DBpia

論 文

라이시안 페이딩 채널에서의 DS/SS 초기 동기 시스템의 성능 분석

正會員 洪 仁 基* 正會員 李 種 星* 正會員 黃 金 燦*

The Performance analysis of DS/SS acquisition system over Rician Fading channels

Een Kee Hong*, Jong Sung Lee*, Keum Chan Whang* *Regular Members*

*본 논문은 1993년도 한국과학재단 목적기초연구과제 지원에 의하여 수행한 연구임

요 약

본 논문에서는 주파수 비선택적 라이시안 페이딩 채널에서 DS/SS 초기 동기 시스템의 성능을 분석 하였다. 채널 파라메터로는 페이딩된 신호 성분대 원하는 신호 성분의 전력비 Γ, 연속적으로 균일하게 페이딩된 칩수 k, 연속된 k 칩간의 상관관계 ρ를 이용하였다. 이에 따른 검출기에서의 오보확률과 검출확률을 유도하였고 이를 초기 동기 시스템의 상태 천이도에 적용하여 시스템의 평균 패킷 손실 확률을 구하였다.

분석 결과로부터 페이딩 채널에서 직렬 탐색 알고리즘을 사용한 DS/SS 초기 동기 시스템의 성능의 자기상관 사이드로브에 의하여 패킷 손실이 증가 하는 대역이 있었으며, 연속적으로 균일한 페이딩을 갖는 칩수 k가 증가 함에 따라 패킷 손실 확률이 감소 하였다.

ABSTRACT

In this paper, the performance of DS/SS acquisition system over frequency nonselective Rician fading channel is analyzed by means of packet loss probability. The power ratio of the fading component to the specular compnent Γ, successive constant fading chips k, and correlation coefficient among k chipe ρ are taken for channel parameters.

The false alarm probabilities and detection probabilites are derived, and packet loss probability is evaluated in terms of these probabilities in the state transition diagram.

From the results of the performance test, there exists the region of packet loss probability increase because of autocorrelation sidelobe. As k increases, the packet loss probabilities decrease.

*延世大學校 電氣工學科
Dept. of Electrical Engineering, Yonsei University.
論文番號 : 94-4

www.dbpia.co.kr

Ⅰ. 서 론

최근 수요가 증가하고 있는 이동 무선 통신 환경에서 한정된 주파수 자원을 효율적으로 이용하기 위한 방법으로 직접 시퀀스 주파수 확산 방식이 연구 되고 있다. 이 방식은 각 사용자에게 간섭의 영향을 줄이기 위한 상호 직교하는 확산 시퀀스를 할당하여 사용자 신호간의 상관관계를 최소로 하는 방식이다. 따라서 수신단에서는 받고자 하는 확산 시퀀스의 부호에 동기를 맞추는 과정이 중요하다[1][2][3].

코드 동기 과정은 송수신단의 할당된 PN 코드의 상대적인 지연을 없애는데 그 목적이 있다. 동기과정은 다음 두가지로 구분한다. 첫째는 한칩 이내로 정렬하는 초기동기(Acquisition)이고, 둘째는 폐회로를 이용하여 수신신호에 부가된 코드와 수신기 내부에서 자체 발생된 PN 코드가 한칩내에서도 최대 상관값을 갖도록 위상을 정확히 일치시키는 동기추적(Tracking)과정이다[4][5][6].

직접 대역 확산 통신 초기동기 시스템의 성능분석 방법은 검출기의 구조[4][5]와 검출기 구조에 의존하는 탐색 알고리즘[6][7][8]별로 지난 10년 동안 연구 및 발전되었다.

연속형 신호인 경우의 분석 방법을 보면 초기동기에 이르는 시간이 짧을 수록 성능이 우수하다는 관점에서 초기동기에 이르는 시간의 밀도 함수, 또는 평균 초기동기 시간을 구하는 방법이 연구 되었다[9][10][11]. Hopkins[10], Ploydoros와 Wober[11]가 초기동기에 이르는 시간의 확률밀도 함수를 얻기위해 확률 생성 함수 호환성을 이용하는 방법을 제안, 발전시켰으며 Jovanovic[12]과 Pann[13]은 초기동기에 이르는 시간의 확률밀도 함수를 얻기 위한 근사화 방법을 제시 하였다. 위의 얻기된 여러방법은 가우시안 채널에서의 성능을 분석하였고, 다중경로에 의한 페이딩 채널에서는 Sourour과 Gupta[14][15]가 초기동기 시스템의 성능을 초기동기 시간에 대한 평균과 분산으로 분석하였다.

패킷 형태의 전송시스템에 대한 가우시안 채널에서의 초기동기 시스템의 성능분석은 Polydoros와 Weber[11]가 초기동기에 이르는 시간이 일정시간 보다 작을 경우의 확률을 구하는 방법을 제시하여 연구[12][13]가 진행된 바 있다. 패킷 형태의 정보는 검출된 신호로 할당된 시간 내에 초기동기가 이루어져야 하므로 패킷을 잃을 확률로 초기동기 시스템의 성능을 분석하는 방법이 제안되었다[16][17][18]. 이 방법은 가우시안 채널에 적용 가능하며 페이딩 채널의 경우에는 분석이 이루어진 바 없어, 본논문에서는 이 방법을 페이딩 채널에 적용함으로 버스트형 데이타 전송을 위한 초기동기 시스템의 성능을 분석 하고자 한다.

Ⅱ. DS/SS 초기 동기 시스템

그림 2.1은 초기 동기 시스템의 수신단 구조이다. 수신단 입력 r(t)는 정합필터 출력단에서 동상 성분과 직각 위상 성분으로 나타난다. 이 정합 필터의 출력단의 값을 포락선 검파기를 통과시켜 얻은 R_m을 문턱전압 R_x와 비교하여 문턱 전압보다 클 경우에는 수신 신호에 부가된 코드의 위상과 수신단에서 발생시킨 코드의 위상이 일치하는 것으로 판정하고 검출기는 동기 확인을 위한 코인시덴스 과정[11]을 수행한다. 코인시덴스 과정에서는 A 번의 검색중 B번 이상 위상이 일치하는 것으로 판정되면 검출기는 동기로 판정하게 된다.

