論文91-28A-11-1

직렬-최대 공차 탐색을 사용한 버스트형 DS-SS 초기 동기 시스템의 성능 분석 -수정된 상태 천이도 접근법-

(Performance Analysis of Burst-Format DS-SS Acquisition System Using a Serial-Maximum Likelihood Search-A Modified State Transition Diagram Approach)

李 東 旭* 金 根 默** 黃 金 燦*

(Dong Wook Lee, Keun Mook Kim, and Keum Chan Whang)

要 約

직렬 탐색을 사용한 버스트 형 직접 시퀀스 스펙트럼 확산(DS-SS : direct-sequence spread-spectrum)초기 동기 시스템의 성능 분석을 위한 간단한 형태의 접근법과 스펙트럼 확산을 위하여 사용한 코드의 자기 상관 사이드로브가 성능에 미치는 영향 분석은 최근 발표된 바 있다.[4][5]

본 논문에서는 버스트 형 DS-SS 초기 동기에서 코드 자기 상관 사이드로브의 영향을 줄이기 위한 직렬 탐색과 최대 공차 탐색을 혼합한 탐색 방법을 제안하였으며, 가우시안 백색 잡음 하에서 이 시스템의 성능을 분석하였다. 시스템의 성능 분석을 위하여 최근 발표된 성능 분석 방법을 일반화 하였다.

분석 결과, 직렬 탐색과 최대 공차 탐색을 혼합한 탐색 방법을 사용한 시스템은 코드 자기 상관 사이드로브의 영향을 거의 받지 않았다. 이와 같은 성능 분석 결과를 모의 실험 결과와 비교하여 성능 분석 방법의 타당성을 검토하였다.

Abstract

A simple method for analysis of serial search burst-format direct-sequence spread-spectrum (DS-SS) code acquisition system had been recently proposed, and therein, the effect of the code autocorrelation sidelobes on the performance of DS-SS code acquisition system has been assessed [4],[5].

In this paper, a new hybrid scheme which combines the serial search with maximum likelihood search is proposed to eliminate the deleterious effect of code autocorrelation sidelobes, and the performance is analyzed for the additive white Gaussian noise (AWGN) channels. To analyze the performance of this system, we have generalized the method used in [4],[5] to arbitrary burst-format DS-SS acquisition schemes.

The results show that a new hybrid scheme has good immunity against the effect of code autocorrelation sidelobes. The validity of the presented approach has been confirmed from the results of simulation.

*正會員, 延世大學校 電氣工學科
(Dept. of Electrical Eng., Yonsei Univ.)

**正會員, 韓國通信
(Korea Telecom)

接受日字 : 1991年 5月 25日

Ⅰ. 서 론

최근 이동 무선통신의 수요가 많아지면서 채널 사용 효율이 좋은 다중 접속 방법이 필요하게 되었으며, code-division multiple access (CDMA)를 이용한 직접 시퀀스 스펙트럼 확산(DS-SS:direct-sequence spread-spectrum) 패킷 무선망은 이와 같은 목적에 가장 적합한 방법으로 인정받고 있다.[1][2] DS-SS 통신은 CDMA가 가능한 것 외에도 신호의 스펙트럼을 확산하기 위해 사용한 pseudonoise (PN) 시퀀스의 자기 상관 특성으로 인하여 다중 경로 페이딩에 강하고, 이동 무선 환경에 적합한 신호 전송 방법이다.[3]

수신 DS 신호를 복조하기 위해서는 수신단에서 발생하는 기준 PN 시퀀스의 위상과 입력 신호에 사용한 PN 시퀀스의 위상간에 동기가 이루어 져야 한다. 이는 보통 초기 동기(또는 획득(acquisition)) 과정과 미세동기 과정, 추적 과정 순으로 이루어 진다. 본 논문은 이 과정 중 초기 동기에 촛점을 두었다.

직렬 탐색 버스트 형 DS-SS 초기 동기 시스템의 성능 분석 방법과, 그 성능에 코드 자기 상관 사이드로브가 미치는 영향은 최근 발표된 바 있다.[4][5] 버스트 형 통신에서는 신호 검출시에 잡음의 크기에 기준을 두고 문턱 전압을 설정하므로, 코드의 자기 상관 사이드로브가 미치는 영향이 상당히 크다. 본 논문에서는 코드 자기 상관 사이드로브의 영향을 줄이기 위한 직렬 탐색과 최대 공차 탐색을 혼합한 탐색 방법을 제안하였다. 그리고 이 시스템의 성능을 분석하기 위하여 [4]와 [5]에서 제안한 성능 분석 방법을 Polydoros와 Weber[6]가 사용한 방법과 같이 상태 천이도를 사용하여 일반화 하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 버스트 형 DS-SS 초기 동기 시스템의 일반 모델과 그 일반 모델에 대한 수정된 상태 천이도 접근법에 의한 성능 분석 방법을 설명하였다. 3장에서는 본 논문에서 제안한 직렬 탐색과 최대 공차 탐색을 혼합한 시스템의 성능을 수정된 상태 천이도 접근법을 이용하여 분석하였다. 4장에서는 제안한 시스템의 성능 분석 결과를 수록하였으며, 그에 대한 고찰을 하였다. 그리고 수치 결과의 타당성을 살펴보기 위하여, 수치 결과와 소프트 웨어 모의 실험 결과를 비교 하였다. 끝으로 5장에 결론을 수록하였다.

Ⅱ. 수정된 상태 천이도 접근법

1. 버스트 형 DS-SS 초기 동기 시스템의 일반적인 모델

버스트 형 DS-SS 통신에서 사용하는 각 패킷의 제일 앞부분에는, 코드의 초기 동기를 위한 L_P 비트(각 비트당 시간은 T초)의 전치 부호가 있다. 전치 부호의 뒤를 이어서 미세 동기를 위한 부호와 각 프로토콜에 해당하는 헤더(header)와 정보가 실려있는 L_D 비트의 데이타가 위치한다. 한 비트는 M개의 DS 코드 칩(각 칩 당 시간은 T_c초, $T=M\cdot T_c$)으로 스펙트럼 확산되어 있다. 대개 각 비트에 사용한 DS 코드는 서로 다른 종류를 사용한다. 이와 같이 하는 이유는 다중 경로 지연폭이 데이타의 폭 보다 큰 경우에 발생하는 심볼 간의 간섭을 막고,[7] 또 오보에 의하여 시스템이 봉쇄되는 시간을 줄이기 위해서이다. 그 방법은 각 비트마다 다른 코드를 사용하는 방법도 있지만, 대개 긴 코드를 나누어 사용한다. 이와 같은 경우 각 비트에 사용한 코드는 거의 랜덤 코드의 특성을 갖는다.[8]

그림1은 버스트 형 DS-SS 초기 동기 시스템의 일반 모델이다. 초기 동기 시스템은 탐색 과정과 확인 과정으로 나누어 수행한다. 이때 사용하는 검출기는 보통 빠른 탐색을 위하여 PN 정합필터(PN-MF)를 사용한다.

