

정규화 포락선 검파기와 얼리-레이트 필터를 적용한 새로운 홉 타이밍 예측기

정회원 이 주 형*

A New Hop-Timing Estimator with a Normalized Envelop Detector and an Early-Late Filter

Juhyung Lee* *Regular Member*

요 약

본 논문에서 정규화 포락선 검파 기법(NED ; Normalized Envelop Detection)과 얼리-레이트 필터(ELF ; Early-Late Filter)가 적용된 새로운 홉 타이밍 예측기를 제안하였다. 제안한 구조의 성능 검증을 위해 컴퓨터 시뮬레이션으로 제안한 시스템과 기존 시스템의 동기 오차 측정 결과를 비교하였다. 시뮬레이션 결과를 통해서 부분 대역 재밍 환경에서 제안 구조가 기존 구조보다 정확하게 동기오차를 예측하는 것을 확인할 수 있었으며, 이러한 경향은 E_b/N_j 와 재밍점유대역비(ρ)가 낮을수록 더욱 뚜렷하였다.

Key Words : Synchronization, Normalized Envelop Detection, Early-Late Filter, Partial Band Noise Jamming, Frequency Hopping

ABSTRACT

In this paper, the hop-timing estimator, which NED and ELF are adopted to, has been proposed. The estimation performance of the proposed scheme and the conventional scheme is compared through computer simulations. The simulation results show that the new system has less hop-timing error than the conventional system in partial band noise jamming channel. The lower E_b/N_j and ratio of jamming bandwidth(ρ) are, the bigger performance enhancement of the proposed system is.

I. 서론

주파수 도약 시스템은 적의 재밍으로부터 무선 통신 채널을 보호하기 위해서 송수신 단말이 약속된 패턴에 따라 송수신 주파수를 지속적으로 변경하는 시스템을 말한다. 이러한 주파수 도약 시스템은 광대역으로의 확산이 용이한 장점이 있는 반면에 모든 송수신 단말의 주파수 도약 동기를 매우 정확하게 일치시켜야 하는 어려움이 있다. 만약 송신단말과 수신단말의 주파수 도약 동기가 다를 경우, 수신 신호의 에너지 손실이 발생하여 BER(bit error rate) 성능

열화가 발생할 수 있다. 또한, 송신단말 간에 송신동기가 일치하지 않을 경우, 서로 다른 송신신호 사이에 충돌(hitting)이 발생할 수 있다^[1]. 따라서 주파수 도약 동기획득 기능은 시스템의 전체 성능에 영향을 미칠 수 있는 매우 중요한 기능이다.

주파수 도약 동기획득 시스템은 크게 신호검파, 동기오차 예측, 동기보정의 세 가지 기능으로 구성되는데, 검파된 신호 에너지를 이용하여 동기오차를 예측하고 이를 바탕으로 동기를 보정하는데, 이러한 과정을 반복적으로 수행하여 원하는 수준의 동기를 획득하게 된다. 주파수 도약 시스템의 동기화 과정은

* 국방과학연구소 4체계개발본부 위성통신체계부 2팀 (le_grand_blue@hanmail.net)
 논문번호 : KICS2006-12-530, 접수일자 : 2006년 12월 27일, 최종논문접수일자 : 2007년 3월 27일

크게 거친시간 동기화(coarse-time synchronization)와 미세시간 동기화(fine-time synchronization)로 구성된다. 거친시간 동기화는 동기오차가 ± 0.5 홉 이하 수준의 대략적인 동기를 획득하는 과정이며, 거친시간 동기화가 종료된 후에 미세시간 동기화가 수행하여 통신이 가능한 수준으로 동기오차를 줄이게 된다^[2]. 일반적으로 주파수 도약 통신시스템에서 허용되는 주파수 도약 동기오차는 홉 지속시간의 5% 이하 수준이다.

미세시간 동기화에 많이 사용되는 구조가 얼리-레이트 필터 시스템이다. 얼리-레이트 필터 시스템은 신호검파부터 동기오차 예측까지를 담당하는 시스템인데, 예측한 홉 타이밍에 따라 홉 지속시간의 전반부 0.5홉은 얼리 필터로, 후반부 0.5홉은 레이트 필터로 수신하고 각 필터의 에너지 값을 비교하여 동기오차의 정도를 계산한다. 만약 얼리 필터의 포락선 검파기 출력값이 레이트 필터의 포락선 검파기 출력값 보다 클 경우, 예측한 타이밍이 실제 타이밍 보다 느림을 의미한다. 만약 레이트 필터의 포락선 검파기 출력값이 더 클 경우에는 예측한 타이밍이 실제 타이밍 보다 빠르게 설정되어 있음을 뜻한다^[3].