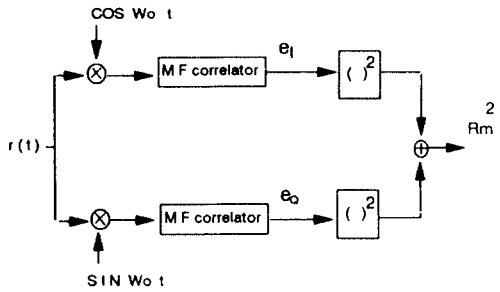


그림 2.1 초기동기 시스템
Fig 2.1 Acgusition system

Ⅲ. 성능 분석

3.1 수신단 신호

DS SS 송신 신호 S(t)는 다음과 같다.

$$s(t) = Re\left[\sum \sqrt{2P}\, a_i(t - iT_c)e^{j\omega_c t}\right] \quad (3.1)$$

식(3.1)에서 P는 송신 전력이고, ω_c는 중심 주파수이다. 페이딩 채널을 통과한 수신신호 r(t)는 다음과 같다.

$$r(t) = Re\left[\gamma s(t)e^{j(\omega_c t + \theta(t))}\right] + N(t) \quad (3.2)$$

www.dbpia.co.kr

식(3.2)에서 α는 감쇄 상수, θ는 $[0, 2\pi]$에서 일랑 분포를 갖는 랜덤 변수, N(t)는 양측 전력 스펙트럼 밀도 No/2인 AWGN이다. F(t)는 페이딩된 신호 성분으로, 페이딩 채널에서 매질을 통해 산란된 성현파는 동상성분과 직각위상 성분으로 표시되며, 이 두 신호는 가우시안 랜덤 프로세스 $x_i(t)$로 나타낼 수 있다. F(t)는 식(3.3)과 같이 표시된다.

$$F(t)=Re\left[\sum_i Re[\beta\sqrt{2P}\,x_{i,k}(t)\,a_i(t-iT_c)e^{j(\omega_c t+\theta)}\right] \quad (3.3)$$

윗식에서 β는 감쇄 상수, $[i/k]$는 i/k 보다 작은 최대 정수 (단, i/k가 정수이면 $[i/k]=i/k-1$)이다. 연속된 k칩 동안 페이딩이 일정한 정도 일어났다고 가정하며 이 값은 칩 수 M에 비하여 매우 작은 값으로, 이 k개씩으로 이루어진 칩열은 서로상관관계를 갖는다[14]. 검출기의 동상성분과 직각위상성분의 출력은 각각 다음과 같다.

$$e_I=S_I+F_I+N_I \quad (3.4a)$$

$$e_Q=S_Q+F_Q+N_Q \quad (3.4b)$$

S_I, S_Q는 수신단에 입력된 페이딩되지 않은 신호 성분의 검출기출력을 나타낸 랜덤변수이고, F_I, F_Q는 페이딩된 성분의 랜덤변수, N_I, N_Q는 가우시안 잡음의 검출기 출력을 나타낸 랜덤변수이다.

$$R_m=\sqrt{e_I^2+e_Q^2}$$

$$=\sqrt{(\alpha\sqrt{\frac{P}{2}}\,T_c\,y_m\cos\theta+F_I+N_I)^2}$$

$$+\sqrt{(\alpha\sqrt{\frac{P}{2}}\,T_c\,y_m\sin\theta+F_Q+N_Q)^2} \quad (3.5)$$

여기서 y_m은 수신된 코드와 수신단에서 발생된 코드와의 상관값을 다음과 같이 표시한다.

$$y_m=\int_0^{MT_c}C(\tau T_c)\,C(\tau T_c+\frac{m}{2}T_c+\chi T_c+(X-1)MT_c)\,d\tau \quad (3.6)$$

이 식에서 M은 칩 수이고, a는 코드의 옵셋으로 0에서 0.5사이의 값이며 X는 기준 코드와 입력코드의 차이의 정수부분값이다. y_m의 평균과 분산값은 패킷이 수신되는 상태에 따라 다음과 같이 결정된다. M번째 표본의 평균 η_m과 분산 σ_{ym}^2은 다음식(3.7)(3.8)과 같다[17].

$$\eta_m=\begin{cases}0 & m<0 \quad (3.7.a)\\ M\cdot p & m=kv-2,\ kv-1 \quad (3.7.b)\\ m\cdot(1-p) & m=kv,\ kv-1 \quad (3.7.c)\end{cases}$$

$$\sigma_{ym}^2=$$

$$\begin{cases}2[m/2]+1)\cdot p^2-2[m/2]\cdot p+[m/2] & 0\le m\le v-1 \quad (3.8.a)\\ M(2p^2-2p+1) & kv\le m\le (k+1)v-1 \quad (3.8.b)\\ (M-1)\cdot(1-\rho)^2 & m=v-2,\ v-1 \quad (3.8c)\\ M\cdot p^2 & m=kv,\ kv+1 \quad (3.8.d)\\ M\cdot(1-p)^2 & m=(k+1)v-2,\ (k+1)v-1 \quad (3.8.e)\end{cases}$$

식(3.8)에서 k는 양의 정수, [m/2]는 m/2의 정수부분이고 p=a(m이 짝수인 경우) 또는, p=a+0.5(m이 홀수인경우) 이며 v=2M이다. m번째 표본이 잡음 전력으로 표준화한 문턱 전압 R_N을 넘어설 확률은 H_1 경우(1/2 칩 이내로 동기가 된 상태)와 H_0 경우(1/2칩 이내로 동기가 되지 못한 상태)에 대한 조건부 확률로 표시된다.

$$P_{miss}=\begin{cases}\mathrm{Prob}\{R_m>R_N|H_0\} & m\in kv-1,\ kv \quad (3.9)\\ \mathrm{Prob}\{R_m>R_N|H_1\} & otherwise\end{cases}$$

3.2 e_I, e_Q의 확률 분포

두 코드의 적분값 y_m의 각 상태와 H_0, H_1에 의하여 결정되는 e_I, e_Q는 다음 세가지의 경우로 구분 한다.

3.2.1 y_m의 평균이 0, 검출기의 판정이 H_0인 경우

e_I, e_Q는 가우시안 분포를 갖고 각각 평균은 0이고 분산은 식(3.10)과 같다.

$$N_{var}=Var[F_I+N_I] \text{ 또는 } Var[F_Q+N_Q]$$

$$=\sigma_{I,n}^2+\sigma_n^2 \quad (3.10)$$

F_I와 F_Q의 분산값은 동상성분과 직각위상 성분 공통으로 H_0, H_1에 따라 구분하며 다음과 같다[14].

$$\sigma_{FI}^2=\frac{\beta^2T_c^2W\sigma_n^2}{2} \quad (3.11.a)$$

$$\sigma_{I,n}^2=\frac{\beta^2T_c^2W\sigma_n^2}{2} \quad (3.11.b)$$

여기서 $W=k^2\left[l+\frac{1}{3}\left(\frac{k'}{k}\right)^2(2+\rho_{l+1})+2\sum^{l}\right.$

www.dbpia.co.kr

$\left(\frac{M}{k}-j\right)\rho_j+\frac{1}{3}\left[\frac{k'}{k^2}(1-\rho_{l+1})\right]$이고

여기서 $l=\left[\frac{M}{k}\right]$, $k'=k\left(\frac{M}{k}-\left[\frac{M}{k}\right]\right)$, $E[x_i(t)x_j(t)]=\rho_{|i-j|}\sigma_s^2$이다.

