

고속 위성 통신용 위상 동기 방식

준회원 이 주 형*, Duc-Long*, 준회원 이 유 성*, 정회원 박 현 철*

Phase Synchronization Algorithm for High-speed Satellite Communications

Juhyung Lee Associate Member, Duc-Long, Yujung Lee Associate Member, Hyuncheol Park Regular Member

요 약

본 논문에서는 고속 TDMA (Time Division Multiple Access) 위성 통신 시스템에 적합한 위상 동기 방식을 제시하고, 추적 성능을 평가하였다. 낮은 SNR에서 작동하고 초기 포착 특성이 우수한 방식을 사용해야 하는 위성 통신 시스템에 있어 채널 코딩은 필수적이다. 따라서 코딩에 적합한 위상 동기 방식이 필요하다. 그러나 기존의 DD (Decision Directed)나 NDA (Non-Data-Aided) 방식은 낮은 SNR에서 cyclic slipping 과 Hangup 현상에 민감하기 때문에 코딩 이득을 제대로 얻을 수 없다. 이러한 현상을 보완 하기 위해 TD (Tentative Decision) 방식과 PSP (Per Survivor Processing) 방식이 제안 되었다. PSP 방식은 TD 방식에 비해 성능이 뛰어나기는 하지만 복잡도가 크다는 단점을 가지고 있다. 따라서 본 논문에서는 채널 상태에 따라 적응적으로 PSP 방식과 TD 방식을 결합하여, 복잡도 문제를 해결하고 PSP 방식의 성능에 근접하는 ARSE (Adaptive Reduced State Estimator) 방식을 제안 하였다.

Key Words : phase synchronization, Tentative decision, per survivor processing

ABSTRACT

In per survivor processing (PSP) has a better performance than conventional phase offset estimators. But its defect is that it has a high complexity. In this paper, we propose the adaptive reduced state estimator (ARSE) algorithm not only to reduce the complexity, but also to have a good performance. The main principle of ARSE is changing the number of estimators dynamically during the decoding process according to the channel condition.

1. 서 론

이동형 광대역 위성 TDMA (Time Division Multiple Access) 버스트 모뎀은 차세대 이동 통신의 수단으로서 많은 연구와 관심이 집중 되는 분야로 10GHz 이상의 높은 주파수 대역을 이용한다. 그러나 이 주파수 대역은 최적 주파수 대역과 (1GHz~10GHz)는 달리 강우 등에 의한 감쇄로 인해 전력 손실이 크다. 이로 인해 이동형 광대역 위성 TDMA 버스트 모뎀은 낮은 SNR (signal to noise

ratio)에서 동작할 수 있도록 설계되어야 한다. 특히 고속 위성 전송의 특징을 반영하기 위해서는 초기 포착 특성이 우수한 위상 동기 방식이 요구된다. 이를 해결하기 위한 많은 연구가 진행 되고 있지만 위상 동기 추정 방식에 대한 연구는 현재 충분이 이루어지지 않고 있다.

지금까지 알려진 대표적인 위상 동기 방식으로는 PLL (Phase Locked Loop) 추적 회로를 이용하는 DD (Decision Directed) Costas 루프가 있다. 이 방식은 S형태의 에러 검출기 특성곡선 때문에 낮은

* 한국정보통신대학교 공학부 정보전송연구실(juhyung, duclong, diotima, hpark@icu.ac.kr)

논문번호 : 040035-0126, 접수일자 : 2004년 6월 8일

SNR에서 Hangup 현상이나 Cyclic slipping 문제로 필연적인 성능 열화 문제점을 안고 있다. 그러므로 DD Costas 루프는 낮은 SNR에 작동하고 신속한 초기 포착 특성을 필요로 하는 위성 통신에는 적합하지 않을 뿐만 아니라 낮은 SNR에서 동작 하기 위해서 사용하는 채널 코딩의 이득 또한 기대 하기 어렵다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 PSP (Per Survivor Processing) 방식이 제안 되었다 [1][2]. 그러나 이 PSP 방식은 기존의 TD (Tentative Decision) 방식에 비해 복잡도가 크게 증가 한다는 단점을 가지고 있다. 따라서 본 논문에서는 기존의 PSP 방식을 보완하여 복잡도는 크게 줄여 들고 그 성능은 크게 떨어지지 않는 방식을 제안하였다.