기존 논문에서 소개된 얼리-레이트 필터 시스템은 백색 가우스 잡음채널(AWGN)에서 동기오차 예측 성능이 우수한 것으로 분석되었으나, 재밍 채널 환경에서의 성능 분석은 수행되지 않았다^[4]. 본 논문에서는 기존 얼리-레이트 필터 시스템을 개선하여 부분 대역 잡음 재밍채널에서 예측 성능이 우수한 새로운 얼리-레이트 필터 시스템을 제안하고자 한다.

본 논문의 2장에서는 기존의 얼리-레이트 필터 시스템을 소개하고 3장에서는 재밍 환경에 적합한 얼리-레이트 필터 시스템의 구조를 제안한다. 4장에서는 3장에서 제안한 시스템의 동기오차 예측 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 분석하였고 시뮬레이션 결과를 바탕으로 5장에서 결론을 도출하였다.

II. 기존 얼리-레이트 필터 시스템

주파수 도약 미세 동기획득 시스템에서 홉 타이밍 예측기는 주파수 도약 거친 동기획득을 통해 추정된 홉 동기와 실제 수신신호의 홉 동기 사이의 오차를 계산하는 역할을 수행한다. 그림 1은 기존 논문에 소개된 홉 타이밍 예측기의 블록도이다^[4].

기존 얼리-레이트 필터 시스템에는 3개의 필터가 사용되는데 각 필터의 필터링 시간 구간을 비교하면 그림 2와 같다. 예측한 홉 지속시간(T_h)에 대해서 얼

리 필터(필터 #1)와 레이트 필터(필터 #2)가 각각 홉의 앞부분[0~ $T_h/2$]과 뒷부분[$T_h/2$ ~ T_h]을 필터링하고 필터 #0는 전체 구간을 필터링한다^[4].

각각의 필터를 통해 수신된 신호에 대해서 포락선 검파기를 이용하여 수신 신호의 에너지를 측정한다. 본 논문에서는 주파수 도약 거친시간 동기화를 통해 추정된 동기가 그림 3과 같이 실제 신호의 수신동기보다 ΔT 만큼 빠른 경우에서 신호의 펄스가 이상 구형파이고 도약 패턴에서 인접 도약 주파수는 충분히 이격되어 있다고 가정하였다.

이러한 상황에서 AWGN 환경에서 기존 얼리-레이트 필터 시스템의 동기오차 예측 성능을 수식적으로 분석하였다. 주파수 역도약기 출력신호를 수식적으로 식 (1)과 같이 표현된다.

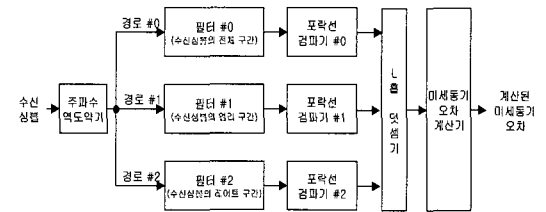


그림 1. 기존 논문에 소개된 얼리-레이트 필터 시스템

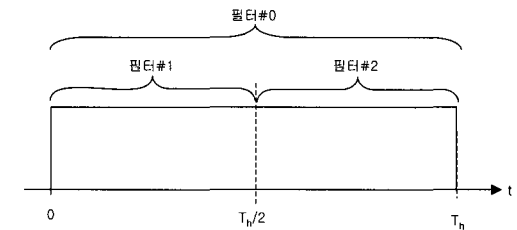


그림 2. 각 필터의 필터링 구간

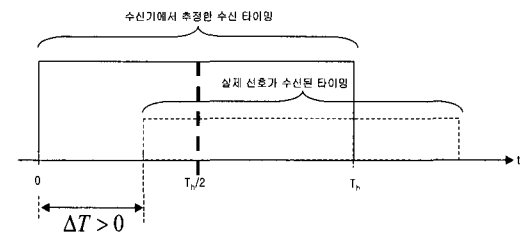


그림 3. 주파수 도약 거친시간 동기화로 획득한 홉 동기와 실제 신호의 홉 동기의 예시도

$$\hat{s}_i(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_h}} \exp\{j(2\pi f_i t + \phi_i)\} \quad (1)$$

$$\Delta T \leq t \leq T_h + \Delta T$$

- $\hat{s}_i(t)$: 주파수 역도약된 수신신호
- E_s : 심볼 에너지
- T_h : 홉 지속시간
- f_i : M개의 톤 중 송수신기가 사전에 정한 i 번째 톤 신호
- ϕ_i : 전파지연에 따른 위상천이

