

# 다중경로 페이딩 전송로에서 직접시퀀스 확산대역 시스템의 추적을 위한 TDL의 성능분석

## (Performance Analysis of TDL for Tracking of a Direct-Sequence Spread-Spectrum System in a Multipath Fading Channel)

金珍泳\*, 李在弘\*

(Jin Young Kim and Jae Hong Lee)

### 요 약

본 논문에서는 다중경로 페이딩 전송로에서 직접 시퀀스 확산대역 시스템을 TDL의 성능을 평가한다. 다중 경로 페이딩 전송로는 그 경로 레일레이 페이딩 전송로로 모델링된다. TDL의 부호추적 성능은 추적 지터와 평균동기이탈시간(MTLL)에 의해 분석된다. 변별기 오프셋을 증가시키고 주경로와 두 번째 경로의 전력비를 증가시키기에 따라 추적지터 성능은 저하되고 MTLL 성능은 개선된다. 큰 비트당 SNR에 대한 다중경로의 영향이 보다 크게 나타남을 볼 수 있다. 또한 큰 비트당 SNR에서 보다 작은 비트당 SNR에서 추적지터와 MTLL 성능은 지인간격과 변별기, 오프셋에 대해 덜 민감함을 볼 수 있다.

### Abstract

The performance of tau-dither loop (TDL) is evaluated for a direct-sequence spread-spectrum system in a multipath fading channel. The multipath fading channel is modeled as a two-ray Rayleigh fading channel. The code tracking performance of TDL is analyzed in terms of tracking jitter and mean-time-to-lose-lock (MTLL). The tracking jitter performance is degraded while MTLL performance is improved with increasing discriminator offset and decreasing power ratio of main to second paths. It is shown that for a large bit SNR, the effect of multipath fading becomes more significant. And it is also shown that tracking jitter and MTLL performance is less sensitive to delay spacing and discriminator offset for a small bit SNR than for a large bit SNR.

### I. 서 론

확산대역(spread-spectrum) 통신방식은 정보를

전송하는 데 필요한 최소의 대역폭보다 훨씬 넓은 주파수대역을 사용하는 통신방식이다. 이 방식은 간섭의 영향이 큰 경우 또한 위성과 같이 한정된 단위 주파수당 전력으로 통신을 해야 하는 경우에도 충분한 통신용량을 확보하여 통신이 가능하도록 한다. 확산대역 통신방식에서 각 수신기마다 서로 다른 기준 부호(reference code)를 할당받아 통신을 하므로 원하는 수신기의 기준부호로 송신을 하면 선택적인 어드레싱(addressing)이 가능하다<sup>[1]</sup>. 상호상관(crosscorrelation)이 작은 기준부호를 사용하여

\* 正會員, 서울大學校 電子工學科  
(Department of Electronics Engineering, Seoul National University)

※ 본 연구는 한국통신 장기기초연구과제 연구비 지원에 의한 결과임. (과제번호: '94-18)

接受日字: 1995년7월7일, 수정완료일: 1996年2月14日

여러 명의 사용자가 간섭을 받지 않고 통신을 할 수 있으므로 부호분할다원접속(CDMA : code division multiple access)이 가능하다.

확산대역 통신방식에서 정확한 동기를 찾는 것은 시스템의 성능을 결정하는 중요한 요소이다. 수신기는 송신기에서 대역확산에 사용한 PN (pseudonoise) 부호와 똑같은 PN 부호를 국부적으로 발생시킨다. 국부발생 PN 부호는 수신된 신호 속의 PN 부호와의 동기, 즉 PN 칩동기(chip synchronization)가 되어야 한다. PN 부호의 칩동기는 크게 두 과정으로 이루어진다. 즉 수신기를 처음 동작시키는 순간에 수신된 PN 부호와 국부적으로 발생된 PN 부호와의 위상차를 어느 범위 내 (보통, 한 칩 이내)로 줄이는 포착(acquisition) 과정과 두 PN 부호의 위상차를 더욱 줄이고 통신이 계속되는 동안 그 동기를 유지시켜 주는 추적(tracking) 과정으로 이루어진다<sup>[1,2]</sup>. 포착이 추적에 선행되어야 하며, 추적 도중에 동기를 잃게 되면(loss of lock) 다시 포착과정으로 되돌아가서 다시 처음부터 탐색을 시작한다<sup>[3]</sup>.