본 논문은 다음과 같이 구성된다. II 절에서는 일반적인 TD, PSP 방법과 일반적인 개념에 대해 기술하고, III절에서는 본 논문에서 제안된 ARSE (Adaptive State Reduced Estimator) 방식에 대해 알아 보겠다. 그리고 IV절에서는 위의 방식들을 사용하여 DD Costas 루프와의 성능을 평가한다. 마지막으로 V절에서는 본 논문에 대한 결론을 내리겠다.

II. 기존의 위상 오프셋 보상 방법

ISI(Inter Symbol Interference)가 없는 채널 환경에서 정합 필터를 통과한 수신 신호를 시간 kT 에서 샘플링 한 신호는 다음과 같이 주어진다.

$$x_k = c_k e^{-j\theta_k} + n_k \quad (1)$$

여기서 $[\dots, c_{k-3}, c_{k-2}, c_{k-1}]$ 는 송신된 데이터 벡터이고, θ_k 는 위상 오프셋, n_k 는 AWGN(Additive White Gaussian Noise) 신호이다. 위상 오프셋을 보상하기 위한 DD Costas 루프의 동기 획득을 위한 오류 함수와 업데이트 식은 다음과 같이 구해진다 [1]-[3].

$$\text{오류함수: } e(k) = \text{Im}[c_k^* x(k) e^{-j\hat{\theta}(k)}] \quad (2)$$

$$\text{업데이트: } \hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) + \gamma e(k) \quad (3)$$

여기서 $[\dots, \hat{c}_{k-3}, \hat{c}_{k-2}, \hat{c}_{k-1}]$ 는 수신신호의 판정값이다. 그러나 채널 코딩이 적용되어 비터비 복호기를 사용하는 시스템에서는 신뢰성 있는 판정을 위해 판정 지연 시간을 필요로 한다. 따라서 이전 판정

값을 사용하는 DD Costas 방식을 그대로 적용하는 데에는 문제가 발생하기 때문에 이를 위하여 지연된 판정값을 이용하여 위상 오프셋을 보상하는 TD 방식이 제안되었다. TD 방식의 오류 함수와 업데이트 식은 다음과 같다 [1].

오류 함수 :

$$e(k-D) = \text{Im}[c_{k-D}^* x_{k-D} e^{-j\hat{\theta}(k-D)}]$$

(4)

업데이트 :

$$\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) + \gamma e(k-D)$$

(5)단, $[\dots, \hat{c}_{k-3}, \hat{c}_{k-2}, \hat{c}_{k-1}]$ 는 시간 kT 에서의 최상의 survivor path의 판정된 데이터 벡터이다. 그리고 D 는 비터비 복호기의 판정지연 시간보다는 짧은 지연 값이다. 위와 같이 판정 지연으로 인하여 수신된 신호의 정확한 판정값 c_k^* 대신에 사용되는

지연된 신호의 판정값 c_{k-D}^* 를 TD 값 이라고 한다.

위 TD 방식은 최상의 survivor path의 시퀀스 중에서 TD 값을 선택하여 위상 오프셋을 보상하는데 이 방식에는 다음과 같은 문제점이 존재한다. 첫째는 현재 선택된 survivor path가 디코딩이 완전히 끝난 후, 최종 survivor path가 되지 않을 수 있다는 것이고, 둘째는 cyclic slipping 상태와 같이 좋지 않은 환경의 경우, 최상의 survivor path로부터 선택된 TD값을 이용한 위상 오프셋의 보상은 다른 survivor path에서의 TD 값을 사용하여 보상한 것보다 정확한 값이 아니라는 점이다. 이러한 문제를 해결하기 위해 PSP 방식이 제안 되었다 [4]. 이 방식은 최상의 survivor path뿐만 아니라 모든 survivor path에서 오류 함수와 업데이트 식을 구하고, 구해진 각각의 위상 추정 값을 이용하여 branch metric을 구성하여 각각의 survivor path을 확장 시킨다. 따라서 PSP 방식은 지연된 판정값을 사용할 필요가 없으며 바로 이전의 값을 이용하여 위상 오프셋 성분을 추정하고 보상한다. PSP 방식의 오류 함수와 업데이트 식은 다음과 같다 [4]-[7].