2.1 포락선 검파기 #2

그림 4는 포락선 검파기 #2의 블록도이다. 포락선 검파기 #2의 출력값을 신호 성분과 AWGN 성분으로 분리하여 계산할 수 있다. 그림 3의 타이밍 오차가 있을 경우, 신호성분의 포락선 검파기 출력값은 식 (2)와 같다⁵⁾.

$$\left(\int_{T_c/2}^T \sqrt{\frac{2E_s}{T_h}} \cos \{ (2\pi f_i t + \phi_i) \} \cdot 2 \cos (2\pi f_i t) dt \right)^2 + \left(\int_{T_c/2}^T \sqrt{\frac{2E_s}{T_h}} \sin \{ (2\pi f_i t + \phi_i) \} \cdot 2 \sin (2\pi f_i t) dt \right)^2 = \frac{E_s T_h}{2} \quad (2)$$

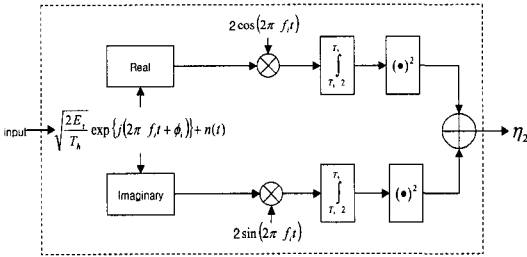


그림 4. 포락선 검파기 #2.

포락선 검파기 #2에서 AWGN 성분의 제곱기 출력값은 식 (3)과 같다⁶⁾.

$$2E \left[\int_{\lambda=T_c/2}^T \int_{t=T_c/2}^T n_1(t) n_1(\lambda) \cdot 2 \cos (2\pi f_i t) \cdot 2 \cos (2\pi f_i \lambda) dt d\lambda \right] = 2 \int_{\lambda=T_c/2}^T \int_{t=T_c/2}^T \frac{N_j}{2} \delta(t-\lambda) \cdot 2 \cos (2\pi f_i t) \cdot 2 \cos (2\pi f_i \lambda) dt d\lambda = 4N_j \int_{T_c/2}^T \sin^2 (2\pi f_i t) dt = N_j T_h \quad (3)$$

식 (2)와 식 (3)을 통해 계산된 포락선 검파기 #2의 최종 출력 값의 평균은 다음과 같다.

$$E[\eta_2] = \frac{E_s T_h}{2} + N_j T_h \quad (4)$$

2.2 포락선 검파기 #1

포락선 검파기 #1는 포락선 검파기 #2에서 검파 구간이 $[0, T_h/2]$ 로 설정된다. 여기서는 수신신호가

그림 3과 같이 ΔT 의 동기오차가 있기 때문에 수신신호의 에너지 계산을 위한 적분 구간은 $[\Delta T, T_h/2]$ 가 된다. 포락선 검파기 출력에서 신호 성분의 값은 각각 식 (5)와 같다⁵⁾.

$$\left\{ \int_{\Delta T}^{T_h/2} \sqrt{\frac{2E_s}{T_h}} \cos \{ (2\pi f_i t + \phi_i) \} \cdot 2 \cos (2\pi f_i t) dt \right\}^2 + \left\{ \int_{\Delta T}^{T_h/2} \sqrt{\frac{2E_s}{T_h}} \cos \{ (2\pi f_i t + \phi_i) \} \cdot 2 \sin (2\pi f_i t) dt \right\}^2 = \frac{E_s T_h \left(1 - 2 \frac{\Delta T}{T_h} \right)^2}{2} \quad (5)$$

AWGN 성분의 제곱기 출력값은 포락선 검파기 #2의 출력값과 동일하다. 포락선 검파기 #1의 최종 출력 값의 평균은 다음과 같다.

