곱들이 선형적으로 더해진 형태이므로 근사적으로 uncorrelate하다. 그런데 적분에 참여하는 PN 코드의 수가 증가할수록 임의의 순간의 코릴레이션 출력은 가우시안 분포를 갖는다. 결론적으로 포락선 검파기 출력의 샘플들은 근사적으로 독립이라고 가정할 수 있다.

그림 4-2는 탐색과정과 확인과정을 통해 시스템이 초기동기 시점에 이르게 되기까지의 수신기의 상태 흐름도이다. 그림에서와 같이 패킷이 입력된 후 오보가 발생하면 곧바로 확인과정이 시작되어 패킷을 잃게 되므로 i번째 (i≥1) 상태에서 수신기가 탐색가능한 상태로 전이될 확률에는 영향을 주지 않는다. 그러므로 수신기가 봉쇄되어 있다가 탐색가능한 상태로 전이될 확률은 각 상태마다 언제나 τ<sub>D</sub>/T<sub>FA</sub>로 일정하다. 임의의 i번째 (i≥1) 상태에서 패킷을 잃지 않으려면 우선 i-1 번째 상태까지 수신기가 봉쇄되지 않았어야 한다. 동시에 i 번째 상태에서는 오보가 발생하지 않아야 한다. P<sub>FA, i=1p</sub>를 i 번째 상태에서 수신기의 포락선 검파기 출력이 문턱전압을 넘게 될 확률이라고 하면, 그림 4-2에서 i번째 상태에 도달할 확률 P<sub>i</sub>는 식(4.9)이다.

$$P_i = \begin{cases} 1 - P_B & i=0 \\ P_B \frac{\tau_D}{T_{FA}} + (1 - P_{FA, i-1p}) \cdot P_{i-1} & i \geq 1 \end{cases} \quad (4.9)$$

한국통신학회 1990년도 추계종합학술발표회 논문집('90. 11)

수신기가 최종적으로 초기동기 상태에 이르기 위해서는  $H_0$  상태( $i=2M-2$ )에서는 봉쇄되지 않아야 하고,  $H_1$  상태( $i=2M-1$  또는  $i=2M$ )에서는 포락선 검파기의 출력이 문턱전압을 넘어야 한다. 따라서 수신기가 최종적으로 초기동기 상태에 이르게 될 확률  $P_{ACQ}$ 은

$$P_{ACQIP} = P_{2M-1}P_{FA,2M-1}P_{CD2} + P_{2M}P_{FA,2M}P_{CD3} \quad (4.10)$$

이다. 식(4.10)에서  $P_{CD2}$ ,  $P_{CD3}$ 는 각각  $i=2M-1$ ,  $i=2M$  상태에서 코릴레이션 펄스가 검출되어 확인과정을 통과할 확률이다.

$$P_{CD2} = \sum_{n=B}^A \binom{A}{n} P_{FA,4M-1}^{n-1} (1-P_{FA,4M-1})^{A-n} \quad (4.11)$$

$$P_{CD3} = \sum_{n=B}^A \binom{A}{n} P_{FA,4M}^{n-1} (1-P_{FA,4M})^{A-n} \quad (4.12)$$

식(4.9)~(4.12)로부터 수신기가 패킷을 잃을 확률을 구할 수 있다.

$$P_{LIP} = 1 - P_{ACQIP} \quad (4.13)$$

$p$ 는  $[0, 0.5]$ 에서 uniform한 랜덤변수이므로 식(4.13)을  $p$ 에 관하여 적분하면 임의의 시간에 수신되는 패킷의 평균적인 손실확률을 얻을 수 있다.