오류함수 :

$$e^m(k) = \text{Im}[x_k c_k^{(m)*} e^{-j\hat{\theta}_k^m}], \quad m=1, 2, \dots, S \quad (6)$$

$$\text{업데이트: } \hat{\theta}_{k+1}^m = \hat{\theta}_k^m + \gamma e_k^m \quad (7)$$

단, S 는 총 스테이트의 개수이다. 이와 같이 PSP 방식은 trellis state 수 만큼의 $\hat{\theta}$ 추정을 필요로 한다. 이러한 특성으로 인해 PSP는 Multiple synchronizer라 부르기도 한다. 이렇듯 PSP는 각각의 survivor path 마다 오류 함수와 업데이트 식을 구해야 하기 때문에 더 많은 연산량을 필요로 한다는 단점이 있다. 이러한 문제점을 해결 하기 위하여 본 논문에서 다음의 알고리즘이 제안되었다.

III. 제안된 방식

위 PSP의 복잡도 문제를 해결 하기 위하여 RSE(Reduce State Estimator) 방식이 제안 되었다 [8]. 그러나 이 방식은 복잡도는 줄 일수 있으나 성능이 PSP에 비해 많이 떨어 진다는 단점이 있다. 왜냐하면 RSE는 채널 상태를 고려하지 않고 매 시간마다 PSP 방식에 의해 확장될 survivor path의 수를 고정 시켰기 때문이다. 즉, 채널 상태가 좋고 나쁨에 상관 없이 동일한 수의 survivor path를 PSP 방식에 의해 확장한다. 따라서 본 절에서는 복잡도 문제와 성능을 동시에 해결 하기 위한 ARSE 방식을 제안 한다. 임의 시간에서 어떤 스테이트의 path metric 값은 그 survivor path가 디코딩이 완전히 끝난 후, 최종의 survivor path로 결정될 수 있는지에 관한 정보를 가지고 있다. 즉 임의 시간에서 어떤 survivor path의 path metric 값이 best survivor path의 path metric 값과 차이가 많이 나면 그 survivor path는 디코딩이 완전히 끝난 후에 최종 survivor path로 결정될 가능성이 적어 지게 된다. 이를 바탕으로 제안된 ARSE 방식은 각 시간마다 모든 survivor path의 path metric 값을 best survivor path의 path metric 값과 비교하여, 미리 정해 놓은 임계값 η 이상의 차이를 보이는 survivor path에 대해서는 TD 방식을 적용하여 survivor path를 확장하고, 임계값 η 보다 작은 차이를 보이는 경우에는 PSP 기법을 적용하여 survivor path를 확장한다. 따라서, 제안된 방식의 오류 함수는 best survivor path의 path metric 값과 임계값 η 이내의 차이를 보이는 survivor path에 대해서만 다음 식과 같이 계산된다.

$$\text{오류함수: } e(k) = \text{Im}[x_k c_k^{m_\eta} e^{-j\hat{\theta}_k^{m_\eta}}] \quad (8)$$

여기서, m_η 은 best survivor path의 path metric 값과 각각의 survivor path의 path metric 값의 차이

가 임계값 η 이내인 survivor path의 state를 의미한다. 위상 추정 값은 다음 식과 같이 TD 방식과 PSP 방식으로 업데이트 된다.

업데이트: 차이값 $< \eta$

$$\hat{\theta}_{k+1}^{m_\eta} = \hat{\theta}_k^{m_\eta} + \gamma \text{Im}[x_k c_k^{m_\eta} e^{-j\hat{\theta}_k^{m_\eta}}] \quad (9)$$

업데이트: 차이값 $> \eta$

$$\hat{\theta}_{k+1}^{m_{best}} = \hat{\theta}_k^{m_{best}} + \gamma \text{Im}[x_k c_k^{m_\eta} e^{-j\hat{\theta}_k^{m_\eta}}] \quad (10)$$

단, m_{best} 는 best survivor path의 state를 의미하며, R 은 path metric의 값이 임계값 η 보다 큰 state를 의미한다. 본 방식은 다음과 같은 절차에 의해 위상 오프셋을 추정하고, 보상된다.