$$E[\eta_1] = \frac{E_s T_h \left(1 - 2 \frac{\Delta T}{T_h} \right)^2}{2} + N_j T_h \quad (6)$$

2.3 포락선 검파기 #0

포락선 검파기 #0는 포락선 검파기 #2에서 검파 구간이 $[0, T_h]$ 로 설정된다. 여기서는 수신신호가 그림 3과 같이 ΔT 의 동기오차가 있기 때문에 수신신호의 에너지 계산을 위한 적분 구간은 $[\Delta T, T_h]$ 가 된다. 수신신호 에너지에 대한 포락선 검파기 #0의 제곱기 출력 값을 계산하면 식 (7)과 같다⁵⁾.

$$\left\{ \int_{\Delta T}^T \sqrt{\frac{2E_s}{T_h}} \cos \{ (2\pi f_i t + \phi_i) \} \cdot 2 \cos (2\pi f_i t) dt \right\}^2 + \left\{ \int_{\Delta T}^T \sqrt{\frac{2E_s}{T_h}} \cos \{ (2\pi f_i t + \phi_i) \} \cdot 2 \sin (2\pi f_i t) dt \right\}^2 = 2E_s T_h \left(1 - \frac{\Delta T}{T_h} \right)^2 \quad (7)$$

포락선 검파기 #0에서 AWGN 성분의 제곱기 출력 값은 포락선 검파기 #1 또는 포락선 검파기 #2의 AWGN 성분 출력 값의 2배이다. 포락선 검파기 #0의 최종 출력 값의 평균은 다음과 같다.

$$E[\eta_0] = 2E_s T_h \left(1 - \frac{\Delta T}{T_h} \right)^2 + 2N_j T_h \quad (8)$$

2.4 동기오차 예측

각 포락선 검파기의 출력 값을 이용하여 동기오차 값을 계산한다. 본 절에서는 표기의 간편을 위해 각 포락선 검파기 출력값을 다음과 같이 치환하여 표기한다. $E[\eta_0] \sim E[\eta_2]$ 는 각각 포락선 검파기 #0 ~ 포락선 검파기 #2의 최종 출력 값의 평균에 해당된다⁴⁾.

$$E[\eta_0] = 4A^2(1 - \epsilon)^2 + 2\sigma_j^2 \quad (9)$$

$$E[\eta_1] = A^2(1 - 2\epsilon)^2 + \sigma_j^2 \quad (10)$$

$$E[\eta_2] = A^2 + \sigma_j^2 \quad (11)$$

$$\frac{\Delta T}{T_h} = \epsilon, \sigma_j^2 = N_j T_h, A = \sqrt{\frac{E_s T_h}{2}}$$

식 (9) ~ 식 (11)은 하나의 홉에 대한 값인데 각 포락선 검파기 출력값을 충분히 많은 수의 홉 동안 누적하여 식 (12) ~ 식 (13)을 계산할 경우, AWGN의 분산값은 0으로 간주할 수 있다.

$$v_1 = 2E[\eta_1] - E[\eta_0] = 2A^2(2\epsilon^2 - 1) \quad (12)$$

$$v_2 = 2E[\eta_2] - E[\eta_0] = -2A^2(2\epsilon^2 - 4\epsilon + 1) \quad (13)$$

위에서 계산된 v_1 과 v_2 를 이용하여 식 (14)과 같은 이차 방정식을 수립하고 양의 근을 계산하면 식 (15)와 같다.

$$2(v_1 + v_2)\epsilon^2 - 4v_1\epsilon + (v_1 - v_2) = 0 \quad (14)$$

$$\epsilon = \frac{v_1 + \sqrt{0.5(v_1^2 + v_2^2)}}{v_1 + v_2} \quad (15)$$

III. 새로운 홉 타이밍 예측기 제안

3.1 M-ary FSK 정규화 포락선 검파기법

정규화 포락선 검파기법은 M-ary FSK 시스템에 적용되는 검파기법으로써 M개의 검파기 출력값을 모두 더한 값으로 각 검파기 출력값을 정규화시킨다. 이 경우, 검파대역이 전체적으로 재밍의 영향을 받았을 경우, 정규화 과정을 통해 수신된 신호에 관계없이 모든 검파기 출력값이 비슷한 수준으로 조정된다. 일반적으로 정규화 포락선 검파기법은 다이버시티 기법과 결합하여 사용되는데 주파수 도약 시스템의 경우, 여러 홉의 정규화 검파기 출력값을 누적하여 가장 큰 출력값을 가지는 심볼을 수신 심볼로 판정한다. 그림 5는 주파수 도약 시스템에 적용되는 M-ary FSK 수신 시스템의 블록도이다⁷⁾.

