

# FH/CDMA를 위한 동기화 기술의 성능 고찰

## (Consideration of Performance in Synchronization of Frequency Hopping / Code Division Multiple Access System)

이 승 대\* · 방 성 일\* · 진 년 강

(Seung Dae Lee\* · Sung Il Bang\* · Youn Kang Chin\*)

### 요 약

본 논문에서는 주파수 도약 시스템의 성능을 좌우하는 동기화 시스템에서 초기동기시스템으로는 stepped serial search 방식과 정합필터방식에 대한 성능을 고찰하였으며 동기추적 시스템으로 delay lock loop 방식을 이동무선채널에 적용하여 그 성능을 해석하였다. 그 결과 Rayleigh 페이딩 뿐만 아니라 Rician 페이딩이 존재하는 이동무선채널에서 stepped serial search 방식이 회로구성이 비교적 간단하고 특별한 하드웨어의 교체없이 단순히 도약 주파수를 증가시킴으로써 시스템의 성능을 개선할 수 있음을 보였다. 또한 동기추적 시스템 역시 lock 상태수와 도약주파수 M이 증가할 수록 평균 유지시간이 길어짐을 알 수 있다.

### Abstract

In this paper, the performance of stepped serial search scheme and matched filter scheme for code acquisition in FH /CDMA are evaluated under land mobile radio communication channel environments. And delay lock loop scheme is used as code tracking system. As the results for code acquisition system, it is shown that the performance of stepped searial scheme is superior to matched filter scheme, because system complexity is reduced and system performance is improved by increasing the hopping frequency not to substitute for special hardware. Also, it is shown that its performance is improved under Rayleigh /Rician fading environments. As the results for code tracking system, it is found that mean hold time is increased due to the increase of the number of lock state and hopping frequency, M.

### I. 序 論

이동무선통신 방식으로 현재 운용중에 있는 아날로그 방식은 다양한 서비스 제공 측면 뿐만 아니라

채널 용량면에서 한계가 있으므로 디지털 전송방식 중에서도 시스템 용량이 우수한 부호분할 다중접속 방식(CDMA)을 빠른 시일 내에 실용화하고자 많은 노력을 경주하고 있다.[1]

\* 단국대학교 전자공학과  
\* Dept. of Electronics Eng., Dankook University

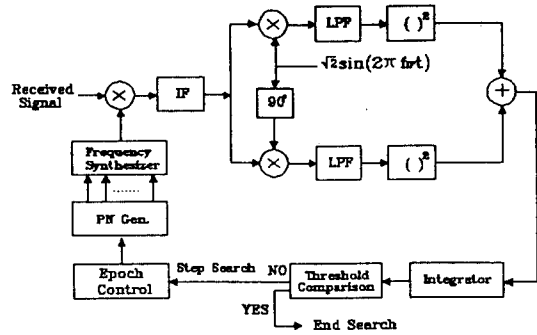
디지털 다중전송방식 중에서 FH(frequency hopping)/CDMA 방식은 현재 개발하고 있는 DS(direct sequence)/CDMA에 비해 상호부호간 간섭의 양을 효과적으로 줄일 수 있을뿐만 아니라 시스템의 용량증대가 용이하며 비화성이 강한 특징을 갖는다 [4-6]. 그러나 주파수 도약 방식은 그동안 장비 및 부품의 가격이 고가이고 일반 상용보다도 군용에서 주로 사용되어 왔기 때문에 기술이전이 매우 미흡할 뿐만 아니라 이를 상용화 하기 위한 연구가 거의 이루어 지고 있지 않은 실정이다.

이에 본 논문에서는 FH/CDMA 방식이 미래의 이동통신 시스템의 구축시 혼용된다는 가정하에 FH/CDMA 시스템의 핵심 기술인 동기화 시스템의 성능을 오울 관점에서 해석 하였다. 즉, 수신된 신호와 잡음이 페이딩을 받지 않았을 경우와 Rician 페이딩 및 Rayleigh 페이딩에 영향을 받은 경우 각각의 초기동기 시스템에 대하여 그 신호가 오류를 일으킬 확률의 관점에서 비교, 분석하였다. 또한 동기추적 시스템에 대해서도 각각의 채널특성에 대하여 동기추적 유지 시간(holding time)의 관점에서 비교, 분석하여 그 결과를 제시함으로써 최적의 동기화 시스템을 제시하고자 하였다.

## II. 초기동기 시스템

### 2.1. 개 요

본 논문에서 초기동기 시스템으로 해석하고자하는 stepped serial search 모델은 [그림 1]에 보인 바와 같다. 수신된 신호는 수신기 내부의 기준신호와 곱해져서 대역통과필터를 통과한 후 포락선의 크기를 구한 다음, 비교기에서 임계값  $V_T$  보다 크면 동기추적(tracking) 과정으로 넘어가고 그렇지 않으면 time epoch controller에 의하여 PN 부호 발생기를 1/2 칩만큼 천이시켜 다시 초기동기 과정을 반복하게 된다[1].



[그림 1] stepped serial search 방식의 해석모델  
[fig. 1] Analysis model of stepped serial search scheme

Time offset이  $\tau$ 이고 도약간격이  $T_h$ 인 혼합기 입력 신호  $x(t)$ 와 전력스펙트럼 밀도는 다음과 같다.

$$x(t) = \sqrt{2S} \sum_T \text{rect}_\tau(t - iT_h) \cos[2\pi(f_{IF} - \delta f)t + \phi_i] \quad (1)$$

$$S_x(f, \tau) = \frac{1}{T_h} |F\{x(t)\}|^2 = \frac{S(T_h - |\tau|)^2}{T_h} \left[ \frac{\sin[\pi(f - (f_F - \delta f))(T_h - |\tau|)]}{\pi[f - (f_{IF} - \delta f)](T_h - |\tau|)} \right]^2 \quad (2)$$