1. 각 state의 path metric을 계산한다.
1. path metric 값을 이용하여 임의의 best survivor path를 고른다.
2. 각각의 path metric 값과 best survivor path의 path metric 값의 차이를 y_n 에 저장한다.
3. y_n 의 값과 임계값(η)을 비교하여 임계값 보다 값이 작은 N 개의 survivor path를 정한다. (N 은 매 시간마다 바뀌게 된다.)
4. N 개의 survivor path 와 best survivor path (총 $N+1$ 개)는 PSP 방식을 이용하여 확장되며, 나머지 $S-(N+1)$ 개의 survivor path에 대해서는 best survivor path를 통해 계산된 위상값을 이용하여, TD 기법으로 확장된다. (단 S 는 총 스테이트의 개수)

그림 1은 길쌈 코드 CC(2,1,2)의 트렐리스 다이어그램 이다. 시간 $k=1$ 에서 3번째 스테이트에 도달하는 survivor path (그림에서 1이라고 표현된 state)가 best survivor path이고, 첫번째 스테이트에 도달하는 path (그림에서 2라고 표현된 state)가 임계값 보다 작은 path metric값을 갖는 survivor path인 경우이다. 그림 1에서, 첫번째와 세번째 스테이트에서 출발하는 survivor path는 PSP 방식을 이용하여 확장되고, 나머지 두번째와 네번째 스테이트에서 출발하는 survivor path는 TD 방식을 사용하여 확장된다. 즉 세번째 스테이트에 도달하는 survivor path (best survivor path)를 이용하여 구해진 위상 추정 값을

이용해 확장시킨다.

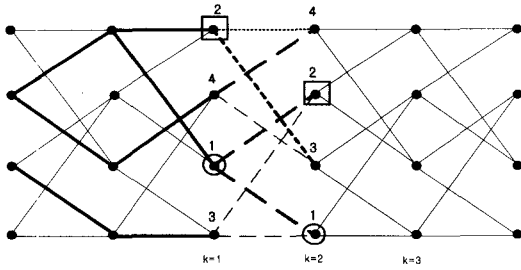


그림 2. Survivor path의 확장 (1)

● step2

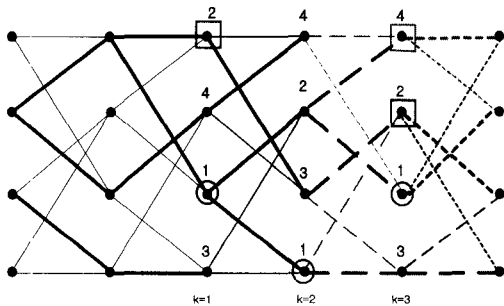


그림 3. Survivor path확장(2)

step 1에서 구해진 survivor path가 그림3에서 다시 확장되는 모습을 보여 주는 그림이다. step 1에서는 세번째 값이 임계값보다 작은 값을 가졌지만, step 2에서는 $k=2$ 에서, 임계값보다 작은 값이 존재 하지 않고, $k=3$ 에서서는 두 번째 스테이트와 네 번째 스테이트에 도달하는 survivor path의 path metric 값이 임계값 보다 작은 값을 가진다. 따라서 $k=2$ 에서 TD 방식과 동일하게 모든 survivor path를 확장한다. 그리고 $k=3$ 에서 두 번째 스테이트와 세 번째 스테이트 그리고 네 번째 스테이트에서 시작하는 survivor path는 PSP 기법을 사용하여 확장하고, 첫 번째 스테이트에서 출발하는 survivor path는 TD 방식을 이용하여 확장된다.

IV. 성능분석

1. 시스템 모델

본 논문에서 TD ($D=0$), PSP 그리고 ARSE 방식의 성능을 분석하기 위하여 다음과 같은 시스템 모델을 사용하였다. 즉, 타이밍 옵셋이 완벽히 보상 되었다

고 가정한다면, 주파수 옵셋은 완벽하게 보상되지 않아 각 심벌마다 ΔfT 만큼의 잔여 주파수 옵셋이 존재한다고 가정하였다. 채널 코딩을 위하여 코딩율이 1/2인 길쌈코드를 사용하였으며, 또한 변조 기법으로는 QPSK 변조가 사용되었다. 그리고, AWGN 채널 환경에 위상 옵셋과 잔여 주파수 옵셋성분을 고려 하여 다음과 같이 $(\theta_k + 2\pi\Delta fTk)$ 을 부가하여 실험을 시행하였다. 그리고 본 논문에서 사용된 패킷은 20개의 QPSK 심벌로 구성된 preamble 과 558개의 부호화된 QPSK 심벌로 데이터 구간이 구성되어 있다. 그리고 채널 인코더로는 길쌈 코드 CC(2,1,6)를 사용하였다. 인코더의 생성 매트릭스 $G[x] = [1+x+x^2+x^3+x^6, 1+x+x^2+x^3+x^5+x^6]$ 이다. 그림4는 본 논문에서 사용된 시스템 모델이다.