3.2 정규화 포락선 검파기법과 얼리-레이트 필터의 결합

기존의 얼리-레이트 필터 시스템은 그림 1에서 확인할 수 있듯이 3개의 포락선 검파기로 구성되어 있

다. 이와 같은 시스템 구조에서 정규화 포락선 검파기법을 어떤 형태로 적용시킬지에 대한 검토가 필요하다.

본 논문에서는 정규화 방법을 달리하여 두 가지 얼리-레이트 필터 시스템을 제시하였다. 그림 6에서는 얼리 구간과 레이트 구간의 포락선 검파기 출력을 더한 값으로 각 포락선 검파기 출력값을 정규화시킨다. 반면 그림 7에서는 모든 포락선 검파기 출력을 더한 값으로 각 포락선 검파기 출력값을 정규화시킨다.

이와 같이 정규화 방법에 따른 동기오차 예측성능을 비교하기 위해 표 1의 환경에서 두 시스템의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 비교하였다.

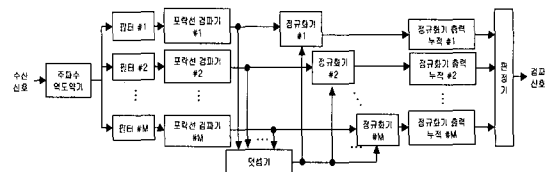


그림 5. 정규화 포락선 검파기와 다이버시티가 결합된 M-ary FSK 수신 시스템

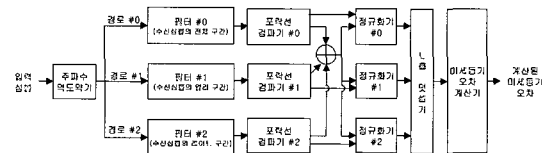


그림 6. 얼리-레이트 필터 시스템(1)

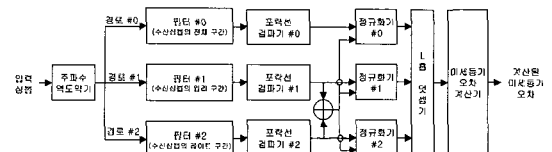
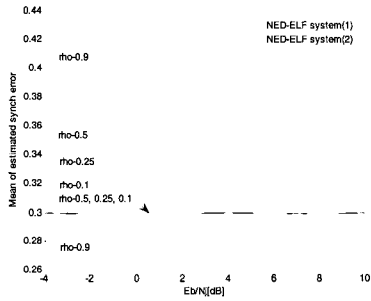


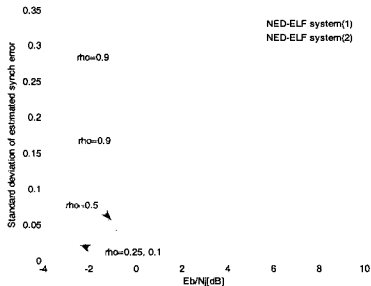
그림 7. 얼리-레이트 필터 시스템(2)

표 1. 시뮬레이션 파라미터

항목	설정
변조방식	BFSK
E_b/N_0	10 dB
동기오차와 심볼지속시간 비(ϵ)	0.3
누적되는 홉의 수(L)	64
E_b/N_j	-4 dB ~ 10 dB
재밍종류	부분대역재밍
재밍점유대역비(ρ)	0.9 ~ 0.1



(a) Rho에 따라 예측된 동기오차 값의 평균



(b) Rho에 따라 예측된 동기오차 값의 표준편차

그림 8. 제안된 얼리-레이트 필터 시스템의 동기오차 예측 성능 비교

표 1에서 ϵ 는 심볼 지속시간과 동기오차 간의 비율을 의미하는데 본 시뮬레이션에서는 발생된 동기오차 시간이 심볼 지속시간의 30%($\epsilon=0.3$)로 설정하였다. 재밍점유대역비(ρ)는 전체 도약대역폭에서 재밍의 점유대역폭 비율로써 본 시뮬레이션에서는 재밍신호가 전체 도약대역폭의 10%($\rho=0.1$)~90%($\rho=0.9$)를 점유하는 상황을 설정하였다.