전달함수가  $|H(j2\pi f)|^2$ 인 저역통과필터를 통과하면 비동기 복조기의 출력은

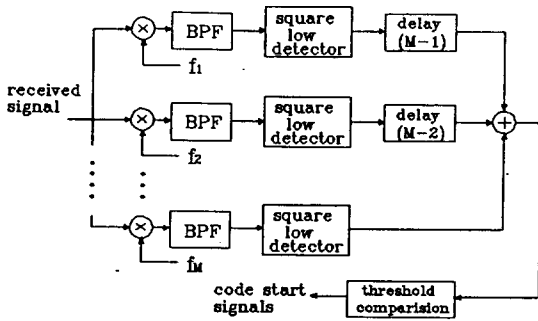
$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S_x(f + f_{IF}; \tau) |H(j2\pi f)|^2 df = \frac{S(T_h - |\tau|)^2}{T_h} \int_{-\infty}^{\infty} \left[ \frac{\sin[\pi(f + \delta f)(T_h - |\tau|)]}{\pi(f + \delta f)(T_h - |\tau|)} \right]^2 |H(j2\pi f)|^2 df \quad (3)$$

일반적으로 복조기의 저역통과필터 대역폭은 정보대역폭, 최대 시스템 주파수 에러 및 도약 주파수 변조 스펙트럼을 포함할 정도로 충분히 커야 한다. 따라서 저역통과필터의 대역폭이 도약을  $1/T_h$  보다 대단히 크고  $\delta f = 0$ 이라 가정하면  $R(\tau)$ 는 다음과 같이 된다.

$$R(\tau) = S \left( 1 - \frac{|\tau|}{T_h} \right) \cdot \left[ 1 - \frac{1 - \exp \left( -4BT_h \left( 1 - \frac{1 - |\tau|}{T_h} \right) \right)}{4BT_h \left( 1 - \frac{1 - |\tau|}{T_h} \right)} \right] \quad (4)$$

따라서 [그림 1]에 보인 stepped serial search 방식의 저역통과필터는 수신신호의 최대상관값을  $1/4BT_h$  만큼씩 줄이는 역할을 하며 상관함수 형태에 영향을 미치는 것을 알 수 있다.

초기동기시스템의 또 다른 해석모델은 [그림 2]에 보인 바와 같은 정합필터를 이용하는 방식이다. 정합필터 방식은 입력 신호에 대하여 실시간 처리를 할 수 있도록 하는 능동 소자를 이용한 방식이다. [그림 2]에서 보는 바와 같이 M개의 주파수 열이 code start epoch를 설정하기 위해 수신기에 의해서 선택되고 정합필터는 수신된 부호열에 대하여 최적의 비동기 검파를 수행한다.



[그림 2] 정합필터방식의 해석모델

[fig. 2] Analysis model of matched filter scheme

정합필터는 일반적으로 입력신호에 AWGN이 섞여 있을때 출력의 SNR을 최대로 하는 능동소자이다. 이를 수학적으로 표현하면

$$h(t) = \begin{cases} s(T_0 - t) & 0 \leq t \leq T_0 \\ 0 & \text{기 타} \end{cases} \quad (5)$$

여기서  $s(t)$ 는 입력신호,  $T_0$ 는 신호의 주기를 나타낸다. 신호  $s(t)$ 가 PN 파형의 M번째 칩과 일치하면 ( $T_0 = MT_0$ )

$$s(t) = \sum_{n=1}^M d_n p[t - (n-1)T_c] \quad (6)$$

이다. 여기서  $d_n$ 은 n번째 칩의 극성( $\pm 1$ )을 나타낸다. 식 (6)을 Fourier 변환하고 식 (5)에 대입하면

$$H(\omega) = p^*(\omega) \sum_{n=1}^M d_n e^{-j\omega(M-n+1)T_c} \quad (7)$$

이 된다. 베이스밴드 정합필터의 출력을  $\tilde{x}(t)$ , 입력을  $x(t)$ 라 하면

$$\begin{aligned} \tilde{x}(t) &= \int_0^\infty x(t - \tau) h(\tau) d\tau \\ &= \int_0^{T_0} x(t + \zeta - T_0) s(\zeta) d\zeta \end{aligned} \quad (8)$$

$x(t) = s(t)$ 이면  $\tilde{x}(t)$ 는  $t = T_0$ 에서 최대값을 갖는다. 즉

$$\tilde{x}(T_0) = \int_0^{T_0} S^2(\zeta) d\zeta \quad (9)$$

또다른  $x(t)$  즉  $s(t)$ 가 시간천이된 입력신호에 대해서

$$\begin{aligned} \tilde{x}(t) &= \int_0^{MT_c} x(t + \zeta - MT_c) \sum_{n=1}^M d_n p(\zeta - (n-1)T_c) d\zeta \\ &= \sum_{n=1}^M d_n \int_{(n-1)T_c}^{nT_c} x(t + \zeta - MT_c) d\zeta \end{aligned} \quad (10)$$

이되며 식 (10)을 표본화 하면

$$\begin{aligned} \tilde{x}\left(\left(M+\frac{k}{N}\right)T_c\right) &= \sum_{n=1}^M d_n \sum_{i=1}^N \int_{((n-1)N+i) \frac{T_c}{N}}^{((n-1)N+i-1) \frac{T_c}{N}} \\ &\quad \cdot x\left(\frac{k}{N}T_c + \zeta\right) d\zeta \\ &= \sum_{i=1}^{NM} D_i X_{i+k} \end{aligned} \quad (11)$$

여기서

$$x_j = \int_{(j-1) \frac{T_c}{N}}^{j \frac{T_c}{N}} x(\zeta) d\zeta$$

이고  $D_i$ 는  $i$ 번째 칩의 극성이며  $d_n$ 과의 관계는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} D_{(n-1)N+i} &= d_n \quad i = 1, 2, \dots, N \\ n &= 1, 2, \dots, M \end{aligned} \quad (12)$$

## 2.2 성능 평가

FH/CDMA 시스템에서 가장 중요한 것은 초기 동기 과정에서 원하는 신호를 예리없이 얻는 것이다. 따라서 본 논문에서는 초기동기 시스템의 성능을 각각의 검사기간의 종단에서 원하는 신호의 부호열을 검출하지 못할 확률로 해석하였다.