$$P_L = 1 - \int_0^{0.5} 2 \cdot P_{ACQIP} dp \quad (4.14)$$

## 제 5 장 결과 고찰

본 장에서는  $y_m$ 을 binomial 분포로 계산한 정확한 오묘 검출확률과, 4장에서 유도한 바와 같이 가우시안 분포로 계산한 근사적인 오묘 검출확률을  $H_0$ 상태와  $H_1$ 상태에 따라서 각각 구하여 비교분석하였다. 또 코드옴셀에 따른 패킷손실확률과 코드옴셀에 대해 평균을 낸 패킷손실확률을 위에서 구한 근사적인 오묘 검출확률을 이용하여 계산하였다. 샘플링 간격  $T_0$ 는  $\Delta/2$ 이므로  $T_c/2$ 이고, 코인사던스 검출기가 수행하는 확인횟수  $A$ 는 4, 초기동기 결정을 위해 필요한 최소의 확인과정 통과횟수  $B$ 는 2로 고정시켰다. 패킷손실확률은  $A$ 와  $B$ 의 변화에 큰 영향을 받지 않았다.

그림 5-1은 식(4.7)로 구한  $H_0$ 상태( $m=2M-2$ )의 오묘확률을  $p=0$ 인 경우와  $p=0.25$ 인 경우로 나누어 각각 정확한 값과 근사적인 값으로 나타낸 결과이다.  $m=2M-2$ 인 경우는 식(A.1.2)에서 보는 바와 같이  $H_1$ 상태에 비하여 분산이 크므로 정확한 값과 근사적인 값에 차이가 있다. 또  $p=0$ 인 경우는  $p=0.25$ 인 경우보다 분산이 크므로 더 큰 차이가 난다. 그러나 이 경우는 최종적으로 초기동기에 이르는 다수개의 정합필터 출력의 샘플( $\Delta/2$ 개) 중 한 가지에 불과하므로 전체적으로는 끼치는 영향이 아주 작다.

그림 5-2는  $H_0$ 상태와 같은 조건 하에서 구한  $H_1$ 상태( $m=2M$ )의 검출확률이다.  $H_1$ 상태는  $y_m$ 의 분산이 작아서 AWGN에 미치는 영향이 거의 없으므로 근사적인 값이 정확한 값에 상당히 접근해 간다. 특히  $p=0$ 인 경우는  $y_m$ 의 분산이 0이므로 두 값에 차이가 없다.

그림 5-3은 식(4.14)로 구한 코드옴셀에 대해 평균적인 패킷손실확률의 결과이다. 정확한 값과 근사적인 값이 모든 입력 신호 대 잡음비 대역에서 일치하고 있다. 패킷손실확률이 입력 신호 대 잡음비가 증가할수록 다시 커지는 현상은 수신 신호의 전력이 증가하면 검출확률은 거의 일정한 반면 오묘확률은 현저히 커지기 때문이다.

그림 5-4는 근사적인 패킷손실확률을 시스템 변수  $M$ 과 CFAR을 변화시켜 가면서 구한 것이다. (a)는 CFAR을  $10^{-10}$ 으로 고정시키고  $M$ 을 변화시킨 것이다.  $M$ 이 큰 경우는 작은 경우에 비하여 신호의 전력이 상대적으로 크므로 곡선이 왼쪽으로 이동한다. 즉 낮은 입력 신호 대 잡음비에서도 오묘가 발생할 확률이 큰 것이다.  $M$ 은 패킷손실확률의 크기에는 영향을 주지 않는다. (b)는  $M$ 을 511로 고정하고 CFAR을 변화시킨 것이다. CFAR이 작아지면 문턱전압이 높아져서 오묘가 생길 확률이 줄게 되므로 패킷손실확률이 작아진다. 패킷손실확률은 CFAR에 직접적으로 영향을 받는다.

## 제 6 장 결론

본 논문에서는 이남로그 정합필터를 이용한 버스트형 DS/SS 통신의 코드동기 시스템에 대한 성능분석 방법을 제시하였다. 시스템의 적분시간과 CFAR로부터 봉쇄확률을 구하였고, 오묘 확률과 검출확률을 정합필터 출력의 확률분포를 가우시안으로 근사화하여 간단하게 계산하였다. 시스템 성능의 척도인 패킷손실확률을 위의 세 가지 확률을 이용하여 구하였다.