탐색을 수행하는 과정에서, 시스템이 H_1(수신기의 기준 코드와 수신된 코드의 위상이 $\pm 1/2$ 칩 이하인 경우, 그렇지 않은 경우는 H_0) 이라는 가정을 하게 되면, 이와 같은 탐색결과를 확인하기 위하여 확인 과정을 수행한다.

확인 과정에서는, 보통 레이다 시스템에서 많이 사용하는 동소 공재 검출(CD:coincidence detection)[9] 이나 다중 적분 구간 방법을 사용한다.[10][11]

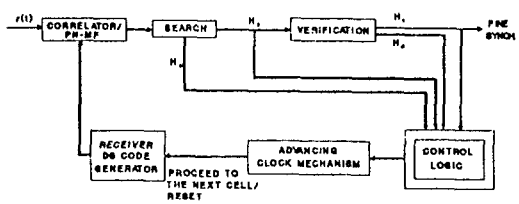


그림 1. 버스트 형 DS-SS 초기 동기 시스템의 일반 모델

Fig. 1. Generic model of burst-format DS-SS acquisition system.

2. 수정된 상태 천이도 접근법에 의한 성능 분석

본 논문에서는 편의상, 이웃하는 PN-MF 출력 포락선의 표본 간은 서로 독립이라고 가정한다. 이와 같은 가정은, 탐색 시 각표본을 문턱 전압과 비교하

는 과정을 이산 Markov 과정으로 해석하기 위한 것이다. 이와 같은 가정은 칩 당 표본율 $\triangle^{-1}(\triangle=\tau_D\cdot T_C^{-1}, \tau_D$: 표본 주기)이 1또는 2인 경우에는 성립하지만, 그 이상인 경우에는 독립에 근사하다.[6] 칩 당 표본율은 보통2를 택한다.[12]

버스트 형 DS-SS 초기 동기 시스템의 성능을 분석하기 위하여 그림2와 같이, Polydoros와 Weber[6]가 제안한 순환 상태 천이도를 수정하였다. 패킷이 도달하는 시간을 t_{arr}이라 하면, 그림2의 수정된 상태 천이도에서의 상태 $j(0\leqq j\leqq v, v=M\cdot\triangle^{-1})$와 시간과의 관계는 다음과 같다.

$$t=t_{arr}+(a+j\cdot\triangle)\cdot T_C;\ j\geqq 0. \qquad (1)$$

여기서 a는 T_C로 표준화된 송·수신단 간의 클락 오차로, 0과 △사이의 값이다.

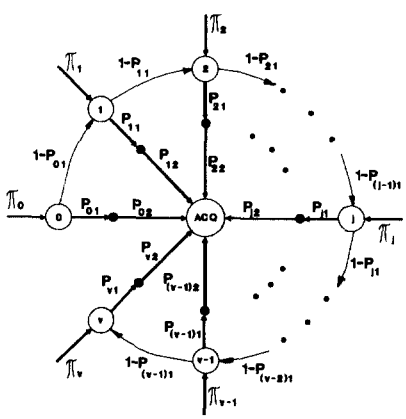


그림 2. 버스트 형 DS-SS 초기 동기에 대한 수정된 상태 천이도
Fig. 2. The modified state transition diagram for burst-format DS-SS acquistion.

탐색 과정은 그림2에서와 같이 2(v+1)+2개의 상태로 나타내었다. 번호가 표시된 $0\leqq j\leqq v$인 v+1개 상태 중 $\triangle^{-1}$개$(v-\triangle^{-1}\leqq j\leqq v)$의 상태는 H_1에 해당하는 상태이다. 그림2에서 확률 P_{j1}은, j번째 표본이 첫번째 탐색 과정을 통과할, 클락 오차a에 대한 조건부 확률을 말한다. 그 나머지 (v+3)개의 상태 중 (v+1)개의 상태는 첫번째 탐색에서 통과한 j번째 표본에 해당하는 위상을 기준으로 확인 과정을 하거나, 재 탐색 후 확인 과정을 하는 상태이다. 확률 P_{j2}는, j번째 표본에 해당하는 코드 위상에 기준을 두고 재 탐색과 확인 과정(혹은 확인과정)을 통과하여 초기 동기에 이를 클락 오차 a에 대한 조건부 확률이다.

나머지 2개의 상태는 각각 초기 동기에 이른 상태와 패킷을 잃는 상태, 즉 패킷 손실 상태이다. 이 중 패킷 손실 상태는 상태 천이도를 간략하게 하기 위하여 생략하였다(따라서 그림2에서 $1-P_{j2}$의 확률을 갖는 천이 과정도 생략되었다.)

버스트 형 신호 전송에서 시스템이 오보에 의해 봉쇄되어 있을 때 패킷이 도달하면, 그 패킷을 잃게 된다. 본 논문에서는 이와 같은 경우를[6]에서 사용한 "사전 탐색 과정 진입 분포"에 포함하였다. $j<0$인 어느 상태에서 시스템이 봉쇄되어 있을 확률은 평균 생성율 $\lambda=P_{FA}$(잡음만이 수신될 때의 오보율), 평균 처리율 $\mu=\tau_D/T_{FA}$(T_{FA} : 평균 봉쇄 시간)인 blocked customers cleared (BCC) 대기 행렬 시스템 모델[13,p.79]로 부터 얻을 수 있다. 본 논문에서는 봉쇄 시간의 확률 분포가 지수 분포라고 가정하고, 4장에서 수치 결과와 모의 실험 결과를 비교함으로써, 가정에 따른 오차가 작음을 보인다.

시스템이 상태j에서 봉쇄되어 있을 확률을 $P_B(j)$, 봉쇄되어 있지 않을 확률을 $P_I(j)$라 하였을 때, $P_B(j)+P_I(j)=1$이며, $j<0$인 상태에서 $P_B(j)$, $P_I(j)$, $P_B(j+1)$ $P_I(j+1)$ 사이의 관계는 그림3으로 부터,

$$P_B(j+1)=\lambda\cdot P_I(j)+(1-\mu)\cdot P_I(j);\ j<0 \qquad (2a)$$
$$P_I(j+1)=\mu\cdot P_B(j)+(1-\lambda)\cdot P_I(j);\ j<0 \qquad (2b)$$

이다.

