

반복적인 프리엠블을 이용한 반송파 및 심볼 타이밍 동시 복원

정회원 오성근*, 준회원 황병대*

Joint Carrier and Symbol Timing Recovery Using Repetitive Preamble

Seong Keun Oh* *Regular Member*, Byung Dae Hwang* *Associate Member*

요약

본 논문에서는 버스트 모뎀에서 반복적인 프리엠블 (preamble)과 차등 검출 방식을 이용하여 반송파와 타이밍을 동시에 복원하는 동기 검출 알고리즘을 제안한다. 제안된 방식은 짧은 길이의 프리엠블과 낮은 SNR (signal-to-noise ratio)에서도 주파수 편차의 정도에 관계없이 주파수 편차와 심볼 타이밍 오차를 높은 정확도로 추정할 수 있으며, CPFSK (continuous phase frequency shift keying) 방식 및 PSK (phase shift keying) 유형의 방식에 적용이 된다. 모의 실험을 통하여 제안된 동기 방식과 기존의 동기 방식들과의 프리엠블의 길이에 따른 동기 검출 성능을 비교하고 비트 오류율에 미치는 영향을 분석한다.

ABSTRACT

In this paper, we propose the joint carrier and symbol timing recovery algorithm using repetitive preamble and differential detection for burst modem. The proposed algorithm can estimate the frequency offset and the symbol timing error regardless of the amount of frequency offset, with a high accuracy, even using very short preamble and at low SNR values. The algorithms for continuous phase frequency shift keying (CPFSK) and phase shift keying (PSK) types are developed. Through computer simulations, we compare the proposed algorithm with the existing algorithms on the estimation accuracy in terms of the preamble length, and analyze those bit error rate (BER) performance.

1. 서론

버스트 모뎀은 일반적으로 TDMA (time division multiple access) 방식의 이동통신, 위성통신 등에 주로 사용되며, 고속의 무선 LAN (local area networks) 및 무선 ATM (asynchronous transfer mode) 시스템 등에서도 널리 사용되고 있다^{[1][3]}.

버스트 모뎀에 사용되는 변조방식으로는 PSK 방식과 CPFSK 방식이 주로 채택되고 있으며, 이 중

에서도 CPFSK 방식은 스펙트럼 효율이 좋고 일정한 진폭 특성을 갖기 때문에^[4], 대역폭이 제한된 비선형 증폭기를 사용하는 무선 통신시스템에 널리 사용된다. 그러나, CPFSK 방식은 위상 지터에 매우 민감하므로 동기 검출을 위하여는 위상이 동기된 기준신호가 필요하게 되며, 이를 위하여 효율적인 동기화 방식의 개발이 필수적이다.

CPFSK 방식을 위한 기존의 동기 방식으로는 주파수 변별기를 이용하는 경우가 대부분인데, 이러한 방식들은 잡음이 존재하는 경우, 주파수 변별기의

* 아주대학교 전자공학부 통신 시스템 연구실(oskn@madang.ajou.ac.kr)

