

# 주파수 선택적 레일리 페이딩 채널에서의 DMF 초기동기 장치의 성능분석

정희원 김성철\*, 이연우\*\*, 조춘근\*\*, 박형근\*\*, 차균현\*\*

## Performance Analysis of DMF Acquisition System in Frequency-Selective Rayleigh Fading Channel

Seong Cheol Kim\*, Yeonwoo Lee\*\*, Do-Hyun Eun\*\*, Choon-Geun Cho\*\*, Hyung-Kun Park\*\*,  
Kyun Hyon Tchah\*\* *Regular Members*

### 요약

기존의 PN 부호 초기동기 장치는 AWGN 채널에 이상적으로 설계되었으므로 주파수 선택적 레일리 페이딩 채널에서는 이상적인 구조가 아니다. 따라서 본 논문에서는 자동 임계치 제어(Automatic Threshold Control:ATC) 알고리즘을 적용한 디지털 정합 필터링(DMF)을 기반으로하여 직접 시퀀스 대역확산(DSSS) 방식에서의 PN 부호 초기동기 장치를 제안하고, 검출확률( $P_D$ )과 오류 경보확률( $P_{FA}$ )에 대한 성능을 분석하였다. 초기동기를 위한 탐색 기법은 직렬탐색기법을 고려하였으며, 성능평가를 위한 두 가지 확률은 도플러 주파수, 샘플링 주기, 평균 초기동기 시간 및 PN 칩률 등을 고려하여 주파수 선택적 레일리 페이딩 채널환경에서 유도하고 분석하였다. DMF를 기반으로 한 초기동기 시스템 모델은 시뮬레이션을 결과로부터 ATC 알고리즘을 채택한 모델이 기존의 일정 임계치 시스템보다 성능이 우수하다는 결론을 보였다.

### ABSTRACT

In frequency selective channels, conventional PN code acquisition schemes are not ideal candidates. This is because they are primarily designed for the AWGN channel. In this paper, a direct-sequence spread-spectrum (DSSS) PN code acquisition system based on digital matched filtering (DMF) with automatic threshold control (ATC) algorithm is presented and analyzed with regards to probability of detection and probability of false alarm. These two important probabilities, the probability of detection ( $P_D$ ) and the probability of false alarm ( $P_{FA}$ ) are derived and analyzed in considering Doppler shift, sampling rate, mean acquisition time, and PN chip rate in frequency selective Rayleigh fading channel when using serial-search method as detection technique. From computer simulation results of a DMF acquisition system model, it is shown that the performance of the acquisition system using ATC algorithm is better than that of constant threshold system.

### 1. 서론

최근에 직접 시퀀스 대역확산(Direct - Sequence Spread-Spectrum : DSSS) 방식은 이동 셀룰라 및 개인휴대통신 시스템의 응용을 위해 많은 주목을

받고 있다. DSSS 시스템은 페이딩 채널환경에서 다이버시티 기법으로 RAKE 수신기를 사용함으로써 주파수 선택적 채널의 특성을 활용하고 있다<sup>[1]</sup>. DSSS 시스템은 근본적으로 주파수 선택적 채널에 적합한 방식인 반면, 채널에서의 다중경로 성분은 PN 부호

\* 우송산업대학교 전자공학과(kmin@ee.woosong.ac.kr)

\*\* 고려대학교 전자공학과 통신연구실(yeonu@popeyes.korea.ac.kr)

논문번호 : 97095-0310, 접수일자:1997년 3월 10일

초기동기 성능에 부정적인 요소로 작용한다.

초기동기 장치는 상관기를 어떤 종류를 사용하는가에 따라 그 성능과 특징이 달라지는데, 정합필터라 불리는 수동 상관기를 사용하면 탐색율을 상당히 향상시킬 수 있다는 사실은 잘 알려져 있다<sup>[2][3]</sup>. 이 장치는 연속 시간 방식이나 이산시간 방식으로 구현이 가능 하지만, 본 논문에서는 디지털 정합 필터링(Digital Matched Filtering : DMF) 구조를 근간으로하는 PN 부호 초기동기 시스템을 탐색율의 고속화를 위하여 선택하였다. DMF는 한 칩을 여러 번 샘플링하여 그 값들을 천이 레지스터에 저장시키며, 미리 다른 레지스터에 저장되어있었던 PN 코드의 일부분과 비교하게 된다. 이런 방식을 택하게 되면 정합 필터의 출력은 매 칩마다 샘플링한 횟수만큼 발생하게 되어 탐색율은 능동 상관기 보다 상당히 빨라지게 된다. 또한, 초기동기 장치에서 임계치의 역할은 상당히 중요한데, 기존의 초기동기 장치에서의 임계치는 고정되어 있어 급격한 채널환경의 변화에 따라 성능 열화를 초래한다. 그렇지만 본 논문에서는 임계치를 매 주기마다 자동적으로 보다 적합한 새로운 값으로 설정하도록 하는 자동 임계치 제어 (Automatic Threshold Control : ATC) 알고리즘을 적용하여 시변적인 채널환경에 따른 성능 저하를 최소화시키도록 하였다.

따라서 본 논문에서는 시변적인 채널 환경을 능동적으로 대처하기 위한 대안이라 할 수 있는 ATC 알고리즘을 사용한 DMF 초기동기 시스템을 주파수 선택적 페이딩 채널환경에서 검출확률( $P_D$ )과 오류 경보 확률( $P_{FA}$ ), 다른 채널 파라미터 등을 고려하여 성능 분석을 수행하였다. 본 논문의 2절에서는 다중경로 레일리 페이딩 모델로서 적용한 다중경로 지연 확산이 PN 부호 칩 주기보다 큰 주파수 선택적 채널 모델을 보였고, 3절에서는 DMF를 근간으로한 PN 부호 초기동기 모델을 제시하였으며 성능평가를 위한 두 가지 두 가지 주요 확률을 도플러 쉬프트, 샘플링 주기, 평균 초기동기 시간 및 PN 칩율 등을 고려하여 유도하고 분석하였다. 4절에서는 위의 모든 경우에 대해, 모의 실험을 통해 본 논문에서 관심을 두고 있는 레일리 페이딩 환경 하에서의 초기동기 장치의 최적설계를 위한 각 설계 파라미터에 대해 시뮬레이션 하였으며 5절에서 시뮬레이션 결과를 토대로 결론을 요약하였다.

