

論文96-33A-3-1

다중경로 페이딩 전송로에서 CDD-DLL 부호 추적 루프의 추적성능

(Tracking Performance of a CDD-DLL Code Tracking Loop 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 직접시퀀스 확산대역 시스템의 추적을 위한 CDD-DLL 부호추적 루프의 성능을 분석한다. 다중경로 페이딩 전송로는 육상 이동통신 환경에서 잘 적용되는 2경로 레일레이 페이딩 전송로로 모델링한다. 성능평가의 척도로 추적지터 분산과 평균 동기가탈시간을 사용한다. 성능분석의 결과, 비트당 신호대잡음비가 증가함에 따라 다중경로 페이딩에 의한 영향은 감소함을 볼 수 있다. CDD-DLL은 비동기 DLL보다 보다 나은 지터성능을 나타냄을 볼 수 있다. 또한 지터성능 개선은 AWGN 전송로에서도 2경로 레일레이 페이딩 전송로에서 뚜렷함을 볼 수 있다.

Abstract

In this paper, we analyzed CDD-DLL code tracking loop for tracking of direct-sequence spread-spectrum signals in a multipath fading channel. The multipath fading channel is modeled as two-ray Rayleigh fading channel which is well applicable in a land mobile communication environments. We use tracking jitter variance and mean-time-to-lose-lock as performance measures. From the numerical results, it is shown that the effect of multipath fading decreases as SNR/bit increases. Also it is shown that CDD-DLL provides superior jitter performance compared with noncoherent DLL and jitter performance improvement is more significant for a two-ray Rayleigh fading channel than an AWGN channel.

I. 서 론

확산대역(SS: spread-spectrum) 통신 방식에서 정확한 동기(synchronization)를 찾는 것은 시스템의 성능을 결정하는 중요한 요소이다^[1]. 수신기는 송신기에서 대역 확산에 사용한 PN 부호와 똑같은

PN(pseudonoise) 부호를 발생시킨다. 국부발생 PN 부호와 수신된 신호 속의 PN 부호와의 타이밍(timing)을 일치시키는 것을 PN 동기라 한다^[2]. PN 부호의 동기는 크게 두 단계로 이루어진다. 수신기를 처음 동작시키는 순간에 수신된 PN 부호와 국부발생 PN 부호의 위상차를 추적이 가능한 위상차 이내(lock-in range)로 줄이는 과정을 포착(acquisition)이라 한다. 또한 두 PN 부호의 위상차를 더욱 줄이고 통신이 계속되는 동안 그 동기를 유지시켜 주는 과정을 추적(tracking)이라 한다^[3]. 이 때 송신측과 수신측이 동일한 부호를 사용하지만, 송신측에서 PN 부호

* 正會員, 서울大學校 電子工學科

(Dept. of Elec. Eng., Seoul Nat'l Univ.)

※ 본 연구는 한국통신 장기기초연구과제 연구비 지원에 의한 결과임. (과제번호: '95-34)

接受日字: 1995年7月7日 수정완료일: 1996年1月23日

가 사용되기 시작한 시각에 대한 것은 위상으로 나타나므로 수신측에서 수신된 신호의 PN 부호와 국부발생 PN 부호의 모든 가능한 위상차를 고려하여야 한다. 일반적으로 포착이 추적에 선행되며, 추적 도중에 동기를 잃게 되면(loss-of-lock), 다시 포착 과정으로 되돌아가야 한다. 본 논문에서는 추적 과정만을 고려하기로 한다.

포착 과정에서 수신 신호와 기준 신호와의 위상차가 한 칩 이내로 좁혀졌다고 판단되면 부호추적 시스템에 트리거(trigger) 신호가 보내지고 부호추적 시스템이 비로스 동작하게 된다^[4,5]. 가장 먼저 개발된 부호 추적 시스템은 DLL(delay-locked loop)이다. 그러나 DLL에는 2개의 상관기(correlator)가 사용되어 비대칭(imbalance)에 의한 동기의 벗어남이 생기기 쉽다^[6]. 그러므로 이러한 결점을 보완하기 위해 1개의 상관기만을 사용하는 TDL (tau-dither loop)이 개발되었다. 그리고 최근에 하드웨어를 단순화하면서 2개의 상관기 사이에 비대칭이 없는 CDD-DLL (coherent decision-directed DLL)이 제안되었다^[7]. 결정지향형(decision-directed) 구조는 반송파복원 루프에서 먼저 제안된 방식으로 비트당 신호대잡음비(SNR: signal-to-noise ratio)가 큰 환경에서 다른 추적루프에 비해 큰 성능향상을 얻을 수 있다^[8,9]. 이 구조는 고차변조(higher order modulation)와 비위상변조(non-phase modulation)에도 적용가능하다^[8].