식(3.10)에 (3.11.a)(3.11.b)를 대입하면 다음과 같다.

$$N_{out}=\frac{\alpha^2PT_c^2}{4}\left\{\frac{2\beta^2M\sigma_s^2}{\alpha^2}\right\}+\frac{N_oMT_c}{4} \quad (3.12)$$

식(3.13)에서 $\frac{2\beta^2\sigma_s^2}{\alpha^2}$은 직접 도달한 신호 대 페이딩 신호의 전력비 Γ과 ν는 칩당 신호대 잡음비(SNR/chip)로 다음과 같다.

$$\Gamma=\frac{E[\beta x(t)]^2}{E[\alpha s(t)]^2}=\frac{2\beta^2\sigma_s^2PT_c}{\alpha^2PT_c}=\frac{2\beta^2\sigma_s^2}{\alpha^2} \quad (3.13)$$

$$\nu=\frac{\alpha^2PT_c}{N_o}+\frac{2\beta^2\sigma_s^2PT_c}{N_o}=\frac{\alpha^2PT_c}{N_o}(1+\Gamma) \quad (3.14)$$

식(3.12)는 식(3.13), (3.14)로 부터 다음과 같다.

$$N_{out}=\frac{N_oMT_c}{4}\left\{\frac{\Gamma\nu}{1+\Gamma}+1\right\} \quad (3.15)$$

3.2.2 y_m의 평균이 η_m, 검출기의 판정이 H_0인 경우

새로운 랜덤변수 y'을 도입하면 y_m은 다음과 같다.

$$y_m=\eta_m+y' \quad (3.16)$$

c_I, c_Q는 각각 다음과 같다.

$$c_I=\alpha\sqrt{\frac{P}{2}}T_c\eta_m\cos\theta+\alpha\sqrt{\frac{P}{2}}T_cy'\cos\theta+F_I+N_I \quad (3.17.a)$$

$$c_Q=\alpha\sqrt{\frac{P}{2}}T_c\eta_m\sin\theta+\alpha\sqrt{\frac{P}{2}}T_cy'\sin\theta+F_Q+N_Q \quad (3.17.b)$$

따라서 c_I, c_Q의 평균과 분산은 각각 다음과 같다.

$$\text{평균}:\alpha\sqrt{\frac{P}{2}}T_c\eta_m\cos\theta,\ \alpha\sqrt{\frac{P}{2}}T_c\eta_m\sin\theta \quad (3.18)$$

$$\text{분산}:N_{out}=Var\left[\alpha\sqrt{\frac{P}{2}}T_cy'\cos\theta+F_I+N_I\right] \quad (3.19.a)$$

$$N_{out}=Var\left[\alpha\sqrt{\frac{P}{2}}T_cy'\sin\theta+F_Q+N_Q\right] \quad (3.19.b)$$

이때, c_I, c_Q는 분산값이 같지않고, 랜덤변수 y'은 동일으로 조합하고 있어 서로 독립도 아니지만 c_I, c_Q는 서로 관계가 작으므로 [17][18], 분산값은 다음과 같다.

$$Var[c_I]=Var[c_Q]=\frac{\alpha^2PT_c^2\sigma_{ym}^2}{4}+\frac{2\beta^2PT_c^2M\sigma_s^2}{4}+\frac{N_oMT_c}{4}\left\{\frac{\nu}{(1+\Gamma)M}\sigma_{ym}^2+\frac{\Gamma\nu}{(1+\Gamma)}+1\right\} \quad (3.20)$$

윗 식은 σ_{ym}^2은 y'의 분산이다.

3.2.3 y_m의 평균이 η_m이고 검출기의 판정이 H_1인 경우

c_I, c_Q의 평균은 3.2.2 절에서의 경우와 같은 값으로, 각각 $\alpha\sqrt{P/2}\,T_c\,\eta_m\cos\theta$, $\alpha\sqrt{P/2}\,T_c\,\eta_m\sin\theta$이며, 식(3.20) 으로부터 분산 N_{out}은 다음과 같다.

$$N_{out}=\frac{N_oMT_c}{4}\left\{\frac{\nu}{(1+\Gamma)M}\sigma_{ym}^2+\frac{\Gamma\nu M}{(1+\Gamma)M}+1\right\} \quad (3.21)$$

3.3 오보 확률및 검출 확률

m번째 표본이 잡음의 크기로 표준화된 문턱 전압 R_m을 넘을 확률은 송신기에서 발생하는 코드와 수신된 코드간의 위상차가 ±1 칩 이상일 경우(3.7a)(3.8a)(3.8b)에 따라 구분하여 계산하였다.

3.3.1 위상차가 ±1 칩 이상인 경우의 오보확률

검출기 출력 R_m의 확률 밀도 함수는 y_m에 대한 조건부 함수로 표시된다.

$f_{R_m}(R_m|y_m)$은 식(3.10)의 분산값을 갖는 라이시안 분포이고, $N_o=R_m^2/R_1$라 할때 N_o의 확률 밀도 함수는 다음과 같다.

$$f_{N_m}(N_o|y_m)=R_1\cdot f_{R_m}(R_1\cdot N_m|y_m) \quad (3.22)$$

식(3.22)로부터 N_o의 옵셋 a에 대한 조건부 확률밀도 함수 $f_{N_m}(N_o|a)$를 얻는다. 이때 y_m의 a에 대한 분포 $f_{N_m}(y_m|a)$는 식 (3.7)(3.8)에 의하여 구할수 있는 분포가 된다.

www.dbpia.co.kr

$$f_{X_m|a}(X_m|a)=\int_{-\infty}^{\infty} f_{X_m|Y_m}(X_m|y_m)\, f_{Y_m|a}(y_m|a)\, dy_m$$

$$=\frac{R_N^2 X_m}{C\sqrt{E\sigma_{ym}^2+1}}\ \exp\left\{\left(\frac{E\sigma_{ym}^2}{2(E\sigma_{ym}^2+1)}-1\right)\cdot\frac{R_N^2 X_m^2}{2C}\right\}$$

$$\cdot I_0\left[\frac{ER_N^2 X_m^2\sigma_{ym}^2}{4C(E\sigma_{ym}^2+1)}\right] \qquad (3.23)$$

위식으로부터 클락 오차에 대한 오보확률 P_{mis}는 다음과 같다.

$$P_{mis}=K^*\int_{D^*}^{\infty}\exp(-A^*x')\, I_0[x']\, dx'$$

$$=K^*\cdot\frac{\alpha^2+\beta^2}{\alpha^2-\beta^2}\cdot\{1+Q(\alpha,\beta)-Q(\alpha,\beta)\} \qquad (3.24)$$

이 되고 K^*, A^*, D^*, α, β의 값은 각각 다음과 같다.

$$K^*=\frac{2\sqrt{E\sigma_{ym}^2+1}}{E\sigma_{ym}^2+2} \qquad (3.25.a)$$

$$A^*=\frac{E\sigma_{ym}^2}{E\sigma_{ym}^2+2} \qquad (3.25.b)$$

$$D^*=\frac{E\sigma_{ym}^2+2}{2(D\sigma_{ym}^2+1)}\cdot\left(\frac{R_N}{\sqrt{2C}}\right)^2 \qquad (3.25.c)$$

$$\begin{cases}\alpha\\ \beta\end{cases}=\frac{\sqrt{2\cdot D^*+2A^*\cdot D^*}\ \pm\ \sqrt{2\cdot D^*-2A^*\cdot D^*}}{2} \qquad (3.25.d)$$

