

실내 무선 DS-CDMA 방식에서 다중경로 페이딩 영향을 고려한 DLL 설계와 성능평가

DLL Design and Performance Evaluation in Indoor Wireless DS-CDMA System under the Multipath Fading Effects

임 성 준*, 유 호 진**, 유 흥 균**
(Sung-Jun Im*, Ho-jin Ryu**, Heung-Gyoon Ryu**)

※이 연구는 1995년도 한국과학재단 연구비 지원에 의한 결과임.(과제번호: 951-0913-090-2)

요 약

이 논문에서는 다중경로 환경하에서 DLL (Delay lock loop)의 동작을 분석하였다. 전체 동작상태는 정상상태 시간오차 확률밀도함수와 MTLL (mean-time-to-lose-lock) 을 이용하여 분석하였다. 그리고 다중경로에서 페이딩 환경에서 지연성분의 존재로 진상-지상 판별함수 $S(\epsilon)$ 가 0이 되는 추적 오차점 ϵ_0 가 0이 아님을 보이고, 지연성분의 전력 g_2 , 지연시간 τ_d 의 증가로 인하여 ϵ_0 의 절대값이 증가하며, MTLL의 값이 작아짐을 보였다. 여기에서는 위의 변수들을 이용하여 다중경로 페이딩 환경에서의 시간오차 확률밀도함수와 MTLL을 선형적으로 구하였으며, 다중경로의 영향이 클 경우에는 MTLL은 상당히 낮아짐을 보이고, 이때 진상-지상 오프셋 Δ 의 증가시킴으로써 MTLL의 값을 증가시킬 수 있다는 것을 관찰하였다. 우리는 먼저 $S(\epsilon)$ 가 0이 되는 추적오차점 ϵ_0 를 구하고, 이를 이용하여 진상-지상 판별함수 $S(\epsilon)$ 를 선형 근사화시켰으며, 진상-지상 오프셋 Δ 의 증가에 따른 시간오차 확률밀도함수와 MTLL을 구하고 DDLL의 동작상태를 연구하여, 다중경로의 지연성분에 대한 전력 및 지연시간에 따라 MTLL이 상당히 낮게 되며, 이러한 경우 진상-지상 오프셋 Δ 을 증가시켜줌으로써 MTLL을 충분히 증가시키고 DLL의 성능을 개선할 수 있다는 결과를 얻었다.

ABSTRACT

This paper analyzes DLL(Delay lock loop) under the multipath fading effects. The evaluated performance measures include the steady-state timing error probability density function (PDF) and the mean-time-to-lose-lock (MTLL) under multipath fading effects. The discriminator characteristic $S(\epsilon)$ is shown to be zero at the point of timing error ϵ_0 that is not zero, and the MTLL decreases as the delayed signal power g_2 and delayed time τ_d increase. We approximate the steady-state timing error PDF linearly with these variables and evaluate the steady-state timing error PDF and MTLL. The severe multipath fading effects result lower MTLL, in this case we make MTLL larger by increasing the early-late discriminator offset Δ . First we calculate the timing error point ϵ_0 , and present the performance of DLL under multipath fading. The timing error PDF, MTLL and the performance of DLL with Δ are also investigated. And we conclude that the larger Δ makes a higher MTLL and a better performance of DLL under multipath fading effects.

I. 서 론

DLL은 확산 스펙트럼 시스템에서, PN코드를 추적하는데 쓰이는 잘 알려진 방식이며, 포착(acquisition)과 추적(tracking)의 반복을 통하여 lock된 상태에서 동작한다.

그리고 지난 20년간 많은 저자가 DLL 동작상태를 연구하였다. [1]-[7]. [1]에서 Holmes는 1차 추적루프에 대하여, MTLL (mean-time-to-lose-lock) 의 해를 제안하였다. 다중경로 환경에서의 1차 비동기 DLL은 Sheen 과 St ber에 의하여 제안되었다[2]. 도플러 존재시 1, 2차 DLL의 선형 해석은 Yen등에 의하여 연구되었다[10]. 그러나 다중경로 환경에서의 DLL의 동작을 고려할 경우에는, 다중경로에 의한 지연성분의 전력이 단지 잡음처럼 선형적으로 추적에 방해된다고 볼 수 없게 되므로 단순하게 선형화시키