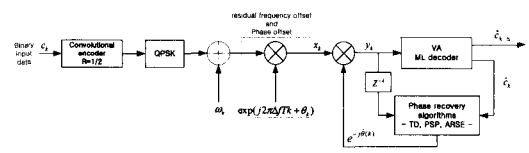


그림 4. 시스템 모델

채널 환경은 위에서 언급한 바와 같이 AWGN 채널 환경에 잔여 주파수 옵셋과 위상 옵셋을 부가하여 구성된다. 잔여 주파수 옵셋 (ΔfT)은 0.003으로 설정하였으며, 위상 오프셋 값은 다음의 식과 같이 정하였다.

$$\theta_{k+1} = \theta_k + N(0, \sigma^2)$$

(11) 단 위에서 N 은 평균이 0이고 표준 편차가 σ (0.0125 rad)인 표준 정규 분포이다.

2. 실험 결과

2.1 복잡도

다음은 복잡도를 구하기 위한 실험 방법이다. ARSE 방식에서는 각각의 심벌마다 임계값을 이용하여, PSP 방식을 사용하여 확장될 survivor path와 TD 방식을 사용하여 확장될 survivor path를 선택하게 된다. 이때 m 번째 심벌에서 PSP 방식을 위해 선택되어진 survivor path의 수를 N_m 이라 하면, 한 패킷을 전송하였을 때 ARSE의 복잡도는 다음과 같이 정의 된다.

$$K = \frac{1}{S} \times \sum_{m=1}^S N_m \quad (12)$$

단, 여기에서 S 는 한 패킷의 데이터 심벌의 개수이고, K 는 한 패킷에서 PSP 방식을 사용하는 survivor path의 개수를 뜻한다. 즉, 각 스테이지에서 필요한 위상 추정 의 횟수를 뜻한다. 본 논문에서는 각 E_b/N_0 마다 100번의 실험을 통해 얻어진 K 값을 평균을 내어, 이를 복잡도라 정의하였다. step sizes는 0.2를 사용하였고, 임계값으로는 4, 8, 그리고 12를 사용하였다.

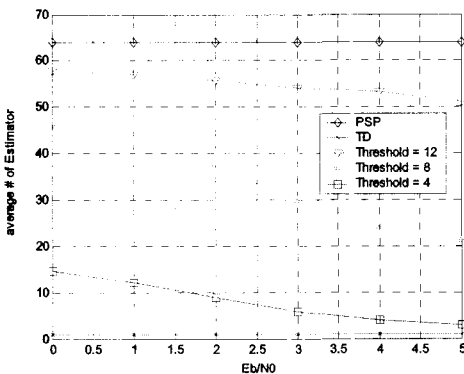


그림 5. 복잡도

본 논문에서는 ARSE 알고리즘을 위하여 임계값을 8로 사용하였다. 단 PSP의 복잡도는 64 TD의 복잡도는 1이다. 그림5에서 볼 수 있듯이 임계값 8을 사용하였을 경우, ARSE의 복잡도는 PSP 보다 E_b/N_0 3dB에서 약 2배, 그리고 E_b/N_0 5dB에서 3배 낮은 것을 알 수 있다. 그리고 임계값이 4가 사용되었을 경우는 E_b/N_0 3dB에서 8배 낮고 5dB에서는 약 20배가 낮다. 이러한 복잡도의 감소는 E_b/N_0 가 높아 질수록 더 커질 것이다. 왜냐하면 E_b/N_0 이 높아 질수록 채널 상태는 좋아 질 것이고, 채널 상태가 좋아지면 PSP 방식을 적용하여 확장될 survivor path의 개수가 줄어들기 때문이다. 그러나 무조건 복잡도가 낮다고 해서 좋은 것은 아니다. 복잡도가 너무 낮으면 동기 추정 성능이 그만큼 나빠지기 때문이다. 그림6-그림9의 성능 곡선을 구하기 위해서는 ARSE의 성능과 복잡도를 동시에 고려하여 임계값을 구해야한다. 본 논문에서는 임계값을 8로 놓았다.