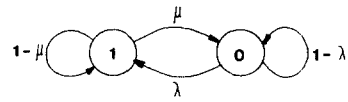


그림 3. BCC 대기 행렬 시스템 모델의 상태 천이도
Fig. 3. State transition diagram for the BCC queueing system model.

패킷의 간격이 $n\cdot\tau_D$라면, $P_B(-n)=0$, $P_I(-n)=1$이며, $j=-1$에서 시스템이 봉쇄될 확률 $P_B(-1)$과 봉쇄되지 않을 확률 $P_I(-1)$은

$$P_B(-1)=\frac{\lambda}{\lambda+\mu}-\frac{\lambda}{\lambda+\mu}\cdot(1-\lambda-\mu)^{n-1} \qquad (3a)$$

$$P_I(-1)=\frac{\mu}{\lambda+\mu}+\frac{\lambda}{\lambda+\mu}\cdot(1-\lambda-\mu)^{n-1} \qquad (3b)$$

이다.

상태 $j(0\leqq j\leqq v)$에서 탐색 과정을 시작하는 확률

π_j는 다음과 같다.

$$\pi_j=\begin{cases}P_I(-1)\cdot(1-\lambda)+P_B(-1)\cdot\mu; & j=0\\ P_B(-1)\cdot\mu & ; j=1,2,\cdots,v.\end{cases} \quad (4)$$

$1-(\pi_0+\pi_1+\cdots+\pi_j+\cdots+\pi_v)$는 시스템이 봉쇄되어 탐색 과정을 수행하지 못한 채, 도달한 패킷을 잃는 확률이다.

그림2로부터, j(j≥0)번째 상태에서 시스템이 봉쇄되어 있지 않을 확률 $P_I(j)$는

$$P_I(j)=\begin{cases}\pi_0 & ; j=0\\ \pi_j+P_I(j-1)\cdot(1-P_{j-1,1}); & j=1,2,\cdots,v\end{cases} \quad (5)$$

임을 알 수 있다.

송 수신단 사이의 클락 오차a에 대한 조건부 초기 동기에 이를 확률 $P_{ACQ|a}$는 그림2로부터 쉽게 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$P_{ACQ|a}=\sum_{j=0}^{v}P_I(j)\cdot P_{j1}\cdot P_{j2} \quad (6)$$

식(6)으로 부터 클락 오차a에 대한 평균 패킷 손실 확률은

$$P_L=1-\triangle^{-1}\cdot\int_0^{\triangle}P_{ACQ|a}da \quad (7)$$

이다.

위의 식에서 P_{j1}과 P_{j2}, π_j, T_{FA}, P_{FA} 등은 시스템의 구조와 제어 방법에 따라 정해지는 변수이다.

Ⅲ. 직렬 탐색과 최대 공차 탐색을 혼합한 버스트 형 DS-SS 초기 동기 시스템의 성능 분석

1. 시스템 개요

그림4는 본 논문에서 사용한 PN-MF 검출기를 이용한 버스트 형 DS-SS 초기 동기 시스템의 개략도이다. PN-MF 검출기는 프로그램 가능한 surface acoustic wave(SAW) PN-MF와 포락선 검출기, 문턱 전압 제어단으로 되어 있다.

프로그램 가능한 SAW PN-MF의 구조는 그림5와 같고, 그 동작은 [14]에 자세히 설명되어 있다. 가우시안 잡음 아래에서 일정한 오보율을 갖기 위해서는 그림6과 같은 구조의 문턱 전압 제어기를 사용한다.[11]

그림7은 직렬 탐색과 최대 공차 탐색을 혼합한 탐색 방법을 사용한 버스트 형 DS-SS 초기 동기 시스템의 제어 흐름도이다. 탐색 방법으로 두가지 방법을 혼합한 것은 사용한 코드의 자기 상관 사이드로브에 의한 오보가 성능에 미치는 영향을 줄이기 위한 것이다. PN-MF 검출기에서 신호를 검출하면, 시스템에서는 T-초 후에 v개의 표본 중 가장 큰 표본에 해당하는 순간을 H_1이라 가정한다. 이와 같은 가정을 확인하기 위하여, 이후 T-초 마다 확인 과정을 수행한다. 확인 과정은 많이 사용하는 CD방법을 사용한다. 탐색 과정에서 선택한 위상에 대하여, 독

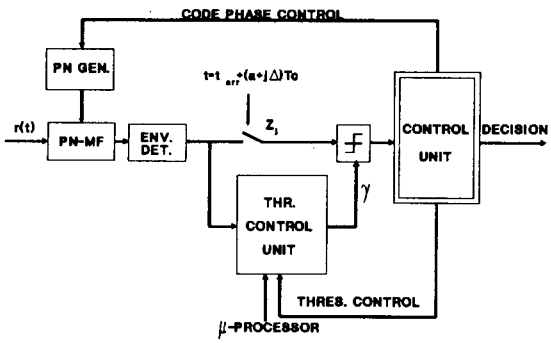


그림 4. 버스트 형 DS-SS 초기 동기 시스템의 개략도
Fig. 4. Functional diagram of a burst-format acquisition system.

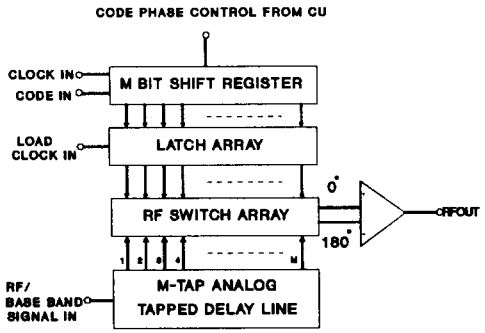


그림 5. 프로그램 가능한 PN-MF의 구조
Fig. 5. The structure of the programmable PN-MF.

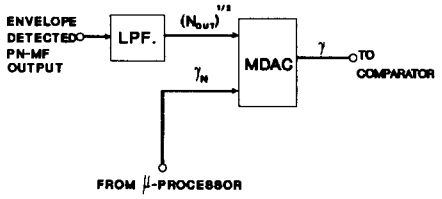


그림 6. 문턱 전압 제어단의 개략도
Fig. 6. Diagram of the threshold control unit.