## II. 주파수 선택적 레일리 페이딩 채널모델

DSSS 송신기에서 전송된 신호는 식 (1)과 같다

고 가정한다.

$$s(t) = \sqrt{2E_c} i(t) c(t) \cos[2\pi f_c t] \quad (1)$$

여기서,  $E_c$ 는 전체 전송 전력이고,  $i(t)$ 는 데이터 시퀀스,  $c(t)$ 는 PN 부호 시퀀스이고,  $f_c$ 는 반송파 주파수이다. PN 부호 칩 주기가  $T_c$ 라고 할 때, 전송 필터의 저역통과 등가 대역폭이  $1/2T_c$ 라고 가정하면, 주파수 선택적 채널은 식 (2)와 같은 모델로 표현할 수 있다<sup>[4]</sup>.

$$h(t) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} = \sum_{n=0}^{N-1} a_n(t) e^{-j\theta_n(t)} \quad (2)$$

여기서,  $N$ 은  $T_c$ 간격으로 이격된 분해가능한 경로의 수이고,  $a_n(t)$ 와  $\tau_n(t)$ 은 각각 시변 채널계수, 시간 지연 성분들이며,  $\theta_n(t)$ 은 위상지연 성분이다. 도심지 채널과 같이 직접파가 존재하지 않는 채널에서  $a_n(t)$ 의 진폭 특성은 레일리 분포를 갖고 위상 성분은 균일 분포를 갖는다. 이동 통신환경에서 페이딩은 급격하게 변화하므로 다중경로 지연확산 특성등과 같은 채널 파라미터들은 채널 모델에 반드시 반영되어야 된다.

주파수 선택적 페이딩 채널환경에서 DSSS 방식을 사용할 경우 램의 간격이 한 칩 주기인 램 지연 모델(tapped delay line)을 일반적인 채널 모델로 채택한다(그림 1). 만약 페이딩이 초기동기 과정동안 일정하다고 가정한다면, 각 램은 진폭과 위상성분이  $a_n(t)$ 와  $\theta_n(t)$ 로 표현된 상호 독립적인 레일리 확률 분포에 의해 곱해진 형태의 모델을 고려할 수 있다.

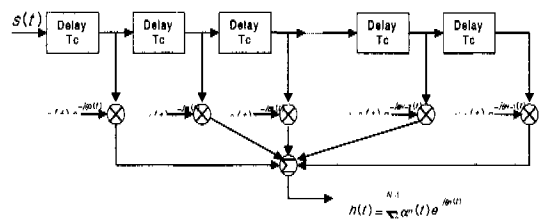


그림 1. 주파수 선택적 페이딩 채널 모델

## III. DMF PN 초기동기 장치의 모델

DSSS 시스템에 적용한 PN 부호 초기동기 장치는 과거에 많은 연구가 이루어졌다<sup>[5][6]</sup>. 제안된 여러 방식들중에서 DMF 상관기를 바탕으로 한 방식은

긴 PN 부호 주기에 대해 복잡한 구조를 요구하는 반면 고속의 초기동기를 피할 수 있다. 본 논문에서 DMF 상관기를 근간으로 한 직렬 탐색(serial search) PN 부호 초기동기 장치를 고려했다.

DMF 상관기를 기반으로 한 전형적인 DSSS PN 부호 초기동기의 구조는 그림 2에 보였다. 수신신호는 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$r(t) = \sqrt{2E_c} \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_n(t) c(t - \tau_n) \cos[2\pi(f_0 + f_d)t + \phi] + n(t) \quad (3)$$

여기서  $\alpha_n(t)$ 은 레일리 페이딩에 의해서  $N$ 개의 경로를 가지는 각 전송신호에 대한 감쇠 성분,  $\tau_n$ 는 각 경로가 가지는 시간 지연 성분,  $f_d$ 는 채널에 의한 도플러 주파수이고,  $n(t)$ 는 단측 전력 스펙트럼 밀도가  $N_0$ 인 부가백색 가우시안 잡음(AWGN)이다. 수신된 신호는 지연성분  $\tau_n$ 에 의해서 불규칙한 방법으로 서로 다른 속도를 가지게 되므로 여러 개의 다른 경로들을 가지게 될 것이다. 이렇게 채널이 아주 많은 다중 경로를 가지고 있다고 가정하였을 때 중심극한정리(central limit theorem)에 의해서 수신신호는 가우시안 랜덤프로세스로서 모델 되어질 수 있다<sup>[6]</sup>. 이 정리로부터 그림 2의 I, Q채널에 각각 입력되는 신호는 가우시안 분포로 가정할 수 있고, 진폭은 레일리 분포로 가정할 수 있을 것이다.

식 (3)에서 보여지듯이 수신신호에 포함된 도플러 주파수는 송신과 수신 반송주파수 사이에 주파수 에러를 발생시킨다. 도플러 주파수에 의한 이 주파수 에러는 식 (4)와 같은 신호감쇠를 발생한다<sup>[7]</sup>.

$$D(f_d) = \left[ \frac{\sin(\pi M f_d T_c)}{\pi M f_d T_c} \right]^2 \quad (4)$$

여기서 한 칩주기  $T_c$ 는 송신된 칩율에 의해 정해지는 상수이고  $M$ 은 정합필터를 사용한 상관기의 레지스터수 이다. 시스템의 성능을 유지하기 위해서는  $M f_d T_c < 1$ 의 조건을 유지해야 한다. 왜냐하면, 도플러 주파수의 역수는 코히어런스 시간인데, 만약 이 조건을 만족하지 않으면 상관을 시켜주는 시간  $M T_c$ 가 코히어런스 시간보다 커지기 때문에 정확한 상관을 할 수 없게 된다.