임의의  $i$ 번째 도약(hopping)에서 입력파형을 정의하면 다음과 같다.

$$S_R(t) = A_i \cos[\omega_i t + \theta_i] + n_i(t) \quad (13)$$

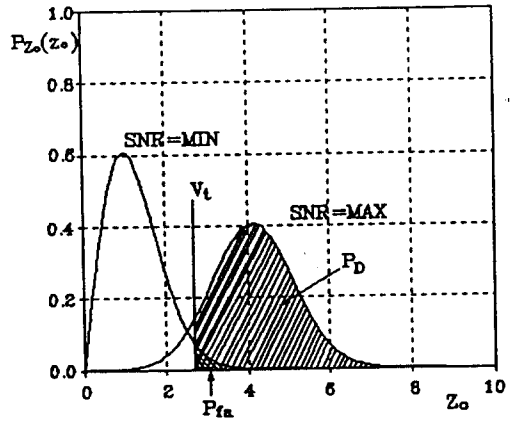
여기서  $A_i$ 는 신호의 진폭이고  $\omega_i$ 는 위상각을 나타낸다. 그리고  $n_i(t)$ 는 분산이  $\sigma^2$ 인 가우시안 잡음을 나타낸다.

한편, 수신기에서 수신된 신호가 포락선 검파기를 통과한 출력신호  $Z$ 의 확률밀도함수는 다음과 같고, 이를 도시하면 [그림 3]에 보인 바와 같다.

$$P_{Z_0}(z_0) = \frac{1}{2} (z_0/S)^{(M-1)/2} e^{-(z_0+S)/2} I_{M-1}(\sqrt{S}z_0) \quad (14)$$

여기서  $z_0 = z/\sigma^2$ 이고  $I_{M-1}(\cdot)$ 는 modified

Bessel 함수이고  $S = \sum_{i=1}^M (A_i^2/\sigma^2)$ 이다.



[그림 3] 포락선 검파기 출력신호의 확률밀도함수  
[fig. 3] Probability density function of envelop detector output signal

그림에서 빗금친 부분은 검출확률  $P_D$ 를 나타내고 2중 빗금 부분은 잘못 인식할 확률  $P_{fa}$ 를 나타낸다. 따라서 검출확률  $P_D$ 는

$$P_D = P\{Z > V_T\} = \int_L^\infty P_{Z_0}(z_0) dz_0 \quad (15)$$

여기서  $L = V_T/\sigma^2$ 이다.

윗 식을 Marcum-Q 함수를 이용하여 나타내면 다음과 같다[11].

$$P_D = Q_M(\sqrt{S}, \sqrt{L}) \quad (16)$$

여기서

$$Q_M(\alpha, \beta) = \int_\beta^\infty x(x/\alpha)^{M-1} e^{-(\alpha^2+x^2)/2} I_{M-1}(\alpha x) dx \quad (17)$$

따라서 검사기간의 끝에서 원하는 신호의 부호열을 검출하지 못할 확률,  $P_M$ 은 다음과 같다.

$$P_M = Q_M(\sqrt{S}, \sqrt{L}) \quad (18)$$

한편, 정확한 부호열이 아닌데도 불구하고 임계값을 넘어서 초기동기가 이루어 졌다고 판단될 확률,  $P_{fa}$ 는 다음과 같다.

$$P_{fa} = Q_M(0, \sqrt{L}) \quad (19)$$

### 2.3. 시스템 환경-다중접속 및 페이딩-모델링

#### 1) 다중접속모델

본 논문에서는 F개의 주파수 슬롯내에서 다른 사용자의 도약 패턴에 의한 간섭을 고려하였다. 임의의 도약 주파수 슬롯에서 N명의 다른 사용자가 존재할 때 간섭을 일으키지 않을 확률  $P_M$ 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$P_M = \left(1 - \frac{1}{F}\right)^N \quad (20)$$

따라서 간섭을 일으킬 확률  $P_I$ 는 다음과 같다.

$$P_I = 1 - \left(1 - \frac{1}{F}\right)^N \quad (21)$$

그러므로 도약 시스템이 M개의 도약주기를 갖는다면 k번째 슬롯에 적어도 한명의 사용자가 간섭을 일으킬 수 있는 확률은

$$U(k, M, P_I) = \binom{M}{k} P_I^k (1 - P_I)^{M-k} \quad (22)$$

이 된다.

#### 2) 페이딩모델

주파수 도약 방식이 다중경로 페이딩의 영향을 주로 받는 이동 무선 채널에 사용된다고 가정하면, 초기동기 시스템에 입력되는 수신신호는 각각 반사성분, 산란성분 및 잡음 성분을 포함하게 된다.

$$S_R(t) = \sqrt{2\alpha P_s} \cos(\omega_i t - \theta_i)$$

$$+ \sum_j C_j \sqrt{2P_s} \cos(\omega_j t - \theta_j) + n_w(t) \quad (23)$$

식 (23)을 신호와 잡음성분으로 구분하여 나타내면 다음과 같다.