논문번호 : 00216-0619, 접수일자 : 2000년 6월 19일

미분과정으로 인하여 높은 주파수 대역의 잡음을 크게 증폭시키는 단점이 있다^{[3][6]}. 따라서, 동기 검출 정확도가 크게 저하되므로 정확한 동기 확보를 위하여 추가적인 SNR을 필요로 하게 된다. 또한, 대부분의 버스트 모뎀 동기화 방식들은 주파수 복원과 타이밍 복원을 위한 별도의 수 백개의 긴 프리엠블들을 사용하고 있으며, 일반적으로 버스트 모뎀에서 긴 프리엠블은 전송효율을 저하시키는 요인이 될 수 있다^{[1][7]}. 최근에 짧은 프리엠블을 사용하여 반송파 복원 및 타이밍 복원을 동시에 수행하는 동기화 방식들에 대한 많은 연구가 활발하다. 그 중에서도 반복적인 프리엠블을 사용하여 GFSK (Gaussian frequency shift keying) 신호의 반송파 및 타이밍을 동시에 복원하는 방식^[2]은 8 심볼의 짧은 프리엠블을 사용하여 동기화가 가능하므로 전송효율이 우수하지만 주파수 변별기를 사용하므로 낮은 SNR에서 동기 검출 성능이 매우 저하된다. 또한, OQPSK (offset QPSK) 신호를 위한 반송파와 타이밍을 동시에 복원하는 ASCBR (advanced simultaneous carrier and bit-timing recovery) 방식^[3]은 10 심볼 이내의 짧은 프리엠블을 사용하여 우수한 동기 검출 성능을 갖지만, 반송파 복원을 위해 PCF (phase-compensated filter)가 추가적으로 필요하기 하기 때문에 수신기 구조가 복잡하다. 또한, PCF는 잡음의 영향을 크게 감소시키지만 추정 정확도는 필터 파라미터 Q 값에 따라 바이어스가 생기기므로^[2] 프리엠블 길이를 증가시켜도 성능이 크게 개선되지 않는다.

본 논문에서는 반복적인 프리엠블과 차동 검출 방식을 사용하여 주파수 편차와 타이밍 오차를 동시에 복원하므로 전송효율을 높일 수 있고, 낮은 SNR에서도 우수한 포착 성능을 가지며 주파수 편차의 정도에 관계없이 높은 추정 정확도를 유지하는 효과적인 동기화 방식을 제안하고, CPFSK 방식과 PSK 유형의 방식에 적용한다. 특히, PSK 유형의 방식을 사용하는 경우, BPSK 방식은 동기 성능이 가장 우수하고, 모든 PSK 방식의 동기를 위하여 프리엠블 구조를 BPSK 방식으로 할 수 있으므로 본 논문에서는 BPSK 방식에 적용시킨다. 제안된 방식의 성능 평가를 위하여 AWGN (additive white Gaussian noise)과 다중경로 환경에서 프리엠블 길이와 SNR에 따른 주파수 편차와 심볼 타이밍 오차를 시뮬레이션을 통해 얻어낸다. 또한 기존의 변별기를 사용한 동기 방식^[2] 및 ASCBR 방식^[3]과의 동기 검출 성능을 비교분석한다.

본 논문은 서론에 이어, 제2절에서는 제안된 동기 검출기의 구조에 대해 설명하고, 제3절에서는 제안된 동기검출 방식을 이용한 주파수 편차와 타이밍 오차의 추정 원리를 설명하고, 제4절에서는 모의 실험 결과를 통하여, 프리엠블 길이에 따른 동기 검출 성능과 비트 오류율에 미치는 영향을 분석한다. 마지막으로, 제5절에서는 결론을 맺는다.

II. 제안된 동기 검출기의 구조

그림 1과 같은 반복적인 프리엠블을 사용하여 주파수 편차 및 타이밍 오차를 동시에 추정하는 제안된 동기 검출기의 구조는 CPFSK 방식과 BPSK 방식에 대하여 각각 그림 2와 3과 같으며, 지연 회로와 주파수 편차 추정기, 타이밍 오차 추정기로 구성되어 있다. 제안된 동기 검출기들은 프리엠블의 반복적인 특성으로 인한 인접 심볼간의 관계를 이용하여 차동 검출 방식으로 동기화를 이룬다.