이상적인 경우를 생각해서 식 (4)에서 시간 에러가 없다고 가정하면( $\tau = 0$ 일 때), 동기 획득이 되어 자기상관 값을 가질 경우 위상 성분을 가지고 있는 신호가 존재하고, 동기 획득이 안되었을 경우는 자기상관값을 가지고 있지 않아 신호가 존재하지 않는다고 보았다. 즉, 상관기의 자기상관값  $R(\tau)$ 에 따라 검출 영역  $H_1$ (초기동기) 상태와  $H_0$  상태 영역으로 구분할 수 있다. 이때 상관기의 한 상태에 대한 I 채널과 Q채널의 출력은 식 (5)와 같다.

$$y^{(I)} = (y_1^{(I)}, y_2^{(I)}, \dots, y_n^{(I)}) \quad (5)$$

$$y^{(Q)} = (y_1^{(Q)}, y_2^{(Q)}, \dots, y_n^{(Q)})$$

출력에서 각각의 값들은 모두 가우시안 분포를 따른다. 또  $H_1$  상태에서는 신호성분을 가지고 있으므로 각각의 평균값은  $\sqrt{E_c} \cos \phi$  와  $\sqrt{E_c} \sin \phi$  이고,  $H_0$  상태에서는 평균값을 갖지 않는다. 그러므로  $H_1, H_0$  상태에서의 확률밀도함수는 식 (6), (7)과 같다.

$$f_{H_1}(y^{(I)}, y^{(Q)} | \phi) = \prod_{n=1}^N \exp[-(y_n^{(I)} - \sqrt{E_c} \cos \phi)^2 / I_0] \cdot \exp[-(y_n^{(Q)} - \sqrt{E_c} \sin \phi)^2 / I_0] / \pi I_0 \quad (6)$$

$$f_{H_0}(y^{(I)}, y^{(Q)}) = \prod_{n=1}^N \exp[-(y_n^{(I)})^2 / I_0] \cdot \exp[-(y_n^{(Q)})^2 / I_0] / \pi I_0 \quad (7)$$

그림 2에서 보여지는 것처럼, 상관기의 최종적인 출력은 각 상태들의 합으로서 나타내어진다. 이것은 식 (8)에 나타내었다.

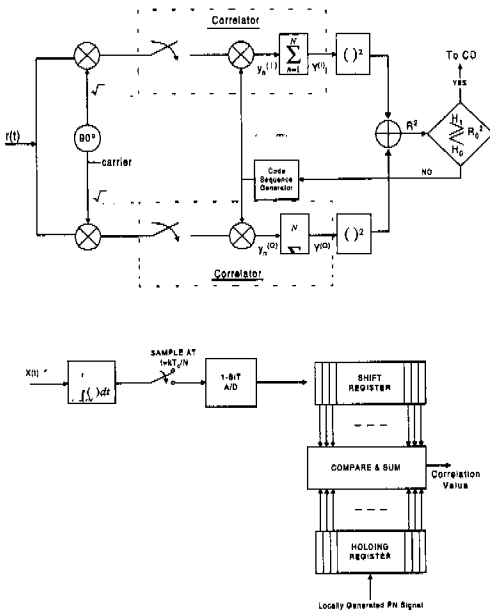


그림 2. 전형적인 디지털 정합 필터 검출기

$$Y^{(I)} = \sum_{n=1}^M y_n^{(I)} \tag{8}$$

$$Y^{(Q)} = \sum_{n=1}^M y_n^{(Q)}$$

$Y^{(I)}$ 와  $Y^{(Q)}$ 의 분산 값은  $V/2$ 인데, 여기서  $V \triangleq MI_0$ 이다. 또  $H_1$  상태에서의 평균값은 각각  $M\sqrt{E_c} \cos \phi$ 와  $M\sqrt{E_c} \sin \phi$ 이 되므로  $Y^{(I)}$ 와  $Y^{(Q)}$ 의 확률밀도함수는 각각 식 (9)와 식 (10)과 같이 표현된다.

$$f_{H_1}(Y^{(I)}, Y^{(Q)} | \phi) = \exp[-(Y^{(I)} - M\sqrt{E_c} \cos \phi)^2 / V] \cdot \exp[-(Y^{(Q)} - M\sqrt{E_c} \sin \phi)^2 / V] / \pi V \tag{9}$$

$$f_{H_0}(Y^{(I)}, Y^{(Q)}) = \exp\{-[(Y^{(I)})^2 + (Y^{(Q)})^2] / V\} / \pi V \tag{10}$$

위상  $\phi$ 는 균일한 분포를 가지는 변수이기 때문에, 신호가 존재할 때  $\phi$ 의 전 범위에 대해서 평균을 취하면 식 (11)과 같은 무조건적인 확률밀도함수를 구할 수 있다.

$$f_{H_1}(Y^{(I)}, Y^{(Q)}) = \int_0^{2\pi} \exp\{-[(Y^{(I)})^2 + (Y^{(Q)})^2 + M^2 E_c] / V\} \cdot \frac{\exp\{2M\sqrt{E_c}[Y^{(I)} \cos \phi + Y^{(Q)} \sin \phi] / V\}}{\pi V} \frac{d\phi}{2\pi} \tag{11}$$

여기서  $A \cos \phi + B \sin \phi = \sqrt{A^2 + B^2} \sin(\phi + \alpha)$ 을 이용하고,  $A$ 와  $B$ 를 각각  $Y^{(I)}$ 와  $Y^{(Q)}$ 로 하면  $Y^{(I)}$ 와  $Y^{(Q)}$ 는 서로  $90^\circ$ 의 위상 차가 있으므로  $\alpha$  값은  $90^\circ$ 이다. 따라서,

$$Y^{(I)} \cos \phi + Y^{(Q)} \sin \phi = \sin \phi \sqrt{(Y^{(I)})^2 + (Y^{(Q)})^2} \cos \alpha \tag{12}$$

로 쓸 수 있다. 또한, 식 (13)과 같은 0차 수정된 베셀함수와 식 (12)를 사용하여 식 (11)은 식 (14)처럼 간략화 시킬 수 있다.