*한국전자통신연구소 전파응용 연구실

**충북대학교 전자공학과

접수일자: 1997년 2월 25일

는 것이 어렵다. 따라서 Sheen과 Stuber은 DLL의 동작을 비선형적으로 해석하였다. 실내무선 시스템과 같은 다중경로의 영향이 큰 경우 진상-지상 판별함수 $S(\epsilon)$ 는 0이 아닌 추적 오차점 ϵ_0 를 통과하게 된다. 이때 다중경로의 지연성분은 오차 확률밀도함수의 중심점을 ϵ_0 로 이동시키게 되고, 전체 크기를 감소시키며, 분산을 증가시키게 된다. 이러한 DLL의 동작이 선형적으로 근사화 할 때의 어려움이 된다. 추적에서 포착으로 되돌아가는 평균시간인 MTLL은 보통 경계 흡수 장벽 ϵ_3 에 도달하는 평균시간으로 정의되는데, 위와같은 환경에서 MTLL은 상당히 감소하게 되고, 이로 인하여 DLL의 성능이 저하되므로 추적시간을 좀더 증가시킬 필요가 있다. 우리는 디지털 시스템이 아날로그 시스템에 비하여 더 작고, 경제적이며 안정하기 때문에, 다중경로가 존재할 경우 1차 루프를 이용하여 정상상태의 DDLL (Digital delay lock loop)의 동작상태를 분석하였다. 먼저 다중경로의 전력 g_2 , 정규화된 지연시간 τ_d/T_c , 그리고 진상-지상 오프셋 Δ 값을 이용하여 $S(\epsilon)$ 가 0일때의 추적 오차점 ϵ_0 를 구하였으며, 이 부근에서의 $S(\epsilon)$ 값을 선형 근사화시키고, 다중경로의 지연성분이 DLL의 추적동작에 미치는 영향을 분석하였다. 다중경로의 영향이 큰 경우 추적 오차점 ϵ_0 는 0에서 점점 멀어지게 되고, MTLL은 상당히 낮아지게 된다. 여기서는 선형화된 $S(\epsilon)$ 를 이용하여 수식적으로 진상-지상 오프셋 Δ 값을 증가시켰을때의 시간오차 확률밀도함수를 구하고, MTLL의 값이 크게 증가한다는 것을 보였다. 즉 실내무선 환경에서처럼 다중경로의 영향이 커지는 경우, Δ 값을 증가시킴으로써 MTLL의 크기를 증가시키고, DLL의 성능을 개선시킬 수 있다는 것을 선형 근사법에 의하여 나타내었다. 다음 DLL의 동작해석은 DDLL (Digital DLL)에 대한 것이다.

II. DLL의 구성도와 동작해석

DLL의 구성도가 그림 1에 있다. 지연신호를 한가지만 고려하였을 때 수신신호는 다음과 같다.

$$r(t) = \sqrt{2P} \{ g_1 m(t - \tau_1) c(t - \tau_1) \cos(\omega_0 t + \theta_1(t)) + g_2 m(t - \tau_1 - \tau_d) c(t - \tau_1 - \tau_d) \cos(\omega_0 t + \theta_2(t)) \} + n(t) \quad (1)$$

위에서 첫 번째 항은 직접신호, 두 번째 항은 다중경로에 의한 지연신호이다. 그리고 잡음 $n(t)$ 는 quadrature 형태에 나타내면 다음과 같다.

$$n(t) = \sqrt{2} \{ n_c(t) \cos(\omega_0 t + \theta_1) - n_s(t) \sin(\omega_0 t + \theta_1) \} \quad (2)$$

여기서 $n_c(t)$ 와 $n_s(t)$ 는 zero-mean 이며 같은 분산을 지니고, 상호 독립적인 Gaussian random process 이며 $n(t)$ 와 같은 전력 스펙트럼 밀도를 지닌다.

여기서 P는 수신신호의 평균전력이며 $m(t - \tau_1)$ 는 전송 지연 τ_1 을 갖는 데이터 열, $c(t - \tau_1)$ 는 전송지연 τ_1 을 갖는 PN코드열, ω_0 는 반송파 주파수, $\theta(t)$ 는 도플러 효과에 의한 위상 변이, 그리고 $n(t)$ 는 양측전력 N_0 를 갖는 AWGN으로 모델화되는 수신잡음이며 τ_d 는 직접신호와 지연신호와의 시간차이다.

그림 1에서 보정신호 $\eta(t)$ 는 A/D 변환기를 통과한다. 여기서 표본화 주기는 일정하며 양자화 오차는 무시할만하다고 가정한다. 그러면 구간 $t_k < t < t_{k+1} - t_k$ 는 A/D 변환기의 k번째 표본화 시간에서 디지털 보정신호는 다음과 같이 표현된다.

$$\eta_{\pm}(t) = \sqrt{2P} \{ g_1 m(t - \tau_1) R_c(\epsilon \pm \Delta) \times \cos(\omega_0 t + \theta_1) \} + \sqrt{2P} \left\{ g_2 m(t - \tau_1 - \tau_d) R_c(\epsilon \pm \Delta + \frac{\tau_d}{T_c}) \right\} \times \cos(\omega_0 t + \theta_2) + \sqrt{2} \{ \omega_c^+(t) \cos(\omega_0 t + \theta_1) - \omega_c^-(t) \sin(\omega_0 t + \theta_1) \} \quad (3)$$