그림 1. 동시 반송파 및 심볼 타이밍 복원을 위한 데이터 버스트 구조

그림 2에서의 CPFSK 방식을 위한 주파수 편차 추정회로에서는 프리엠블의 반복주기가 $2T_b$ 인 사실을 이용하여, 수신신호와 $2T_b$ 만큼 지연된 수신신호의 복소공액을 곱함으로써 초기위상이나 정보신호에 의한 주기적인 위상성분을 제거하고 주파수 편차에 해당하는 위상성분만 남긴다. 이때, 생성된 신호의 각 샘플에서의 위상 값을 계산하여 프리엠블 구간 동안에 평균을 취하여 주파수 편차 추정치의 정확도를 높인다. 타이밍 오차 추정회로에서는 프리엠블의 주기적인 특성과 푸리에 변환의 시간이동 특성^[8]을 이용하여, 수신신호와 T_b 만큼 지연된 수신신호의 복소공액을 곱하여 초기위상을 제거하고 이미 추정된 주파수 편차를 이용하여 주파수 편차에 의한 위상성분도 제거함으로써 타이밍 오차를 갖는 주기적인 신호를 생성하여, 이 신호를 푸리에 변환을 취한다. 이때, 생성된 주기적인 신호의 푸리에 변환은 프리엠블의 반복주기에 해당하는 기본 주파수의 배수에서만 값을 갖는 이산 스펙트럼을 가지므로 프리엠블의 반복주기에 해당하는 기본 주파수 성분은

로부터 시간 지연 인자를 추정한다.

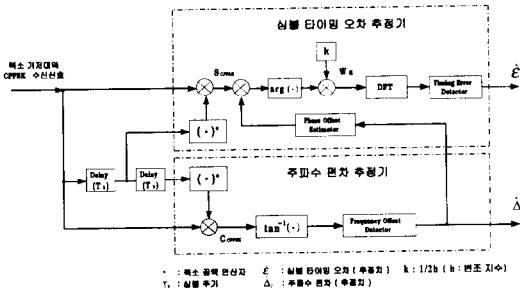


그림 2. CPFSK 방식을 위한 제안된 동기 검출기 구조.

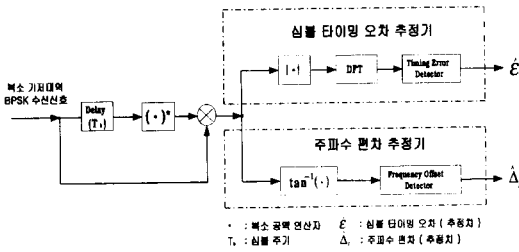


그림 3. BPSK 방식을 위한 제안된 동기 검출기 구조.

그림 3에서의 BPSK 방식을 위한 제안된 구조에서 CPFSK 방식을 위한 동기 검출 방식과 동일한 원리를 사용하여 동기 검출을 수행한다. BPSK 방식을 위한 구조는 CPFSK 방식을 위한 구조와는 달리 T_b 만큼 지연된 신호만을 이용하여 주파수 편차와 타이밍 오차를 추정할 수 있다.

III. 제안된 동기 검출기의 동작원리

2.1 주파수 편차의 추정

(1) CPFSK 방식

AWGN 환경에서 주파수 편차 Δf 와 타이밍 오차 ϵT_s 를 갖는 수신된 CPFSK 신호는 다음과 같은 복소 신호의 형태로 표현할 수 있다.

$$r_{cpfsk}(t) = \exp\{j[2\pi \Delta f t + \phi(t - \epsilon T_s) + \theta]\} + n(t). \quad (1)$$

여기서, Δf 는 주파수 편차이며, $\phi(t)$ 는 정보신호에 의하여 CPFSK 변조된 위상 성분을 나타내고, ϵT_s 는 채널에서의 시간 지연으로 인한 수신기에서의 최적 샘플링 시점으로써 $(-T_b/2, T_b/2)$ 의 범위 내에 존재한다고 가정한다. θ 는 채널에서의 초기

위상이며, T_s 는 수신신호의 샘플링 주기를 나타내고, $n(t)$ 는 AWGN 이다.