가장 먼저 개발되어 널리 사용되고 있는 부호추적 시스템인 DLL (delay-locked loop)은 두 arm 사이에 이득의 불균형(gain imbalance)과 부정합(mismatching)을 일으킬 수 있다<sup>[4,5]</sup>. DLL에서 두 arm 사이의 불균형은 정상상태(steady state)에서 위상오프셋(phase offset)을 야기시킨다. 이를 극복하기 위해 TDL (tau-dither loop)에서는 두 개의 상관기를 시간공유해서 사용한다<sup>[6]</sup>. TDL은 잡음성능이 저하되는 단점이 있으나 신호대잡음비가 높을 때 좋은 부호추적 성능을 보인다. DLL과 TDL은 동기(coherent) 및 비동기(noncoherent) 방식에 모두 사용될 수 있는데, 동기 방식의 경우 제공손실이 없고 이득 불균형이 존재하지 않는다<sup>[7]</sup>. 그러나 실제 시스템 구현에 있어서는 비동기 방식을 더 많이 사용하고 있다. 왜냐하면, 대부분의 응용에서는 확산된 신호의 에너지대잡음비가 너무 낮아 부호 추적 전에 반송파복원이 어렵기 때문이다.

AWGN (additive white gaussian noise) 전송로에서 동작하는 추적 시스템을 분석하기 위하여 선형 및 비선형 접근법이 사용되어 왔다<sup>[8,9]</sup>. AWGN 전송로에서는 신호대잡음비가 충분히 클 때

선형 접근법이 더 적합하다. 그러나 신호대잡음비가 어느 임계값 이하인 경우 비선형 접근법이 요구된다. 특히 약한 직접파성분과 큰 지연확산이 존재하는 다중경로 페이딩 전송로에서는 비선형 분석이 더 적합하다. 보다 정확한 비선형 분석을 위해 갱신과정 접근법(RPA: renewal process approach)이 제안되었다<sup>[8]</sup>. 기존의 연구에서는 주로 선형 접근법을 이용하여 AWGN 전송로에서 비동기 TDL의 성능분석이 이루어져 왔으나 다중경로 페이딩 전송로에서는 연구가 되어 있지 않다. 현재 확산대역 시스템에 사용중인 추적루프들은 AWGN에서 최적화된 것을 다중경로 페이딩 환경에서 그대로 사용하고 있으나 시스템 전체의 최적화를 위해서는 다중경로 페이딩 환경을 고려한 추적루프를 사용해야 한다. 그러므로 다중경로 페이딩 환경에서 추적루프의 분석은 필수적이다.

본 논문에서는 시간적으로 느리게 변하는 다중경로 페이딩 전송로에서 동작하는 비동기 TDL의 성능을 정확한 비선형 접근법의 하나인 RPA를 이용하여 분석하고자 한다. 비동기 TDL의 성능을 평가하는 척도로 추적지터와 동기를 잃어버리는 데 걸리는 평균시간(MTLL: mean-time-to-lose-lock)을 사용한다.

II장에서는 시스템 모델과 페이딩 전송로 모델을 살펴보고, III장에서는 다중경로 페이딩 전송로에서 TDL의 추적성능을 분석한다. IV장에서는 계산 결과를 보이고, V장에서는 결론을 도출한다.

## II. 시스템 모델

### 1. 추적 시스템 모델

TDL의 부호 추적성능을 분석하는 데 있어서 다음과 같은 가정을 한다.

- i) 데이터 시퀀스, 부호 시퀀스, AWGN은 서로 독립이다.
- ii) 떨림 신호(dither signal)는 구형파이다.
- iii) 포착경계(acquisition boundary)는 흡수되는(absorbing) 것으로 한다.
- iv) 전송로가 시간적으로 느리게 변하므로 도플러 편이는 0으로 가정한다.
- v) 개개의 부호추적 과정들은 통계적으로 같은(statistically identical) 것으로 한다.

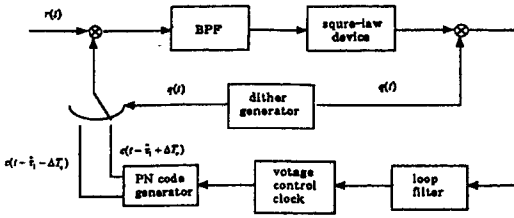


그림 1. 확산대역 신호의 추적을 위한 비동기 TDL  
Fig. 1. Noncoherent TDL for tracking of a spread-spectrum signal.

부호포착 과정 동안에 포착 시스템은 수신된 PN 부호와 국부적으로 발생된 PN 부호의 부호위상오차  $\epsilon(t)$ 가 허용가능한 범위내 ( $\epsilon_{\min}, \epsilon_{\max}$ )에 들어가도록 한다. 이 때 부호위상오차  $\epsilon(t)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\epsilon(t) = \frac{[\tau_1(t) - \hat{\tau}_1(t)]}{T_c} \quad (1)$$