2.2 동기 획득 시간(Acquisition Time) 성능 평가

동기 획득 시간은 초기 위상 오프셋값 $\Delta\phi$ 이 주어졌을 때, 추정된 위상값과 삽입한 위상값의 차가 $\pm 10^\circ$ 미만이 되는 시점까지의 심벌의 개수를 측정함으로써 구할 수 있다. 또한 신뢰성 있는 값을 얻기 위해, 본 실험에서는 E_b/N_0 5dB에서 100번의 독립적인 실험을 통해 얻어진 값의 평균값으로 성능을 평가하였다.

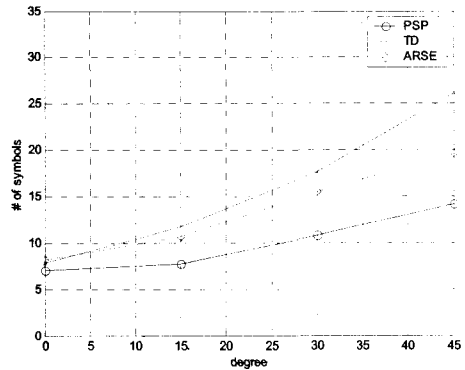


그림 6. 동기 획득 시간

그림6는 step size가 0.2로 동일할 때, PSP, ARSE 그리고 TD 방식의 성능을 비교한 것이다. preamble은 사용하지 않았다. 그림6에서 볼 수 있듯이 ARSE의 복잡도가 PSP 방식에 비해 3배 이상 낮음에도 불구하고 초기 위상 오프셋이 45도 일 경우 두 방식 모두 20 심벌 내에서 위상을 획득 할 수 있다. 복잡도가 가장 낮은 TD의 경우는 초기 위상이 45도 일 때 다른 방식에 비해 성능이 조금 떨어 짐을 볼 수 있다.

2.3 MSE (Mean Square error) 성능 평가

MSE를 구하기 위한 실험 방법은 다음과 같다. 먼저 위상 동기 획득이 끝나고 안정화 된 상태에서, EI (Estimation Interval)에서 추정된 위상값과 삽입된 위상 오프셋 값의 차의 제곱 평균을 통해 구하였다.

$$MSE = E[(\theta_k - \hat{\theta}_k)^2], 0 \leq k \leq EI \quad (13)$$

EI는 [1]로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$EI = \frac{1}{2B_L T} \quad (14)$$

단, $EI = \frac{\gamma}{2(2-\gamma)}$ 이고, γ 는 step size이다.

MSE를 구하기 위하여 초기 위상 오프셋을 0 (rad)으로 설정하였으며, preamble은 사용하지 않았다. 그림

7은 step size가 0.2로 동일할 때 PSP, ARSE 방식과 TD 방식의 MSE 성능을 비교한 것이다. 성능 곡선에서 E_b/N_0 1dB 와 2dB사이에서는 PSP 와 ARSE의 성능차이가, 약간 존재 하지만 2dB 와 6dB 사이에서는 PSP 와 ARSE의 MSE 성능이 거의 비슷하다. 그리고 TD 방식에 비해 PSP 와 ARSE 방식의 MSE 가 낮은 E_b/N_0 (0dB~4dB)에서 뛰어나다. 또한 높은 E_b/N_0 으로 갈수록 모든 방식의 MSE 성능의 차가 크지 않음을 확인 할 수 있다.

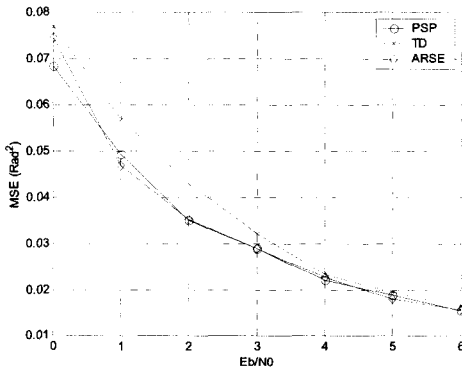


그림 7. Mean square error

가) MTS (Mean Time to Slip)