CPFSK 방식을 위한 제안된 주파수 편차 추정기의 원리를 설명하기 위하여, 식 (1)에서 잡음신호 $n(t)$ 가 존재하지 않는다고 가정한다. 주파수 편차 Δf 를 구하기 위하여, 식 (1)에서 초기위상과 정보신호에 의한 위상성분은 (이후, 정보위상이라고 부른다.) 제거되어야 한다. 초기위상의 영향은 차등 검출 방식을 사용하면 쉽게 제거될 수 있다. 그러나, 정보위상은 단순히 차등 검출 방식을 사용하여 제거될 수 없다. 따라서, 그림 1과 같은 프리엠프를 사용하면 프리엠프의 주기가 $2T_b$ 이므로 CPFSK 변조특성을 이용하면 정보위상도 주기가 $2T_b$ 인 주기적인 신호가 된다.

다시 말하면, $\phi(t - \epsilon T_s) = \phi(t - \epsilon T_s - 2T_b)$ 이다. 따라서, 지연 주기가 $2T_b$ 인 차등 검출기를 사용함으로써 다음과 같은 주파수 편차 성분을 추출할 수 있다.

$$c_{cpfsk}(t) = r_{cpfsk}(t) \cdot r_{cpfsk}^*(t - 2T_b), \quad (2)$$

$$= \exp(j2\pi \Delta f \cdot 2T_b).$$

따라서, CPFSK 신호에 대한 주파수 편차 추정치는 다음과 같다.

$$\tilde{\Delta f}_{cpfsk} = \frac{1}{2\pi \cdot 2T_b} \cdot \tan^{-1} \left\{ \frac{\text{Im}[c_{cpfsk}(t)]}{\text{Re}[c_{cpfsk}(t)]} \right\}. \quad (3)$$

(2) BPSK 방식

BPSK 방식에서도 동기 검출의 목적으로 직교 구조의 송신부를 사용하여 I-채널과 Q-채널에 동일한 프리엠프를 BPSK 변조시켜 전송한다고 가정하면, AWGN 환경에서 주파수 편차 Δf 와 타이밍 오차 ϵT_s 을 갖는 수신된 BPSK 신호는 다음과 같은 복소 신호의 형태로 표현할 수 있다.

$$r_{bpsk}(t) = b(t - \epsilon T_s) \exp[j(2\pi \Delta f t + \theta)] + n(t). \quad (4)$$

여기서, $b(t)$ 는 roll-off 인자 α 를 갖는 상승 여현 필터^[4]를 통과한 이진 정보신호로서 다음과 같이 주어진다.

$$b(t) = a_n \cdot P_\alpha(t), \quad a_n \in \{-1, 1\},$$

$$P_{rc}(t) = \frac{\sin[(\pi/T_b)(1-\alpha)] + (4\alpha/T_b)\cos[(\pi/T_b)(1+\alpha)]}{(\pi/T_b)[1 - (4\alpha/T_b)^2]}$$

식 (4)에서 $n(t)=0$ 이라 가정하면, BPSK 방식에서는 반복적인 프리엠블의 특성에 의하여 정보 신호 $b(t-\epsilon T_s)$ 와 $b(t-\epsilon T_s - T_b)$ 는 크기는 서로 같고 부호가 서로 반대이므로 다음 식과 같이 지연주기가 T_b 인 차등 검출기를 사용하여 주파수 편차를 추정할 수 있다.

$$\begin{aligned} c_{bpsk}(t) &= r_{bpsk}(t) \cdot r_{bpsk}^*(t - T_b), \\ &= -b^2(t - \epsilon T_s) \exp(j2\pi \Delta f \cdot T_b). \end{aligned} \quad (5)$$

따라서, BPSK 신호에 대한 주파수 편차 성분은 $c_{bpsk}(t)$ 의 위상성분으로부터 추정할 수 있다.

$$\tilde{\Delta f}_{bpsk} = \frac{1}{2\pi \cdot T_b} \cdot \tan^{-1} \left\{ \frac{\text{Im}[c_{bpsk}(t)]}{\text{Re}[c_{bpsk}(t)]} \right\}. \quad (6)$$