결과로서는 가우시안 근사화로 구한  $H_0$ 와  $H_1$ 상태에서의 오묘 확률과 검출확률이 정확한 값과 거의 일치하였다(그림 5-1, 그림 5-2). 코드옴셀에 대해 평균을 낸 패킷손실확률이 또한 정확한 값과 근사적인 값이 서로 일치하였다(그림 5-3). 따라서 계산속도의 향상을 위한 가우시안 근사화가 가능함을 확인할 수 있었다.  $M$ 은 패킷손실확률의 크기에는 큰 영향을 주지 않고, 다만 가장가장한 입력 신호 대 잡음비 대역을 결정한다(그림 5-4 (a)). CFAR은 패킷손실확률에 민감하게 작용한다(그림 5-4 (b)).

이상의 결과는 [5]의 실험적인 결과와 일치하는 것이어서 본 논문에서 제시한 성능분석 방법이 타당함을 알 수 있었다.

### <부록-1> 정합필터 출력의 확률분포

패킷이 수신기에 입력된 후  $i$ 개의 PN코드가 코릴레이션을 일으킬 경우 정합필터의 상태는 그림 A-1과 같다. 그림에서 정합필터의 출력은 수신기에 패킷이 도착하는 순간을 모르는 상태에서  $\Delta T$  간격으로 샘플링함으로써 발생하는 코드옴셀  $p$ 에 영향을 받는다.  $m$ 번째 샘플링 순간 정합필터의 출력은

$$y_m = \sum_{k=1}^{i+1} C_{kGM-i+k} + (1-p) \sum_{k=1}^i C_{kGM-i+k}, \quad m \text{은 짝수} \quad (A.1.1)$$

이다. 식(A.1.1)에서  $i$ 는  $m/2$ 을 넘지않는 최대정수이고  $m$ 이 홀수일 경우에는  $p=0.5$ 가 된다. 여기서  $p$ 는  $[0, 0.5]$ 에서 uniform 분포를 갖는 랜덤변수로 생각할 수 있다. 정합필터 출력의 랜덤변수  $y_m$ 으로 나타내면  $y_m$ 은 집 값의 곱( $\pm 1$ )에 대한 선형적인 합이므로 식(A.1.1)에 의해 그 평균과 분산은 대 것이 수신된 상태에 따라 각각 식(A.1.2)과 (A.1.3)을 만족한다.

$$E\{y_m|p\} = \begin{cases} 0 & m=2M-3 \\ pM & m=2M-2 \\ (0.5+p)M & m=2M-1, 4M-1 \\ (1-p)M & m=2M, 4M \\ (0.5-p)M & m=2M+1, 4M+1 \end{cases} \quad (A.1.2)$$

$$\sigma_{y_m|p}^2 = \begin{cases} (i+1)p^2 + i(1-p)^2 & m=2M-3 \\ (M-1)(1-p)^2 & m=2M-2 \\ (M-1)(0.5-p)^2 & m=2M-1 \\ Mp^2 & m=2M, 4M \\ M(0.5+p)^2 & m=2M+1, 4M+1 \\ M(0.5-p)^2 & m=4M-1 \end{cases} \quad (A.1.3)$$

$H_0$ 상태에서 정합필터의 출력은 근사적으로 가우시안 분포를 갖으며 확률밀도함수는 식(A.1.4)와 같다.

$$f_{y_m|p}(y_m|p) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{y_m}^2}} \exp\left\{-\frac{y_m^2}{2\sigma_{y_m}^2}\right\} \quad (A.1.4)$$

### <부록-2> 오묘확률

시스템의 확률적 분석을 위해 식 (3.4)의 포락선 검파기 출력을 랜덤변수  $R_m$ 으로 생각한다.

$$R_m = \sqrt{\left(\frac{\sqrt{2S}}{2} T_c y_m \cos\theta + N_1\right)^2 + \left(-\frac{\sqrt{2S}}{2} T_c y_m \sin\theta + N_2\right)^2} \quad (A.2.1)$$