3.3.2 위상차가 ±1 칩 이하인 경우의 오보 및 검출 확률

R_m의 y_m에 대한 조건부 함수로 표시되며 y_m의 평균이 0이 아닌 경우(3.2.2 절, 3.2.3절)에 해당한다. 식(3.20)의 경우에 대하여 식(3.21)의 경우에는 분산값 $\overline{N}_{out}$이 W/M를 포함하면 되므로 식(3.20)으로부터 R_m의 확률 밀도 함수를 구하기 위한 분산값은 다음과 같다.

$$\overline{N}_{out}=\frac{N_0MT_c}{4}\left\{\frac{\nu}{(1+\Gamma)M}\sigma_{ym}^2+\frac{\Gamma\nu}{(1+\Gamma)}+1\right\} \qquad (3.26)$$

$X_m=R_m/R_N$인 새로운 랜덤변수 X_m을 정하고 이에 대한 확률밀도 함수는 다음과 같다.

$$f_{X_m|y_m}(X_m|y_m)=R_N\cdot f_{R_m|y_m}(R_N\cdot X_m|y_m)$$

$$=\frac{R_N^2 X_m}{(\Phi_m^2+1)}\ I_0\left[\frac{\sqrt{2A}\,\eta_m\cdot R_N X_m}{(\Phi_m^2+1)}\right]$$

$$\cdot\exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{(R_N X_m)^2+2A\eta_m^2}{\Phi_m^2+1}\right)\right] \qquad (3.27)$$

식(3.27)에서 A는 다음 식으로 정해지는 변수이다.

$$A=\frac{2\nu}{(1+\Gamma)M} \qquad (3.28)\text{식(3.27)}$$

로부터 이때의 오보및 검출확률은 다음과 같다.

$$P_{mis}=\int_{x'}^{\infty} x' I_0[a^*x']\exp(-a^{*2}+x'^2)\, dx' \qquad (3.29)$$

식(3.29)에서 a^* C^* x'는 각각 다음 식으로 정해지는 변수이다.

$$a^*=\sqrt{\frac{2A\eta_m^2}{1+\Phi_m^2}} \qquad (3.30.a)$$

$$C^*=\frac{R_N}{\sqrt{1+\Phi_m^2}} \qquad (3.30.b)$$

$$x'=\frac{R_N X_m}{\sqrt{1+\Phi_m^2}} \qquad (3.30.c)$$

식(3.29)는 다음과 같이 marcum Q 함수를 사용하여 쓸 수 있다.

$$P_{mis}=Q(a^*, C^*) \qquad (3.31)$$

3.4 패킷 손실확률

버스트형 DS-SS 신호 전송인 경우, 초기동기에 필요한 최소의 시간은 전치부호에 할당하므로, 초기동기에 이를 시간이 이 시간내로 제한된다. 그러므로 버스트형 DS-SS 초기동기 시스템에서는 전치 부호내에 동기를 얻지 못하면 패킷을 잃으므로 t상대천이도[16][17][18]를 통하여 패킷 손실확률을 구하여 시스템의 성능을 분석하였다.

성능을 분석하기위해 사용한 위상탐색 알고리즘에는 간단한 구조로 고속 동기를 적합하여 널리 사용되는 직렬 탐색 알고리즘을 이용하였다.

1) 탐색 과정 진입 확률

시스템이 패킷도달 이전에 오보에 의해 봉쇄 되어 있는 경우 패킷이 도달하면 그 패킷을 잃게 된다. 오보가 발생하면, 시스템이 봉쇄되는 시간은 시스템을

www.dbpia.co.kr

초기화 하는 시간과 그때까지 표본을 얻기위해 경과된 시간의 합이다. P_I는 확인 과정에서 오보에 의하여 탐색과정으로 선택을 잘못 전이될 확률로 다음과 같다. 식(3.32)에서 P_{FA}는 오보 확률이다.

$$P_I = \sum_{k=B}^{A} \binom{A}{B} P_{FA}^{k}(1-P_{FA})^{A-k} \tag{3.32}$$

탐색 과정 진입 확률 Π_m은 식 (3.32)로부터 다음과 같다[16][17][18].

$$\Pi_m = \begin{cases} \dfrac{P_{FA}}{P_{FA}+1/T_{FA}} \cdot \dfrac{1}{T_{FA}} + \dfrac{1/P_{FA}}{P_{FA}+1/T_{FA}} & (1-P_{FA}) \quad m=0 \\ \dfrac{P_{FA}}{P_{FA}+1/T_{FA}} \cdot \dfrac{1}{T_{FA}} & m \neq 0 \end{cases} \tag{3.33}$$

2) 코드 위상 탐색 확률

$P_I(m)$은 m번째 상태에서 코드의 위상을 탐색한 확률로 $P_I(m-1)$의 상태에서 그에 해당하는 위상을 선택 하지않아 $P_I(m)$의 상태로 전이될 확률과 시스템 동체가 m번째 상태에서 해제되어 m번째에 탐색 과정을 시작한 확률의 합으로 표시된다.

$$P_I(m) = \begin{cases} \Pi_0 & m=0 \\ \Pi_m + P_I(m-1)\cdot(1-P_{m-1}) & m \neq 0 \end{cases} \tag{3.34}$$

3) 코드위상 선택 확률

P_m은 m 번째 상태에서 위상을 선택한 확률로, 탐색과정을 수행하여 m 번째 상태에서 정합 필터의 표본값 R_m이 문턱 전압 R_N보다 높아, m 번째의 코드위상을 선택한 확률이다.

P_m은 탐색 과정을 통하여 초기 동기에 이른 확률이다. 이는 m 번째 상태에 해당하는 코드 위상을 선택하고 2M 시간동안 적분후의 표본이 다시 문턱전압보다 큰 경우에 해당하며 확인 과정에서는 이는 A번 반복 하여 B번 이상이면 동기로 판정하므로 식은 다음과 같다[16][17][18].

$$P_{acq} = \begin{cases} 0 & 0 < m \leq 2M-2 \\ \sum_{k=B}^{A} \binom{A}{k} P_{m+2M-2}^{k}(1-P_{m+2M-2})^{A-k} & m = 2M-1 \\ \sum_{k=B}^{A} \binom{A}{k} P_{m-2M+1}^{k}(1-P_{m-2M+1})^{A-k} & m = 2M \end{cases} \tag{3.35}$$

m = 2M-1과 2M 번째의 표본이 확인 과정을 통과해야 초기동기가 이루어 지므로 동기에 이를 확률 P_{acq}은 옵셋 a에 대한 조건부 확률로 표시된다.