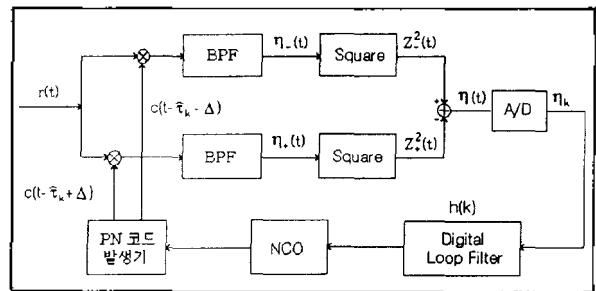


그림 1. DLL의 구성도
Fig. 1. Block diagram of delay lock loop

여기에서

$$R_c(\xi) = \begin{cases} 1 - |\xi| & |\xi| \leq 1 \\ 0 & \text{기타} \end{cases} \quad (4)$$

$$\omega_c^+(t) = n_c(t) c(t - \hat{\tau}_1 \pm \Delta T_c) * h_1(t) \quad (5)$$

$$\omega_c^-(t) = n_s(t) c(t - \hat{\tau}_1 \pm \Delta T_c) * h_1(t) \quad (6)$$

이며, R_b 을 데이터 $m(t)$ 의 대역폭이라고 할 때, $h_1(t)$ 는 대역폭 $2R_b$ 를 갖는 이상적인 LPF의 충격파 응답이라고 하자.

$$\eta_k = PM(0)S(\epsilon_k) + N_{\tau k} \quad (7)$$

$$S(\epsilon) = S_D(\epsilon) + S_B(\epsilon) \quad (8)$$

$$S_D(\epsilon) = g_1^2 h_1(\epsilon, 0) \quad (9)$$

$$S_I(\epsilon) = g_2^2 h_1(\epsilon, \frac{\tau_d}{T_c}) + 2g_1 g_2 \frac{M(\tau_d)}{M(0)} \times h_2(\epsilon, \frac{\tau_d}{T_c}) \cos(\theta_1 - \theta_2) \quad (10)$$

$$M(\tau_d) = \langle [m(t) m(t + \tau_d)] \rangle \quad (11)$$

$$h_1(\epsilon, \xi) = R_c^2(\epsilon - \Delta + \xi) - R_c^2(\epsilon + \Delta + \xi) \quad (12)$$

$$h_2(\epsilon, \xi) = R_c(\epsilon - \Delta) R_c(\epsilon - \Delta + \xi) - R_c(\epsilon + \Delta) R_c(\epsilon + \Delta + \xi) \quad (13)$$

$$n_T(\epsilon, t) = n_1(t) + n_2(\epsilon, t) + n_3(\epsilon, t) \quad (14)$$

$$n_1(t) = \omega_c^-(t)^2 + \omega_s^-(t)^2 - \omega_c^+(t)^2 - \omega_s^+(t)^2 \quad (15)$$

$$n_2(\epsilon, t) = 2\sqrt{P}g_s m(t - \tau_s) \times [R_c(\epsilon - \Delta)\omega_c^-(t) - R_c(\epsilon + \Delta)\omega_c^+(t)] \quad (16)$$

$$n_3(\epsilon, t) = 2\sqrt{P}g_s m(t - \tau_s - \tau_d) \times \quad (17)$$

$$\left\{ R_c\left(\epsilon - \Delta + \frac{\tau_d}{T_c}\right)\hat{\omega}_c^-(t) - R_c\left(\epsilon + \Delta + \frac{\tau_d}{T_c}\right)\hat{\omega}_c^+(t) \right\} \hat{\omega}_c^\pm(t) = \hat{\omega}_c^\pm(t) \cos(\theta_1 - \theta_2) - \omega_s^\pm(t) \sin(\theta_1 - \theta_2) \quad (18)$$

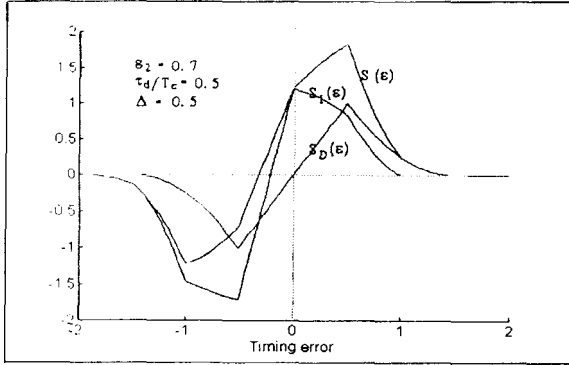


그림 2 다중경로의 지연성분에 의한 진상-지상 판별함수 S(ε)
Fig. 2 The early-late discriminator characteristic under the multipath fading effects

이며, N_{T_k} 는 $n_T(t)$ 의 표본화된 잡음이다. 이때 그림 2에서 보듯이 진상-지상 판별함수 $S(\epsilon)$ 는 다중경로에 의한 지연성분과의 간섭에 의하여 0이 아닌 점을 통과하게 된다. $h(k)$ 를 디지털 루프 필터의 충격파 응답이라고 하고, NCO (Numerical controlled oscillator) 이득을 $K_{NCO} \cdot \Delta t = K$ 이며, $\Delta t = t_k - t_{k-1}$ 은 일정한 표본화길이이고 NCO 이득의 정규화된 요소로 가정하자. 그러면 루프 타이밍은 다음과 같다.

$$\frac{\hat{\tau}_k}{T_c} = \frac{\hat{\tau}_{k-1}}{T_c} + K[h(k-1) - \eta_{k-1}], t_k \leq t < t_{k+1} \quad (19)$$

1차 추적 루프를 고려한다면 시간오차는 다음과 같다.

$$\epsilon_k = \epsilon_{k-1} - PKS(\epsilon_{k-1}) - KN_{T_{k-1}} \quad (20)$$

이다.