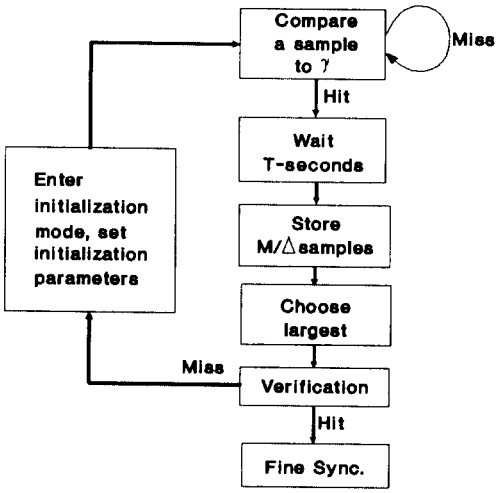


그림 7. 직렬-최대 공차 탐색 방법의 제어 흐름도
Fig. 7. Flow chart of control strategy of a serial-maximum likelihood.

립인 A번의 검출 시행 중 B번 신호를 검출하였다면, 그 위상이 H_1인 것으로 확인하고 미세 동기 과정을 수행한다. 만일 A번 검출 시행 중에 B번 미만신호를 검출하였다면, 다시 시스템을 초기화 시키고, 탐색 과정을 수행한다.

2. 수정된 상태 천이도 접근법을 이용한 성능 분석

본 논문에서는 표본율 $\triangle^{-1}=2(v=2\cdot M)$인 경우에 대하여 성능을 분석하였다.

수신단에서 수신하는 신호 r(t)는 패킷이 도달한 경우와 도달하지 않은 경우로 나누어 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r(t)=\begin{cases} n(t)\ ;\ t<t_{arr}\text{(패킷이 도달 이전)} \\ \sqrt{2\cdot S}\cdot c(t-t_{arr})\cdot\cos(\omega_0 t+\theta)+n(t);\ t\geq t_{arr} \\ \text{(패킷이 도달 이후)} \end{cases} \quad (8)$$

여기서 c(t)=DS코드 시퀀스(각 코드 칩은 ±1의 값을 같은 확률로 갖는 i. i. d.), ω_0=캐리어의 각 주파수 (rad/sec), θ=랜덤 캐리어 위상 ([0. 2π]의 값으로 일량 분포를 갖는다.), n(t)=평균0이고, 양측파대 스펙트럼 밀도가 No/2인 가우시안 백색 잡음 (AWGN : additive white Gaussian noise), S=송신 신호의 평균 전력이다.

그림5의 PN-MF의 임펄스 응답은

$$h(t)=c(T-t+(i-1)T)\cdot\cos[\omega_0(T-t)]\ ;\ 0\leq t\leq T \quad (9)$$

이다. 이 PN-MF 출력의 포락선의 j번째 표본 Z_j는 (2차 주파수 항은 무시한다).

$$Z_j=\begin{cases}\sqrt{N_{cj}^2+N_{sj}^2};\ j<0 \\ \sqrt{(N_{cj}+\sqrt{\frac{S}{2}}\cdot T_c\cdot y_j\cdot\cos\theta)^2+(N_{sj}+\sqrt{\frac{S}{2}}\cdot T_c\cdot y_j\cdot\sin\theta)^2} \\ \ ;\ j\geq 0\end{cases} \quad (10)$$

이고, 여기서

$$y_j=\int_0^M c((\tau+j\triangle+a)T_c-T)\cdot c(\tau T_c+(i-1)T)d\tau \quad (11)$$

$$N_{cj}=\int_0^T c(\tau+(i-1)T)\cdot n(\tau)\cdot\cos(\omega_0\tau)d\tau \quad (12)$$

$$N_{sj}=\int_0^T c(\tau+(i-1)T)\cdot n(\tau)\cdot\sin(\omega_0\tau)d\tau \quad (13)$$

이다. 식(12)와 식(13)에서, N_{cj}와 N_{sj}는 가우시안 분포를 갖으며, 평균이 0이고, 분산은 NoT/4(이하 N_{out} 으로 표기함)인 i. i. d. 이다.

본 논문에서는, [4]에서와 같이, 식(11)의 y_j를 평균 η_j이고 분산이 σ_j^2인 가우시안 랜덤 변수로 근사하였다.

$$\eta_j=\begin{cases}0;\ j\in S_0 \\ M\cdot p;\ j=K\cdot v-2, K\cdot v-1 (K=1,2,\cdots) and\ j\in S_1 \\ M\cdot(1-p);\ j=K\cdot v, K\cdot v+1 (K=1,2,\cdots) and\ j\in S_1,\end{cases} \quad (14)$$

$$\sigma_j^2=\begin{cases}(2\cdot m(j)+1)\cdot p^2-2\cdot m(j)\cdot p+m(j);\ 0\leq j\leq v-1\ and\ j\in S_0 \\ M\cdot(2p^2-2p+1);\ K\cdot v\leq j\leq(K+1)\cdot v-1 (K=1,2,\cdots)\ and\ j\in S_0 \\ (M-1)\cdot(1-p)^2;\ j=v-2, v-1\ and\ j\in S_1 \\ M\cdot p^2;\ j=K\cdot v, K\cdot v+1 (K=1,2,\cdots)\ and\ j\in S_1 \\ M\cdot(1-p)^2;\ j=(K+1)\cdot v-2, (K+1)\cdot v-1 (K=1,2,\cdots)\ and\ j\in S_1\end{cases} \quad (15)$$

이다. 여기서 p=a(j가 짝수인 경우) 또는 a+1/2(j가 홀수인 경우)이고, m(j)는 j/2의 정수 부분이다. 집합 S_0와 S_1는 j≧0인 상태의 집합으로, 집합 S_1은 수신기에서 국부 발생하는 코드와 수신된 코드 간의 위상차가 ±1 코드 칩 이하인 상태의 집합이고, 집합 S_0는 위상차가 ±1 코드 칩 이상인 상태의 집합이다. 식(14)와 (15)에서 j=K·v-1, K·v인 경우에는 PN-MF의 기준 코드의 위상에 따라서, S_0에 속할 수도 있고, 혹은 S_1에 속할 수도 있다.