여기서  $\tau_1(t)$ 는 전송지연,  $\hat{\tau}_1(t)$ 은 수신기에서 생성된 추정치,  $T_c$ 는 칩지속시간(chip duration)이다. 부호추적루프에서 변별기 특성곡선(discriminator characteristic curve)은 위상오차의 허용가능한 범위 ( $\epsilon_{\min}, \epsilon_{\max}$ )로서 S-곡선이라 불리며, ( $\epsilon_{\min}, \epsilon_{\max}$ )는 S-곡선이 0이 되지 않는 영역이다. 부호위상오차가 허용가능한 범위 ( $\epsilon_{\min}, \epsilon_{\max}$ ) 내에 있을 때 lock 검출기가 in-lock 상태를 선언하여 부호추적 루프가 동작하기 시작할 확률이 존재한다. 이 확률은 부호위상오차의 함수로 주어지며 확률밀도함수  $\pi(\epsilon(t))$ 로 표현된다.  $\pi(\epsilon(t))$ 는 부호추적 과정에 대한 초기 위상오차의 확률밀도함수를 나타내며, 특정한 포착 시스템에 의존한다. 부호추적 과정 동안 전송로환경이나 시스템잡음 때문에 동기화기가 out-of-lock 상태에 도달할 수 있기 때문에 부호위상오차가 허용가능한 범위 ( $\epsilon_{\min}, \epsilon_{\max}$ )를 벗어날 수도 있다. 부호위상오차가 허용가능한 범위내에 있음에도 불구하고 lock 검출기가 잘못하여 재포착과정을 동작시킬 확률이 존재한다. 직접시퀀스 확산대역 시스템의 부호추적을 위한 비동기 TDL의 구조를 그림 1에 보인다. 수신신호는 먼저 국부적으로 발생된 이른 PN부호  $\alpha(t - \hat{\tau}_1 + \Delta \cdot T_c)$  또는 늦은 PN부호  $\alpha(t - \hat{\tau}_1 - \Delta \cdot T_c)$ 와 상관값이 취해진다. 여기서 변별기오프셋  $\Delta$ 는  $0 < \Delta < 1$ 의 범위에 존재한다. 루프는

오차신호를 저역여파(lowpass filtering)함으로써 단히게 되고 루프여파기의 출력은 전압제어클럭(VCC: voltage control clock)을 구동하는 데 사용된다. 전압제어클럭으로부터 나온 출력은 국부 PN 부호 발생기의 부호위상 오차를 교정하는 데 사용된다.

### 2. 페이딩 전송로 모델

이산 다중경로 페이딩 전송로에 대해 복소 저역 임펄스 응답은 다음의 식으로 주어진다<sup>1101</sup>.

$$h(\tau, t) = \sum_n [ \{ A_n(t) + a_{nR}(t) \} + j a_{nI}(t) ] \delta(\tau - \tau_n(t)) \quad (2)$$

여기서  $A_n(t)$ 는 직접 경로로부터의 직접파 성분,  $a_{nR}(t)$ 와  $a_{nI}(t)$ 는 확산성분,  $\tau_n(t)$ 는 시간지연을 나타낸다.  $a_{nR}(t)$ 와  $a_{nI}(t)$ 는 평균이 0이고, *i.i.d.*인 가우시안 불규칙 변수이므로,  $g_n(t) = \sqrt{[ A_n(t) + a_{nR}(t) ]^2 + a_{nI}^2(t)}$ 는 다음과 같은 라이시안(Rician) 확률분포를 따른다.

$$p(g_n) = \frac{g_n}{\sigma_n^2} \exp[ -\frac{g_n^2 + A_n^2}{2\sigma_n^2} ] I_0(\frac{g_n A_n}{\sigma_n^2}), \quad g_n \geq 0, \quad (3)$$

여기서  $\sigma_n^2 = E[ a_{nR}^2 ] = E[ a_{nI}^2 ]$ ,  $I_0(\cdot)$ 는 0차의 제 1종 변형 베셀함수(zeroth-order modified Bessel function of the first kind),  $E(\cdot)$ 는 기대값을 나타낸다. 만일  $A_n=0$ 이면 식 (3)은 다음의 식으로 주어지는 레일리 분포가 된다.

$$p(g_n) = \frac{g_n}{\sigma_n^2} \exp[ -\frac{g_n^2}{2\sigma_n^2} ], \quad g_n > 0, \quad (4)$$

2경로 모델(two-ray model)은  $\tau_d \neq 0$ 일 때 적용할 수 있으며 임펄스 응답은 다음과 같이 주어진다.

$$h(\tau) = \sqrt{2P} [ g_1 e^{j\theta_1} \delta(\tau - \tau_1) + g_2 e^{j\theta_2} \delta(\tau - \tau_1 - \tau_d) ], \quad (5)$$

여기서  $\theta_1$ 과  $\theta_2$ 는 상수값을 갖는 위상 천이이다.