부가성백색잡음(AWGN: additive white gaussian noise) 전송로에서 추적 시스템의 분석을 위해 선형 및 비선형 접근법이 사용되어 왔다^[10]. AWGN 전송로에서는 신호대잡음비가 충분히 클 때 선형 접근법이 더 적합하나 신호대잡음비가 어느 임계값 이하인 경우 비선형 접근법이 요구된다. 특히 약한 직접파성분과 큰 지연확산이 존재하는 다중경로 페이딩 전송로에서는 비선형 분석이 더 적합하다^[11,12]. 보다 정확한 비선형 분석을 위해 갱신과정접근법(RPA: renewal process approach)이 제안되었다^[13]. RPA는 주기 확장접근법(PEA: periodic extension approach)보다 추적루프의 동작을 기술하는 데 더 적합한 것으로 알려져 있다^[13]. RPA에서 루프의 특성은 하나의 과정(process)이 흡수(absorption)된 후 새로운 과정(process)이 바로 생성되는 것으로 모델링된다^[14]. 그러므로 CDD-DLL에서 out-of-lock이 되어 재포착되는 과정은 RPA로 잘 모델링된다. RPA에서 갱신과

정의 Fokker-Planck 방정식을 풀면 추적지터 분산과 MTLL을 구할 수 있다. 추적루프의 분석에 있어서 lock 상태를 잃어버리는 데 걸리는 평균시간은 재포착하는데 걸리는 시간보다 일반적으로 훨씬 크므로 RPA는 CDD-DLL의 루프특성 분석에 적합한 방법이 된다.

본 논문에서는 다중경로 페이딩 전송로 하에서 직접 시퀀스(DS: direct-sequence) 확산대역 시스템의 동기를 위한 CDD-DLL 부호추적 루프의 성능을 분석한다. CDD-DLL 부호 추적 루프의 성능 평가 척도로 추적지터 분산(tracking jitter variance)과 평균 동기이탈시간(MTLL: mean-time-to-lose-lock)을 사용한다. 추적지터 분산과 MTLL을 구하기 위해 RPA를 사용한다.

제 II장에서는 CDD-DLL의 시스템 모델과 페이딩 전송로 모델을 기술하고, 제 III장에서는 추적지터 분산과 평균 동기이탈시간 및 추적지터 분산손실을 유도한다. 제 IV장에서는 계산 결과를 보이고, 제 V장에서는 결론을 도출한다.

II. 시스템 모델

1. 추적시스템 모델

CDD-DLL의 부호 추적성능을 분석하는 데 있어서 다음과 같은 가정을 한다.

- i) 데이터 시퀀스, 부호 시퀀스, 페이딩 과정은 서로 독립이다.
- ii) 포착경계(acquisition boundary)는 흡수(absorbing)된다.
- iii) 전송로가 시간적으로 느리게 변하므로 도플러편이는 0이다.
- iv) 개개의 부호추적 과정들은 통계적으로 같다.
- v) 반송파의 위상이 완전복원되어 반송파 위상오류는 0이다.

그림 1은 CDD-DLL 부호 추적 루프의 블록도이다. 반송파복원과 확산대역 신호의 복조를 위해 Costas 루프를 사용한다^[15]. 데이터 신호와 반송파 복원 회로는 루프의 오차 신호(error signal)를 만들기 위해 사용된다. CDD-DLL 구조는 PN 부호 추적 루프와 확산대역 복조기가 결합된 형태로서 하나의 상관기(correlator)만을 갖는 TDL과 같은 수준의 복잡도

를 갖는다. 여기서 위쪽 가지(upper branch)는 수신된 DS/SS 신호 $x(t)$ 의 동기(coherent) BP나 (binary phase shift keying) 복조기이다. PN 부호가 역확산된 후에 복원된 BPSK 신호는 반송파 복원과 데이터 복조 시스템으로 간다. 이 CDD-DLL에서는 자승소자(squaring device)가 없기 때문에 자승손실(squaring loss)이 없으므로 루프의 추적 능력을 개선시켜 준다.

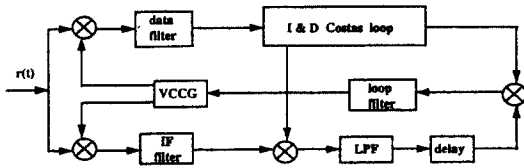


그림 1. CDD-DLL의 블럭도
Fig. 1. Block diagram of CDD-DLL.

2. 페이딩 전송로 모델

이산 다중경로 페이딩 전송로에 대해 복소 저역 임펄스 응답은 다음의 식으로 주어진다.

$$h(\tau, t) = \sum_n [(A_n(t) + a_{nR}(t)) + ja_{nI}(t)] \delta(\tau - \tau_n(t)), \quad (1)$$

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 $A_n=0$ 이면 다음의 식으로 주어지는 레일리 분포가 된다^[11].