$$P_{acq} = \sum_{m=2M-1}^{2M} P_{acq,m} \cdot P_{m-1} \cdot P_{acq} \tag{3.36}$$

패킷 손실 확률은 식(3.36)으로 부터 다음과 같다.

$$P_f = 1-2\int_0^{T_c} P_{acq,m}\, da \tag{3.37}$$

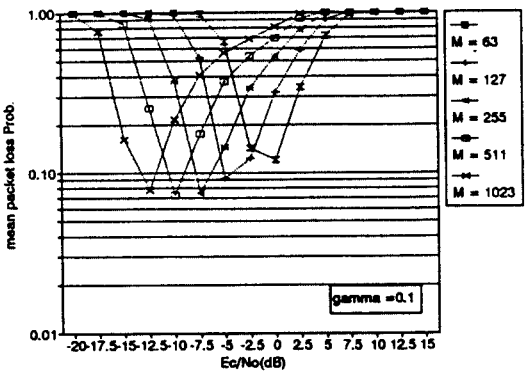
Ⅳ. 결과 및 고찰

본 장에서는 페이딩 채널에서의 DS/SS 초기 동기 시스템의 성능을 칩수, k 값, 페이딩 신호성분대 페이딩되지 않은 신호성분의 전력 비 Γ, 잡음 전력으로 표준화 한문턱 전압 R_N 값과 평균 패킷 손실 확률과의 관계를 분석 하였다.

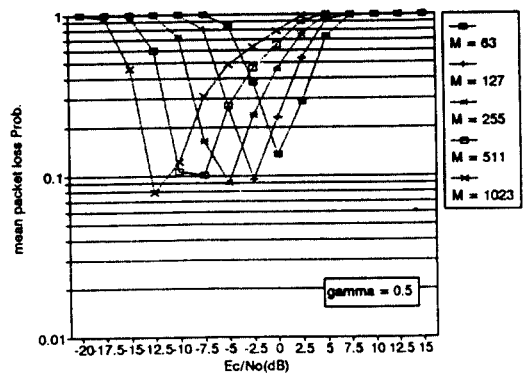
그림 4.1에서 Γ 값을 0.0 에서 2.0 사이의 값을 성능 분석에 사용 하였으며, 값이 클수록 양호한 환경임을 의미한다. 칩수는 63에서 1023 까지의 값을 사용하였고, k 값은 1에서 5사이의 값을 사용한다. k 값이 1인 경우가 채널의 안정도가 가장 떨어지는 경우이다. 그림 4.1의 (a)(b)에서는 각각 Γ 값이 0.1과 0.5인 경우의 평균 패킷 손실 확률이다. k = 1, 문턱 전압 크기 R_N = 5.5, 인접한 칩간의 상관계수 ρ는 0.3으로 설정하였다. 그림 4.1에 각 비트당 칩수 M의 변화에 따라 최적 패킷 손실 확률을 보이는 신호대 잡음비의 영역이 변화됨을 알 수 있다. 칩수가 증가함에 따라 최적값은 비슷한 감소를 보인다. 따라서 적응탐색 알고리즘에서는 칩수를 증가시키더도 더이상의 성능 향상은 없다. 이는 곧 평균 패킷 손실을 얻는 신호대 잡음비는, 칩수가 증가 하는데 따른 이득만큼 낮아지는데, 칩수가 증가하면 처리 이득(Processing Gain)이 증가하기 때문이다. 그림 4.1 (a)에서는 페이딩된 신호 성분대 원하는 신호 성분의 비 0.1로서 상대적으로 작은 경우이어서 가우시안 채널의 경우[16][17][18]와 그사이 평균 패킷 손실확률을 보인다. 그림 4.1 (b)는 페이딩된 신호 성분대 원하는 신호 성분의 비가 0.5인 경우에 비트당 칩수의 변화에 따른 패킷 손실 확률을 보인다. 페이딩된 신호 대 원하는 신호의 비 0.1 인때 보다 전체적 성능이 많이 저하되는데 이는 페이딩된 신호 성분이 상대적으로 커졌으

www.dbpia.co.kr

므로 신호의 검출이 어려워졌기 때문이다. 칩수가 커짐에 따라 최저값의 패킷 손실확률은 작아진다.



(a) $\Gamma = 0.1$

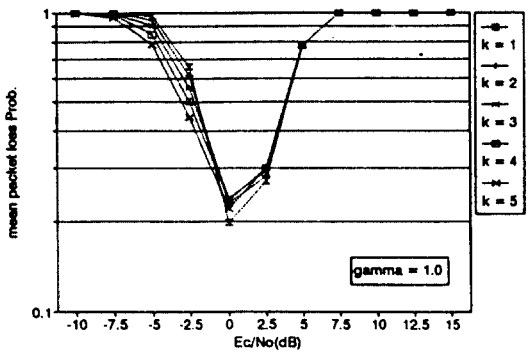


(b) $\Gamma = 0.5$

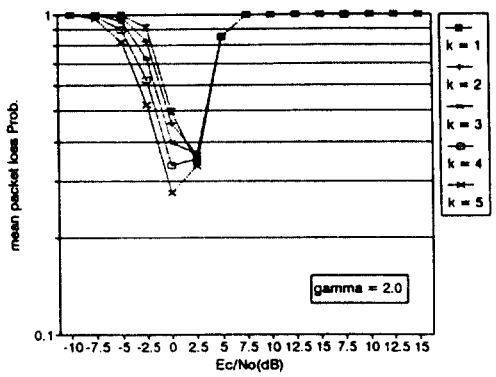
그림 4.1 M 값의 변화에 따른 평균 패킷 손실 확률 ($R_s = 5.5$ $\rho = 0.3$)

Fig 4.1 mean packet loss probability under variation of M

그림 4.2 (a)는 페이딩된 신호 대 원하는 신호의 비 1.0인 경우에 k 값의 변화가 평균 패킷 손실 확률에 미치는 영향을 보인 것이다. 칩수 63, 불특 진압 크기 R_s은 5.5, 연속된 칩간의 상관관계 ρ는 0.3으로 설정하였다. 그림 4.2 (b)는 페이딩된 신호대 원하는 신호의 비 2.0인 경우에 k 값의 변화가 평균 패킷 손실 확률에 미치는 영향을 보인 것이다. 신호대 잡음비 0 dB 이상의 영역에서는 신호대 잡음비가 커짐에 따라서 평균 패킷 손실확률이 증가하는데 이는 코드의 사이드 로브에 의한 영향 때문이다. 페이딩된 신호대 원하는 신호의 비가 커짐에 따라서 최저값이 증가하고 있으며, k 값에 의한 변화가 평균 패킷 손실 확률에 미치는 영향이 커짐을 볼 수 있다. 페이딩된 신호대 원하는 신호의 비가 클 경우에는 그림 4.2 (b)와 같이 k 값에 의한 차이를 보이고 있으나, 이 그림에서 사이드 로브의 영향이 나타나는 0 dB 이상의 영역에서는, k 값에 따른 변화를 보이지 않으므로 평균 패킷 손실 확률은 신호대 잡음비가 클 때에는 사이드로브가 주 결정 요인임을 알 수 있다. 그림 4.3은 불특 진압의 크기를 변화 시켜 가면서 얻은 평균 패킷 손실