### III. 다중경로 페이딩 전송로에서 TDL의 추적성능

DS/BPSK 시스템 확산대역 시스템에서 송신신호는 다음과 같이 주어진다.

$$x(t) = \sqrt{2P} m(t) c(t) \cos(\omega_0 t), \quad (6)$$

여기서  $m(t)$ 는 이진 데이터 시퀀스,  $c(t)$ 는 PN 부호,  $P$ 는 반송파 전력,  $\omega_0$ 는 반송파 주파수이다. 2 경로 모델에서 수신신호는 다음과 같이 주어진다.

$$r(t) = \sqrt{2P} [ g_1 m(t-\tau_1) c(t-\tau_1) \cos(\omega_0 t + \theta_1) + g_2 m(t-\tau_1-\tau_d) c(t-\tau_1-\tau_d) \cos(\omega_0 t + \theta_2) ] + n(t) \quad (7)$$

여기서  $\tau_d = \tau_2 - \tau_1$ 는 첫번째 경로와 두번째 경로의 지연차,  $n(t)$ 는 양측 전력스펙트럼 밀도가  $N_0/2$ 인 AWGN이다. 첫번째 경로가 주경로이므로  $\tau_1$ 은 부호추적 루프에 의해 추적되어야 할 시간지연이다. PN 시퀀스의 길이  $N$ 이 클 때, 시스템에 사용된 PN 시퀀스의 자기상관함수  $R_c(\xi)$ 는 구간  $[-N/2, N/2]$ 에서 다음과 같은 이상적인 자기상관함수를 갖는 것으로 가정한다.

$$R_c(\xi) = \begin{cases} 1-|\xi|, & \text{if } |\xi| \leq 1, \\ 0, & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (8)$$

TDL에서는 변별기가 전환신호  $q(t)$ 에 의해서 이른상관기(early correlator)와 늦은상관기(late correlator) 사이를 전환하는 하나의 전송로를 가진다. 수신신호는 대역여파기와 포락선검파기를 통과한 후 다음의 관계를 만족하는 게이팅(gating) 함수와 곱해진다.

$$q_1(t) - q_2(t) = q(t), \quad (9a)$$

$$q_1(t) + q_2(t) = 1, \quad (9b)$$

여기서  $q_1(t)$ 과  $q_2(t)$ 는 각각 이른상관과 늦은상관의 펄스신호이다. 그러면 오류신호는 다음과 같이 구해진다.

$$e(t) = \frac{1}{2} PaC(\epsilon) + n_T(\epsilon, t). \quad (10)$$

여기서  $\hat{m}(t)$ 를 대역여파기를 통과한 후의 데이터 시퀀스라 할 때  $\alpha = E[ \hat{m}^2(t-\tau_1) ]$  이고,  $n_T(\epsilon, t)$ 은 전체 잡음 성분,  $C(\epsilon)$ 은 전체 변별기 특성을 나타낸다. 전체 변별기 특성은 원하는 변별기 특성  $C_s(\epsilon)$ 과 두번째 경로의 영향에 의한 간섭성분  $C_i(\epsilon)$ 의 합으로 주어진다.

$$C(\epsilon) = C_s(\epsilon) + C_i(\epsilon), \quad (11)$$

여기서,

$$C_i(\epsilon) = g_2^2 v_1(\epsilon, 0), \quad (12)$$

$$C_i(\epsilon) = g_2^2 v_1(\epsilon, \tau_d/T_c) + 2g_1 g_2 \frac{K(\tau_d)}{K(0)} v_2(\epsilon, \tau_d/T_c) \cos(\theta_1 - \theta_2) \quad (13)$$

식 (13)과 (14)에서  $v_1(\epsilon, \xi)$ 과  $v_2(\epsilon, \xi)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$v_1(\epsilon, \xi) = R_c^2(\epsilon - \Delta + \xi) - R_c^2(\epsilon + \Delta + \xi), \quad (14)$$

$$v_2(\epsilon, \xi) = [ R_c(\epsilon - \Delta) R_c(\epsilon - \Delta + \xi) ] - [ R_c(\epsilon + \Delta) R_c(\epsilon + \Delta + \xi) ] \quad (15)$$

$$K(\xi) = \int_{-\infty}^{\infty} S_m(f) |H(f)|^2 e^{j2\pi f \xi} df, \quad (16)$$

이다.

1차(first order) 추적루프에 대해<sup>[11]</sup>

$$\frac{d\tau_1(t)}{dt} = 0, \quad (17)$$

이므로 추적루프의 동적 특성을 기술하는 다음의 통계적 미분방정식을 얻는다.

$$\frac{d\epsilon(t)}{dt} = -G_v \left[ \frac{1}{2} PaC(\epsilon) + n_T(\epsilon, t) \right], \quad (18)$$

여기서  $G_v$ 는 전압제어클럭 이득(VCC gain)이다.