III. DLL의 통계적 해석

통계학적 해석을 단순화하기 위하여 잡음 N_{T_k} 는 가우시안이고 시간오차 ϵ_k 는 이산시간이며, 연속 가변 Markov 과정이라고 하자. 이리하면 (20)을 다음과 같은 형태로 변환시킬 수 있다.

$$\epsilon_k - 2\epsilon_{k-1} + \epsilon_{k-2} = PKS(\epsilon_{k-2}) + KN_{T_{k-2}} - (PKS(\epsilon_{k-1}) + KN_{T_{k-1}}) \quad (21)$$

여기서 $\epsilon_k = \lambda_k - \lambda_{k+1}$, $y_1(k) = \lambda_k$, 그리고 $y_2(k) = \lambda_{k+1}$ 이다. 그러면 $y_1(k) = y_2(k-1)$ 이 되며

$$y_2(k) = 2y_2(k-1) - y_1(k-1) + PKS(y_1(k-1) - y_2(k-1)) + KN_{T_{k-1}} \quad (22)$$

벡터과정 $\begin{bmatrix} y_1(k) \\ y_2(k) \end{bmatrix}$ 은 Markov 특성을 지니고 있다 따라서 y_1 과 y_2 의 결합확률밀도는 벡터 Chapman-Kolmogorov 방정식을 만족한다.

$$p_k(y_1, y_2 | y_{10}, y_{20}) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f_{k-1}(y_1, y_2 | x_1, x_2) \cdot p_{k-1}(x_1, x_2 | y_{10}, y_{20}) dx_1 dx_2 \quad (23)$$

여기서 y_{10} 은 $y_1(\cdot)$ 의 초기치이고, y_{20} 은 $y_2(\cdot)$ 의 초기치이며, $p_k(\cdot, \cdot | y_{10}, y_{20})$ 는 y_{10} 과 y_{20} 이 주어지는, y_1 과 y_2 의 결합확률밀도함수이다. 그리고 $f_{k-1}(y_1, y_2 | x_1, x_2)$ 는 $y_1(k-1) = x_1$, 그리고 $y_2(k-1) = x_2$ 로 주어지는 y_1 과 y_2 의 변환 확률밀도함수이다.

분산 σ_n^2 을 갖는 잡음 N_{k-1} 가 $y_1(k-1)$ 과 $y_2(k-1)$ 에 무관하다면 다음을 얻는다.

$$f_{k-1}(y_1, y_2 | x_1, x_2) = \delta(y_1, y_2) \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi K\sigma_n}} \cdot \exp\left[-\frac{(y_2 - 2x_2 + x_1 - PKS(x_1 - \beta x_2))^2}{2K^2\delta_n^2}\right] \quad (24)$$

이것은 k에 독립적이다. 정상상태의 시간오차 확률밀도함수 $\lim_{k \rightarrow \infty} p_k(y_1, y_2)$ 는 초기치 y_{10} 과 y_{20} 에 독립적으로 존재하며 유일하다. 따라서 정상상태 시간오차 확률밀도함수 $p(y_1, y_2)$ 는

$$p(y_1, y_2) = \int_{-\infty}^{\infty} f(y_1, y_2, x_1) p(x_1, y_1) dx_1 \quad (25)$$

여기서

$$f(y_1, y_2, x_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi K\sigma_n}} \cdot \exp\left[-\frac{(y_2 - 2y_1 + x_1 - PKS(x_1 - \beta y_1))^2}{2K^2\delta_n^2}\right] \quad (26)$$

$\epsilon = y_1 - y_2$ 이므로 시간오차 확률밀도함수 $p(\epsilon)$ 는 결합확률밀도함수 $p(y_1, y_2)$ 를 적분함으로써 얻을 수 있다. 즉

$$p(\epsilon) = \int_{-\infty}^{\infty} p(\epsilon + y_2, y_2) dy_2 \quad (27)$$

A. SNRO가 충분한 경우의 선형 근사화

진상-지상 판별함수 $S(\epsilon)$ 는 $S_I(\epsilon)$ 에 의하여 오차가 0이 아닌 점을 통과하게 된다. 즉 다중경로의 영향이 있는 경우, 진상-지상 판별함수가 통과하는 부분에서의 근사화는 다음과 같다. $g_1 = 1$ 이라고 가정하면 다음이 성립한다.

$$S(\epsilon) = 2(2(1-D)(1+g_2^2) + 2g_2)\epsilon + 2g_2 \frac{\tau_d}{T_c} \left[2(1-D)g_2 + \frac{\tau_d}{T_c} \right] \quad (28)$$

즉 이 경우 추적에 의하여 오차는 0이 아닌 ϵ_0 인 점을 통과하게 된다.

$$\epsilon_0 = \frac{g_2(\tau_d/T_c)[2(1-D)g_2 + (\tau_d/T_c)]}{2[(1-D)(1+g_2^2) + g_2]} \quad (29)$$

SNR이 충분하다면, $p(y_1, y_2)$ 는 $y_1 = y_2 = \epsilon_0$ 근처, 즉 선형 영역에서만 의미가 있다고 볼 수 있다. 이러한 가정하에 ϵ 에 대한 정상상태 시간오차 확률밀도함수는 선형모델로 주어지며 다음과 같다.