$y_m$ 의 확률분포와 통계적 자료는 <부록-1>에 설명되어 있고,  $N_1$ 과  $N_2$ 는 평균이 0, 분산이  $N_{out}$  ( $=N_0MT_c/4$ )인 독립적인 가우시안 랜덤변수이다.  $y_m$ 에 대한 조건부 확률분포로서의  $R_m$ 은 Rice 분포를 갖으며 확률밀도함수는 식(A.2.2)과 같다.

$$f_{R_m|y_m}(R_m|y_m) = \frac{R_m}{N_{out}} I_0\left\{\frac{\sqrt{2S}T_c y_m R_m}{2N_{out}}\right\} \cdot \exp\left\{-\frac{R_m^2 + (\sqrt{2S}T_c y_m/2)^2}{2N_{out}}\right\} \quad (A.2.2)$$

여기서  $I_0(\cdot)$ 는 0차 1계 수정 베셀함수이다. 이제  $R$ 을 CFAR로 정해지는 문턱전압으로 표시하고 랜덤변수  $x_m$ 을  $x_m=Rm/R$ 라고 정의한다.  $P_{FA}$ 은 잡음이 오보를 일으킬 확률이므로 식(A.2.3)의 관계를 얻을 수 있다.

$$P_{FA} = \exp\left[-\frac{R^2}{2N_{out}}\right] \quad (A.2.3)$$

$x_m$ 의 확률밀도함수는

$$f_{x_m|y_m}(x_m|y_m) = \frac{R^2 x_m}{N_{out}} I_0\left\{-\frac{\sqrt{2}STc y_m}{2N_{out}} R x_m\right\} \cdot \exp\left\{-\frac{(R x_m)^2 + (\sqrt{2}STc y_m/2)^2}{2N_{out}}\right\} \quad (A.2.4)$$

식(A.2.4)에서  $R_N$ 을 잡음의 전력으로 정규화 된 문턱전압 ( $=R/\sqrt{N_{out}}$ ),  $\gamma$ 를 수신신호의 신호 대 잡음비( $=STc/N_0$ ),  $\rho^2$ 을 상호성분과 잡음성분의 전력비( $=\sigma_{ym}^2/\gamma$ )라고 정의하면 식(A.2.5)가 된다.

$$f_{x_m|y_m}(x_m|y_m) = R_N^2 x_m I_0\left\{\frac{\sqrt{2}\gamma y_m}{\sigma_{ym}} R_N x_m\right\} \cdot \exp\left\{-\frac{(R_N x_m)^2 + (\sqrt{2}\gamma y_m/\sigma_{ym})^2}{2}\right\} \quad (A.2.5)$$

식(A.1.4)에 의해 식(A.2.5)는

$$f_{x_m|p}(x_m|p) = \frac{R_N^2 x_m}{\sqrt{2\pi\sigma_{ym}^2}} \exp\left\{-\frac{(R_N x_m)^2}{2}\right\} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} I_0\left\{\frac{\sqrt{2}\gamma y_m}{\sigma_{ym}} R_N x_m\right\} \exp\left\{-\frac{y_m^2}{2\sigma_{ym}^2}(2\rho^2+1)\right\} dx_m \quad (A.2.6)$$

식(A.2.6)은 hypergeometric 함수의 성질을 이용하여 식(A.2.7)로 간단히 나타낼 수 있다.

$$f_{x_m|p}(x_m|p) = \frac{R_N^2 x_m}{\sqrt{1+2\rho^2}} I_0\left\{\frac{\rho^2(R_N x_m)^2}{2(1+2\rho^2)}\right\} \cdot \exp\left\{-\frac{1+\rho^2}{2(1+2\rho^2)}(R_N x_m)^2\right\} \quad (A.2.7)$$

식(A.2.7)로부터  $H_0$ 상태에 대한 오보확률을 구할 수 있다.

$$P_{FA, m|p} = \Pr\{x_m > 1 \mid p=p, 0 \leq m \leq 2M-3\} \\ = K^* \int_{c^*}^{\infty} I_0(a^*x') \exp\{-x'\} dx' \\ = K^* \frac{b^2+a^2}{b^2-a^2} \{1 + Q(a, b) - Q(b, a)\} \quad (A.2.9)$$