RPA는 H. Meyr에 의해 제안된 것으로 주기확장접근법(PEA: periodic extension approach)보다 추적루프의 동작을 기술하는 데 더 적합한 것으로 알려져 있다<sup>[8]</sup>. RPA에서는 초기 시작시간  $t = 0$ 에서 안정된 동기점(lock point)  $\epsilon = 0$ 에서 추적을 시작하는 것으로 가정한다. 시간  $t = t_i$ 에서 추적루프의 궤적(trajjectory)은 경계  $\epsilon_{min}$  또는  $\epsilon_{max}$ 에 도달한다. 일반적으로 궤적 평균수명(trajjectory mean lifetime)은 재포착시간(reacquisition time)보다 훨씬 크므로 새로운 궤적은 바로 이전 과정(process)에서 경계  $\epsilon_{min}$  또는  $\epsilon_{max}$ 의 흡수 후 즉시  $\epsilon = 0$ 에서 추적을 시작한다. RPA에서는  $\epsilon(t)$ 가 마르코프(Markov) 과정으로 모델링되어 개개 과정의 수명  $t_i$ 는 통계적으로 독립인 불규칙 변수가 된다. 그러므로 매 시작시간들  $\sum_i t_i$ 은 갱신과정(renewal process)을 형성한다. 즉, RPA에서 루프의 특성은 하나의 과정(process)이 흡수(absorption)된 후 새로운 과정(process)이 바로 생성되는 것으로 모델링된다. 그러므로 TDL에서 out-of-lock이 되어 재포착되는 과정은 RPA로 잘 모델링된다. RPA에서 갱신과정의 Fokker-Planck 방정식을 풀면 TDL의 추적지터와 MTLL을 구할

수 있다. 추적루프의 분석에 있어서 lock 상태를 잃어버리는 데 걸리는 평균시간은 재포착하는데 걸리는 시간보다 일반적으로 훨씬 크므로 RPA는 TDL의 루프특성 분석에 적합한 방법이 된다. RPA는 주기적 비선형성(periodic nonlinearity)을 갖는 시스템 뿐만 아니라 비주기적 비선형성(nonperiodic nonlinearity)을 갖는 시스템에도 적용 가능하다<sup>18)</sup>.

$p(\epsilon, \mathbf{g})$ 를 전송로 임펄스 응답  $\mathbf{g}$ 에 대한 추적오류의 정상상태 확률밀도함수라 하면, RPA에서  $p(\epsilon|\mathbf{g})$ 는  $p(\epsilon_{\min}|\mathbf{g})=p(\epsilon_{\max}|\mathbf{g})=0$ 의 경계조건을 갖는 다음의 Fokker-Planck 방정식을 만족한다<sup>17)</sup>.

$$\frac{\partial}{\partial \epsilon} \left[ \frac{z_1(\epsilon)p(\epsilon|\mathbf{g})}{1-P_L(\epsilon)} \right] - \frac{1}{2} \frac{\partial^2}{\partial \epsilon^2} \left[ \frac{z_2(\epsilon)p(\epsilon|\mathbf{g})}{1-P_L(\epsilon)} \right] = \frac{\pi(\epsilon)}{\tau_{L\mathbf{g}}} \quad (19)$$

여기서,  $P_L(\epsilon)$ 은 lock 검출기가 잘못 판단하여 재포착을 시도할 확률,  $\tau_{L\mathbf{g}}$ 는 조건부 MTLL,

$$z_1(\epsilon) = -G_v PK(0) [C_s(\epsilon) + C_i(\epsilon)] + \frac{1}{4} \frac{dz_2(\epsilon)}{d\epsilon} \quad (20)$$

$$z_2(\epsilon) = G_v^2 \int_{-\infty}^{\infty} R_{n_r}(\epsilon, \xi) d\xi \quad (21)$$

이다.

루프의 in-lock 영역을  $(\epsilon_{\min}, \epsilon_{\max})$ 라 할 때 주어진 전송로응답에 대한 부호위상오류의 정상상태 확률밀도함수(stationary p.d.f.)는 다음과 같이 주어진다<sup>17)</sup>.

$$p(\epsilon|\mathbf{g}) = \frac{\lambda(\epsilon|\mathbf{g})}{\int_{\epsilon_{\min}}^{\epsilon_{\max}} \lambda(x|\mathbf{g}) dx} \quad (22)$$

여기서,

$$\lambda(\epsilon|\mathbf{g}) = \frac{2(1-P_L(\epsilon))\exp(-\alpha(\epsilon))}{z_2(\epsilon)} \cdot \int_{\epsilon_{\min}}^{\epsilon} [u - \Pi(x)] \exp(\alpha(x)) dx \quad (23)$$

로 주어진다. 이 때, (23)에서  $\alpha(\epsilon)$ ,  $u$ ,  $\Pi(x)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\alpha(\epsilon) = -2 \int_{\epsilon_{\min}}^{\epsilon_{\max}} \frac{z_1(x)}{z_2(x)} dx \quad (24)$$

$$u = \frac{\int_{\epsilon_{\min}}^{\epsilon_{\max}} \Pi(x) \exp(\alpha(x)) dx}{\int_{\epsilon_{\min}}^{\epsilon_{\max}} \exp(\alpha(x)) dx} \quad (25)$$

$$\Pi(x) = \int_{\epsilon_{\min}}^{\epsilon} \pi(x) dx \quad (26)$$

그러면 조건부 추적지터는 다음과 같이 주어진다.