$$A_i = \sqrt{2\hat{a} P_s}$$

$$\sigma^2 = N_0 B_{IF} + b P_s \quad (24)$$

여기서

$$\hat{a} = \frac{1}{M} \sum_i a_i$$

$$b = \sum_j \bar{C}_j^2$$

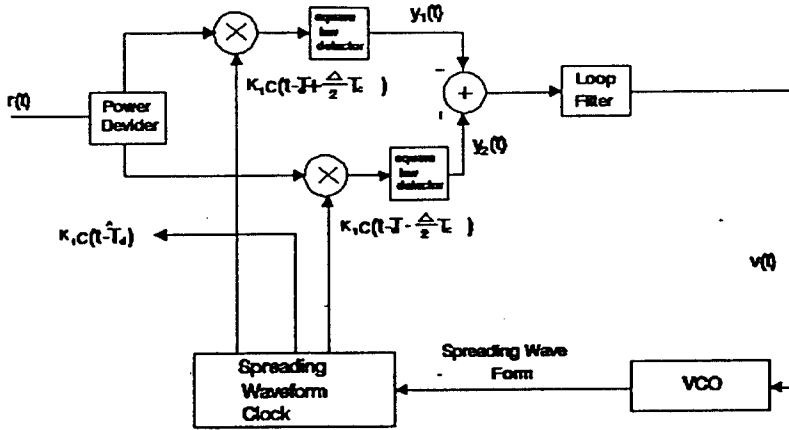
이며,  $N_0$ 는 단축 잡음 전력스펙트럼 밀도,  $B_{IF}$ 는 검파기 대역통과필터의 대역폭이다.

수신된 신호가 반사성분 및 가우시안잡음성분을 모두 포함하고 있을 때 수신신호는 Rician 페이딩의 영향을 주로 받는다. 그러나 전송채널의 환경이 나빠지거나 이동체의 속도가 빨라지게 되면, 수신 신호는 반사성분보다는 산란성분이 많아지게 되므로 이때는 Rayleigh 페이딩의 영향을 주로 받는다[3].

전송 선로에서 페이딩이 영향만 받는다고 가정했을 때, 수신 신호를 초기동기 시스템에서 잘못 인식할 확률,  $P_{fa}$ 를 구하면 다음과 같다.

$$P_{fa} = \sum_{k=0}^M U(k, M, P_I) Q_M(\sqrt{S_k}, \sqrt{L}) \quad (25)$$

여기서  $S_k = k 2P_s / N_0 B_{IF} = k 2E_c / N_0$ 이다. 그러나 육상이동채널에 주파수도약 시스템을 적용하는 경우에는 상호 도약하는 부호간 간섭의 영향도 무시할 수 없으므로 수신신호가 페이딩과 상호부호간 간섭의 영향을 모두 받는 경우에 대한 동기 시스템의 잘못 인식할 확률을 최종적으로 구하면 식 (26)과 같이 된다.



[그림 4] DLL 동기추적시스템의 해석모델  
 [fig. 4] Analysis model of DLL tracking system scheme

$$P_M = \sum_{k=0}^M U(k, M, P_1) \{1 - Q_M(\sqrt{S_d}, \sqrt{L'})\} \quad (26)$$

여기서  $S_d$ 와  $L'$ 은 다음과 같다.

$$S_d = \frac{[k\hat{a} + (M - k)\hat{a}]2P_s}{N_0 B_{IF} + bP_s}$$

$$= \frac{[k + M\hat{a}]2E_c / N_0}{1 + bE_c / N_0}$$

$$L' = \frac{L}{1 + bE_c / N_0} \quad (27)$$

### Ⅲ. 동기추적 시스템

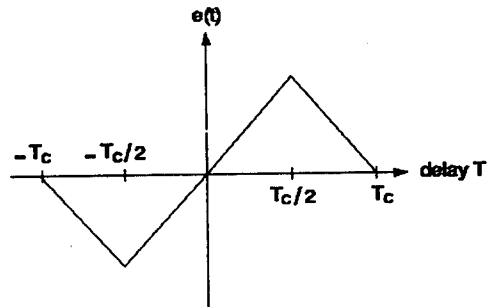
초기동기 과정에서 수신된 신호와 국부기준신호가 1/2 칩이내로 좁혀지면 동기추적시스템에 신호가 인가되며, 동기추적 시스템은 그 상태를 유지하기 위해서 동기추적을 수행하게 된다.

본 논문에서는 [그림 4]에 보인 바와 같은 주파수 도약 시스템에서 일반적으로 가장 널리 사용되는 DLL(delay lock loop)을 사용한다[1].

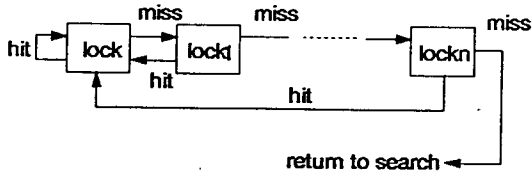
입력신호가 기준 신호와 곱해진 후 early gate와 late gate에 의해서 1칩의 반주기동안씩 서로 다른 부호로 곱해진다. 만약 입력신호와 기준신호의 동기

가 완전히 이루어졌다면 ‘+’ 반주기 동안의 곱과 ‘-’ 반주기 동안의 곱이 같으므로 그 합은 0이 되고 입력신호가 기준신호보다 앞선다면 ‘-’ 반주기 동안의 값이 커지고 입력신호가 기준신호보다 뒤진다면 ‘+’ 반주기 동안의 값이 커지게 된다. 따라서 [그림 5]에 보인 바와 같은 특성곡선이 얻게되는데, 이와같은 경우에는 그림에서 보는 바와 같이 동기추적이 실패하게 된다.

한편, 임계값 검출기에 의해 임계값을 넘었는가 하는 신호에 의해서 제어 시스템은 동기추적과정을 수행할 것인지 아니면 초기동기과정으로 되돌아갈 것인지를 판단하게 된다. 이러한 일련의 과정을 나타내면 [그림 6]에 보인 바와 같다. 그림에서  $n$ 은 고정(lock) 상태의 수이다.