(3) 잡음이 존재하는 경우

CPFSK와 BPSK 신호에 대해 얻어진 식 (3)과 (6)은 잡음이 존재하지 않는 경우에 정확한 추정치를 제공한다. 그러나, 잡음이 존재하는 경우에는 잡음의 영향으로 추정치의 정확도가 낮아지므로 프리엠블 구간에서 매 신호의 샘플마다 얻어진 추정치를 평균하여 추정치의 정확도를 높일 수 있다.

$$\hat{\Delta f} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{\Delta f}(kT_s). \quad (7)$$

2.2 심볼 타이밍 오차의 추정

(1) CPFSK 방식

심볼 타이밍 오차의 추정을 위하여는 주파수 편차 및 초기위상과 무관한 타이밍 오차 신호만을 포함하며 프리엠블의 반복주기를 갖는 주기적인 신호를 생성시키는 것이 필요하다. 초기 위상은 차등 검출 방식으로 제거할 수 있고 주파수 편차는 위에서 구한 주파수 편차 추정치를 이용하면 보상할 수 있다. CPFSK 방식을 위한 타이밍 동기를 위하여 수신신호와 T_b 만큼 지연된 신호의 복소공액을 곱한 신호를 구한다.

$$s_{cpfsk}(t) = r_{cpfsk}(t) \cdot r_{cpfsk}^*(t - T_b), \quad (8)$$

$$= \exp\{j[2\pi \Delta f T_b + \phi(t - \epsilon T_s) - \phi(t - \epsilon T_s - T_b)]\}.$$

식 (8)에서의 주파수 편차성분은 식 (7)에서 추정된 주파수 편차를 이용하여 다음과 같이 보상할 수 있다.

$$s'_{cpfsk}(t) = s_{cpfsk}(t) \cdot \exp(-j2\pi \hat{\Delta f} T_b). \quad (9)$$

주파수 편차를 $s'_{cpfsk}(t)$ 의 위상 값은 다음과 같이 구해진다. 정확히 보상할 수 있다고 가정하면, 생성된 신호의 위상은 초기위상과 주파수 편차가 제거된 타이밍 오차만을 포함하는 주기적인 신호가 된다.

$$v(t) = \tan^{-1} \left\{ \frac{\text{Im}[s'_{cpfsk}(t)]}{\text{Re}[s'_{cpfsk}(t)]} \right\} = \phi(t - \epsilon T_s) - \phi(t - \epsilon T_s - T_b) \quad (10)$$

신호 $v(t)$ 를 임의의 변조지수에 무관한 여현신호 형태의 주기적인 파형으로 변환하기 위하여 파라미터 k 를 식 (11)와 같이 정의하고 $v(t)$ 에 곱하여 $w_\epsilon(t)$ 로 나타낸다.

$$k = 1/2h, \quad (11)$$

$$w_\epsilon(t) = v(t) \cdot k. \quad (12)$$

여기서, h 는 CPFSK 변조방식의 변조 지수이다. 지연이 없을 경우라고 가정하면 ($\epsilon T_s = 0$), 신호 $w_\epsilon(t)$ 는 반복적인 CPFSK 변조된 프리엠블의 특성에 따라 그림 4와 같이 주기가 $2T_b$ 인 신호 파형으로 나타나게 된다. 그림 4에서 시작 부분의 T_b 구간 동안 신호 레벨이 0이 되는 이유는 초기의 T_b 동안 각각의 수신신호 값이 0이 되기 때문이다.