(a) $\Gamma = 1.0$



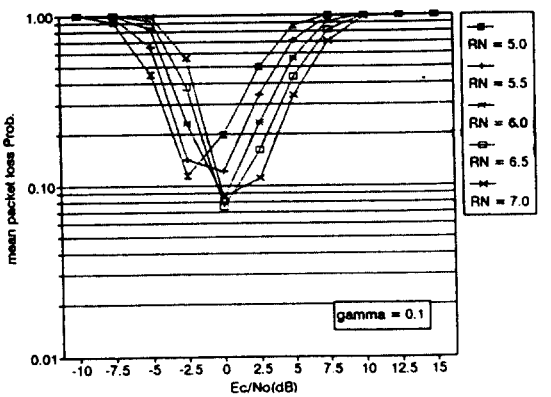
(b) $\Gamma = 2.0$

그림 4.2 k 값의 변화에 따른 평균 패킷 손실 확률 ($R_s = 5.5$ $\rho = 0.3$)

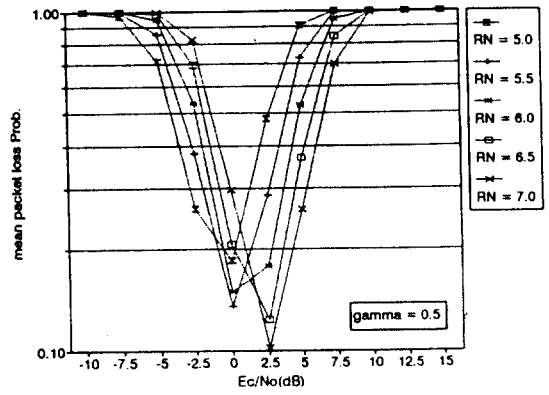
Fig 4.1 mean packet loss probability under variation of k

www.dbpia.co.kr

확률이다. 그림 4.3 (a)(b)는 각각 페이딩된 신호대 원하는 신호의 비 0.1, 0.5인 경우에 R_N 값을 5.0에서 부터 0.5씩 차례로 증가 시켜 가며 얻은 결과이다. 그림 4.3 (a)와 (b)에서 분턱 전압의 변화에 따라 -2.5 dB에서 2.5 dB 사이에서 가장 작은 평균 패킷 손실 확률을 보이는 값이 분턱 전압의 값을 증가 시킴에 따라 신호대 잡음 비가 증가 하는 쪽으로 이동한다. 따라서 페이딩 성분 신호대 원하는 신호의 비 0.1인 그림 4.3 (a)의 경우에 분턱 전압을 6.5에서 7.0 사이의 경우로 설정한 경우에 가장 좋은 성능을 보인다. 그림 4.3 (b)의 경우에도 R_N을 높이 가면 2.5 dB 근처에서 최저값이 나타났다. 사이드로브의 영향을 줄이기위해 R_N을 점차로 증가 시켜가면 R_N이 약 10.0인 경우까지는 평균 패킷 손실 확률이 감소하지만 그 이상의 경우에는 감춤 확률로 분턱 전압의 영향을 받으므로 패킷 손실 확률은 더 이상 계속 감소 하지 않는다. 그림 4.4 (a)(b)에 이 결과를 보이고 있다. 그림 4.4 (b)에서 보이는 평균패킷 손실 확률은 R_N을 계속 차례로 20, 30, 40, 50, 60 으로 변화 시켜 가면서 얻은 패킷 손실 확률이다. 최저값을 보이는 패킷 손실 확률은 0.01과 0.1 사이의 값을 보이고 있으며 R_N을 높이 설정하면 낮은 패킷 손실 확률을 보이는 영역이 이동 됨을 보이므로 적절탐색 알고리즘을 이용한 초기동기 시스템에서 일정패킷 손실 확률을 얻기위한 분턱 전압의 조절이 필수적이다.



(a) $\Gamma = 0.1$



(b) $\Gamma = 0.5$

그림 4.1 R_N 값의 변화에 따른 평균 패킷 손실 확률 ($k = 4$ $\rho = 0.3$)

Fig 4.1 mean packet loss probability under variation of R_N

V. 결 론

본 논문에서는 라이시안 페이딩 채널에서 DS/SS 초기 동기 시스템의 성능을 분석하였다. 분석결과 페이딩의 영향을 받지 않은 신호 성분대 페이딩된 성분의 전력비 Γ가 증가함에 따라 패킷 손실 확률은 감소하는 경향을 보인다. 사이드로브에 의하여 패킷 손실 확률이 증가하는 Ec/No 대역이 있다. 따라서, 이의 영향을 줄이기 위한 대책으로 Ec/No 대역별로 분턱 전압 R_N을 조절해야 한다. 또한, 집수 M의 증가에 따라 적절 탐색 알고리즘에서는 최저 패킷 손실을 보이는 대역이 신호대 잡음비가 작은 쪽으로 이동하며 안속적으로 균일한 페이딩을 갖는 집수 k가 증가 함에 따라 패킷손실 확률이 감소한다.

참 고 문 헌

1. D.L.Schilling, R.L.Pickholtz, and L.B.Milstein, "Spread spectrum goes commercial," IEEE Spectrum, pp.40-45, August 1990
2. J.T.Taylor and J.K.Omura, "Spread spectrum technology : a solution to the personal communications services frequency allocation dilemma," IEEE Comm. Mag., Vol.29, No.2, pp. 48-51, Feb. 1991
3. D.G.Smith, "Spread spectrum for wireless phone systems : the subtle interplay between technology and regulation," IEEE Comm. Mag., Vol.29, No.2, pp.41-46, Feb. 1991
4. R.B.Ward, "Acquisition of pseudonoise signals