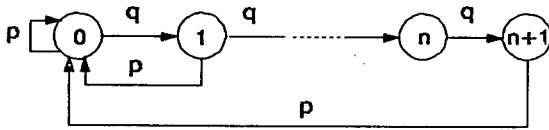


[그림 5] Discriminator 특성곡선  
 [fig. 5] Discriminator characteristic curve

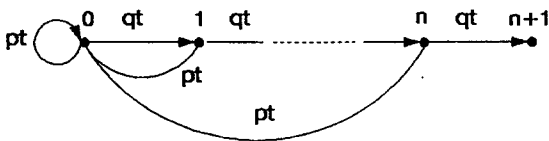


[그림 6] 동기 알고리즘  
[fig. 6] Synchronization algorithm

이러한 동기 알고리즘을 해석하기 위한 방법에는 마르코프 연쇄방법과 신호흐름도 방법이 주로 이용되는데, 이 방법은 [그림 7]과 [그림 8]에서 보는 바와 같다. [그림 7]에서 보는 바와 같이 맞을 확률  $p$ 와 오류를 일으킬 확률  $q$ 는 동일확률을 갖는다고 가정하고, 마르코프 연쇄를 천이행렬  $P$ 로 나타내면 다음과 같다.



[그림 7] 마르코프 연쇄  
[fig. 7] Markov chain



[그림 8] 신호 흐름도  
[fig. 8] Signal flowgraph

$$P = \begin{bmatrix} p & q & 0 & \dots & \dots & 0 \\ p & 0 & q & \dots & \dots & \vdots \\ p & 0 & 0 & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \dots & \dots & 0 & q & 0 \\ p & \dots & \dots & 0 & 0 & q \\ 0 & \dots & \dots & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (28)$$

식 (28)의 행렬은 다음과 같이 간단히 나타낼 수 있다.

$$P = \begin{bmatrix} Q & R \\ 0 & I \end{bmatrix} \quad (29)$$

$Q$ 는  $(n+1) \times (n+1)$  행렬로써 내부천이 상태를 나타내며,  $R$ 은  $n$ 개의 0과 1개의  $q$ 를 포함하는 열 벡터이고 0은  $n+1$ 개의 0을 갖는 벡터이다. 임의의 상태  $i$ 에서  $n+1$  상태로 천이하는데 걸리는 평균천이 시간은 다음과 같다.

$$T = (I - Q)^{-1} X \quad (30)$$

여기서  $I$ 는 항등행렬,  $X$ 는 성분  $x_i$ 가 상태  $i$ 에서 소요되는 시간을 나타내는 벡터이다. 또한, 평균 동기이탈시간  $T_L$ 은  $T$ 의 첫번째 성분으로 주어진다.

이와같은 마르코프 연쇄방법은 단수,  $n$ 이 증가할수록 해석이 매우 어려우므로 비교적 해석이 용이한 [그림 8]에 보인 바와 같은 신호 흐름 방법을 이용하여 해석하였다. 그림에서  $l$ 는 경로길이(path length)로써, 고정적분시간을 의미한다. 즉, 마디 0에서 마디  $n+1$ 까지의 평균 경로길이가 평균 동기이탈시간이다.

따라서 평균 경로길이는 모든 경로길이시간의 확률의 합으로 나타낼 수 있다. 이는 다음과 같은 전달 함수  $G_n(t)$ 를 이용하여 구할 수 있다.

$$T_L = MT_c \left. \frac{dG_n(t)}{dt} \right|_{t=1} \quad (31)$$

윗식에 Mason 공식을 이용하면  $G_n(t)$ 는 다음과 같이 된다.

$$G_n(t) = \frac{q^{n+1} t^{n+1}}{1 - pt \sum_{i=0}^n q^i t^i} \quad (32)$$

식 (32)를 식 (31)에 적용하고  $p = 1 - q$ 를 이용하여 올바른 부호열이 수신되었을 때 평균 동기이탈 시간,  $T_L$ 을 구하면 다음과 같다.

$$T_L = MT_c \frac{1 - q^{n+1}}{(1 - q)q^{n+1}} \quad (33)$$

따라서, 동기추적이 계속 유지되는 시간인 평균 유지시간,  $T_{hold}$ 는 식 (33)의  $q$ 를  $P_M$ 으로 대치하여 얻을 수 있다.

#### IV. 시뮬레이션 및 고찰

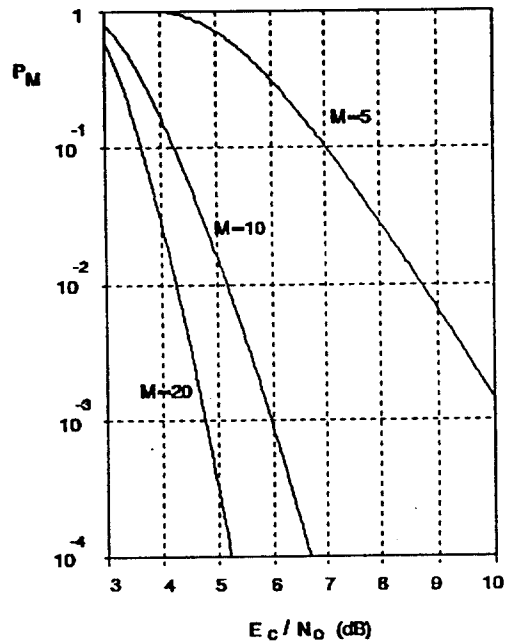
본 장에서는 초기동기 시스템 및 동기 추적 시스템의 성능곡선을 각 시스템의 성능파라미터를 변화시키고 각각의 채널 환경에 대하여 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 고찰하였다.

##### 4.1. 초기동기 시스템

신호와 잡음이 페이딩의 영향을 받지 않고, 단순히 AWGN 환경하에서 stepped serial search 방식의 칩당 잡음밀도  $E_c/N_0$ 에 대한 오류확률,  $P_M$ 은 [그림 9]에서 보는 바와 같다. 이때, 적분주기  $M$ 은 각각 5, 10, 20이고 주파수 슬롯,  $F = 1000$ 으로 하였다. 그림에서 알 수 있는 바와 같이  $P_M$ 이 약  $10^{-3}$  정도의 값을 유지하려면  $M = 10$ 일 때  $E_c/N_0 = 6dB$  정도의 값을 가져야 함을 알 수 있다. 그리고  $M$ 이 증가할 수록 더 작은  $E_c/N_0$ 값에서도  $10^{-3}$ 의 값을 얻을 수 있다. 따라서 stepped serial search 방식에서는  $M$ 이 증가할 수록 더 우수한 성능을 보임을 알 수 있다. 이는 도약주파수  $M$ 이 증가할 수록 [그림 3]의 임계값,  $V_T$ 가 증가하게 되고 (동기 시스템이 허

용할 수 있는  $P_D$ 의 범위내에서) 그에 따라  $P_{fd}$ 의 값이 줄게되어 오류확률  $P_M$ 이 줄어들게 되는데 기인한다.