$P_{up,j}$를

$$P_{up,j}\triangleq Pr\{Z_j\geq\gamma\} \quad (16)$$

와 같이 정의하면, j<0인 경우의 오율 P_{FA}는

$$P_{FA}\triangleq Pr\{Z_j\geq\gamma\,|\,j<0\} \quad (17)$$

이다. [4]로 부터, j<0, j∈S_0, j∈S_1의 세가지의 경우

에 대한 $P_{u,\rho,j}$는 다음과 같다.

$$P_{FA}=exp\left(-\frac{\gamma_N^2}{2}\right);\ j<0 \tag{18}$$

$$P_{u,\rho,j|a}=K^*\cdot\frac{\beta^2+\alpha^2}{\beta^2-\alpha^2}\cdot\{1+Q(\alpha,\beta)-Q(\beta,\alpha)\};\ j\in S_0 \tag{19}$$

$$P_{u,\rho,j|a}=Q\left[\frac{\sqrt{2\cdot\Phi_j\cdot\eta_j}}{\sqrt{M\cdot(1+\Phi_j^2)}},\frac{\gamma_N}{\sqrt{1+\Phi_j^2}}\right];\ j\in S_1 \tag{20}$$

여기서 γ_N은 표준화된 문턱 전압으로

$$\gamma_N=\frac{\gamma}{\sqrt{N_{out}}} \tag{21}$$

이고,

$$K^*=\frac{\sqrt{1+2\cdot\Phi_j^2}}{1+\Phi_j^2};\ c^*=\frac{1+\Phi_j^2}{2\cdot(1+2\cdot\Phi_j^2)}\cdot\gamma_N^2;\ a^*=\frac{\Phi_j^2}{1+\Phi_j^2};$$
$$\left\{\begin{matrix}\alpha\\ \beta\end{matrix}\right\}=\frac{\sqrt{2\cdot c^*+2\cdot a^*\cdot c^*}\mp\sqrt{2\cdot c^*-2\cdot a^*\cdot c^*}}{2};$$
$$\Phi_j=\sqrt{\frac{\rho}{M}\cdot\sigma_j^2};\ \rho=\frac{S\cdot T_c}{N_0} \tag{22}$$

이다. 여기서 ρ는 DS 신호.1칩당 에너지 대 잡음 전력의 비(SNR/chip)이고, Q(a, b)는 Marcum Q- 함수이다[15, (A-1-1)]. Marcum Q-함수의 계산은 수치적으로 하며, Shnidman[16]의 방법을 사용하였다.

Ⅱ장에서 설명한 그림2의 P_{j1}과 P_{j2}는

$$P_{j1}=P_{u,\rho,j|a} \tag{23}$$

$$P_{j2}=\begin{cases}P_{v,2v-1|a}\cdot P_{D,2v-1|a}; & j=0\\ P_{v+j,2v-1|a}\cdot P_{D,2v-1|a}+P_{v+j,2v|a}\cdot P_{D,2v|a}; & 1\leqq j\leqq v-1\\ P_{2v,2v|a}\cdot P_{D,2v|a}; & j=v\end{cases} \tag{24}$$

이고, 여기서 $P_{D,j+v}$는 탐색 과정에서 H_1에 속하는 표본을 선택하고, 그 위상에 대한 확인 과정을 통과할 확률로,

$$P_{D,j+v}=\sum_{k=B}^{A}P_{u,\rho,j+v|a}{}^k\cdot(1-P_{u,\rho,j+v|a})^{A-k};\ j=v-1, v\text{이고 } j\in S_1 \tag{25}$$

이다. $P_{i,j|a}$는 i번째 표본부터 v개의 표본 중 가장 큰 표본이 j번째 표본일, 클락 오차에 대한 조건부 확률로,

$$P_{i,j|a}=Pr\{(Z_j>Z_1)\cap(Z_j>Z_{i+1})\cap\cdots\cap(Z_j>Z_{i+v-1})|a\} \tag{26}$$

이다. 직렬 탐색만을 사용한 시스템인 경우[4]에는 식(24)에서 j가 $0\leqq j\leqq v-2$인 경우에는 $P_{j2}=0$, $j=v-1$, v이고 $j\in S_1$인 경우에는 $P_{j2}=P_{D,j+v}$으로 하면 [4]에서와 같은 결과를 얻는다.

그리고 패킷이 도달하지 않은 경우, 오보에 의한

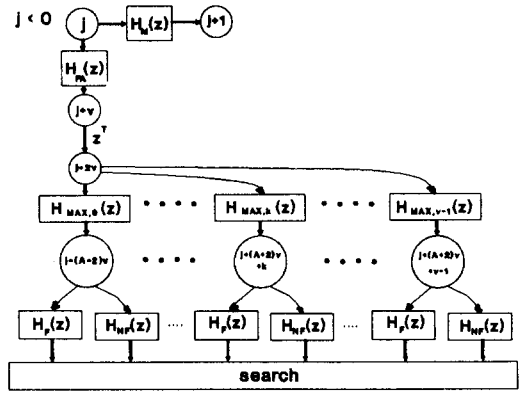


그림 8. 패킷 도달 이전의 확률 생성 함수 흐름도
Fig. 8. Flow graph of probability generating function before arrival of packet.

이 시스템의 평균 봉쇄 시간은 그림8의 확률 생성함수 상태 흐름도에서 얻을 수 있다. 그림8에서 $H_M(z)$는 오보가 일어나지 않아 다음 상태로 가는 경로의 이득이고, $H_{FA}(z)$는 오보가 발생하여 다음 탐색을 하는 경로의 이득, $H_F(z)$는 오보를 잘못 확인하여 시스템이 T_1 동안 봉쇄되는 경로의 이득, $H_{NF}(z)$는 오보를 잘못 탐색한 것으로 결정하여 다시 초기화 시키는 경로의 이득, $H_{MAX,K}(z)$는 j+v번째 표본에서 부터 j+2·v번째 표본까지의 v개의 표본 중 j+k+v 번 째 표본을 가장 큰 표본으로 선택하는 경로의 이득이다. 각 이득은 다음과 같다.

$$H_M(z)=(1-P_{FA})\cdot z^{\tau_D};\ H_{FA}(z)=P_{FA}\cdot z^T;\ H_F(z)=P_F\cdot z^{T_1}$$
$$H_{NF}(z)=(1-P_F)\cdot z^{T_2};\ H_{MAX,k}(z)=P_{j+v,\,j+k+v}\cdot z^{T_3}. \tag{27}$$

여기서 T_1과 T_2, T_3는 각 경로에서 소비되는 시간으로,

$$T_1=\tau_D+T+L_D\cdot T;\ T_2=\tau_D+T;\ T_3=A\cdot T+k\cdot\tau_D \tag{28}$$

이고, P_F는 오보에 의하여 선택한 위상을 기준으로 확인 과정을 하였을 때, 잘못 확인하여 초기 동기가 이루어 졌다고 판단할 확률로

$$P_F=\sum_{k=B}^{A}P_{FA}{}^k\cdot(1-P_{FA})^{A-k} \tag{29}$$

이다. 그리고 식(27)에서, $P_{j+v,j+j+v}$는 잡음만이 수신될 때의 표본 Z_j의 확률 분포는 같으므로, v^{-1}이다.