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

여기서 $\sigma_n^2 = E[a_{nR}^2] = E[a_{nI}^2]$ 이다. 2경로 모델(two-ray model)은 $\tau_d \neq 0$ 일 때 적용할 수 있으며 임펄스 응답은 다음과 같이 주어진다.

$$h(\tau) = \sqrt{2P} [g_1 e^{j\theta_1} \delta(\tau - \tau_1) + g_2 e^{j\theta_2} \delta(\tau - \tau_1 - \tau_d)], \quad (3)$$

여기서 θ_1 과 θ_2 는 상수값을 갖는 위상 천이이다.

III. CDD-DLL 부호 추적 시스템의 분석

1. 추적지터 분산과 평균 동기이탈시간

DS/BPSK 확산대역 시스템에서 송신신호는 다음과

같이 주어진다.

$$x(t) = \sqrt{2P}d(t)c(t)\cos(\omega_0 t), \quad (4)$$

여기서 P 는 신호전력, $d(t)$ 는 데이터 시퀀스, $c(t)$ 는 PN 시퀀스, ω_0 는 반송파 주파수이다. 이 때 데이터 시퀀스와 PN 시퀀스는 다음과 같이 주어진다.

$$d(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} d_i q_1(t - iT_b), \quad (5)$$

$$c(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k q_2(t - kT_c), \quad (6)$$

여기서 $q_1(\cdot)$ 과 $q_2(\cdot)$ 는 기저대역(baseband)의 펄스 파형, T_b 는 비트 지속시간(bit duration), T_c 는 칩 지속시간(chip duration)을 나타낸다. CDD-DLL 추적 루프의 수신 신호는 다음과 같이 주어진다.

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

여기서 $n(t) = n_c(t) \cos(\omega_0 t + \phi) - n_s(t) \sin(\omega_0 t + \phi)$ 는 양측 전력스펙트럼 밀도가 $N_0/2$ 인 AWGN이고 $\tau_d = \tau_2 - \tau_1$ 는 2경로 모델에서 첫번째 경로와 두번째 경로의 지연 차이이다. 첫번째 경로가 주경로이므로 τ_1 은 부호추적 루프에 의해 추적되어야 할 시간지연이다. PN 시퀀스 길이를 NT_c 라 하면 N 이 클 때, 자기상관함수 $R_c(\epsilon)$ 는 구간 $[-N/2, N/2]$ 에서 다음과 같은 이상적인 자기상관 함수를 갖는 것으로 가정한다^[15].

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

추정된 데이터 시퀀스를

$$\hat{d}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \hat{d}_i q_1(t - iT_b), \quad (9)$$

라 정의하면, VCCG(voltage-controlled code generator) 입력에서의 오류 신호 $e(t)$ 는 다음과 같은 식으로 주어진다.

$$e(t) = -\sqrt{2P}\eta M(0) [S(\epsilon) - \frac{N(t)}{\sqrt{2P}\eta M(0)}] \otimes \lambda(t) + n_T(\epsilon, t), \quad (10)$$

여기서 $n_T(\epsilon, t)$ 은 전체 잡음 성분, \otimes 는 승적(convolution), $\lambda(t)$ 는 루프여파기(loop filter)의 임펄스 응답(impulse response)을 나타내며, 다음과 같은 정의가 사용된다.

$$\eta \triangleq \frac{d}{d\epsilon} [R_c(\Delta + \epsilon T_c) - R_c(-\Delta + \epsilon T_c)] |_{\epsilon=0}, \quad (11)$$

$$M(t) \triangleq \hat{d}(t) [c(t - T_b - \hat{\tau} + \Delta) - c(t - T_b - \hat{\tau} - \Delta)] \\ [\{ n_c(t - T_b) - n_s(t - T_b) \} \otimes h_{IF}(t)] \quad (12)$$

$$M(\epsilon) \triangleq \langle E \{ d_F(t - T_b) \hat{d}(t) \} \rangle \\ = 1 - 2Q [R_c(\epsilon T_c) \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}] \quad (13)$$

식 (13)에서 $\hat{d}_F(t) = d(t) \otimes h_{IF}(t)$ 는 데이터 시퀀스와 IF 여파기 임펄스 응답의 승적, $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp(-\frac{y^2}{2}) dy$, $\langle \cdot \rangle \triangleq \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} (\cdot) dt$ 이다. 루프오류 특성(loop error characteristics)은 원하는 루프특성 $S_d(\epsilon)$ 과 두번째 경로의 영향에 의한 간섭성분 $S_s(\epsilon)$ 의 합으로 주어진다.

$$S(\epsilon) = S_d(\epsilon) + S_s(\epsilon), \quad (14)$$

여기서,

$$S_d(\epsilon) = \frac{M(\epsilon)}{M(0)} g_1^2 v_1(\epsilon, 0), \quad (15)$$

$$S_s(\epsilon) = \frac{M(\epsilon)}{M(0)} [g_2^2 v_1(\epsilon, \tau_d / T_c) \\ + 2g_1 g_2 \frac{K(\tau_d)}{K(0)} v_2(\epsilon, \tau_d / T_c) \cos(\theta_1 - \theta_2)] \quad (16)$$

이다. 식 (15)와 (16)에서 $v_1(\epsilon, \xi)$, $v_2(\epsilon, \xi)$, $K(\xi)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$v_1(\epsilon, \xi) = R_c^2(\epsilon - \Delta + \xi) - R_c^2(\epsilon + \Delta + \xi), \quad (17)$$

$$v_2(\epsilon, \xi) = [R_c(\epsilon - \Delta) R_c(\epsilon - \Delta + \xi) \\ - [R_c(\epsilon + \Delta) R_c(\epsilon + \Delta + \xi)] \quad (18)$$

$$K(\xi) = \int_{-\infty}^{\infty} S_m(f) |H_d(f)|^2 e^{i2\pi f \xi} df, \quad (19)$$

이다.