$$I_0(x) \triangleq \int_0^{2\pi} \exp(x \cos \phi) \frac{d\phi}{2\pi} \tag{13}$$

$$f_{H_1}(Y^{(I)}, Y^{(Q)}) = \frac{1}{\pi V} \exp\left(-\frac{[(Y^{(I)})^2 + (Y^{(Q)})^2] + M^2 E_c}{V}\right)$$

$$\cdot I_0\left(\frac{2\sqrt{M^2 E_c} [(Y^{(I)})^2 + (Y^{(Q)})^2]}{V}\right) \cdot \exp\left(-\frac{M^2 E_c}{V}\right) \tag{14}$$

마지막으로, 최종적으로 검출기에 입력되는 신호를 정의하면,

$$Z \triangleq Y^{(I)^2} + Y^{(Q)^2} \tag{15}$$

이고, 그 자승평균(squared mean)은

$$M_D^2 = M^2 E_c \tag{16}$$

이다. 식 (15)와 (16)을 사용하여 식 (12)와 (14)를 적당히 변형시키면,

$$f_{H_0}(Z) = \frac{e^{-Z/V}}{V} \tag{17}$$

$$f_{H_1}(Z) = \frac{\exp[-(Z + M_D^2)/V]}{V} I_0\left(2\frac{\sqrt{M_D^2 Z}}{V}\right) \tag{18}$$

처럼 나타낼 수 있다. 이제 진폭이 레일리 분포를 따른다고 하면, 칩의 에너지  $E_c$ 는  $\alpha^2$ 에 의해서 곱해질 것이다. 여기서  $\alpha$ 는 레일리 분포이다. 그러므로, 레일리 분포식은

$$p(\alpha) = \frac{2\alpha}{\sigma^2} e^{-\alpha^2/\sigma^2} \tag{19}$$

이고, 평균 칩에너지는 레일리 분포에 의한 분산값과 식 (4)에서 정의한 감쇠 성분이 곱해진 형태로서,

$$\overline{E_c} = \alpha^2 E_c D(\Delta f) = \sigma^2 E_c D(\Delta f) \tag{20}$$

이다. 이 페이딩 현상은  $H_1$  상태에서의 신호전력에만 영향을 미칠 것이므로,  $H_1$  상태에서의 확률밀도함수는 식 (21)과 같이 나타낸다.

$$f_{H_1}(Z) = \int_0^\infty \frac{2\alpha}{\sigma^2} e^{-\alpha^2/\sigma^2} \frac{\exp[-(Z + \alpha^2 M_D^2)/V]}{V} \cdot I_0\left(2\frac{\sqrt{\alpha^2 M_D^2 Z}}{V}\right) d\alpha \tag{21}$$

여기서  $\alpha^2 = \beta$ 으로 치환해서 풀면 식 (22)와 같이 구할 수 있다.

$$f_{H_1}(Z) = \int_0^\infty \frac{1}{\sigma^2} e^{-\beta/\sigma^2} \frac{\exp[-(Z + \beta M_D^2)/V]}{V}$$

$$\begin{aligned} & \cdot I_0(2\frac{\sqrt{\beta}M_D^2 Z}{V})d\beta \\ & = \frac{\exp[-Z/(V+M_D^2\sigma^2)]}{V+M_D^2\sigma^2} \end{aligned} \quad (22)$$

그러므로 결과적인 레일리 분포에서  $H_I$ 과  $H_0$  상태에서의 확률밀도함수는 각각 식 (23)과 식 (24)와 같이 나타낼 수 있다.

$$f_{H_0}(Z) = \frac{e^{-Z/V}}{V} \quad (23)$$

$$f_{H_I}(Z) = \frac{e^{-Z/V_F}}{V_F} \quad (24)$$

여기서,

$$V_F = V + M_D^2\sigma^2 = M(I_0 + M\bar{E}_c) \quad (25)$$

이다. 따라서 오류정보 확률은 식 (26)처럼 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} P_{FA_0} &= \int_{R_0}^{\infty} f_{H_0}(Z)dZ \\ &= \int_{R_0}^{\infty} \frac{1}{V} e^{-Z/V} dZ = e^{-\frac{R_0}{V}} \end{aligned} \quad (26)$$

여기서,  $R_0$ 는 임계치이고, 오류정보확률은  $H_0$  상태에서 임계치를 초과할 확률이다. 또한, 검출확률은  $H_I$  상태에서 임계치를 초과할 확률을 의미하는데, 이 검출확률은 식 (27)와 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_{D_0} &= \int_{R_0}^{\infty} f_{H_I}(Z)dZ \\ &= \int_{R_0}^{\infty} \frac{1}{V_F} e^{-Z/V_F} dZ = e^{-\frac{R_0}{V_F}} \end{aligned} \quad (27)$$

기존의 Coincidence Detector(CD) 방식으로 잘못된 고정(lock) 상태를 검증하는 데 사용되었는데, ATC 알고리즘내에서의 구성은 그림 2와 4에 보였다. 여기서, CD에서의 오류 정보 확률과 검출 확률,  $P_{FA_1}$ 과  $P_{D_1}$ 에 대해서 고려해 보면, 앞장에서 언급했듯이 CD에서의 각 테스트는 근사적으로 서로 통계적으로 독립이라고 할 수 있으며, 이에 A번 중에 B번이 임계치를 초과할 확률은 이항분포를 따른다고 할 수 있다. 따라서, CD에서 오류 정보 확률과 검출 확률은 식 (28)과 식 (29)와 같이 쓸 수 있다.

$$P_{FA_1} = \sum_{n=B}^A \binom{A}{n} P_{FA_0}^n (1 - P_{FA_0})^{A-n} \quad (28)$$

$$P_{D_1} = \sum_{n=B}^A \binom{A}{n} P_{D_0}^n (1 - P_{D_0})^{A-n} \quad (29)$$

그림 3에서는 식 (29)에서 주어진 검출확률을 도플러 주파수가 2kHz와 16kHz일 때 각각에 대해서 보인 것이다. 여기서  $T_c$ 는 0.814 $\mu$  sec로 하였고, 임계치  $R_0$ 를  $M/2$ 로 하였다. 또한 CD과정에서 A와 B값은 각각 4와 2로 하였다. 보통 A와 B값을 정할 때 A를 B의 약 두배 정도의 값으로 정해 주면되지만 시간적인 문제도 있으므로 4와 2가 가장 적합하다고 보고있다<sup>[5]</sup>. 그림 3에서도 도플러 주파수가 16kHz일 경우  $M$ 이 256라면  $Mf_d T_c > 1$ 이 되므로  $M$ 이 64일 경우보다 검출확률이 낮아짐을 볼 수 있다. 이제 식 (28)과 (29)에서 구한 확률을 사용하여 최악 상황의 경우의 식인 (30)에 대입시키면 초기동기 획득시간을 구할 수 있다.