www.dbpia.co.kr

by sequential estimation," IEEE Trans. Comm., COM-13, pp.475-483, Dec. 1965

5. R.E.Zimmer and R.L.Peterson, "Digital communications and Spread Spectrum systems," New York : Macmillian Publishing 1985
6. S.S.Rappaport and D.M.Grieco, "Spread-Spectrum signal acquisition : methods and technology," IEEE Comm. Mag., Vol.22, No.6, pp. 6-21, June 1984
7. L.B.Milstein, J.Gevargiz, and P.K.Das, "Rapid acquisition for sequence spread-spectrum communications using parrallel SAW convolvers," IEEE Trans. Comm., Vol.COM-33, pp.593-560 July 1985.
8. G.F.Sage, "Serial synchonization of pseudo-noise systems," IEEE Trans. Comm., COM-12, Dec. 1964. pp.123-127.
9. J.Lattanza, F.G.Herring, P.M.Krencik, and A. F.Clerihew, "240 MHz wide-band programmable SAW matched filter," in Proc. 1983 Ultrason. Symp., 1983, pp.143-150.
10. P.M. Hopkins, "A unified analysis of pseudo-noise synchronization by envelope correlation," IEEE Trans. Comm., Vol.COM-25, No.8, pp.770-777, Aug. 1977.
11. Polydoros and C.L. Weber, "A unified approach to serial search spread-spectrum code acquisition," IEEE Trans. Comm., Vol.COM-32, pp.542-560, May 1984
12. V.M.Jovanovic, "Analysis strategies for serial search spread-spectrum code acquisition-direct approach," IEEE Trans. Comm., Vol.36, No.11, pp.1208-1220, Nov. 1988.
13. S.M.Pann, D.E.Dodds, and S.Kumer, "Statistical distribution of PN acquisition time in direct-sequence spread-spectrum receivers," in ICC'89, 1989, pp.950-1000.
14. Essam A.Sourour and Someshwar C. Gupta, "Direct-Sequence Spread-Spectrum Parallel Acquisition in a Fading Mobile Channel," IEEE Tran. Comm. Vol. 38, No.7, Jul. 1990.
15. Essam A.Sourour and Someshwar C. Gupta, "Direct-Sequence Spread-Spectrum Parallel Acquisition in a Nonselective Rician Fast Fading Channle," IEEE ICC'89 pp.1629-1633, 1989.
16. 이동욱, 홍인기, 황금찬, "디지탈 정합 필터를 이용한 바스트형 직렬탐색 DS-SS 초기동기 시스템의 성능 분석," 한국통신학회 논문지, 16(8), pp. 701-709(1991)
17. 이동욱, 김형근, 황금찬, "아날로그 정합 필터를 이용한 바스트형 직렬탐색 DS-SS 초기동기 시스템의 성능 분석," 한국통신학회 논문지, 16(8), pp.710-718(1991)
18. 이동욱, 김수묵, 황금찬, "직렬-최대 공차 탐색을 사용한 바스트형 DS-SS 초기동기 시스템의 성능 분석-수정된 상태 천이도 접근법," 대한 전자공학회 논문지, 제 28권, a편, 제 11호, pp.855-865, 1991년 11월
19. C.W.Helstrom : Statistical theory of signal detection, Pegamon Press, pp.450, 1968

www.dbpia.co.kr

부록 A 오보 확률

평균 $\alpha\sqrt{\frac{s}{2}}\,T_c\,y_m\cos\theta,\qquad \alpha\sqrt{\frac{s}{2}}\,T_c\,y_m\sin\theta$

분산 $N_{out}=\sigma_n^2+\sigma_{Fo}^2$ 을 갖는 라이시안 분포인 경우이므로 $f_{R_m|ym}(R_m|ym)$ 은 다음과 같다.

$$\frac{R_m}{N_{out}}\,I_0\left[\alpha\sqrt{\frac{s}{2}}\,T_c\,y_m\cdot\frac{R_m}{N_{out}}\right]\exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{R_m^2+(\alpha\sqrt{s/2}\,T_c\,y_m)^2}{N_{out}}\right)\right] \tag{A.1}$$

이식은 라이시안 분포 $\frac{r}{\sigma^2}\,I_0\left[\frac{rs}{\sigma^2}\right]\exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{r^2+s}{\sigma^2}\right)\right]$ 으로부터 유도될수 있다. 윗 식에서 $s^2=m_1^2+m_2^2$으로 각 평균 m_1, m_2의 제곱의 합이다. 문턱 전압 R_N를 정하고 $X_m=R_m/R_N$ 인 새로운 랜덤변수 X_m을 정하면 식 (A.1)은 다음과 같이 바뀐다.

$$f_{X_m|ym}(X_m|ym)=R_N\cdot f_{R_m|ym}(R_N\cdot X_m|ym)=\frac{R_N^2X_m}{N_{out}}\,I_0\left[\alpha\sqrt{\frac{s}{2}}\,T_c\,y_m\cdot\frac{R_N X_m}{N_{out}}\right]$$

$$\cdot\exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{(R_N X_m)^2+(\alpha\sqrt{s/2}\,T_c\,y_m)^2}{N_{out}}\right)\right] \tag{A.2}$$

윗 식(A.2)에서의 분산값 N_{out}, C, E 는 다음과 같이 정해지는 변수들이다.

$$N_{out}=\frac{N_0MT_c}{4}\left\{1+\frac{\Gamma v}{1+\Gamma}\right\} \tag{A.3.a}$$

$$C=1+\frac{\Gamma v}{1+\Gamma} \tag{A.3.b}$$

$$\sqrt{E}=\frac{\alpha\sqrt{s/2}\,T_c}{\sqrt{N_{out}}}=\frac{\alpha\sqrt{s/2}\,\sqrt{T_c}\,\sqrt{T_c}}{\sqrt{\frac{N_0MT_c}{4}}\,\sqrt{C}}=\sqrt{\frac{2v}{(1+\Gamma)MC}}=\sqrt{\frac{2v}{M(1+\Gamma+\Gamma v)}} \tag{A.3.c}$$

$$f_{X_m|a}(X_m|a)=\int_{-\infty}^{\infty}f_{X_m|y_m}(X_m|y_m)\,f_{y_m|a}(y_m|a)\,dy_m \tag{A.4}$$

$$f_{X_m|a}(X_m|a)=\int_{-\infty}^{\infty}f_{X_m|y_m}(X_m|y_m)\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{ym}^2}}\exp\left[-\frac{y_m^2}{2\pi\sigma_{ym}^2}\right]dy_m$$

$$=\frac{R_N^2X_m}{C\sqrt{2\pi\sigma_{ym}^2}}\exp\left[-\frac{1}{2}\frac{R_N}{\sqrt{C}}X_m\right]\int_{-\infty}^{\infty}I_0\left[\sqrt{E}\,y_m\frac{R_N}{\sqrt{C}}X_m\right]\exp\left[-\frac{y_m^2}{2\sigma_{ym}^2}(E\sigma_{ym}^2+1)\right]dy_m \tag{A.5}$$

$$\alpha=\frac{1}{2\sigma_{ym}^2}(E\sigma_{ym}^2+1) \tag{A.6.a}$$

www.dbpia.co.kr

$$\beta = \frac{\sqrt{E}}{2} \cdot \frac{R_N}{\sqrt{C}} X_m \tag{A.6.b}$$

식 (A.5)의 적분을 포함하는 항은 다음의 Hyper geometric function [19]를 이용하여 (A.7)과 같이 바꾼다.