[그림 10]은 전체 주파수 도약 슬롯수를 1000으로 했을 때 이중에서 점유하고 있는 주파수도약을 슬롯의 수,  $N = 800$ 이라고 가정하고, 신호와 잡음이 Rician 페이딩 및 Rayleigh 페이딩을 받은 경우의 오류확률  $P_M$ 을  $E_c/N_0$ 에 대해서 초기동기 시스템의 임의의 임계값,  $V_T$ 와 비교하기 위해 블록별로 입력하는 도약주파수 갯수  $M$ 이 각각 5, 10, 20일 때의 성능곡선을 나타낸 것이다. 이 경우에는  $P_M = 10^{-3}$ 을 유지하기 위해서는 도약주파수 갯수  $M$ 이 20보다 큰 값을 가져야 함을 알 수 있다. 이것은 dwell 시간이 길어져서 수신신호를 초기동기 하는 시간이 많이 걸려 초기동기 시스템의 성능이 저하된다는 것을 의미한다.



(M: stepped serial search 시스템에 입력되는 도약주파수 갯수)

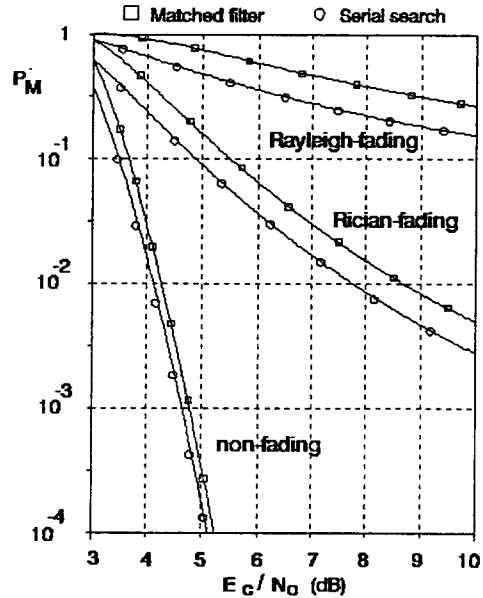
[그림 9] AWGN 환경하에서 stepped serial search 방식의 오류확률  $P_M$

[fig. 9] Miss probability,  $P_M$  of stepped serial search scheme in AWGN environments



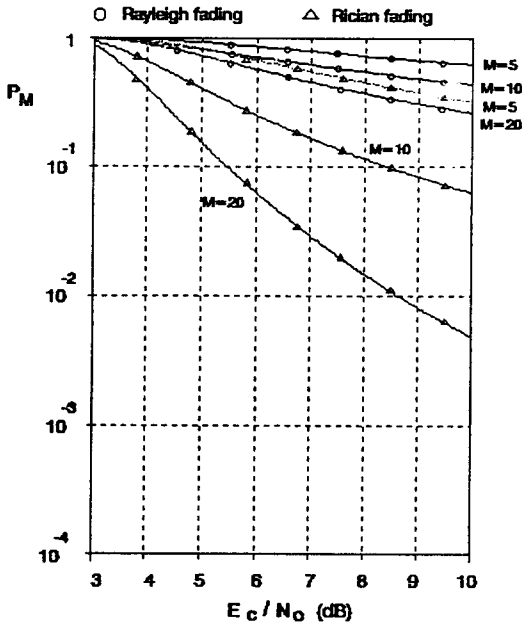
[그림 11]은 stepped serial search 방식과 정합필터 방식을  $M = 20$ 일 경우에 대하여 비교하였다. 그림에서 알 수 있듯이 정합필터 방식이 약간 우수함을 알 수 있다. 그러나 시스템의 상용화 관점에서 볼 때 정합필터 방식은 delay line을 구성하기가 쉽지 않으며 각 경로마다 혼합기와 비동기 검파기가 필요하기 때문에  $M$ 이 큰 값을 가지면 경제성면에서 불리하기 때문에 상용화가 어렵다.

따라서 본 논문에서는 초기동기화 시스템으로 정합필터 방식에 비해 성능은 떨어지나 비교적 시스템의 구성이 용이한 stepped serial search 방식을 최적의 시스템으로 선정하여 설계하였다.



[그림 11]  $M=20$ 인 경우 각각의 페이딩에 대한 stepped serial search와 정합필터 방식의 오류확률  $P_M$

[fig. 11]  $P_M$  of stepped serial search and matched filter scheme for  $M=20$  in Rayleigh and Rician fading environments



[그림 10] 신호와 잡음이 Rayleigh 및 Rician 페이딩을 받은 경우의  $P_M$

[fig. 10]  $P_M$  under Rayleigh and Rician fading environments

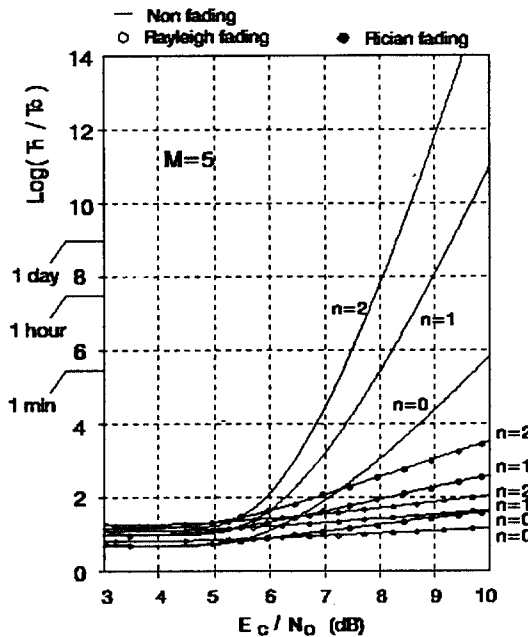
#### 4.2. 동기추적 시스템

[그림 12], [그림 13] 및 [그림 14]는 도약 주파수  $M$ 이 5, 10, 20일 경우 각각의 페이딩 환경에 대하여 동기추적 특성 파라미터인 평균 유지시간  $T_{hold}$ 를 도약주기  $T_c (= 100\mu s)$ 로 정규화시킨 결과를 나타낸 것이다. 여기서  $n$ 은 [그림 8]의 고정상태수를 나타내며 주파수 슬롯  $F = 1000$ , 점유 주파수 도약 슬롯  $N = 800$ 으로 가정하였다.