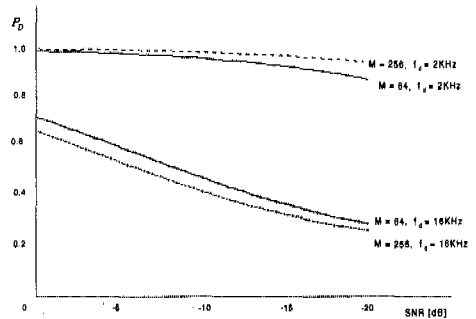


그림 3. 계산식에 의한 검출 확률

$$\begin{aligned} \bar{T}_{ACQ} &= \left( \frac{P_{ACQ}}{P_D} \right) \tau_d \cdot \{ (K+1)P_D + \bar{T}_M P_{ACQ} \\ &+ (v-1) \bar{T}_o \frac{P_D + P_{ACQ}(1 - P_D)}{1 - P_{FA}} \} \end{aligned} \quad (30)$$

여기서  $K = NAM$ 이고,  $\tau_d = T_u / NN_u$ 이고, 이때  $N_u$ 는 한 주기내의 칩의 개수이고,  $T_u$ 는 한 주기의 시간이다. 보통  $v \approx NN_u \gg 1$  이고  $NAM \gg 1$  이기 때문에 근사화를 시키면<sup>[2]</sup> 식 (31)과 같다.

$$\frac{\bar{T}_{ACQ}}{T_u} \approx \frac{1 + NAM P_{FA_0} + f_r}{P_D} \quad (31)$$

여기서,  $f_r$ 은 정규화된 벌칙시간(penalty time)을 의미한다. 식 (31)은  $P_{ACQ} > 0.95$  이고  $qP_{FA} \ll 1$ 인 상

황에서 아주 잘 맞게 된다.

#### IV. 시뮬레이션 결과

초기동기 장치의 성능을 평가하는 방법은 대략적으로 두 가지로 생각해 볼 수가 있는데, 먼저 첫 번째로 초기동기 시간에 전혀 제한이 없고 송신기가 언제나 수신기가 필요로 하는 대역확산 코드를 보내고 있을 때에는 초기동기 획득시간이 그 시스템의 성능을 평가하는 중요한 파라미터가 된다. 우리가 사용하는 보통의 시스템이 바로 이런 경우이다. 하지만 송신기가 불시에 또는 정해진 시간에만 대역확산 코드를 보낼 때에는, 이러한 초기동기 획득 시간은 그다지 큰 의미가 없게 된다. 이럴 때는 도리어 검출확률에 보다 큰 의미가 주어진다. 그러므로 본 장에서는 여러 가지의 파라미터들에 대해서 초기동기 획득시간뿐만 아니라 검출 확률에 대한 시뮬레이션 결과를 보였다. 시뮬레이션을 수행한 방법은 그림 1의 블록도와 CD의 알고리즘, 그리고 그림 4와 같은 실제적인 DMF 상관기 구조와 그림 5의 ATC 알고리즘을 사용하여 각각 기능적으로 C 언어로 코딩하여 수행하였다. 칩율은 1.2288 Mchips/sec, PN 신호의 주기는  $2^{10}-1=1023$  으로 하였고, 한 칩의 시간  $T_c$ 는  $0.814\mu$  sec 이다. 또한, 시뮬레이션에 사용한 채널 모델링에 있어서 실제적으로 채널의 계수를 적절히 조절함으로써 주파수 선택적 페이딩 채널을 효과적으로 모델링할 수 있으므로 2-ray 레일리 페이딩 모델을 시뮬레이션에 반영하였다. 본 시뮬레이션에서 성능분석을 위해 다루게 되는 파라미터는 신호 대 잡음비, 다중 채널 환경에 의한 지연 상수  $T_m$ , 도플러 주파수의 효과상수  $f_d T_c$ , 상관기의 레지스터 수  $M$ , 샘플링 수  $N$  등이다. CD 과정에서 A와 B의 값은 각각 4와 2로 하였고, 본 시뮬레이션에서의 기본 값들은  $T_m=1T_c$ ,  $f_d T_c=1.63 \times 10^{-3}$ ,  $M=128$ ,  $N=4$  이다.

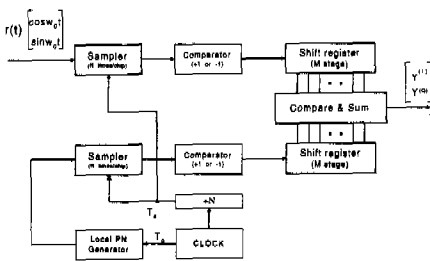


그림 4. 실제적인 DMF 상관기 구조

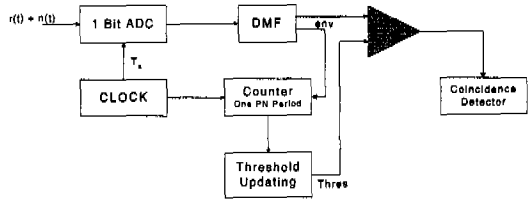


그림 5. ATC 알고리즘 블록

먼저 그림 6은  $M=128$ 일 때 도플러 주파수의 효과상수  $f_d T_c$ 에 의한 검출확률과 초기동기 획득 시간을 신호 대 잡음비를 변화시키면서 나타낸 것이다.