MTS (Mean Time to Slip)는 위상 추정 후, 안정된 상태에서 동기 추정을 실패 하는 데까지의 시간을 측정 한 값으로써, 위상 추정 방식의 신뢰성을 측정하는 중요한 기준이 되는 지표이다. MTS를 구하기 위한 실험 방법은 다음과 같다. MTS의 측정은 신호의 정상도에서 각 점들의 각도의 차에 의해서 결정되는 임계값을 이용한다. 즉, 동기 획득이 끝난 안정된 상태에서 삽입한 위상 오프셋과 추정 한 위상 오프셋 값이 차가 임계값을 벗어나는데 걸리는 시간을 측정하여 얻을 수 있다. 또한 신뢰성 있는 값을 얻기 위하여 100 번의 서로 독립인 실험 시행하였으며, 이 값들의 평균치를 통하여 측정하였다. 실험에 사용된 변조방식은 QPSK이므로 임계값은 45도로 설정하였다.

그림 8은 step size가 0.2인 경우 PSP, ARSE 그리고 TD의 MTS 성능을 비교한 것이다. MTS는 PSP 방식의 성능 평가 중 중요한 요소이다. 왜냐하면 PSP의 방식의 가장 큰 장점중의 하나가 좋은 MTS를 갖는다는 것이기 때문이다. 성능 곡선에서 볼 수 있듯이 E_b/N_0 3dB에서 ARSE의 복잡도가 PSP 방식에 비해 2배 이상 낮음에도 불구하고, MTS 성능

측면에서는 PSP 방식에 비해 성능이 약 1/5 정도 밖에 떨어지지 않음을 볼 수 있다. 즉 ARSE 방식은 채널 상태에 따라 적응적으로 위상을 추정하기 때문에 채널 상태가 좋지 않은 경우에는 더 많은 수의 survivor path를 PSP 방식에 따라 확장을 하여 cyclic slipping 현상을 피하고 그렇지 않은 경우는 더 적은 수의 survivor path를 PSP 방식을 이용하여 확장을 한다. 따라서 PSP 방식보다 복잡도는 낮으면서 MTS성능은 PSP 방식과 비슷하게 되는 것이다.

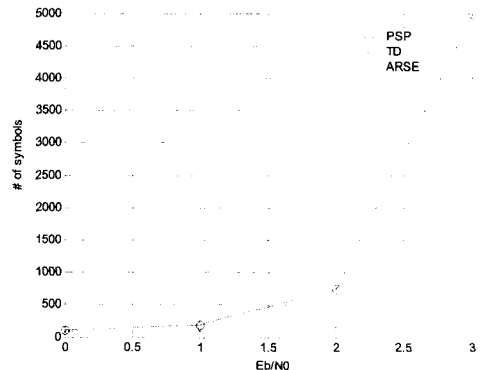


그림 8. Mean time to slip

2.4 동기 추정 실패율

동기 추정 실패율은 총 송신된 패킷과 동기 추정 실패로 선언된 패킷 수의 비율로 나타내었다. 단, 동기 추정 실패의 판단은 다음과 같이 이루어진다. 먼저 패킷의 각각의 심벌마다 삽입한 위상 오프셋과 방식을 통하여 추정 한 위상 오프셋 사이의 위상차를 구한다. 그리고 각각 심벌들의 위상차를 평균하여, 이 평균값이 45도를 넘는 경우 그 패킷에 대해 동기 추정 실패를 선언한다.

그림 9는 PSP, ARSE 그리고 TD 방식의 동기 추정 실패율 곡선이다 성능 곡선에서 PSP와 ARSE 방식은 거의 비슷한 패킷 실패율을 보인다. ARSE의 복잡도가 PSP보다 매우 낮음에도 불구하고 위상 동기 추정에 실패할 확률은 똑같다는 것이다. 그리고 TD 방식과 비교하였을 때, ARSE 와 PSP는 월등히 좋은 추정 실패율을 나타냄을 볼 수 있다. 추정 실패율이 0.1일 때 TD 방식은 PSP, ARSE 방식에 비해 2dB 이상의 성능 저하를 보인다. 즉 동기 추정 중 cyclic slipping 현상이 일어나면 동기 추정이 실패할 확률이 커지기 때문에 그림 8의 성능 곡선에서 볼 수 있듯이 MTS 성능이 뛰어난 PSP, ARSE 방식이 TD에 비해 좋은 성능을 보이는 것이다.