$M = 10$ 일 때를 고려하면  $n = 0$ 일 때 즉, 한번의 오류가 발생하면 곧바로 다시 초기동기 단계로 돌아가는 환경에서는 1시간 이상의 평균 유지시간을 유지하기 위해서는  $E_c/N_0$ 가 적어도  $6dB$  이상이 되어야 함을 알 수 있다. 초기동기 과정에서도 알 수 있

듯이  $M$ 이 클수록  $P_M$ 은 우수한 특성을 나타내게 되고 결과적으로 평균 유지시간도  $M$ 이 큰 값을 가질수록 길다는 것을 알 수 있으며 고정상태가 많을수록 평균 유지시간도 길어지게 된다.

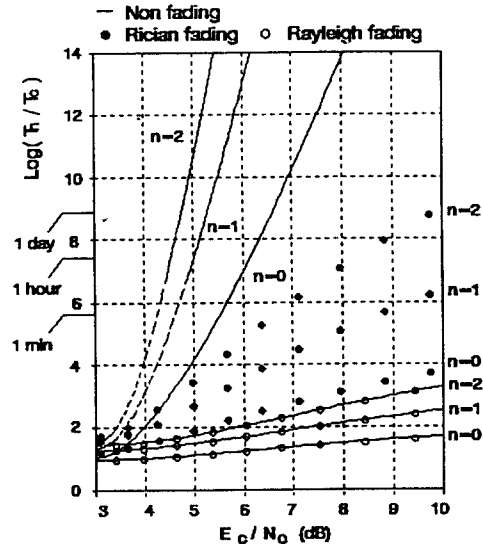
또한 [그림 13]에서 알 수 있듯이 신호와 잡음이 동시에 Rician 페이딩을 받은 경우에는 1분 이상의 평균 유지시간을 갖기 위해서는 고정상태수  $n$ 이 하나 혹은 2이상의 값을 가져야 함을 알 수 있다. 또한 Rayleigh 페이딩을 받은 경우  $n$ 이 2보다 큰 값을 갖기 전에는 1분 이상의 평균 유지시간을 유지할 수 없다. 즉, 정상적인 신호의 수신을 기대할 수 없게 된다. [그림 15]는  $N = 800$ 일 경우 각각  $M = 5, 10, 20$ 일 때 산란파라미터  $b$ 의 상대적인 세기에 따른 평균 유지시간을 나타낸 것이다. 여기서도  $M$ 이 클수록 그리고  $n$ 이 많을수록 평균 유지시간이 길어진다는 것을 알 수 있다.



(도약주파수  $M = 5$ ,  $n$ : 고정상태의 수)

[그림 12] Rayleigh와 Rician 페이딩 환경에 대한 평균 유지시간  $T_{hold}$

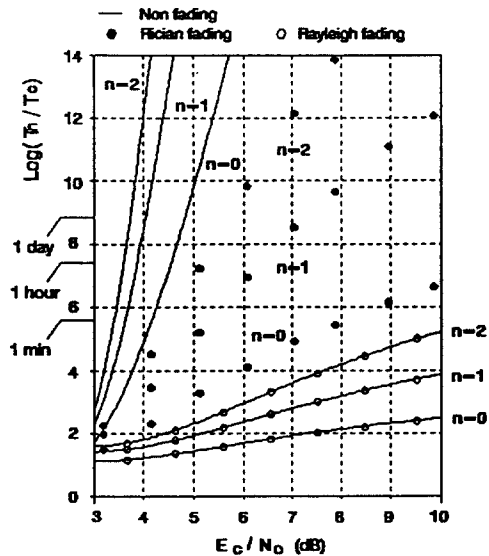
[fig. 12] Average hold time,  $T_{hold}$  in Rayleigh and Rician fading environments



(도약주파수  $M = 10$ ,  $n$ : 고정상태의 수)

[그림 13] Rayleigh와 Rician 페이딩 환경에 대한 평균 유지시간  $T_{hold}$

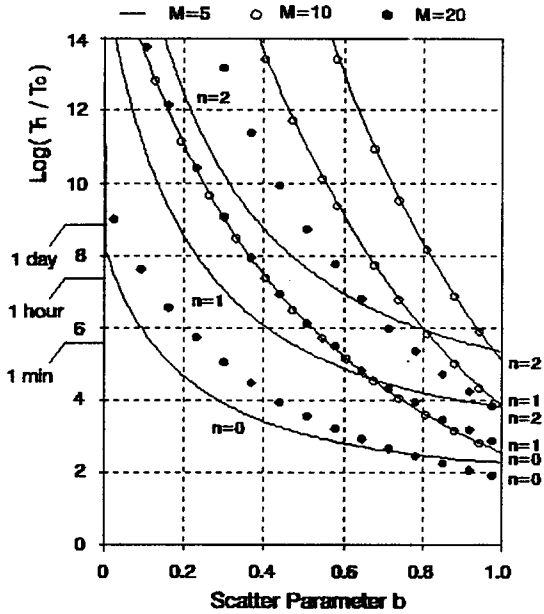
[fig. 13] Average hold time,  $T_{hold}$  in Rayleigh and Rician fading environments



(도약주파수  $M = 20$ ,  $n$ : 고정상태의 수)

[그림 14] Rayleigh와 Rician 페이딩 환경에 대한 평균 유지시간  $T_{hold}$

[fig. 14] Average hold time,  $T_{hold}$  in Rayleigh and Rician fading environments



[그림 15] 산란파라미터  $b$ 에 따른 평균 유지시간

$T_{hold}$

[fig. 15] Average hold time,  $T_{hold}$  versus scatter parameter  $b$

### V. 결 론

본 논문에서는 FH/CDMA 시스템의 특성을 크게 좌우하는 동기화 시스템에서 초기동기 시스템중 stepped serial search 방식과 정합필터 방식에 대하여 고찰하였으며 동기추적 시스템으로서 delay-lock loop에 대하여 고찰하였으며 그 결과를 제시하였다.