$$\int_{-\infty}^{\infty} \exp(-\alpha X^2)\, I_0[2\beta x]\, dx = \sqrt{\pi}\ \alpha^{-\frac{1}{2}}\ \exp\frac{\beta^2}{\alpha}\ I_0\left[\frac{\beta^2}{\alpha}\right]$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} I_0\left[\sqrt{E}\, y_m \frac{R_N}{\sqrt{C}} X_m\right] \exp\left\{-\frac{y_m^2}{2\sigma_{ym}^2}(E\sigma_{ym}^2+1)\right\} dy_m$$

$$= \frac{R_N^2 X_m}{C\sqrt{2\pi\sigma_{ym}^2}} \exp\left\{-\frac{1}{2}\frac{R_N}{\sqrt{C}} X_m\right\} \sqrt{\pi} \cdot \left\{-\frac{1}{2\sigma_{ym}^2}(E\sigma_{ym}^2+1)\right\}^{-\frac{1}{2}}$$

$$\cdot I_0\left[\frac{ER_N^2 X_m^2 \sigma_{ym}^2}{4C(E\sigma_{ym}^2+1)}\right] \exp\left\{\frac{ER_N^2 X_m^2 \sigma_{ym}^2}{4C(E\sigma_{ym}^2+1)}\right\} \tag{A.7}$$

$$= \frac{R_N^2 X_m}{C\sqrt{E\sigma_{ym}^2+1}} \exp\left\{\left(\frac{E\sigma_{ym}^2}{2(E\sigma_{ym}^2+1)} - 1\right) \cdot \frac{R_N^2 E\sigma_{ym}^2}{2C} \cdot I_0\left[\frac{ER_N^2 X_m^2 \sigma_{ym}^2}{4C(E\sigma_{ym}^2+1)}\right]\right. \tag{A.8}$$

부록 B 오보 및 검출 확률

분산 $\bar{N}_{out}$은 다음과 같다.

$$\bar{N}_{out} = \frac{N_0 M T_c}{4}\left\{\frac{v}{(1+\Gamma)M}\sigma_{ym}^2 + \frac{\Gamma v}{(1+\Gamma)M} + 1\right\} \tag{B.1}$$

이 식에서 $\frac{v}{(1+\Gamma)M}\sigma_{ym}^2 + \frac{\Gamma v}{(1+\Gamma)M} = \Phi_m^2$ 이라하면 $\bar{N}_{out} = \Phi_m^2 + 1$이 된다.

$f_{R_m|y_m}(R_m \mid y_m)$은

$$= \frac{R_m}{\bar{N}_{out}} I_0\left[\alpha\sqrt{\frac{s}{2}}\, T_c\eta_m \cdot \frac{R_m}{\bar{N}_{out}}\right] \cdot \exp\left[-\frac{1}{2}\left\{\frac{R_m^2 + (\alpha\sqrt{s/2}\ T_c\eta_m)^2}{\bar{N}_{out}}\right\}\right] \tag{B.2}$$

식(B.2)는 라이시안 분포 $= \frac{r}{\sigma^2} I_0\left[\frac{rs}{\sigma^2}\right] \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{r^2+s^2}{\sigma^2}\right)\right]$ 으로부터 유도 된다. 윗 식에서 $s^2 = m_1^2 + m_2^2$으로 각평균 m_1, m_2의 제곱의 합이다. 문턱전압 R_{th}를 정하고 $X_m = R_m/R_{th}$ 인 새로운 랜덤변수 X_m을 정하면 식 (B.2)는

$$f_{X_m|y_m}(X_m \mid y_m) = R_{th} \cdot f_{R_m|y_m}(R_{th} \cdot X_m \mid y_m)$$

$$= \frac{R_{th}^2 X_m}{\bar{N}_{out}} I_0\left[\alpha\sqrt{\frac{s}{2}}\, T_c\eta_m \cdot \frac{R_{th}^2 X_m}{\bar{N}_{out}}\right] \cdot \exp\left[-\frac{1}{2}\left\{\frac{(R_{th}X_m)^2 + (\alpha\sqrt{s/2}\ T_c\eta_m)^2}{\bar{N}_{out}}\right\}\right] \tag{B.3}$$

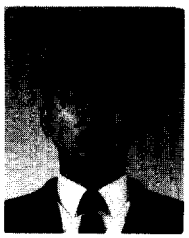
www.dbpia.co.kr

$$= \frac{R_{th}^2 X_m}{\frac{N_o M T_c}{4}(\Phi_m^2+1)} I_o\left[\frac{\alpha\sqrt{s/2}\ T_c \eta_m \cdot R_{th} X_m}{\frac{N_o M T_c}{4}(\Phi_m^2+1)}\right] \cdot \exp\left[-\frac{1}{2}\left[\frac{(R_{th} X_m)^2+(\alpha\sqrt{s/2}\ T_c\eta_m)^2}{\frac{N_o M T_c}{4}(\Phi_m^2+1)}\right]\right] \tag{B.4}$$

$$= \frac{R\sqrt{2} X_m}{(\Phi_m^2+1)} I_o\left[\frac{\alpha\sqrt{s/2}\ T_c \eta_m \cdot R\sqrt{2} X_m}{\sqrt{N_{out}}(\Phi_m^2+1)}\right] \cdot \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{(R\sqrt{2} X_m)^2+2A\eta_m^2}{\Phi_m^2+1}\right)\right] \tag{B.5}$$

이식에서 $A = \frac{\alpha\sqrt{s/2}\ T_c}{\sqrt{N_{out}}} = \frac{\alpha\sqrt{s/2}\ T_c}{\sqrt{\frac{N_o M T_c}{4}}}$ 로 치환 하면 식 (B.5)는

$$\frac{R\sqrt{2} X_m}{(\Phi_m^2+1)} I_o\left[\frac{\sqrt{2A}\ \eta_m \cdot R\sqrt{2} X_m}{(\Phi_m^2+1)}\right] \cdot \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{(R\sqrt{2} X_m)^2+2A\eta_m^2}{\Phi_m^2+1}\right)\right] \tag{B.6}$$



洪 仁 基(Een Kee Hong) 正會員

1989년 2월 : 연세대학교 전기공학과 졸업(공학사)
1991년 2월 : 연세대학교 전기공학과 대학원(공학석사)
1991년 3월 ~ 현재 : 연세대학교 전기공학과 박사과정
※주관심분야 : Spread Spectrum 통신, 이동무선통신, 채널코딩 등임

黃 金 燦(Keum Chan Whang) 正會員

1944년 7월 18일 생
1967년 2월 : 延世大學校 電氣工學科 卒業(工學士)
1975년 6월 : 미국 Polytechnique Institute of New York 大學院(工學碩士)
1979년 6월 : 미국 Polytechnique Institute of New York 大學院(工學博士)
1979년 6월 ~ 1980년 9월 : 大田機械倉 先任研究員
1980년 9월 ~ 현재 : 延世大學校 電氣工學科 敎授

李 程 星(Jong Sung Lee) 正會員

1991년 2월 : 연세대학교 전기공학과 졸업(공학사)
1993년 2월 : 연세대학교 전기공학과 대학원(공학석사)
1993년 3월 ~ 현재 : 삼성전자 마이크로 사업부 연구원

www.dbpia.co.kr