$$p_I(\epsilon) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_I} \exp\left(-\frac{(\epsilon - \epsilon_0)^2}{2\sigma_I^2}\right) \quad (30)$$

여기서

$$\sigma_I^2 = \frac{K\sigma_n}{4GP_T(1-GP_TK)} \quad (31)$$

단 여기에서

$$G = 2[(1-D)(1+g_2^2) + g_2] \quad (32)$$

$$P_T = P \times [Rc(\epsilon_0)]^2 \quad (33)$$

로 주어지며, 이 경우 잡음성분을 가진 전력의 크기는

$$\sigma_n^2 = 2N_0^2(2R_0^2) + 2PN_0(2R_0) \times \{(h_3(\epsilon, 0) + g_2^2(h_3(\epsilon, \tau_d/T_c)) + 2g_2 h_3(\epsilon, \tau_d/T_c)) \times \cos(\theta_1 - \theta_2)\} \quad (34)$$

이며, 1차 루프에 대한 정상상태 시간오차의 평균값은 $\epsilon_I = \epsilon_0$ 로 주어지게 된다.

B. 다중경로 환경에서 MTLL의 변화

여기서는 1차 루프에 해당하는 MTLL (mean time to lose lock)을 분석하고, Δ 값의 증가에 따라 MTLL의 값이 증가하는 것을 확인한다.

MTLL을 계산하기 위하여 먼저 통과시간을 계산하고, 루프가 경계 흡수 장벽 $\pm\epsilon_b$ 를 통과한 다음의 표본주기의 평균치를 결정해야 한다. 장벽 $\pm\epsilon_b$ 는 시간오차가 $\pm\epsilon_b$ 에 도달한 경우 lock 감지기가 lock에서 벗어났음을 지시하는 것으로 결정된다 [3].

여기서 시간오차 ϵ_k 는 이산분포이며 가변 Markov 과정이라고 가정한다. 그리고 $q_k(\epsilon)$, $|\epsilon| < \epsilon_b$ 를, 시간 t_k 에서

$\pm\epsilon_b$ 에서 흡수 경계를 갖는 DLL의 시간오차 확률밀도함수와 같은 함수로 정의한다. $|\epsilon| \geq \epsilon_b$ 인 경우 $q_k(\epsilon) = 0$ 이다.

$$q_k(\epsilon) = \int_{-\epsilon_b}^{\epsilon_b} f_{k-1}(\epsilon|x)q_{k-1}(x)dx \quad \text{단 } \epsilon < |\epsilon_b| \quad (35)$$

여기서 $f_{k-1}(\epsilon|x)$ 는 $\epsilon_{k-1} = x$ 로 주어졌을 때 ϵ_k 의 변환 확률밀도함수이다. 따라서 $\pm\epsilon_b$ 에 도착한후 주기당 평균 개수는 [6]에서 얻어질 수 있다.

$$\bar{k} = 1 + \int_{-\epsilon_b}^{\epsilon_b} \sum_{k=1}^{\infty} q_k(\epsilon)d\epsilon \quad (36)$$

C. MTLL의 선형 근사화

SNR이 충분한 경우, 선형 해석에서 정상상태의 시간오차 확률밀도함수는 $p_I(\epsilon)$ 으로 나타낸다. 여기서 $\gamma = \int_{-\epsilon_b}^{\epsilon_b} p_I(\epsilon)d\epsilon$ 는 정상상태일 경우 시간오차가 구간 $(-\epsilon_b, \epsilon_b)$ 에 존재하는 확률로 생각할 수 있다. γ 를 $\int_{-\epsilon_b}^{\epsilon_b} q_k(\epsilon)d\epsilon$ 에 대한 수렴상수로 가정하면,

$$\int_{-\epsilon_b}^{\epsilon_b} p_k(\epsilon)d\epsilon \approx \gamma \int_{-\epsilon_b}^{\epsilon_b} q_{k-1}(\epsilon)d\epsilon \quad (37)$$

여기서 $p_k(\epsilon)$ 은 DDLL의 선형 근사화 모델이므로 ϵ_b 는 1/2를 초과할 수 없다. 이런 가정들에 의하여 lock에서 벗어난 평균 수는 다음처럼 단순화 시킬 수 있다.

$$\bar{k} = 1 + \sum_{k=1}^{\infty} \int_{-\epsilon_b}^{\epsilon_b} q_k(\epsilon)d\epsilon \approx \frac{1}{1-\gamma} \quad (38)$$