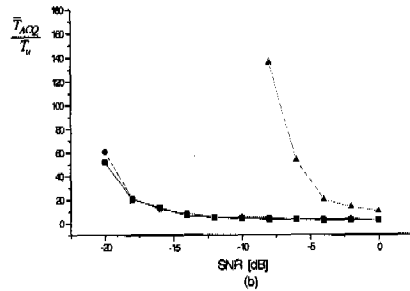
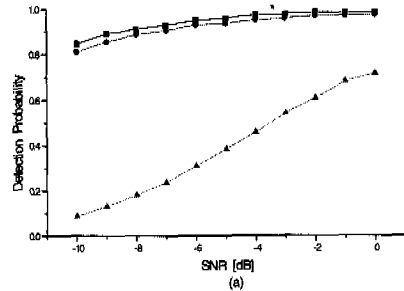


그림 6.  $M=128$ 일 때의 (a) 검출확률과 (b) 초기동기 획득시간

여기서 사용한 신호 대 잡음비는 신호와 잡음의 전력비이고  $T_u$ 는 앞에서 언급했듯이 PN 부호의 한 주기의 시간을 의미한다. 그러므로  $T_u=0.833$  msec 이다.  $f_d T_c$ 가 작을 때는 도플러 주파수가 초기동기 장치의 성능에 별다른 영향을 주지는 않지만,  $f_d T_c$ 가 어느 점 이상 커지게 되면 성능이 급격히 떨어짐을 알 수 있다. 초기동기 획득시간에서 어느 정도의 신호 대 잡음비가 넘게 되면 더 이상의 초기동기 획득이 거의 불가능하게 되는 문턱 효과를 보여주는데, 그림 6에서는  $f_d T_c=13.02 \times 10^{-3}$  일 때 신호대 잡음비가 약 -10dB정도에서 그 효과가 나타남을 알 수 있다.

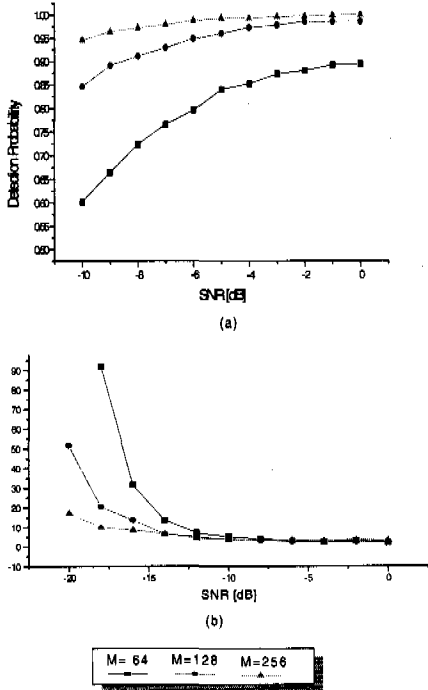


그림 7.  $f_d T_c = 0.41 \times 10^{-3}$  일 때의 (a) 검출확률과 (b) 초기동기 획득시간

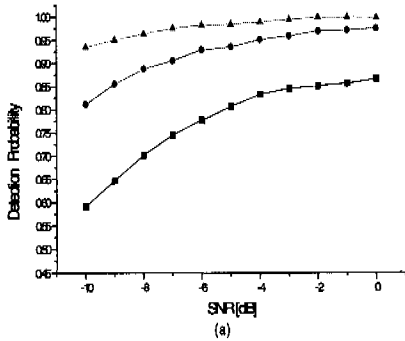


그림 8.  $f_d T_c = 1.63 \times 10^{-3}$  일 때의 (a) 검출확률과 (b) 초기동기 획득시간

그림 7, 8, 9는 도플러 주파수의 효과상수  $f_d T_c$ 가 각각  $0.41 \times 10^{-3}$ ,  $1.63 \times 10^{-3}$ ,  $13.02 \times 10^{-3}$  일 때 레지스터의 수  $M$ 에 따른 검출확률과 초기동기 획득시간을 나타낸 것이다. 3절에서 제시하였듯이 채널변화가 대체로 느린  $0.41 \times 10^{-3}$ ,  $1.63 \times 10^{-3}$ 에서는  $M$  값이 클 수록 더 좋은 성능을 보여주고 있지만  $f_d T_c$ 가  $13.02 \times 10^{-3}$ 에서는  $M$  값이 128, 256 일 때  $M f_d T_c > 1$  이므로  $M$ 이 64 일 때보다 성능이 더 떨어짐을 알 수 있다. 그림 10에서는 다중경로 지연 확산  $T_m$ 의 영향을 본 것인데,  $T_m$ 이 증가할 수록 성능이 떨어짐을 보여주고 있다.