1차(first order) 추적루프에 대해^[13]

$$\frac{d\tau_1(t)}{dt} = 0, \quad (20)$$

이므로 CDD-DLL의 동적 성질(dynamic behavior)을 기술하는 통계적 미분방정식(stochastic differential equation)은 다음의 식으로 주어진다^[13].

$$\frac{d\epsilon}{dt} = G_c e(t) \\ = G_c \left[-\sqrt{2P\eta} M(0) [S(\epsilon) - \frac{M(t)}{\sqrt{2P\eta} M(0)}] \otimes f(t) + n_T(\epsilon, t) \right], \quad (21)$$

여기서 G_c 는 VCCG 민감도(sensitivity)를 나타낸다.

$q(\epsilon, \mathbf{g})$ 를 전송로 임펄스 응답 \mathbf{g} 에 대한 추적오류의 정상상태 확률밀도함수, ϵ_{\min} 과 ϵ_{\max} 를 포착경계(acquisition boundary)라 하면, $(\epsilon_{\min}, \epsilon_{\max})$ 밖에서는 out-of-lock이 선언되고 RPA에서 $q(\epsilon | \mathbf{g})$ 는 $q(\epsilon_{\min} | \mathbf{g}) = q(\epsilon_{\max} | \mathbf{g}) = 0$ 의 경계조건을 갖는 다음의 Fokker-Planck 방정식을 만족한다^[13].

$$\frac{\partial}{\partial \epsilon} \left[\frac{z_1(\epsilon) q(\epsilon | \mathbf{g})}{1 - P_L(\epsilon)} \right] - \frac{1}{2} \frac{\partial^2}{\partial \epsilon^2} \left[\frac{z_2(\epsilon) q(\epsilon | \mathbf{g})}{1 - P_L(\epsilon)} \right] = \frac{\pi(\epsilon)}{\tau_{t\mathbf{g}}} \quad (22)$$

여기서, $z_1(\epsilon) \triangleq \sqrt{2P} G_c \eta M(0) S(\epsilon)$, $z_2(\epsilon) \triangleq -2G_c^2 N_0 K_c K_d$ 이고, $P_L(\epsilon)$ 은 위상검출기가 잘못 판단하여 재포착(reacquisition)을 시도할 확률, $\pi(\epsilon)$ 은 추적오류의 사전분포확률(a priori distribution probability)이다. 이 때, $K_c \triangleq R_c(0) - R_c(2\Delta)$ 로 정의되며, 칩 펄스의 모양이 NRZ(non-return-to-zero) 펄스와 맨체스터(Manchester) 펄스인 경우에 대해 각각 다음의 값을 갖는다^[16].

$$K_c = \begin{cases} \frac{2\Delta}{T_c}, & 0 \leq \Delta \leq T_c/2, \\ 1, & \Delta > T_c/2. \end{cases} \quad \text{for NRZ.} \quad (23a)$$

$$K_c = \begin{cases} \frac{6\Delta}{T_c}, & 0 \leq \Delta < T_c/4, \\ 2(1 - \Delta/T_c), & T_c/4 \leq \Delta \leq T_c/2, \\ 1, & \Delta > T_c/2. \end{cases} \quad \text{for Manchester.} \quad (23b)$$

또한 $K_d \triangleq \int_{-\infty}^{\infty} S_m(f) |H_d(f)|^2 df$ 로 정의되며, 여기서 $S_m(f)$ 는 데이터 시퀀스의 전력스펙트럼밀도(power spectral density)이고 $H_d(f)$ 는 데이터여파기(data filter) $H_d(f)$ 의 기저대역 해당성분(equivalent)이다. 루프대역폭 전체에 걸쳐서 $K_d \cong 1$ 의 값을 갖는다. 부록에 나와 있는 유도과정을 통해 추적지터 분산은 다음과 같이 구해진다.

$$\sigma_{\epsilon}^2 = \int_{\mathbf{g}} \sigma_{\epsilon | \mathbf{g}}^2 q(\mathbf{g}) d\mathbf{g}, \quad (24)$$

여기서 $\sigma_{\epsilon | \mathbf{g}}^2$ 는 조건부 추적지터 분산, $q(\mathbf{g})$ 는 전송로 임펄스응답의 결합 확률밀도함수이다. 또한 조건부 MTLL은 다음과 같이 주어진다^[13].

$$\bar{\tau}_{t\mathbf{g}} = \int_{\epsilon_{\min}}^{\epsilon_{\max}} \lambda(\epsilon | \mathbf{g}) d\epsilon \quad (25)$$

여기서 $\lambda(\epsilon, g)$ 는 (A.2)에 주어져 있다.