제한한 시스템이 예측한 동기오차의 평균과 표준편차를 표 1의 채널환경에서 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 계산하였다. 그림 8의 시뮬레이션 결과에서 NED-ELF 시스템(1)은 그림 6의 시스템, NED-ELF 시스템(2)는 그림 7의 시스템이다.

그림 8에서 확인할 수 있듯이 NED-ELF 시스템(1)이 NED-ELF 시스템(2)보다 실제 동기오차에 근접하게 예측함을 알 수 있었다. NED-ELF 시스템(1)은 90%($\rho=0.9$)의 재밍점유대역비를 제외한 나머지 상황에서 예측한 평균 동기오차가 실제 동기오차인 0.3과 일치하였다. 반면, NED-ELF 시스템(2)는 모두 경우에서 예측 동기오차가 실제 동기오차보다 큰 값을 예측하였고, ρ 가 클수록 예측 결과와 실제 동기오차 간의 차이가 더욱 커졌다. 예측한 동기오차의 표준편차에 대해선 NED-ELF 시스

템(1)과 NED-ELF 시스템(2)이 모두 ρ 가 작고 E_b/N_j 가 클수록 표준편차가 작아져서 동기오차 예측값이 편차가 적어졌다. 그러나, 전체적으로 NED-ELF 시스템(1)의 표준편차가 더 작아서 NED-ELF 시스템(2) 보다 동기오차 예측결과 값이 보다 안정적임을 알 수 있었다.

이러한 성능분석 결과를 통해서 그림 6과 같이 얼리 구간 포락선 검파기 출력과 레이트 구간 포락선 검파기 출력의 합으로 각각의 포락선 검파기 출력을 정규화시키는 것이 유리함을 알 수 있었다. 그림 7과 같이 모든 포락선 검파기 출력값의 합으로 정규화할 경우에 발생하는 성능열화 현상은 각 포락선 검파기의 검파 구간과 관련이 있다. 얼리-레이트 필터 시스템에서 각 포락선 검파기는 동일한 신호, AWGN과 재밍에 대해서 신호 검파를 수행한다. 이러한 상황에서 포락선 검파기 #0과 포락선 검파기 #1의 출력값을 더할 경우, 얼리 구간의 AWGN과 재밍이 두 번 누적되는 효과가 나타난다. 동일한 개념으로 포락선 검파기 #0과 포락선 검파기 #2의 출력값을 더할 경우에는 레이트 구간의 AWGN과 재밍이 두 번 누적된다. 이와 같이 포락선 검파기 #0의 출력값을 포락선 검파기 #1 또는 포락선 검파기 #2의 출력값과 더할 경우, 동일한 AWGN과 재밍의 누적으로 인해 동기오차 예측 성능이 열화되는 결과를 얻게 된다.

IV. 제안한 시스템의 성능 분석

다양한 시뮬레이션을 통해 그림 1과 그림 7의 시스템 구조의 동기오차 예측 성능을 비교하였다. 표 2와 표 3은 AWGN과 부분대역 잡음 재밍이 공존하는 환경에서 수행된 시뮬레이션(1)과 시뮬레이션(2)의 파라미터이다. 기존 시스템과 제안된 시스템의 동기오차 정확도를 예측하기 위해 각 시스템의 동기오차 평균과 표준편차를 계산하였다. 또한, 재밍의 위치는 전체 홉 지속시간 동안에 위치를 변동하지 않는다고 가정하였다.

그림 9와 그림 10은 각각 동기오차(ϵ)가 0.3, 0.5인 상황에서 다양한 재밍점유대역비(ρ)에 대한 각 시스템의 동기오차 성능을 비교한 결과이다. 그림 9(a)와 그림 10(a)는 각 시스템의 예측 동기오차의 평균을 그린 것인데 예측한 동기오차의 평균이 시뮬레이션에서 고려한 ϵ 에 근접할수록 성능이 우수함을 의미한다. 그림 9(a)와 그림 10(a)에서 확인할 수 있듯이 제안한 시스템이 기존 시스템보다 성능