그림8에서 부터, j<0인 상태에서 오보가 일어난 후, 다시 탐색 과정에 이르는 확률 생성 함수 U(z)는

$$U(z)=H_{FA}(z)\cdot z^T\cdot(H_F(z)+H_{NF}(z))\cdot\sum_{k=0}^{v-1}H_{MAX,k}(z) \tag{30}$$

이고, 평균 봉쇄시간 T_{FA}는

$$T_{FA}=\frac{1}{P_{FA}}\cdot\frac{dU(z)}{dz}\Big|_{z=1}=(A+3.5+L_D\cdot P_F)\cdot T+0.5\cdot\tau_D \quad (31)$$

이다.

P_{j2}는 $2\leq j\leq v-2$인 j 에 대해서는 모두 같은 값을 갖는다.

식(6)으로부터

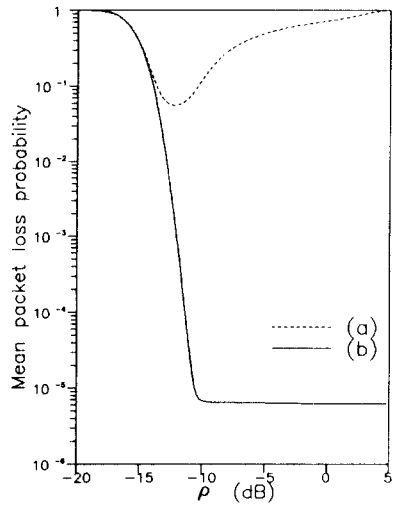
$$P_{ACQ|a}=\sum_{j\in C}P_1(j)\cdot P_{j1}\cdot P_{j2}+P_{22}\cdot\sum_{j=2}^{v-2}P_1(j)\cdot P_{j1} \quad (32)$$

으로, 그 계산량을 줄일 수 있으며, 여기서 집합 C는 $\{j|j=0,1,v-1,v\}$로 정의한다. 이로부터 평균 패킷 손실 확률은 식(7)로부터 얻는다. 식(7)에서의 적분은 Gauss-quadrature적분 방법[17,pp.125-125]을 사용하였다.

Ⅳ. 결과 및 고찰

본 논문에서는 한 비트당 DS 코드 칩 수 M=1023, 한 패킷 당 데이타 수 L_D=1000인 버스트형 DS-SS 초기 동기 시스템을 택하였다. CD 변수인 A와 B의 정확한 값은 초기 동기 시스템의 성능에 그리 큰 영향을 미치는 것은 아니다[6] 대체로 A가 B의 2배가 되도록 선택하는 것이 보통이다. 본 논문에서는 A가 B의 2배가 될 수 있는 최소의 숫자인 A=2, B=1를 선택하였다.

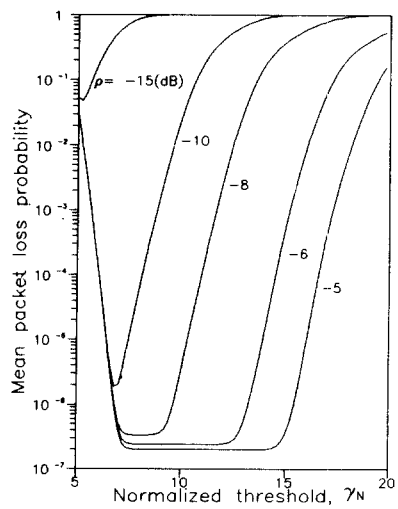
그림9는 직렬 탐색만을 사용한 시스템과, 직렬 탐색과 최대 공차 탐색을 혼합한 시스템의 성능을 비교한 것이다. 그림9와 같이, 직렬 탐색만을 사용하였을 때에는, ρ가 약 −13(dB) 이상인 경우에는, ρ가 클수록 오히려 성능이 나빠진다. ρ가 −13(dB) 이상인 경우에는 잡음에 비하여 코드의 자기 상관 사이드로브 크기가 커지므로, ρ가 증가함에 따라 코드 자기 상관 사이드로브와 잡음이 섞인 표본에 의한 오보율이 증가하여 성능이 오히려 나빠진다. 이 경우, 제한기나 자동 이득 조절기 등에 의하여 자기 상관 사이드로브의 영향을 줄이는 방법은 (ρ가 0(dB) 이하이므로) 효과가 없다. 그러나, 직렬 탐색과 최대 공차 탐색을 혼합하여 사용한 시스템인 경우에는 코드의 자기 상관 사이드로브와 잡음이 섞인 표본에 의하여 오보가 일어났다 하더라도, 그 후의 v개의 표본 중 가장 큰 표본에 해당하는 위상을 올바른 코드 위상으로 선택하므로, 코드의 자기 상관 사이드로브에 거의 영향을 받지 않는다.



(M=1023, A=2, B=1, γ_N=6.5, L_D=1000, n=∞)

그림 9. (a) 직렬 탐색을 사용한 경우와
(b) 직렬 - 최대 공차 탐색 경우의 버스트형 DS-SS 초기 동기 시스템의 성능 비교도

Fig. 9. Comparision of the performance of two systems using.
(a) serial search and,
(b) serial-maximum likelihood search.



(M=1023, A=2, B=1, L_D=1000, n=∞)

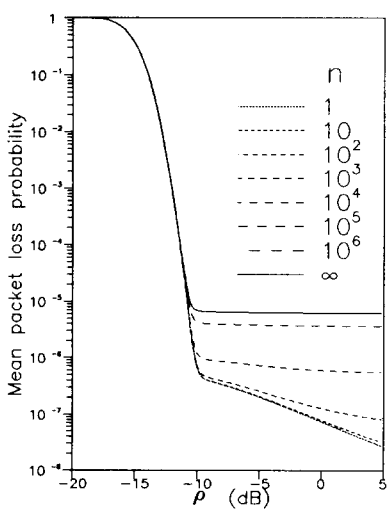
그림10. ρ를 변화시키면서 얻은 γ_N에 대한 평균 패킷 손실 확률

Fig. 10. Mean packet loss probability versus γ_N parameterized with ρ.