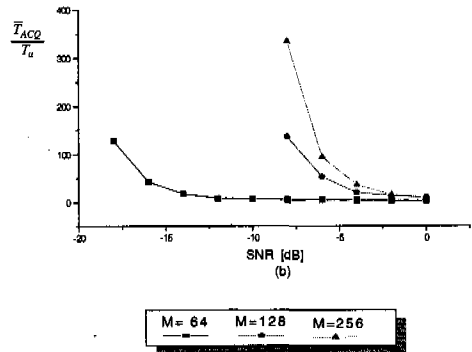
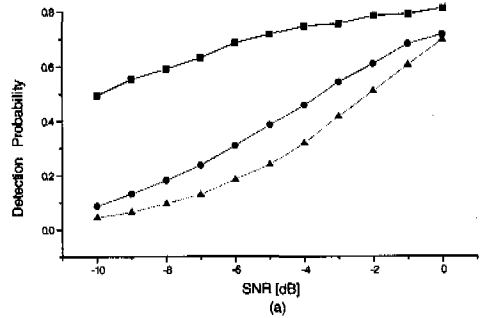
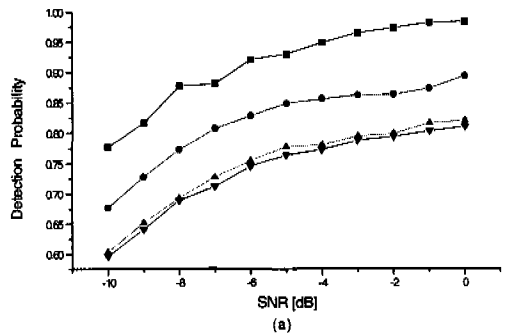
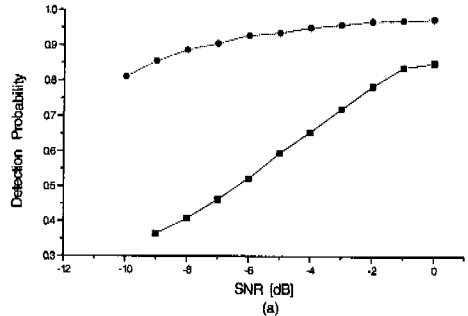
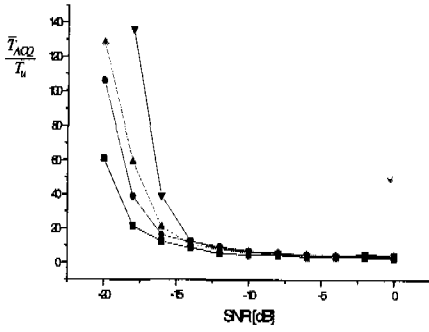


그림 9.  $f_d T_c = 13.02 \times 10^{-3}$  일 때의 (a) 검출확률과 (b) 초기동기 획득시간

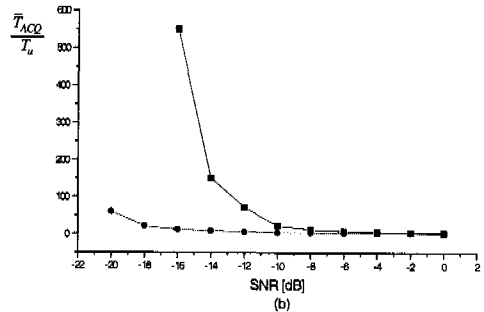
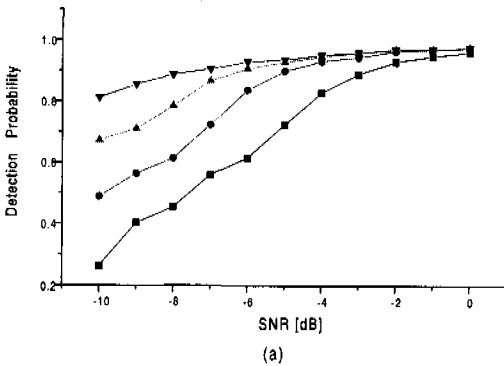




$T_m=1T_c$   $T_m=2T_c$   $T_m=3T_c$   $T_m=4T_c$

그림 10. 다중경로 확산에 의한 (a) 검출확률과 (b) 초기동기 획득시간

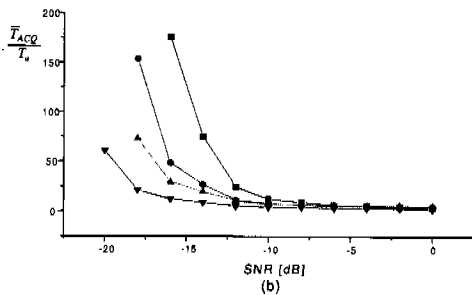
그림 11에서는 DMF에서의 샘플링수에 대한 효과를 본 것이다. 신호대 잡음비가 작을 때는 샘플링 효과가 안보이지만 신호대 잡음비가 큰 환경에서는 샘플링을 적게 할 수록 환경에 민감해져서 성능이 급격히 떨어지는 것을 볼 수 있다.



CT ATC

그림 12. 일정한 임계치와 ATC 알고리즘을 사용했을 때, (a) 검출확률과 (b) 초기동기 획득시간

그림 12는 일정한 임계치를 가진 시스템과 ATC 알고리즘을 사용하는 시스템간의 검출확률과 초기동기 획득 시간에 대한 비교이다. 여기서 일정한 임계치는 최대 상관 값의 절반을 택하였다. 그래프에서 알 수 있듯이 ATC 알고리즘을 사용하는 경우가 훨씬 좋은 성능을 보여주는 것을 알 수 있다



(1,128) (2,128) (3,128) (4,128)

(N, M) : N - Sampling Number, M - Matched Filter lengths

그림 11. 샘플링수에 의한 (a) 검출확률과 (b) 초기동기 획득시간

### V. 결론

본 논문은 주파수 선택적 다중경로 레일리 페이딩에 대해서 DMF를 이용한 DSSS 시스템의 초기동기 장치에 관한 성능 분석을 하였다. 시뮬레이션 결과에서 알 수 있듯이 주파수 선택성과 지연확산과 같은 채널 파라미터들은 성능 열화의 발생원인으로 작용함을 확인하였다. 칩당 4회를 샘플링하고 상관기의 레지스터 수(M)가 128일 때, 일반적인 AWGN 채널과 한 칩 지연되고 도플러 주파수가 2kHz일 때의 레일리 페이딩 채널과 비교해 보면 페이딩 채널이 약 4dB정도 떨어짐을 알 수 있다.