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

$$\bar{\tau}_t = \int_g \bar{\tau}_{t,g} q(g) dg. \quad (26)$$

여기서, $\bar{\tau}_{t,g}$ 는 조건부 MTLL이다. 2경로 페이딩 전송로에서는 닫힌형태(closed form)의 식은 존재하지 않고 수치해석적인 방법을 통해 추적지터 분산 손실을 구할 수 있다. 본 논문에서 사용한 수치해석적 방법은 적분식의 값을 얻기 위해 전송로 임펄스 응답에 대해 가우스 직각 적분법(Gauss-quadrature integration method)을 사용하였다.

2. 추적지터 분산 손실

AWGN 전송로에서 DLL의 추적지터 분산은 다음과 같이 주어진다¹²⁾.

$$\sigma_{e,DLL}^2 = \frac{2B_L N_o}{4P} \left[1 + \frac{B_{IF} T_b}{E_b/N_o} \right], \quad (27)$$

여기서 B_L 은 루프대역폭(loop bandwidth)이고 B_{IF} 는 양방향 정규화된 IF 대역폭(two-sided normalized IF bandwidth)이다. 이 때, CDD-DLL과 비교한 DLL의 추적지터 분산 손실은 다음과 같이 얻어진다.

$$Loss = \frac{4K_c K_d}{M(0)^2 \gamma^2 \left[1 + \frac{B_{IF} T_b}{E_b/N_o} \right]}. \quad (28)$$

식 (28)의 추적지터 분산 손실의 계산을 위해서도 가우스 직각 적분법을 사용하였다.

IV. 계산 결과

성능분석의 예로서, 다음과 같은 파라미터를 가정한 다. 칩 발생률(chip rate) = 10^6 (chips/sec.), 즉 $T_c = 10^{-6}$, 반송파 주파수 900 (MHz), 도플러 주파수 = 0, 비트전송률 = 10 (kbps), 칩당 표본화율 (sampling rate per chip) = 8, $\Delta = 0.5$ 이다. 그리고 페이딩 전송로는 레일레이 페이딩 특성을 갖는 2경로 모델을 가정하며 첫번째 경로와 두번째 경로의 전력비가 10 dB일때 계산결과를 구한 것이다. 본 논문에서는 기저대역 펄스의 모양이 NRZ 펄스와 맨체스터 펄스인 경우 CDD-DLL의 루프오류 특성과 추적지

터 분산 및 평균 동기이탈시간 등을 보이고자 한다. 계산의 편의상, $\pi(\epsilon) = \delta(\epsilon)$ 이라 놓고 $P_L(\epsilon)$ 의 값을 다음과 같이 가정한다.

$$P_L(\epsilon) = \begin{cases} \epsilon^2, & \epsilon \leq 1, \\ 0, & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (29)$$

그림 2는 2경로 레일레이 페이딩 전송로에서 NRZ 펄스를 사용할 때 CDD-DLL의 정규화된 루프오류 특성을 나타낸다. AWGN 전송로에서는 칩 지속시간으로 정규화된 부호오류 $\epsilon = \pm 1$ 일때 정규화된 오류특성 (NEC: normalized error characteristics)은 0으로 되고, $\epsilon = \pm 1$ 밖의 영역에서는 BER이 NEC가 0의 값을 갖는다. 그러나 다중경로 페이딩 전송로에서는 $\epsilon = 0$ 일때 루프오류 특성이 0의 값을 갖지 않고 원점으로부터의 천이(shift)가 발생한다. 이것은 2경로 레일레이 페이딩 전송로 모델에서 첫번째와 두번째 경로의 성분에 의한 영향이 더해져서 루프특성이 결정되기 때문이다.

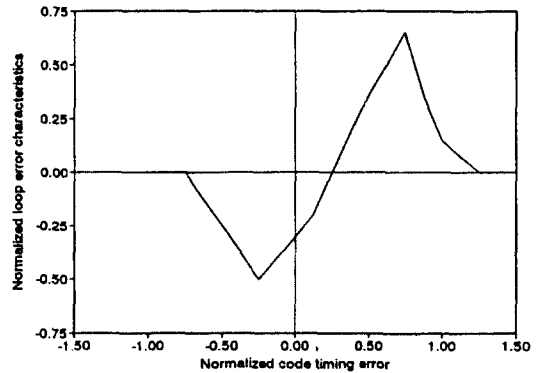


그림 2. 2경로 레일레이 페이딩 전송로에서 정규화된 루프오류 특성

Fig. 2. Normalized loop error characteristic in a two-ray Rayleigh fading channel.