이 우수하거나 비슷하였다. 특히 E_b/N_j 와 ρ 가 낮을수록 제안한 시스템이 기존 시스템보다 월등히 성능이 우수하였다. 다음으로 각 시스템의 예측 동기오차 표준편차를 비교하였다. 예측 동기오차 표준편차는 시스템이 예측한 값이 얼마나 안정적인지를 파악할 수 있는 값으로써 이 값이 0에 근접할수록 우수하다. 그림 9(b)와 그림 10(b)에서 확인할 수 있듯이 전체 시뮬레이션 구간에서 제안 시스템의 표준편차가 기존 시스템의 표준편차보다 적었다. 이는 제안 시스템의 동기오차 예측값이 안정적임을 의미한다. 또한, 이러한 경향은 E_b/N_j 와 ρ 가 낮을수록 더욱 뚜렷하였다. 결국, 제안 시스템은 기존의 얼리-레이트 시스템 보다 안정적으로 동기오차를 예측함을 알 수 있었다.

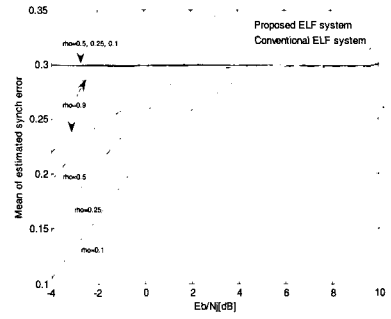
이러한 결과는 재밍 신호의 영향을 받은 홉의 에너지가 정규화 포락선 검파기에 의해 정규화되어 재밍의 영향력이 낮아지기 때문이다. 얼리-레이트 필터 시스템은 각 포락선 검파기의 에너지 차이가 바탕으로 동기오차를 예측하게 된다. 만약 특정 홉에서 강한 재밍의 영향을 받을 경우, 재밍신호에 의해 동기오차와 무관하게 각 검파기의 출력 에너지가 거의 동일한 큰 값을 가지게 되어 동기오차의 정확도를 떨어뜨린다.

표 2. 시뮬레이션(1) 파라미터

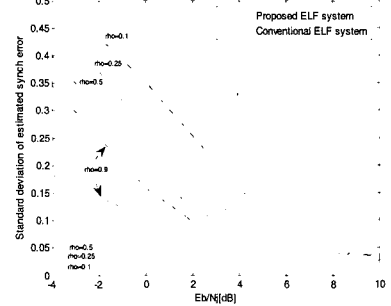
항 목	설 정
변조방식	BFSK
E_b/N_o	10 dB
동기오차와 심볼지속시간 비(ϵ)	0.3
누적되는 홉의 수(L)	64
E_b/N_j	-4 dB ~ 10 dB
재밍종류	부분대역재밍
재밍점유대역비(ρ)	0.9 ~ 0.1

표 3. 시뮬레이션(2) 파라미터

항 목	설 정
변조방식	BFSK
E_b/N_o	10 dB
동기오차와 심볼지속시간 비(ϵ)	0.5
누적되는 홉의 수(L)	64
E_b/N_j	-4 dB ~ 10 dB
재밍종류	부분대역재밍
재밍점유대역비(ρ)	0.9 ~ 0.1