### <부록-3> 검출확률

식(A.2.1)에서 정합필터의 출력  $y_m$ 을 다음과 같이 놓는다.

$$y_m = \eta_{ym} + y^r \quad (A.3.1)$$

식(A.3.1)에서  $\eta_{ym}$ 은 평균을, 그리고  $y^r$ 은 분산을 의미한다. 그렇다면

$$\hat{N}_I = N_I + \sqrt{2}STc y^r \cos\theta, \quad \hat{N}_Q = N_Q + \sqrt{2}STc y^r \sin\theta \quad (A.3.2)$$

식(A.3.2)에서  $\hat{N}_I$ 와  $\hat{N}_Q$ 는  $\theta$ 가 있으므로 상호 가우시안도 아닐뿐 아니라  $y^r$ 이 존재하기 때문에 서로 독립도 아니지만 uncorrelate하다. 그러나 입력 신호 대 잡음비가 작을수록  $\hat{N}_I$ 와  $\hat{N}_Q$ 가  $y^r$ 에 비하여 상대적으로 커진다. 더구나  $H_1$ 상태인 경우는  $\eta_{ym}$ 이 존재하고  $y^r$ 이 작으므로  $\hat{N}_I$ 와  $\hat{N}_Q$ 를 서로 독립인 가우시안 랜덤변수로 근사화할 수 있다. 식(A.3.3)과 (A.3.4)는 그 평균과 분산이다.

$$E(\hat{N}_I) = E(\hat{N}_Q) = 0 \quad (A.3.3)$$

$$\sigma_{\hat{N}_I}^2 = \sigma_{\hat{N}_Q}^2 = \hat{N}_{out} = N_{out} + STc^2 \sigma_{ym}^2 \quad (A.3.4)$$

식(A.3.2)~(A.3.4)로부터 식(A.2.1)의  $R_m$ 에 대한 정규화된 확률밀도함수를 구할 수 있다.

버스트형 DS/SS 통신초기동기 시스템의 성능 분석(90938)

$$f_{x_m|p}(x_m|p) = \frac{R_N^2 x_m}{1+\rho^2} I_0\left\{\frac{\sqrt{2}\gamma y_m}{\sigma_{ym}(1+\rho^2)} R_N x_m\right\} \cdot \exp\left\{-\frac{1}{2}\left\{\frac{(R_N x_m)^2}{1+\rho^2} + \frac{2\rho^2 \gamma y_m^2}{\sigma_{ym}^2(1+\rho^2)}\right\}\right\} \quad (A.3.5)$$

$x_m$ 이 문턱전압을 넘을 확률은

$$P_{FA, m|p} = \Pr\{x_m > 1 \mid p=p, n=2M-2, 2M-1, 2M, 2M+1, 4M-1, 4M\} \\ = Q(a^*, c^*) \quad (A.3.6)$$

식(A.3.6)에서

$$a^* = \sqrt{\frac{2\rho^2 \gamma y_m^2}{(1+\rho^2)\sigma_{ym}^2}}, \quad c^* = \frac{R_N}{\sqrt{1+\rho^2}} \quad (A.3.7)$$

참고 문헌

- [1] M.K.Simon, J.K.Omura, R.A.Scholtz, B.K.Levitt, Spread Spectrum Communications, Vol. III, Computer Science Press, 1985.
- [2] A.Polydoros, C.L.Weber, "A unified approach to serial search spread-spectrum code acquisition - part I: general theory," IEEE Trans. Comm., COM-32, May 1984, pp. 542-549.
- [3] 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.
- [4] J.K.Holmes, C.C.Chen, "Acquisition time performance of PN spread-spectrum systems," IEEE Trans. Comm., Vol.COM-25, August 1977, pp. 778-783.
- [5] M.Kowatsch, "Application of surfad-acoustic wave technology to burst-format spread-spectrum communications," IEE Proc. Vol.131, December 1984, pp. 734-741