IV. 시뮬레이션 분석 및 결과

우리는 DLL의 성능평가를 위하여 정상상태 시간오차 확률밀도함수와 MTLL을 이용하였다. 식 (38)은 DLL이 locking 되고 있는 평균 수이지만 여기에서 편의상 MTLL로 나타내자. 다중경로가 존재할 경우 직접성분의 전력은 $g_1 = 1$ 이라고 가정하였으므로, 다중경로에 의한 지연성분의 전력비는 $1/g_2^2$ 이 된다. 즉 g_2 가 1로 증가함에 따라 다중경로에 의한 지연성분의 전력비는 증가하며, 지연시간 τ_d/T_c 은 정규화된 지연시간이다. $K_{MCO} \cdot \Delta t$ 로 주어지는 K 값은 각 표본화 길이에 해당하는 NCO(Numerical controlled oscillator) 이득이 되며, 다중경로의 영향이 존재하지 않는 경우 진상-지상 판별함수 $S(\epsilon)$ 을 0으로 접근하게 된다. 정규화된 시간오차 $\epsilon = (T - \hat{T}_c)/T_c$ 는 다중경로에 의한 지연성분이 없는 경우는 정상상태에서 0으로 접근하지만, 다중경로의 영향이 클 경우 앞에서 보였듯이 다중경로의 지연성분의 전력 및 지연시간에 따라 0이 아닌 추적 오차점 ϵ_0 를 통과하게 된다. 또한 식 (33)에서 보듯이, 추적 오차점 ϵ_0 의 증가에 따라 DLL에서 인식하는 신호성분의 전력도 선형적으로 감소하게 되므로 DLL의 추적 성능은 현저하게 떨어지게 된다. 그림 3의 시간오차 확률밀도함수의 그래프는 이런 영향을 잘 나타내준다.

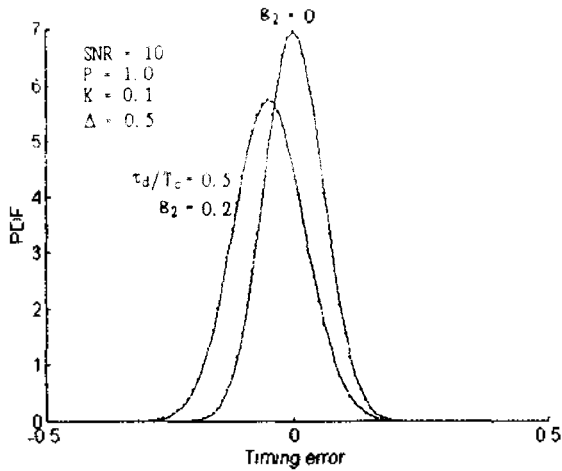


그림 3. 다중경로존재시 시간오차 확률밀도함수
Fig. 3. Timing error PDF in multipath fading

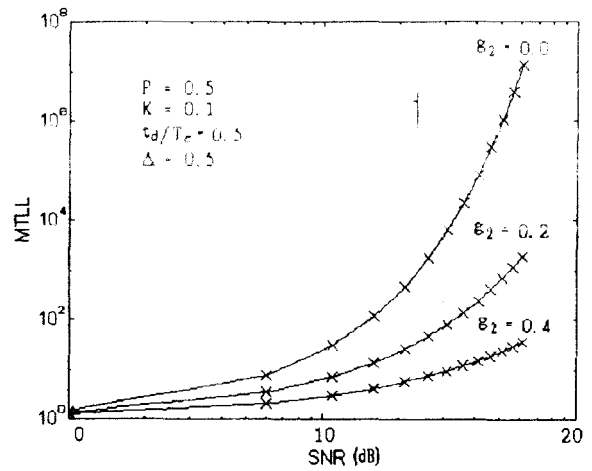


그림 5. 다중경로의 영향이 있는 경우의 MTLL
Fig. 5. The MTLL under the multipath fading effects

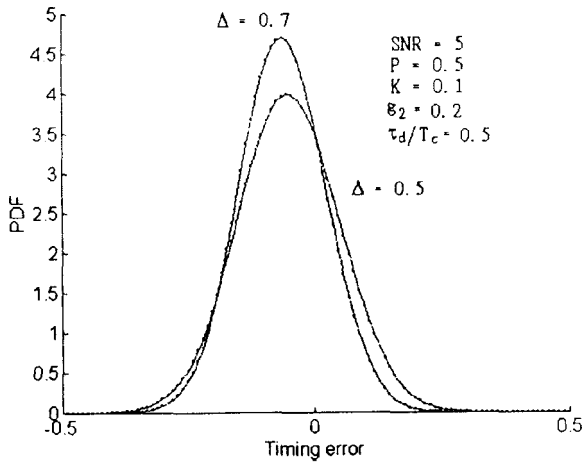


그림 4. Δ값이 변할 경우의 시간오차 확률밀도함수
Fig. 4. Timing error PDF with various Δ

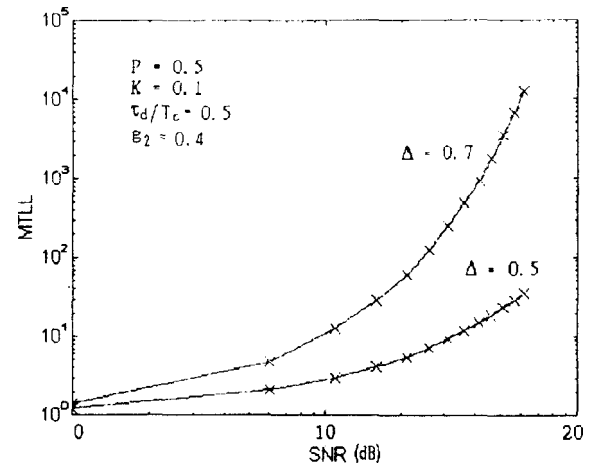


그림 6. 다중경로의 영향이 있는 경우의 Δ값에 따른 MTLL의 변화
Fig. 6. The MTLL with various Δ under the multipath fading effects