그림 3은 비트당 신호대잡음비에 대해 NRZ 펄스에 대한 정규화된 추적지터 분산(normalized tracking jitter variance)을 나타낸다. 여기서 B_0 는 비트당 신호대 잡음비가 무한대일 때의 루프 대역폭이다. 비트당 신호대 잡음비가 증가할수록 추적지터 분산이 감소한다. 다중경로 페이딩 전송로일 때 AWGN 전송로에서 보다 추적지터 분산이 증가함을 볼 수 있다. 비트당 신호대잡음비가 커질수록 다중경로 페이딩에 의한 영향

이 줄어드는 것을 볼 수 있다. 또한 비트당 신호대잡음비가 무한대일 때의 루프의 대역폭 B_0 가 작을수록 추적지터 분산이 감소함을 볼 수 있다.

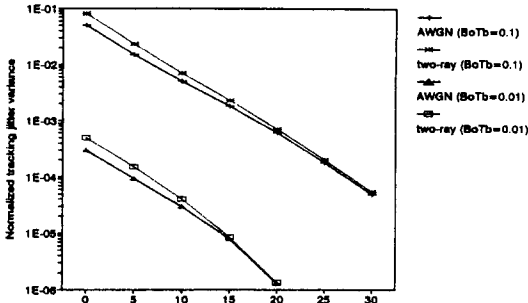


그림 3. NRZ 펄스의 정규화된 추적 지터의 분산
Fig. 3. Normalized tracking jitter variance of NRZ pulse.

그림 4는 비트당 신호대잡음비에 대해 Manchester 펄스에 대한 정규화된 추적지터 분산을 나타낸다. NRZ 펄스의 경우와 마찬가지로 비트당 신호대잡음비가 클수록 추적지터 분산이 감소한다. 다중경로 페이딩 전송로일 때 AWGN 전송로에서보다 추적지터 분산이 감소한다. 그리고 비트당 신호대잡음비가 커질수록 다중경로 페이딩에 의한 영향이 줄어들음을 볼 수 있다. 또한 비트당 신호대잡음비가 무한대일 때의 루프의 대역폭이 작을수록 추적지터 분산이 감소함을 볼 수 있다. 그림 3과 4로부터 정규화된 지터분산의 측면에서 볼 때, $B_0T_b=0.01$ 인 경우 AWGN보다 2경로 페이딩 전송로에 대해 Manchester 펄스를 사용하면, NRZ를 사용할 때보다 약 8 dB의 이득을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

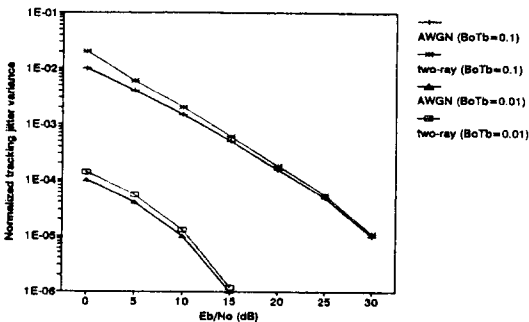


그림 4. 맨체스터 펄스의 정규화된 추적 지터의 분산
Fig. 4. Normalized tracking jitter variance of Manchester pulse.

그림 5는 비트당 신호대잡음비에 대해 NRZ 펄스에 대한 평균 동기이탈시간을 나타낸다. 비트당 신호대잡음비가 커질수록 다중경로 페이딩에 의한 영향이 감소함을 볼 수 있다. 비트당 신호대잡음비가 무한대일 때의 루프의 대역폭이 작을수록 평균 동기이탈시간이 증가함을 볼 수 있다. 또한 평균 동기이탈시간은 다중경로 페이딩 전송로에서보다 AWGN 전송로에서 더 크게 나타난다.

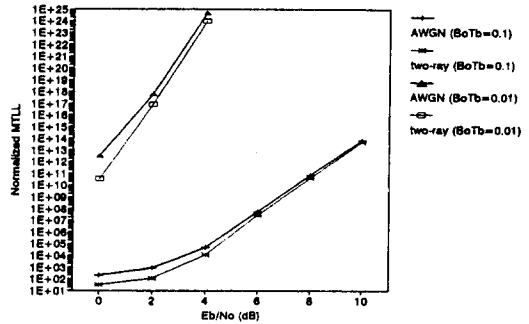


그림 5. NRZ 펄스의 정규화된 평균 동기이탈시간
Fig. 5. Normalized MTLT of NRZ pulse.

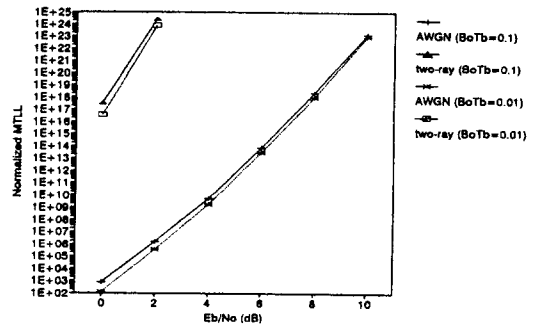


그림 6. 맨체스터 펄스의 정규화된 평균 동기이탈시간
Fig. 6. Normalized MTLT of Manchester pulse.