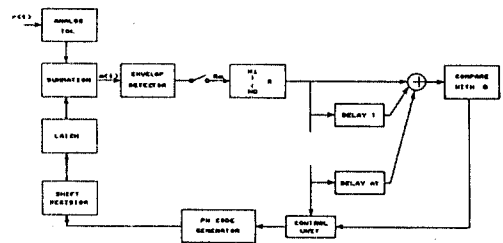


그림 2-1 아날로그 정합필터를 이용한 버스트형 DS/SS 초기동기 시스템

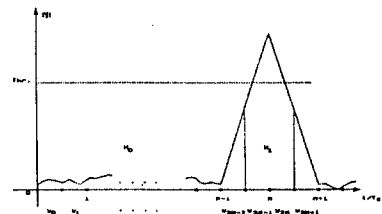


그림 2-2 수신 PN 코드와 기준 PN 코드의 정합필터 출력

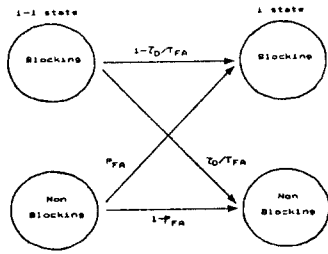


그림 4-1 수신기의 상태전이도 (i>0)

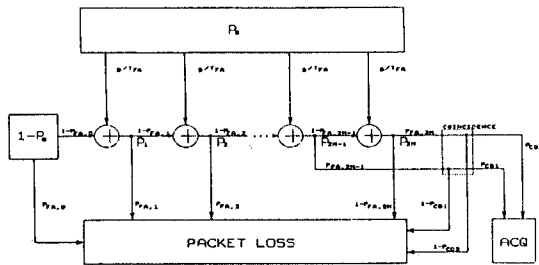


그림 4-2 버스트형 DS/SS 수신기의 상태 흐름도

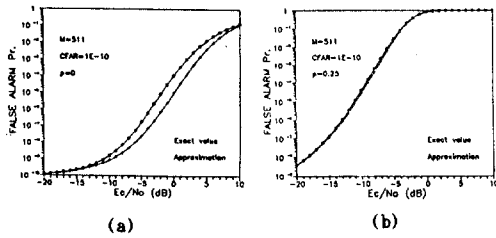


그림 5-1 정확한 오보확률과 근사적인 오보확률 (M=511, CFAR=10<sup>-10</sup>, m=2M-2) (a) p=0인 경우, (b) p=0.25인 경우

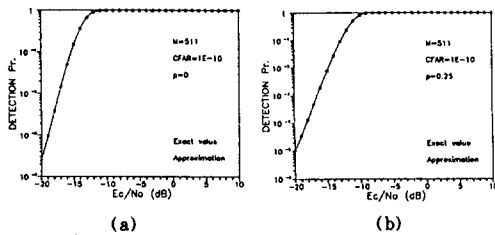


그림 5-2 정확한 검출확률과 근사적인 검출확률 (M=511, CFAR=10<sup>-10</sup>, m=2M) (a) p=0인 경우, (b) p=0.25인 경우

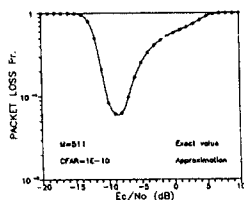


그림 5-3 코드옴셀을 평균한 패킷손실확률 (M=511, CFAR=10<sup>-10</sup>)

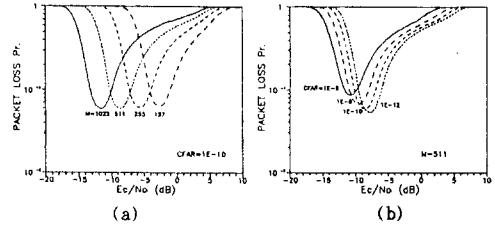


그림 5-4 코드옴셀을 평균한 패킷손실확률 (a) CFAR=10<sup>-10</sup>인 경우, (b) M=511인 경우

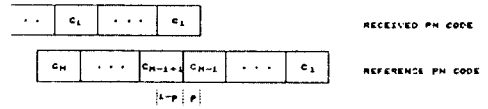


그림 A-1 i개의 칩이 입력되었을 때의 정합필터 상태