그 결과 정합필터 방법이 stepped serial search 방법에 비해 우수한 오류확률을 보이거나 각각의 경로마다 혼합기 및 비동기 검파기가 필요하고 SAW (surface acoustic wave)나 CCD(charge coupled device)를 이용한 지연소자가 필요하므로 시스템이 복잡해 지는 단점이 있다. 그에 비해 stepped serial search 방법은 정합필터 방법에 비해 오류확률은 약

간의 열화를 보이거나 회로구성이 비교적 간단하며 특히 특별한 하드웨어의 교체없이 도약주파수  $M$ 값을 증가시킴으로써 시스템의 성능을 개선시킬 수 있는 장점이 있다.

또한 동기 추적시스템을 고찰한 결과, 고정상태수  $n$ 이 0인 경우 도약주파수 갯수  $M$ 이 30일 때 평균 유지시간과  $n=2, M=10$ 일 때의 평균 유지시간과는 그다지 큰 차이가 없었다. 이 사실은 stepped serial search 방식에서  $n$ 과  $M$ 을 적절히 선택함으로써 최적의 평균 유지시간을 얻을 수 있다는 것을 의미한다.  $M=10$ 일 때를 고려하면  $n=0$ 일 때 즉, 한번의 오류가 발생하면 곧바로 초기동기 단계로 돌아가는 알고리즘은 적어도 1시간 이상의 평균 유지시간을 유지하기 위해서는  $E_c/N_0$ 가 6dB 이상이 되어야 함을 알 수 있다. 또한 신호와 잡음이 동시에 페이딩의 영향을 받았을 경우에는  $n$ 이 3이상의 값을 갖기 전에는 정상적인 신호의 수신을 기대할 수 없게된다. 즉  $n$ 과  $M$ 이 클수록  $P_M$ 이 줄어들게 되어 우수한 성능이 나타나게 되고 결과적으로 평균 유지시간도 길어지게 됨을 알 수 있다.

또한 Macro 셀에서 Micro 셀로 셀이 작아짐에 따라 현재의 육상이동통신 채널은 Rayleigh 페이딩에 비해 Rician 페이딩의 영향이 더 많이 고려되고 있으며 본 연구의 결과에서 알 수 있듯이 stepped serial search 방식은 Rayleigh 페이딩에 비해 Rician 페이딩의 영향에 더 유리함을 알 수 있다. 그러나  $M$ 값이 증가함에 따라 동시에 시간이 길어지는 단점이 있으므로 앞으로는 이와 같은 현상을 극복하기 위한 연구가 지속되어야 할 것으로 사료된다.

### 참 고 문 헌

- [1] Rodger E. Ziemer, Roger L. Peterson, Digital Communications and Spread Spectrum Systems, Macmillan, 1985.
- [2] R.L. Picholtz, D.L. Shilling and L.B. Milstein, "Theory of Spread Spectrum Communica-

- tions-A tutorial," IEEE Trans. comm., Vol. COM-30, pp.855~884, May 1982.
- [3] J.K. Holmes, Coherent Spread Spectrum Systems, 1981.
- [4] Marvin K. Simon, Jim K. Omura, Robert A. Scholtz and Barry K. Levitt, Spread Spectrum Communication, Volume I, Computer Science Press, 1985.
- [5] Marvin K. Simon, Jim K. Omura, Robert A. Scholtz and Barry K. Levitt, Spread Spectrum Communication, Volume II, Computer Science Press, 1985.
- [6] Marvin K. Simon, Jim K. Omura, Robert A. Scholtz and Barry K. Levitt, Spread Spectrum Communication, Volume III, Computer Science Press, 1985.
- [7] R.B. Ward, "Acquisition of Pseudo Noise Signals by Sequential Estimation," IEEE Trans. Comm., Vol. COM-13, pp.475~493, Dec., 1965.
- [8] K. Dokly, X. Wu and M. Lecours, "Synchronization in FH-MFSK Spread Spectrum Systems," 36th IEEE VT-conference, pp.385~389, Jun., 1988.
- [9] G.F. Sage, "Serial Synchronization of Pseudo Noise System," IEEE Trans. Comm., Vol., COM-12, pp.123~128, Dec., 1964.
- [10] R. Agusti, "On the Performance Analysis of Asynchronous FH/SSMA Comm.," IEEE Trans. Comm., Vol. COM-37, pp.488~499, May. 1989.
- [11] S.S. Rapaport, "Computing Approximations for The Generalized Q Function and Its Complement," IEEE Trans. Inf., pp.497~498, Jul. 1971.
- [12] J. Mwozencraft, I.M. Jacobs, Principles of Communication Engineering John Willey & Sons. 1965.
- [13] R.L. Turcotte, M.A. Wickert, "Exact Probability of Error Analysis for FHSS/CDMA Communications in The Presence of Single Term Rician Fading," IEEE Milcom. Conf., Vol. 1/3, pp.134~138, 1989.
- [14] J.K.Holmes, "Acquisition Time Performance of PN Spread-Spectrum Systems," IEEE Trans. Comm. vol. COM-25, pp.778~783, Aug. 1977.