그림10은 직렬 탐색과 최대 공차 탐색을 혼합한 탐색 방법을 사용한 시스템이 문턱 전압 설정에 얼마나 민감한가를 알기 위하여, γ_N에 대하여, ρ를 변화 시키면서, 평균 패킷 손실 확률을 구한 것이다. 이때도 패킷의 도달 간격은 무한대이라고 생각하였다. 직렬 탐색과 최대 공차 탐색을 혼합한 탐색 방법을 사용한 경우에는 ρ의 변화에 따라 최적의 문턱전압 영역은 넓어지면서, 동시에, 어떤 γ_N에서도, 항상 평균 패킷 손실 확률은 ρ가 클수록 감소하는 것을 알 수 있다.

그림11은 n을 변화시키면서 얻은 시스템의 패킷 손실 확률이다. ρ가 −10(dB) 이하에서는 n에 따른 성능의 변화가 없지만, 그 이상인 경우에는 n이 증가함에 따라 나빠지는 것을 알 수 있다. 이는, n이 증가함에 따라, 패킷의 도달 간격 동안에 일어나는 오보의 절대적인 경우의 수가 증가하기 때문이다. 그리고 n이 10^5이상이면, n=∞인 경우와 거의 같은 성능을 나타내므로, 무한대로 가정하여도 무관하다.

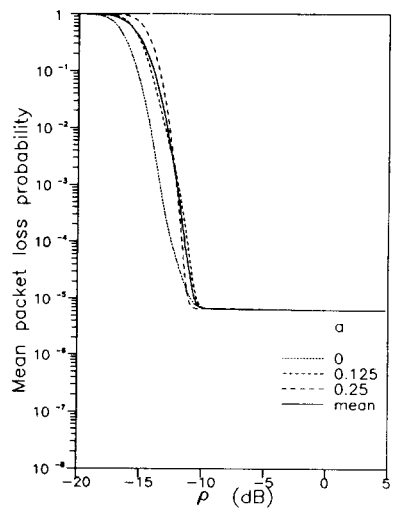
그림12는 클락 오차에 따른 시스템의 패킷 손실 확률을 나타낸 그림이다. 직렬 탐색과 최대 공차 탐색을 혼합한 탐색 방법을 사용하는 시스템의 경우에는, 클락 오차에 따른 성능의 변화가 심하지 않으며, 특히ρ가 커 질수록 거의 영향이 없다. 그러므로 평균 성능은 클락 오차에 따른 성능의 변화가 심한 직렬 탐색만 사용한 시스템[4] 보다 훨씬 우수하게 나타난다.



(M=1023, A=2, B=1, γ_N=6.5, L_D=1000)

그림11. 패킷 도달 간격 n이 평균 패킷 손실 확률에 미치는 영향

Fig. 11. Influence of packet arrival interval on mean packet loss probability.



(M=1023, A=2, B=1, γ_N=6.5, L_D=1000, n=∞)

그림12. 클락 오차 a가 패킷 손실 확률에 미치는 영향

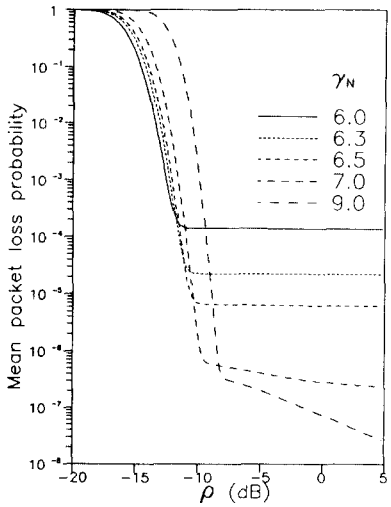
Fig. 12. Influence of the clock offset on the packet loss probability.

그림13은 γ_N을 변화시키면서 얻은 두 시스템의 평균 패킷 손실 확률을 나타낸 것이다.

그림14는 수치 계산 방법으로 구한 두가지 시스템의 성능과 소프트웨어 모의 실험 결과를 비교한 그림이다. 모의 실험에서는, 소숫점 첫째 자리까지만 구하였다. 본 논문에서는 모의 실험에 소요되는 시간을 줄이기 위하여, M=63인 경우에 대하여 모의 실험을 수행하였다. 모의 실험에 사용한 코드는 255칩을 주기로 하는 [432] 탭을 갖는 m-시퀀스[3,chap.8]을 사용하였다. 그림15에서 보는 바와 같이, 수치 계산에 의한 결과와 모의 실험결과는 거의 일치하여, 이론에서 가정한 사항들(1. 이웃하는 표본간은 서로 독립이다. 2. y_j의 가우시안 근사화. 3. T_{FA}는 지수 분포를 갖는다. 4. 비트 당 칩 수보다 긴 코드를 사용하는 경우는 랜덤 시퀀스의 성질을 갖는다.) 이 타당함을 알 수 있다.

V. 결 론

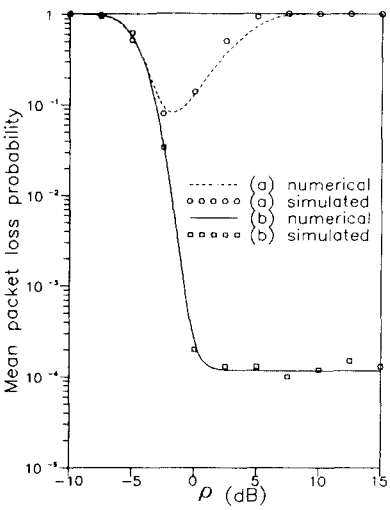
본 논문에서는 코드 자기상관 사이드로브의 영향을 줄이기 위한 탐색 방법으로 직렬 탐색과 최대 공차 탐색을 혼합한 탐색 방법을 제안하였으며, 그 시



(M=1023, A=2, B=1, L_D=1000, n=∞)

그림13. γ_N을 변화시키면서 얻은 ρ에 대한 평균 패킷 손실 확률

Fig. 13. Mean packet loss probability versus ρ parameterized with γ_N.



(M=63, A=2, B=1, γ_N=5, 5, L_D=1000, n=1000)

그림14. (a) 직렬 탐색을 사용한 시스템의 성능과
(b) 직렬 - 최대 공차 탐색 사용한 시스템의 성능의 수치 결과와 모의 실험 결과의 비교

Fig. 14. Comparision of numerical results with simulation results for the mean packet loss probabilities of the burst-format DS-SS acquistion system.
(a) using serial search and,
(b) a serial-maximum likelihood.

스템의 성능 분석을 위하여 여러 시스템에 적용이 가능한 수정된 상태 천이도 접근법을 제안하였다.