그림 3에서 나타나 있듯이 동일 SNR을 가진 경우 다중 경로에 의한 지연성분이 존재하면 시간오차 확률밀도함수의 크기는 작아지고 분산은 증가하여, MTLL (mean-time-to-lose-lock)의 값이 작아지게 된다. 이런 경우 일반적으로 0.5로 선택하는 전상-지상 판별 오프셋 Δ 의 크기를 증가시킴으로써 시간오차 확률밀도함수의 크기를 크게 할 수 있다. Δ 의 크기를 크게하면 오차점 ϵ_0 의 크기도 증가하여 성능저하에 작용하지만, 전체 시간오차 확률밀도함수의 크기가 증가하여 결론적으로 MTLL의 성능의 개선효과를 가져오게 된다. 그림 4에서 보여지듯이, Δ 값의 증가로 ϵ_0 의 절대값은 증가하고, MTLL에 악영향을 미치지만, 오히려 확률밀도함수의 분산은 감소하고, 크기가 증가함으로써 전체 MTLL은 증가하게 된다. 그림 5에서 보듯이 다중경로에 의한 지연성분의 전력이 증가할수록 MTLL은 기하급수적으로 감소하게 된다. 더욱이 PT_b/N_0 로 표시되는 SNR이 낮을 경우에는 g_2 의 증가 및 τ_d/T_c 의

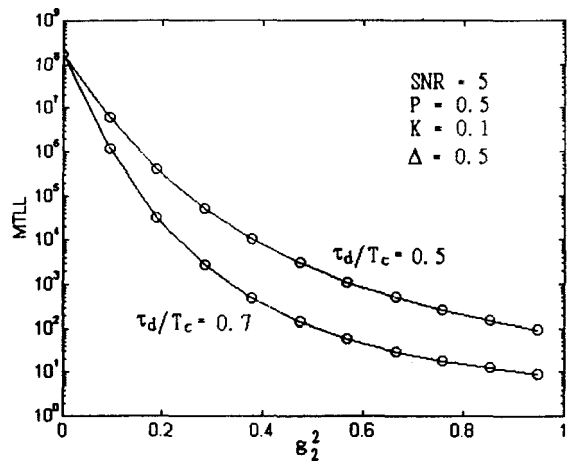


그림 7. 다중경로의 지연시간에 따른 MTLL
Fig. 7. The MTLL with the delayed time under the multipath fading effects

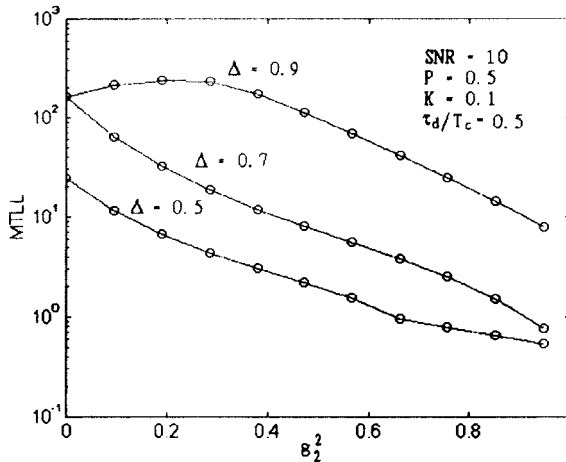


그림 8. 다중경로의 전력증감시 Δ 값에 따른 MTLL
Fig. 8. The MTLL with Δ under the multipath fading effects

증가에 의하여 시스템의 유용성을 상실할 수도 있다. 이 경우 Δ 값을 증가시킴으로써 시스템의 동작을 유지시킬 수 있도록 MTLL을 증가시킬 수 있다. 위의 그림 6 에서 SNR이 10이상인 경우 지연시간 $\tau_d/T_c = 0.5$, 전력성분 $g_2 = 0.5$ 인 경우에도 $\Delta > 0.7$ 인 진상-지상 편별 오프셋 값에 의하여 높은 MTLL값을 얻을 수 있다. 그림 7은 지연시간 τ_d/T_c 의 증가에 따른 MTLL의 감쇄를 나타낸 그림이다. 지연시간의 증가도 ϵ_0 의 크기를 증가시키며, 따라서 MTLL은 감쇄시키며 DDLL의 성능저하에 영향을 미치게 된다. 그림 8은 다중경로에 의한 지연성분의 전력 증감이 MTLL에 미치는 영향을 나타낸 그림이다. 역시 g_2 값이 증가함에 따라 MTLL은 크게 줄어들음을 알 수 있으며, Δ 값의 증가가 MTLL의 증가를 가져오게 됨을 알 수 있다. 여기서 $\Delta = 0.9$ 인 경우 다중경로에 의한 적은 값의 지연성분 증가가 MTLL의 증가를 가져오는 것은, 큰 값의 Δ 값에 의하여 시간오차 확률밀도함수의 분산이 증가하고, g_2 의 증가된 전력분이 신호성분의 전력요소에 더하여 지는 비율이 일시적으로 잡음요소에 미치는 영향보다 커지기 때문에 나타나는 현상이다. 이상에서 실내무선과 같은 다중경로에 의한 지연성분이 큰 환경에서는 MTLL의 값이 현저하게 저하되며, DDLL의 성능은 상당히 감소하게 된다. 이런 경우 오히려 진상-지상 오프셋 Δ 값을 통상적인 선택치인 0.5보다 크게 증가시킴으로써 MTLL을 증가시키는 것이 DDLL의 성능 향상을 가져오게 된다.