$$\sigma_{d\mathbf{g}} = \sqrt{\int_{\epsilon_{\min}}^{\epsilon_{\max}} \epsilon^2 p(\epsilon|\mathbf{g}) d\epsilon} \quad (27)$$

조건부 추적지터를 전송로 임펄스 응답에 대해 평균하면 다음과 같은 추적지터를 얻을 수 있다.

$$\sigma_{\epsilon} = \int_{\mathbf{g}} \sigma_{d\mathbf{g}} p(\mathbf{g}) d\mathbf{g} \quad (28)$$

여기서,  $p(\mathbf{g})$ 는 전송로 임펄스응답의 결합 확률밀도함수이고,  $\mathbf{g}$ 는 레일레이 분포를 갖는다.

또한 조건부 MTLL은 다음과 같이 주어진다.

$$\bar{\tau}_{L\mathbf{g}} = \int_{\epsilon_{\min}}^{\epsilon_{\max}} \lambda(\epsilon|\mathbf{g}) d\epsilon \quad (29)$$

조건부 MTLL을 전송로 임펄스 응답에 대해 평균하면 다음과 같은 MTLL을 얻을 수 있다.

$$\bar{\tau}_L = \int_{\mathbf{g}} \bar{\tau}_{L\mathbf{g}} p(\mathbf{g}) d\mathbf{g} \quad (30)$$

#### IV. 계산 결과

계산 결과를 보이기 위하여 변별기 오프셋  $\Delta=0.5$ , 이진 NRZ인 칩과 데이터 시퀀스를 고려한다. 계산의 편의상,  $\pi(\epsilon)=\delta(\epsilon)$ 이라 놓고  $P_L(\epsilon)$ 의 값을 다음과 같이 가정한다.

$$P_L(\epsilon) = \begin{cases} \epsilon^2, & \epsilon \leq 1, \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (31)$$

그림 2는 다중경로 페이딩 환경하에서  $\tau_d=0.5T_c$ ,  $g_1^2=0.5$ ,  $g_2^2=0.5$ ,  $\theta_1=\theta_2$ 일 때 TDL의 전체 변별기 특성을 나타낸 것이다. AWGN 전송로에서는 변별기 특성 곡선이  $\epsilon=0$ 에서 영점교차(zero crossing)한다. 그러나 다중경로 환경에서는 다중경로 페이딩의 영향으로 인해 영교차점이 반드시  $\epsilon=0$ 에서 교차하지는 않는다. 그림 2에서는  $\epsilon=-0.25$  근처에서 영교차점이 존재함을 보여준다. 다중경로 환경하에서는  $\epsilon=0$ 을 중심으로 변별기의 간섭성분이 비대칭이므로 AWGN에서와 다른 변별기 특성을 보여준다. 그러므로 다중경로 환경하에서는  $\epsilon=0$  근처에 선형영역이 존재하지 않으므로 추적루프의 분석에 있어서 비선형 분석이 더욱 적합함을 알 수 있다.

그림 3은 지연간격을 변화시키면서 주경로와 두번째 경로 사이의 전력비 R과 비트 SNR을 파라미터

로 하여 추적지터를 나타낸 것이다. 비트 SNR은  $T_b$ 를 비트 지속시간(bit duration)이라 할 때  $SNR_{bit} = PT_b/N_0$ 로 주어지며, 식 (20)과 (24)를 통해 추적지터와 MTLL의 계산에 반영된다. 각각의 비트 SNR과 R에 대해 최대의 추적지터를 달성하는 지연 간격은 약 0.8이다. 추적지터는 비트 SNR이 증가함에 따라 감소하고 R이 감소함에 따라 증가한다. 또한 다중경로 페이딩의 영향은 비트 SNR이 클수록 더 현저하게 나타남을 볼 수 있다.

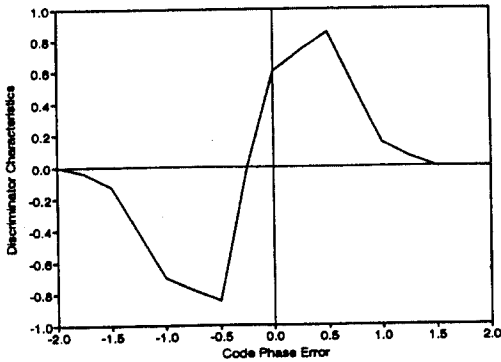


그림 2. 다중경로 페이딩 전송로에서 TDL의 변별기 특성  
Fig. 2. Discriminator characteristic of TDL in a multipath fading channel.