성능 분석 결과, 본 논문에서 제안한 직렬 탐색과 최대 공차 탐색을 혼합하여 사용한 시스템의 성능은, 직렬 탐색만을 사용한 시스템[4]과는 달리, 자기 상관 사이드로브에 의한 오보가 발생하였다 하더라도 최대 공차 탐색을 통하여 다시 탐색을 수행하므로, 코드의 자기 상관 사이드로브의 영향을 거의 받지 않았다.

실제 사용하는 어떠한 코드도 반드시 자기상관 사이드로브가 존재하며, 이와 같은 영향은, 사전에 신호의 크기를 알 수 없는 버스트 형 DS신호 전송 시에는 초기 동기 시스템의 성능에 큰 영향을 미친다. 자기 상관 사이드로브가 작은 코드를 개발하는 것과 함께 탐색 방법의 개선도 계속 연구되어야 한다.

이론에 의한 수치 계산 결과는 모의 실험 결과와 비교하여 그 타당성을 입증하였다.

본 논문에서 고려한 채널은 가우시안 잡음만이 존재하는 채널로써 이동 통신 채널의 특징인 페이딩 현상과, 도플러 현상등은 고려하지 않았다. 가우시안 잡음만을 고려한 경우에는 비트당 DS 코드의 칩 수가 클수록 시스템의 성능이 좋지만, 페이딩 현상과 도플러 현상을 고려하면 반드시 그렇지는 않을 것으로 생각된다. 이와 같은 현상은 검출기의 성능(오보율, 검출율)에 영향을 미치므로, 이와 같은 현상을 고려하여 검출기의 성능을 분석한 뒤, 이를 수정된 상태 천이도 접근법에 적용하여 초기 동기 시스템의 성능을 분석하면, 페이딩 현상과 도플러 현상을 고려한 버스트 형 DS-SS 초기 동기 시스템의 성능 분석이 가능할 것이다.

參 考 文 獻

[1] D.L. Schilling, R.L. Pickholz, and L. B. Milstein, "Spread spectrum goes commercial," *IEEE Spectrum*, pp. 40-45, August 1990.

[2] Special issue on personal communication regulatory issue: a coperative view, *IEEE Commun. Mag.*, vol. 29, no. 2, February 1991.

[3] R.E. Ziemer and R.L. Peterson, *Digital communications and Spread-Spectrum Systems*, New York: Macmillan Publishing Company, 1985.

[4] 김형근, 이동욱, 황금찬, "버스트 형 DS-SS 통신 초기 동기 시스템의 성능 분석-Analog

Matched Filter," 1990년도 한국통신학회 추계종합 학술발표회 논문집, 1990, pp. 62 – 66.

[5] 홍인기, 이동욱, 황금찬, "버스트 형 DS-SS 통신 초기 동기 시스템의 성능 분석-Digital Matched Filter," 1990년도 한국통신학회 추계종합학술발표회 논문집, 1990, pp. 111 – 114.

[6] A. Polydoros and C.L. Weber, 'A unified approach to serial search spread spectrum code acquisition," *IEEE Trans. Commun* vol. COM-32, no. 5, pp. 542-560, May 1984.

[7] 안재영, "Noncoherent DS/SSMA 통신의 다중 경로 다이버시티의 수신 특성," 연세대학교 전기공학과 박사학위 논문, 1989년 6월

[8] N. Nazari and R.E. Ziemer, "Computationally efficient bounds for the performance of direct-sequence multiple-access communications systems in jamming environments," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 36, no. 5, pp. 577-587, May 1988.

[9] W.C. Fifer and F.J. Bruno, "The low cost packet radio," *Proc. IEEE,* vol. 75, no. 1, pp. 33-42, January 1987.

[10] K. Endresen and R. Hedemark, "Coincidence techniques for radar receivers employing a double-threshold method of detection," *Proc. IRE,* vol. 49, pp. 1561-1567, 1961.

[11] B.O. Steenson, "Detection performance of a mean-level threshold," *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems,* vol. AES-4, no. 4, pp. 529-534, July 1968.

[12] Y. T.Su, "Rapid code acquisition algorithms employing PN matched filters," *IEEE Trans. Commun., vol.* 36, no. 6, pp. 724-733, June 1988.

[13] R.B. Cooper, *Introduction to queueing theory,* New York: Elsevier North Holland, 1981.

[14] J. Lattanza, F.G. Herring, P.M. Krencik and A.F. Clerihew, "240 MHz wideband programmable SAW matched filter," *in Proc. 1983 Ultrason. Symp.,* pp. 143-150, 1983.

[15] M. Schwarz, W.R. Bennett and S.Stein, *Communication systems and techniques,* New York: McGraw-Hill, 1986.

[16] D.A. Shnidman, "The calculation of the probability of detection and the generalized Marcum Q-function," *IEEE Trans. Inform. Theory,* vol. 35, pp. 389-400, March 1989.

[17] W.H. Press, B.P. Flannery, S.A. Teukolsky and W.T. Vetterling, *Numerical recipies,* Cambridge university press, 1986.

著 者 紹 介

李 東 旭(正會員)

1962年 1月 8日生. 1980年 3月～1984年 2月 연세대학교 전기공학과 공학사. 1984年 3月～1986年 2月 연세대학교 전기공학과 공학석사. 1987年 8月～1991年 8月 연세대학교 전기공학과 공학박사. 현재 연세대학교 전기공학과 시간강사. 주관심분야는 Spread-spectrum 통신, 탄성표면파 소자 및 그 응용, 이동무선통신 등임.

●

金 根 默(正會員)

1958年 1月 5日生. 1976年 3月～1980年 2月 연세대학교 전기공학과 공학사1980年 3月～1982年 2月 연세대학교 전기공학과 공학석사1982年～1985年 금성사 중앙연구소 근무. 1985年～ 현재 한국통신 근무, 연세대학교 전기공학과 박사과정. 주관심분야는 Spread-spectrum 통신, 채널 코딩 등임.

黃 金 燦(正會員)

1944年 7月 18日生. 1967年 2月 연세대학교 전기공학과 공학사 1975年 6月 Polytechnique Institute of New York 공학석사. 1979年 6月 Polytechnique Institute of New York Ph. D. 1979 6月～1980年 9月 대전 기계창 선임연구원. 1980年 9月～현재 연세대학교 전기공학과 교수. 주관심분야는 Spread-spectrum 통신, 탄성표면파 소자 및 그 응용, 이동무선통신 등임.