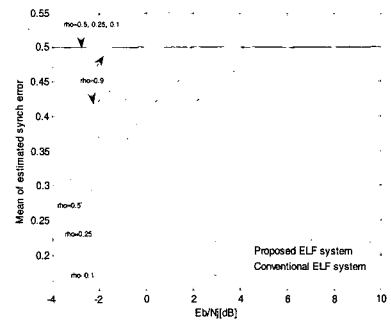


(a) Rho에 따라 예측된 동기오차 값의 평균

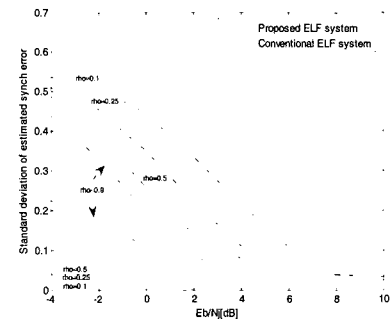


(b) Rho에 따라 예측된 동기오차 값의 표준편차

그림 9. 시뮬레이션(1)에서 제안한 얼리-레이트 필터 시스템 과 기존 얼리-레이트 필터 시스템의 동기오차 예측성능 비교



(a) Rho에 따라 예측된 동기오차 값의 평균



(b) Rho에 따라 예측된 동기오차 값의 표준편차

그림 10. 시뮬레이션(2)에서 제안한 얼리-레이트 필터 시스템 과 기존 얼리-레이트 필터 시스템의 동기오차 예측성능 비교

그러나, 정규화 기법이 적용될 경우, 모든 포락선 검파기 값이 전체적으로 작아진다. 반면, 재밍의 영향을 받지 않은 홉의 경우, 정규화 포락선 검파를 한 후에도 에너지 차이가 유지되면서 정규화되므로 동기오차 예측이 가능하다. 따라서, 정규화 포락선 검파를 통해서 재밍신호의 영향을 줄이면서 동시에 재밍신호가 없는 경우에는 동기오차에 따른 에너지 차이를 유지할 수 있어서 재밍 채널환경에 우수한 동기오차 예측성능을 가지게 된다.

V. 결론

주파수 도약 미세 동기획득 시스템으로 널리 사용되고 있는 얼리-레이트 필터 시스템에 정규화 포락선 검파기를 적용하여 재밍 환경에 적합한 시스템을 제안하였다. 얼리-레이트 필터 시스템에 있는 3개의 포락선 검파기 중에서 얼리 구간과 레이트 구간의 포락선 검파기 합으로 각 검파기 출력값을 정규화시킬 경우, 효과적인 항 재밍 효과를 얻을 수 있음을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 확인하였다. 이와 같은 결과는 얼리-레이트 필터 시스템이 동일한 신호, AWGN과 재밍에 대해서 검파 구간을 달리하여 포락선 검파기 출력값을 만드는 구조이기 때문인데, 모든 포락선 검파기 출력값의 합으로 정규화를 할 경우, 동일한 AWGN과 재밍이 두 번 누적되는 효과가 발생한다. 따라서 얼리 구간의 포락선 검파기 출력과 레이트 구간의 포락선 검파기 출력의 합으로 각 포락선 검파기 출력값을 정규화시키는 것이 유리하다.

정규화 포락선 검파기법이 적용된 얼리-레이트 필터 시스템과 기존 얼리-레이트 필터 시스템의 동기오차 예측 성능을 비교하여 부분대역 잡음 재밍 환경에서 제안한 구조의 동기오차 예측 성능이 기존 구조보다 우수한 것을 확인할 수 있었다. 이러한 경향은 E_b/N_0 와 ρ 가 작을수록 더욱 뚜렷해졌다. 이는 정규화 포락선 검파기를 통해서 재밍 신호에 대한 검파기 출력 에너지를 줄여서 재밍의 영향력을 낮추기 때문이다. 본 동기획득 시스템은 적의 재밍을 고려한 군용 주파수 도약 시스템에 적합하다.

참고 문헌

- [1] 이주형, 김수일, 사공창대, "군위성통신체계 FH-FDMA PNS-G 설계", 국방과학연구소 기술보고서, 8월, 2004.
- [2] L. Aydin and A. Polydoros, "Joint hop-timing estimation for FH signals using a coarsely channelized receiver," in *Proc. IEEE MILCOM.*, vol. 2, pp. 769-773, Nov. 1995.
- [3] L. J. Mason and E. B. Felstead, "Probing techniques and estimation processes for fine-time synchronization of FH systems," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 41, no. 6, pp. 962-974, June 1993.
- [4] L. J. Mason, "Estimation of fine time synchronization error in FH-FDMA satcom systems using the early-late filter technique," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 42, no. 2/3/4, pp. 1254-1263, Feb./Mar./Apr. 1994.
- [5] J. G. Proakis, *Digital Communications*. McGraw-Hill, 2001.
- [6] T. S. Rappaport, *Wireless Communications Principles & Practice*. Prentice Hall, 1996.
- [7] P. Tardif and E. B. Felstead, "Measurement of diversity-combining performance enhancement for fast FH," in *Proc. IEEE MILCOM.*, vol. 1, pp. 16-19, Oct. 1989.

이 주 형 (Juhyung Lee)

정회원



2000년 2월 : 한국항공대학교 통
신정보공학과 졸업

2002년 2월 : 한국항공대학교 통
신공학과 석사졸업

2002년 1월~현재 : 국방과학연구
소 4-위성-2 연구원

<관심분야> FH 능동/수동위성시
스템 동기획득 시스템, FH 위성통신시스템 설계 및
성능 분석