그림 6은 비트당 신호대잡음비에 대해 Manchester 펄스에 대한 평균 동기이탈시간을 보인 것이다. NRZ 펄스에서와 마찬가지로 비트당 신호대잡음비가 커질수록 다중경로 페이딩에 의한 영향이 감소함을 볼 수 있다. 또한 비트당 신호대잡음비가 무한대일 때의 루프의 대역폭이 작을수록 평균 동기이탈시간이 증가함을 볼 수 있다. 그리고 평균 동기이탈시간은 다중경로 페이딩 전송로에서보다 AWGN 전송로에서 더 크게 나타난다. 그림 5와 6으로부터 평균 동기이탈시간의 측면에서 볼

때, $B_0T_b = 0.01$ 일 때, Manchester 펄스는 NRZ 펄스에 비해 약 2 dB의 이득이 있고, $B_0T_b = 0.1$ 일 때는 비트당 신호대잡음비가 커짐에 따라 이득이 증가함을 볼 수 있다.

그림 7은 CDD-DLL에 비교한 비동기 DLL의 정상상태 지터손실을 비트당 신호대잡음비에 대해 보여준다. 이 때 칩 펄스로 NRZ 펄스, $B_{IF}T_b = 4$ 인 경우를 고려한다. E_b/N_0 가 낮은 경우, CDD-DLL이 DLL보다 훨씬 좋은 정상상태 지터 분산 성능을 보이고, E_b/N_0 가 점점 커짐에 따라 지터 분산의 성능 차이가 점차 줄어든다. E_b/N_0 가 무한대가 됨에 따라 CDD-DLL의 지터성능은 DLL의 경우와 거의 같아진다. DLL의 지터분산 손실은 AWGN 환경에서보다 2 경로 레일리 페이딩 환경에서 더 크게 나타남을 볼 수 있다.

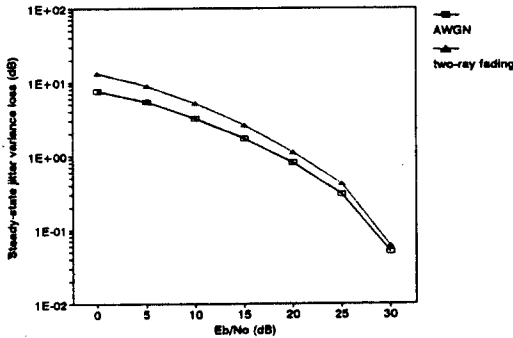


그림 7. AWGN과 2경로 레일리 페이딩 전송로에서 CDD-DLL과 비교한 DLL의 정상상태 지터 분산 손실

Fig. 7. Variance loss of steady-state jitter for DLL compared with CDD-DLL in an AWGN and a two-ray Rayleigh fading channels.

V. 결 론

본 논문에서는 다중경로 페이딩 환경에서 직접시퀀스 확산대역 시스템의 동기를 위한 CDD-DLL 부호 추적 루프의 추적 성능을 분석하였다. 다중경로 페이딩 전송로는 육상 이동통신 환경에서 잘 적용되는 2경로 레일리 페이딩 전송로로 모델링하였다. 추적 시스템의 성능을 평가하는 척도로 추적오류 분산과 평균 동기이탈시간을 사용하였다. 이 추적 루프는 구조적인 특

징으로 인해 하드웨어가 비교적 간단하고 비대칭에 의한 손실이 발생하지 않는다. 성능분석의 결과, 비트당 신호대잡음비가 무한대일 때에 루프의 대역폭이 작을수록 추적지터 분산이 감소하고 평균 동기이탈시간은 증가함을 볼 수 있었다. 정규화된 지터성능은 $B_0T_b=0.01$ 인 경우 AWGN보다 2경로 페이딩 전송로에 대해 Manchester 펄스를 사용하면 NRZ를 사용할 때보다 약 8 dB의 이득을 얻을 수 있었다. 평균 동기이탈시간 성능은 $B_0T_b = 0.01$ 일 때, Manchester 펄스는 NRZ 펄스에 비해 약 2 dB의 이득이 있고, $B_0T_b = 0.1$ 일 때는 비트당 신호대잡음비가 커짐에 따라 이득이 증가함을 볼 수 있었다. 또한 비트당 신호대잡음비가 증가함에 따라 다중경로 페이딩에 의한 영향은 감소함을 볼 수 있었다. CDD-DLL은 구조적 특성상 자승소자가 없으므로 자승손실이 발생하지 않아 정상상태 지터 특성이 DLL보다 우수하다. 그러나 결정지향성(decision-directed) 특성 때문에 BER (bit error rate) 손실이 발생한다. 또한 CDD-DLL의 정상상태 지터성능이 AWGN 환경에서보다 2경로 페이딩 환경에서 더욱 개선됨을 볼 수 있었다. 본 논문에서는 1차루프(first-order loop) 모델에 대해서만 성능 분석을 하였는데, 본 논문에서의 분석은 2차 혹은 그 이상의 고차루프 모델에도 적용할 수 있다.