V. 결 론

이 논문에서는 실내무선환경과 같은 다중경로효과가 존재할 경우 1차 DDLL의 성능분석을 하였다. 다중경로의 영향에 의하여 진상-지상 편별함수 $S(\epsilon)$ 는 0이 아닌 점을 통과하고, 지연성분이 신호성분 및 잡음과 결합하여 DDLL에 여러 가지 영향을 미치므로, MTLL을 간단

하게 구할 수 없다. 그러나 여기에서는 몇가지 가정과 근사를 통하여, 추적 오차점 ϵ_0 를 구하였으며, 진상-지상 편별함수 $S(\epsilon)$ 의 선형 근사화를 통하여 확률밀도를 구하고, MTLL을 선형적으로 구하여 DDLL의 성능을 분석하였다. 다중경로효과가 커지게 되면 DDLL의 성능중 선형을 이루는 부분이 감소하고 더군다나 DDLL의 진상-지상 편별함수 $S(\epsilon)$ 는 0이 아닌 점을 통과하게 되므로 DDLL이 추적에 필요한 신호전력의 성분도 감소하게 된다. 따라서 실내무선환경에서와 같이 다중경로의 지연거리가 크고, 지연성분의 전력이 증가할수록 DDLL의 성능은 저하된다. 즉 다중경로효과가 크다면, 진상-지상 오프셋 Δ 값을 통상 선택하는 0.5로 하였을 경우에는 MTLL의 값은 상당히 낮아지고 DDLL은 제 성능을 발휘하지 못한다. 이런 경우 DDLL의 성능 향상을 위하여 Δ 값을 통상 선택치인 0.5 이상으로 하는 것이 바람직하다.

참 고 문 헌

1. J.K.Holmes and L.Biederman, "Delay-lock-loop mean time to lose lock," IEEE Trans. Commun., vol. COM-26, pp. 1549-1557, Nov. 1978.
2. W.H.Sheen and G.L.Stuber, "Effects of multipath fading on delay locked loops for spread spectrum system," IEEE Trans. Commun. vol. 42, pp. 1947-1956, Mar. 1994.
3. H.Meyr, "Delay-lock tracking of stochastic signals," IEEE Trans. Commun., vol Com-24, pp. 331-339, Mar. 1976.
4. M.K.Simon, "Noncoherent pseudonoise code traming performance of spread spectrum receivers," IEEE Trans. Commun., vol. COM-25, pp. 327-345, Mar. 1977.
5. R. De Gaudenzi and M. Luise, "Decision-directed coherent delay-lock tracking loop for DS-spread-spectrum signals," IEEE Trans. Commun., vol. 39, pp. 758-765, May 1991.
6. R.De Gaudenzi, M.Luise and R. Viola, "A digital chip timing recovery loop for band-limited direct-sequence signals," IEEE Trans. Commun, vol. 41, pp. 1760-1769, Nov. 1993.
7. R. Karmy, B. Z. Bobrovsky, and Z. Schuss, Loss of lock induced by doppler or code rate mismatch in code tracking loops: MILCOM'87, Washington, D. C., pp. 294-298, Oct. 1987.
8. A. Weinberg and B. Liu, "Discrete time analyzes of nonuniform sampling first and second-order digital phase lock loops," IEEE Trans. Commun., vol. COM-22, pp. 123-137, Feb. 1974.
9. R.E.Ziemer and R.L.Peterson, Digital Communications and Spread Spectrum Systems. New York: Macmillan, 1985.
10. Nan-Yang Yen, Szu-Lin Su, and Sheng-Cheng Hsieh, "Performance Analysis of Digital Delay Lock Loops in the Presence of Doppler Shift," IEEE Trans. Comm. vol. 44, No. 6, June 1996.

▲임 심 준(Sung-Jun Im)

한국전자통신연구소

전파융용 연구실 실장 재직중

※주관심분야: 초고주파통신, 디지털 이동통신

▲유 호 진(Ho-Jin Ryu)

1987년~1991년: 연세대학교 전자공학과 공학사

1996년~현재: 충북대학교 석사과정

※주관심분야: 디지털통신, 통신신호처리

▲유 흥 균(Heung-Gyoon Ryu)

1978년~1982년 2월: 서울대학교 전자공학과 공학사

1982년~1984년 2월: 서울대학교 전자공학과 공학석사

1984년~1989년 2월: 서울대학교 전자공학과 공학박사

1988년 2월~현재: 충북대학교 전자공학과 부교수

1983년 1월~1983년 12월: 한국전자통신연구소 연구원

※주관심분야: 디지털 통신, 통신 회로 설계, 통신신호처리