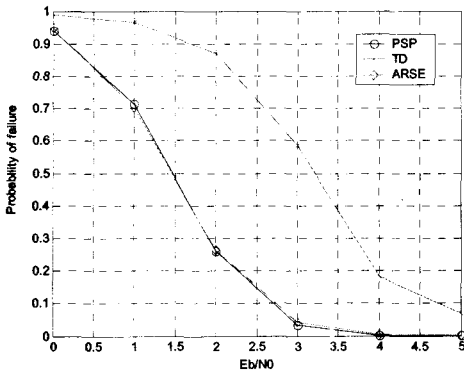


그림 9. 동기 추정 실패율

IV. 결론

본 논문에서는 PSP 방식의 복잡도 문제를 해결 하면서 성능의 저하가 기존의 알고리즘 보다 작은 ARSE 알고리즘을 제안하였다. ARSE 알고리즘의 기본 이론은 채널의 상태에 따라 PSP알고리즘을 적용할 survivor path의 개수를 조절하는 것이다. 본 논문에 나타난 실험 결과에서 ARSE 방식은 PSP 방식을 사용하였을 때의 성능에 거의 근접하면서도 PSP에 비해 2배 이상의 낮은 복잡도를 지닌다. 따라서 제안된 ARSE 방식은 낮은 SNR에서 빠른 동기 획득과 cyclic slipping 현상에 강하게 설계되어야 하는 차세대 TDMA 이동 위성 동기 추정 시스템 설계 시 효과적으로 사용될 수 있다.

참고 문헌

[1] U. Mengali and A. N. D'Andrea, *Synchronization Techniques for Digital Receivers*, New York: Plenum, 1997.

[2] F.M.Gardner, *Phaselock Techniques*, 2nd Edition, New York: Weley, 1979.

[3] W. C. Lindsey and M. K. Simon, *Telecommunication Systems Engineering*, Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice-Hall, 1973.

[4] R. Raheli, A. Polydoros, and Ching-Kae Tzou, "Per-Survivor Processing: A General Approach to MLSE in Uncertain Environments," *IEEE Trans. Communication.*, vol. 43, no. 2-4, pp. 354-364, Feb.-Apr. 1995.

[5] Aldo N. D'Andrea, Umberto Mengali, and Giorgio M. Vitetta, "Approximate ML Decoding of Coded PSK with No Explicit Carrier Phase Reference," *IEEE Trans. Communication.*, vol. 42, no 2-4, pp. 1033-1039, Feb.-Apr. 1994.

[6] P. Y. Kam, "Maximum-Likelihood Digital Data Sequence Estimation over the Gaussian Channel with Unknown Carrier Phase," *IEEE Trans. Communication.*, vol. COM-36, pp. 764-767, July 1987.

[7] E. Chiavaccini and G. M. Vitetta, "A Per-Survivor Phase-Estimation Algorithm for Detection of PSK Signals," *IEEE Trans. Communication.*, vol. 49, no. 12, pp. 2059-2061, Dec. 2001.

[8] R. Raheli, G. Marino, and P. Castoldi, "Per-Survivor Processing and Tentative Decisions: What Is In Between?," *IEEE Trans. Communication.*, vol. 44, no. 2, pp. 127-129, Feb. 1996.

이 주 형 (Juhyung Lee)

준회원



2002년 8월 : 홍익대학교

전자전기공학부 졸업

2004년 6월 : 한국정보

통신대학교 공학부 석사과정

Duc Long



2002년 6월 : Hanoi University

of Technology, Dept. of

Telecommunications 졸업

2004년 6월 : 한국정보

통신대학교 공학부 석사과정

이 유 성 (Yusung Lee)

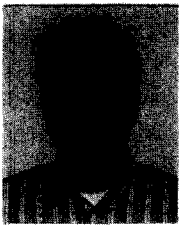
준회원



2002년 2월 : 한국항공대학교
항공통신정보공학과 졸업
2004년 2월 : 한국 정보통신
대학교 공학부 석사
2004년 2월~현재 : 한국 정보
통신 대학교 공학부
박사과정

박 현 철 (Hyuncheol Park)

정회원



1983년 2월 : 연세대학교
전자공학과 졸업
1985년 2월 : 연세대학교
전자공학과 석사
1997년 8월 : Georgia Institute
of Technology,
Electrical Engineering, 박사