부록. 식 (24)의 유도.

루프의 in-lock 영역을 $(\epsilon_{min}, \epsilon_{max})$ 라 할 때 주어진 전송로응답에 대한 부호위상오류의 정상상태 확률밀도 함수(stationary *p.d.f.*)는 다음과 같이 주어진다.

$$q(\epsilon|g) = \frac{\lambda(\epsilon|g)}{\int_{\epsilon_{min}}^{\epsilon_{max}} \lambda(x|g) dx} \quad (A.1)$$

여기서,

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

로 주어진다. 이 때, 식 (A.2)에서 $\alpha(\epsilon)$, u , $\Pi(x)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\alpha(\epsilon) = -2 \int_{\epsilon_{min}}^{\epsilon_{max}} \frac{z_1(x)}{z_2(x)} dx \quad (A.3)$$

$$= \int_{\epsilon_{min}}^{\epsilon_{max}} \frac{\sqrt{2P\eta}M(0)S(x)}{N_0K_dK_d} dx$$

$$u = \frac{\int_{\epsilon_{\min}}^{\epsilon_{\max}} \Pi(x) \exp(\alpha(x)) dx}{\int_{\epsilon_{\min}}^{\epsilon_{\max}} \exp(\alpha(x)) dx} \quad (\text{A.4})$$

$$\Pi(x) = \int_{\epsilon_{\min}}^{\epsilon} \pi(x) dx \quad (\text{A.5})$$

그러면 조건부 추적지터 분산은 다음과 같이 주어진다.

$$\sigma_{\epsilon|g}^2 = \int_{\epsilon_{\min}}^{\epsilon_{\max}} \epsilon^2 q(\epsilon|g) d\epsilon \quad (\text{A.6})$$

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

$$\sigma_{\epsilon}^2 = \int_{g} \sigma_{\epsilon|g}^2 q(g) dg \quad (\text{A.7})$$

참 고 문 헌

- [1] R. E. Ziemer and R. L. Peterson, *Digital Communications and Spread Spectrum Systems*. New York: Macmillan, 1985.
- [2] M. K. Simon, J. K. Omura, R. K. Scholtz, and B. K. Levitt, *Spread Spectrum Communications*, Vol. III., Computer Science Press, 1985.
- [3] R. C. Dixon, *Spread Spectrum Systems with Commercial Applications*, 3rd ed., John Wiley & Sons, Inc., 1994.
- [4] 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.
- [5] M. K. Simon, "Noncoherent pseudonoise code tracking performance of spread spectrum receivers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-25, pp. 327-345, Mar. 1977.
- [6] R. A. Yost and R. W. Boyd, "A modified PN code tracking loop: Its performance analysis and comparative evaluation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-30, pp. 1027-1036, May 1982.
- [7] Riccardo De Gaudenzi and Marco Luise, "Decision-directed coherent delay-lock tracking loop for DS spread-spectrum signals," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-39, pp. 758-765, May 1991.
- [8] M. P. Fitz and W. C. Lindsey, "Decision-directed burst-mode carrier synchronization techniques," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-40, no. 10, pp. 1644-1653, Oct. 1992.
- [9] K. H. Annecke, "Decision-directed reference carrier generation in an auto-correlation receiver," *IEE Electronics Letters*, vol. 13, no. 9, pp. 267-268, Apr. 1977.
- [10] S. S. Soliman and R. A. Scholtz, "Synchronization over fading dispersive channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-36, no. 4, pp. 499-505, Apr. 1988.
- [11] R. L. Bogusch, F. W. Guigliano, D. L. Knepp, and A. H. Michelet, "Frequency selective propagation effects on spread-spectrum receiver tracking," *Proc. IEEE*, vol. 69, pp. 787-796, 1981.
- [12] 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.
- [13] W. C. Lindsey, *Synchronization Systems in Communication and Control*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1972.
- [14] G. Ascheid and H. Meyr, "Cycle slips in phase-locked loops: A tutorial survey," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-30, pp. 2228-2241, Oct. 1982.
- [15] M. K. Simon and W. C. Lindsey, "Optimum performance of suppressed carrier receivers with Costas loop tracking," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-25, pp. 215-227, Feb. 1977.
- [16] M. K. Simon and W. C. Lindsey, "Tracking performance of symbol synchronizers for Manchester coded data," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-25, no. 4, pp. 393-408, Apr. 1977.

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). 1995년~현재 서울대학교 대학원 박사과

정 재학중(전자공학). 관심분야는 확산대역 통신, 패킷 무선통신, 검출이론 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