상관기의 레지스터 수와 칩율이 정해져 있다면 도플러 주파수가 어느 점까지는 느린 페이딩 현상을



반으므로 영향을 덜 미치지만 그 점을 넘게 되면 빠르게 페이딩을 받아 심한 영향을 미치게 된다. 도플러 주파수가 이런 심한 영향을 미치게 되는 값은 상관기의 레지스터 수가 클 수록 작아진다. 결과에서  $M=128$ 일 때 도플러 주파수에 대한 초기동기 획득시간을 보면 도플러 주파수가 작을 경우, 즉  $f_d T_c$ 가  $0.41 \times 10^{-3}$ ,  $1.63 \times 10^{-3}$  일 때는 거의 일정한 값을 갖게 되지만  $f_d T_c$ 가  $13.02 \times 10^{-3}$ 일 때는 성능이 대략 -14dB정도로 떨짐을 알 수 있다. 결과적으로 레지스터 수와 페이딩 속도와의 반비례하는 관계가 성립함을 시뮬레이션 결과를 통해서 얻을 수 있었다. 칩당 4회를 샘플링하고 상관기의 레지스터 수가 128일 때, 일정한 임계치를 사용하였을 때는 약 -6dB에서 10주기 안에 동기가 이루어 졌으므로 약 8.33ms안에 초기동기가 이루어지는 것이다. 또 ATC 알고리즘을 사용하였을 때는, 같은 조건에서 약 -14dB에서 초기동기가 이루어지므로 약 8 dB의 성능 향상을 볼 수 있었다. 마찬가지로 검출확률도 임계치가 변하지 않을 때는, 대략 -2dB에서 80%정도를 보인 반면, ATC 알고리즘을 적용하면 -10dB 정도에서 동일한 검출확률을 얻을 수 있다.

결과적으로 초기동기 성능을 결정하는 채널 파라미터와 초기동기 장치의 샘플링 수와 레지스터 수에 따른 성능분석을 시뮬레이션을 통해 검증하였고, 본 논문에서 제안하는 ATC 알고리즘을 적용할 경우 주파수 선택적 레일리 페이딩 환경하에서 상당한 성능개선을 획득할 수 있었다. 본 논문은 CDMA 시스템에서의 ATC 알고리즘을 적용한 디지털 정합 필터링 상관기 구조를 통해서 DSSS 시스템의 PN 부호 초기동기 구조의 성능을 주파수 선택적 레일리 페이딩 채널 환경하에서 분석하고 검증하였는데, 이 자료는 향후 복잡하고 다양한 채널환경에서의 초기동기의 설계에 주요한 기초자료로서 활용될 것으로 기대된다. 또한, 향후 ATC알고리즘을 적용적으로 채널의 상태를 추정하여 임계치와 레지스터 및 샘플링 수를 변화시키는 구조로의 확장을 기대할 수 있다.

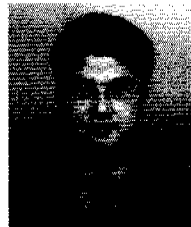
참 고 문 헌

[1] G. L. Turin, "Introduction to Spread-Spectrum Anti-multipath Techniques and Their Application to Urban Digital Radio," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 68, No. 3, March 1980.  
 [2] K. Simon, K. Omura, A. Scholtz and K. Levitt,

*Spread Spectrum Communications*, vol. III, Computer Science Press, 1985.  
 [3] S. S. Rappaport and D. M. Greico, "Spread-spectrum Signal Acquisition : Method and Technology," *IEEE Commun. Mag.*, vol.22, pp 6-21, June 1984.  
 [4] G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw Hill, New York, 1983.  
 [5] A. Polydoros and C. Weber, "A Unified approach to serial search spread spectrum code acquisition - Part I : General Theory," *IEEE Trans. On Comm.*, vol. COM-32, pp 542-549, May 1984.  
 [6] A. Polydoros and C. Weber, "A Unified approach to serial search spread spectrum code acquisition - Part II : General Theory," *IEEE Trans. On Comm.*, vol. COM-32, pp 550-560, May 1984.  
 [7] A. J. Viterbi, *CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication*, Addison Wesley, 1995.

김 성 철(Seong Cheol Kim) 정회원  
 1987년 2월 : 고려대학교 전자공학과 학사  
 1989년 2월 : 고려대학교 전자공학과 석사  
 1989년~1994년 : 삼성전자  
 1997년 2월 : 고려대학교 전자공학과 박사  
 1997년~현재 : 우송산업대학교 전자공학과 조교수  
 <주관심 분야> Spread Spectrum 시스템, 이동통신 시스템, 위성통신 시스템

이 연 우(Yeonwoo Lee) 정회원  
 1992년 2월 : 고려대학교 전자공학과 학사  
 1994년 2월 : 고려대학교 전자공학과 석사  
 1998년 2월 : 고려대학교 전자공학과 박사과정 수료



<주관심 분야> Spread Spectrum 시스템, 멀티미디어 CDMA 시스템, 차세대 이동통신 시스템 및 위성 이동통신 시스템

**온도현(Do-Hyun Eun)** 정회원  
1992년 2월: 고려대학교 전자공학과 학사  
1995년 8월: 고려대학교 전자공학과 석사  
1997년 8월: 고려대학교 전자공학과 박사과정 수료  
1998년~현재: 안양 과학대 전임강사  
<주관심 분야> Spread Spectrum 시스템, 변복조 이론, 채널 코딩, 이동 통신 시스템

**조춘근(Choon-Geun Cho)** 정회원  
1991년 2월: 고려대학교 전자공학과 학사  
1996년 8월: 고려대학교 전자공학과 석사  
1998년 8월: 고려대학교 전자공학과 박사과정 수료  
<주관심 분야> 무선 ATM 시스템, 통신망, Spread Spectrum 시스템, 이동 통신 시스템

**박형근(Hyung-Kun Park)** 정회원  
1994년 2월: 고려대학교 전자공학과 학사  
1997년 2월: 고려대학교 전자공학과 석사  
1999년 2월: 고려대학교 전자공학과 박사과정 수료  
<주관심 분야> MC CDMA 시스템, 채널 추정 알고리즘, Spread Spectrum 시스템, 이동 통신 시스템, IMT-2000

**차균현(Kyun Hyon Tchah)** 정회원  
1965년 2월: 서울대학교 전기공학과 학사  
1967년 6월: 미국 일리노이 공과대학 석사  
1976년 6월: 서울대학교 전자공학과 박사  
1977년 3월~현재: 고려대학교 전자공학과 전자공학과 교수  
1998년 1월~1998년 12월: 한국통신학회 회장  
1998년 4월~현재: 한국전자통신연구원 부이사장  
<주관심 분야> 통신 이론, 이동 통신, 위성 통신, 이동 멀티미디어 시스템