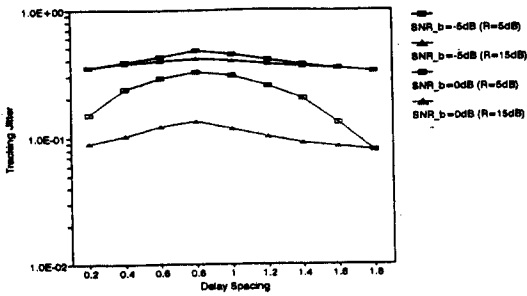


그림 3. 다중경로 페이딩 전송로에서 지연간격에 따른 TDL의 추적지터  
Fig. 3. Tracking jitter of TDL vs. delay spacing in a multipath fading channel.

그림 4는 지연간격을 변화시키면서 R과 비트 SNR을 파라미터로 하여  $\Delta = 0.5$ 일 때의 루프대역폭으로 정규화한 MTLL을 나타낸 것이다. MTLL은 큰 비트 SNR 값과 작은 R 값에 대해 증가하고 지

연간격을 증가시킴에 따라 감소한다. 다중경로에 의한 영향은 큰 비트 SNR 값에 대해 작은 비트 SNR 값에서보다 현저하게 나타난다. 그림 3과 4로부터 R을 증가시킴에 따라 추적지터 성능은 개선되고 MTLL 성능은 저하된다. 즉 추적지터와 MTLL은 R에 대해 trade-off 관계에 있다.

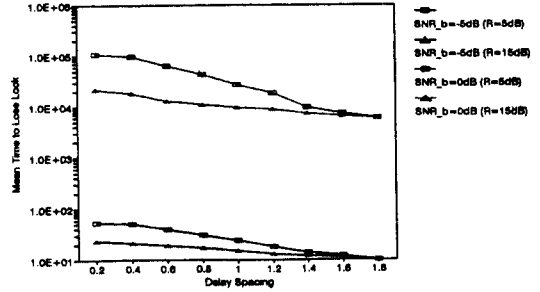


그림 4. 다중경로 페이딩 전송로에서 지연간격에 따른 TDL의 MTLL  
Fig. 4. MTLL of TDL vs. delay spacing in a multipath fading channel.

그림 5는 변별기 오프셋을 변화시키면서 R과 비트 SNR을 파라미터로 하여 추적지터를 나타낸 것이다. 작은 비트 SNR 값에 대해 추적지터 성능은 변별기 오프셋에 대해 민감하게 변화하지 않는다. 그러나 큰 비트 SNR 값에 대해서는 변별기 오프셋을 증가시킴에 따라 추적지터가 증가한다. 추적지터는 또한 주경로의 전력이 증가함에 따라 감소함을 볼 수 있다. 추적지터 성능은 변별기 오프셋을 감소시킴에 따라 개선된다.

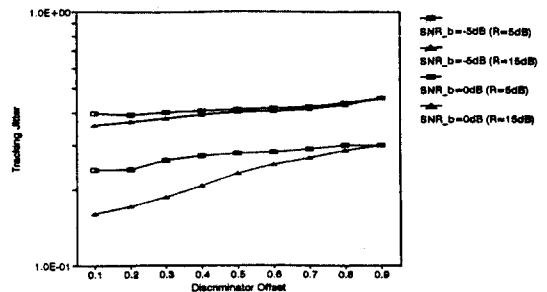


그림 5. 다중경로 페이딩 전송로에서 변별기 오프셋에 따른 TDL의 추적지터  
Fig. 5. Tracking jitter of TDL vs. discriminator offset in a multipath fading channel.

그림 6은 변별기 오프셋을 변화시키면서 R과 비트 SNR을 파라미터로 하여  $\Delta=0.5$ 일 때의 루프대역폭으로 정규화한 MTLL를 나타낸 것이다. 작은 비트 SNR에 대해 MTLL 성능은 변별기 오프셋에 대해 민감하지 않다. 큰 비트 SNR에 대해서는 MTLL이 변별기 오프셋을 증가시키에 따라 증가한다. MTLL 성능은 변별기 오프셋을 증가시키에 따라 개선된다. 그림 5와 6으로부터 변별기 오프셋을 증가시키고 R을 감소시키에 따라 추적지터 성능은 저하되고 MTLL 성능은 개선된다.

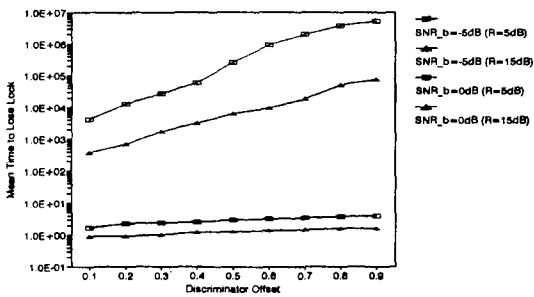


그림 6. 다중경로 페이딩 전송로에서 변별기 오프셋에 따른 TDL의 MTLL

Fig. 6. MTLL of TDL vs. discriminator offset in a multipath fading channel.

## V. 결 론

본 논문에서는 느리게 변하는 다중경로 페이딩 전송로에서 직접시퀀스 확산대역 시스템의 추적을 위한 TDL의 추적성능을 분석하였다. 다중경로 페이딩 전송로의 모델을 육상 이동통신 환경에서 잘 적용되는 2경로 모델을 사용하였다. 추적성능을 평가하는 척도로 추적지터와 동기를 잃는 데 걸리는 평균시간(MTLL)을 사용하였다. 성능분석의 결과, 지연간격을 변화시킬 때 주경로와 두번째 경로의 전력비가 증가함에 따라 추적지터 성능은 개선되고 MTLL 성능은 저하된다. 또한 변별기 오프셋을 증가시키면서 주경로와 두번째 경로의 전력비를 감소시키에 따라 추적지터 성능은 저하되고 MTLL 성능은 개선된다. 그러므로 추적시스템의 설계에 있어서 변별기 오프셋과 주경로와 두번째 경로의 전력비 사이에는 trade-off 관계가 존재한다.

또한 비트 SNR이 클 때 다중경로 페이딩이 현저하게 나타남을 볼 수 있었다. 비트 SNR이 작을 때는 비트 SNR이 클 때보다 추적지터와 MTLL의 성능이 지연간격과 변별기 오프셋의 변화에 대해 덜 민감하다. 본 논문에서는 1차 추적루프 모델에 대해 추적성능을 분석하였는데 유사한 분석과정에 의해서 고차 루프모델로의 확장이 가능하다. 다중경로 전송로의 영향을 2경로 모델로 설정하였는데 다중경로 전송로를 4경로(four-ray) 혹은 6경로(six-ray)로 모델링하여 루프분석이 가능하다. 그러나 4경로와 6경로 모델의 경우 루프분석이 매우 복잡해지며 2경로에서 얻은 것과 근사적인 결과를 얻을 것으로 기대된다. 본 논문에서의 루프분석은 CDMA 시스템의 추적루프 설계에 적용할 수 있다.

## 참 고 문 헌

- [1] R. E. Ziemer, and R. L. Peterson, *Digital Communications and Spread Spectrum Systems*, Macmillan, 1985.
- [2] R. C. Dixon, *Spread Spectrum Systems with Commercial Applications*, 3rd ed., John Wiley & Sons, Inc., 1994.
- [3] M. K. Simon, J. K. Omura, R. K. Scholtz, and B. K. Levitt, *Spread Spectrum Communications, Vol. III*, Computer Science Press, 1985.
- [4] H. Meyr, "Delay-lock tracking of stochastic signal," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-24, Mar. 1976.
- [5] M. K. Simon, "Noncoherent pseudo-noise code tracking performance of spread spectrum receivers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-25, pp. 327-345, Mar. 1977.
- [6] A. Polydoros and C. L. Weber, "Analysis and optimization of correlative code-tracking loops in spread spectrum systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-33, pp. 30-43, Jan. 1985.
- [7] W. C. Lindsey, *Synchronization Systems in Communication and Control*,

- Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1972.
- [8] H. Meyr, "Nonlinear analysis of correlative tracking systems using renewal process theory," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-23, pp. 192-203, Feb. 1975.
- [9] W. C. Lindsey and H. Meyr, "Complete statistical description of the phase error processes generated by correlative tracking systems," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-23, pp. 194-202, Mar. 1977.
- [10] C. S. Gardner and J. A. Orr, "Fading effects on the performance of a spread spectrum multiple access communication system," *IEEE Trans. Commun.* vol. COM-27, no. 1, pp. Jan. 1979.
- [11] A. L. Welti and B. Bobrovsky, "Mean time to lose lock for a coherent second-order PN-code tracking loop - The singular perturbation approach," *Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 8, pp. 809-817, June 1990.

저 자 소 개



金 珍 泳(正會員)

1991년 서울대학교 공학사 (전자공학). 1991년 ~ 1993년 서울대학교 대학원 공학석사 (전자공학). 1993년 ~ 1995년 서울대학교 대학원 박사과정 수료 (전자공학). 1993년 ~ 1995년 현재 서울대학교 대학원 박사과정 수료(전자공학). 관심분야는 확산대역 통신, 패킷무선통신, 검출이론, 위성통신 등임



李 在 弘(正會員)

서울대학교 전자공학과 공학사. 1978년 서울대학교 대학원 전자공학과 공학석사. 1986년 미시간대학 전기공학및컴퓨터공학과 공학박사. 1978년~1981년 해군사관학교 교수부 교관. 1987년~현재 서울대학교 공과대학 전자공학과, 현재 부교수. 1991년~1992년 AT&T Bell연구소, 연구원. 1992년~현재 서울대학교부설 뉴미디어통신연구소 운영부장 역임. 현재 제1연구부장(이동통신, 위성통신 및 방송분야). 관심연구분야는 채널부호화, 변복조, 확산대역 및 그 응용, IVHS 등임