또한, $w_\epsilon(t)$ 신호를 T_s 간격으로 샘플링하여 L 개의 주기에 해당하는 샘플들을 취하여 이산신호 $w_\epsilon(n)$ 을 각각 얻는다. 이때, 이산 푸리에 변환(DFT : discrete Fourier transform)을 하면, DFT의 특성에 따라 프리엠블의 반복주기에 해당하는 주파수를 기본 주파수로 하는 주기적인 이산 스펙트럼을 얻을 수 있다. 따라서, 기본 주파수의 배수에 해당하는 이산 주파수에서만 값들이 존재하며, 이 경

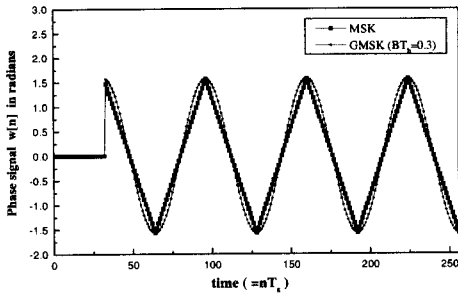


그림 4. 프리앰블 구간 동안의 $w_e(n)$ 신호 파형.

우에 스펙트럼 값들은 DFT 특성에 따라 타이밍 오차에 따른 위상 성분을 포함하게 된다. 따라서, 반복주기에 해당하는 기본 주파수 성분인 $(L+1)$ 번째 이산 주파수 성분 $\varphi_{cpfsk}(L)$ 을 취하여 타이밍 오차를 구할 수 있다.

$$w_e(n-\varepsilon) \Rightarrow \varphi_{cpfsk}(L) = W_e(L) \exp\{-j2\pi\varepsilon T_s / 2T_b\}. \quad (13)$$

여기서, $t=T_b$ 시점에서 최초의 샘플을 택하면 $w_e(n)$ 는 $\varepsilon T_s = 0$ 인 경우, 순환적인 우함수이므로, $W_e(L)$ 은 실수이다. 따라서, 식 (13)에서 위상성분은 지연시간 εT_s 에만 영향을 받으며, 심볼 타이밍 오차 εT_s 는 $\varphi_{cpfsk}(L)$ 의 위상 성분으로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{\varepsilon} T_s = -\frac{T_b}{\pi} \arg[\varphi_{cpfsk}(L)]. \quad (14)$$

(2) BPSK 방식

BPSK 신호에 대한 심볼 타이밍 오차의 추정은 프리앰블 구간 동안에 식 (5)와 같이 수신신호와 T_b 만큼 지연된 신호의 복소공액을 곱한 신호를 이용한다. 식 (5)에서 타이밍 정보를 $b(t-\varepsilon T_s)$ 에 포함되어 있으므로, $c_{bpsk}(t)$ 의 절대치를 취하면 주파수 잔류편차에 관계없이 타이밍 정보를 얻을 수 있다.

$$b_\varepsilon(t) = |c_{bpsk}(t)| = b^2(t-\varepsilon T_s). \quad (15)$$

생성된 $b_\varepsilon(t)$ 는 그림 5와 같이 주기가 $2T_b$ 인 신호 파형으로 나타나게 되며, DFT의 특성을 이용하면 다음과 같은 이산 스펙트럼을 얻을 수 있다.

$$b_\varepsilon(n-\varepsilon) \Rightarrow \varphi_{bpsk}(L) = B_\varepsilon(L) \exp(-j2\pi\varepsilon T_s / 2T_b). \quad (16)$$

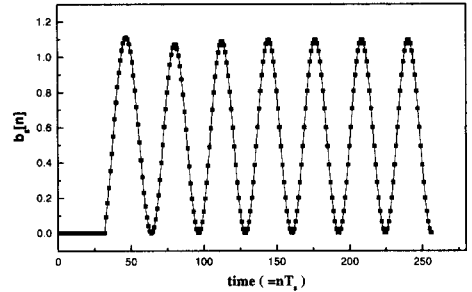


그림 5. 프리앰블 구간 동안의 $b_e(n)$ 신호 파형.

따라서, $\varepsilon T_s = 0$ 일때, $t=T_b$ 시점에서 최초의 샘플을 취하면 $b_\varepsilon(n)$ 은 순환적인 우함수이므로, $B_\varepsilon(L)$ 은 실수가 되며 심볼 타이밍 오차 εT_s 는 CPFSK 방식에서와 같은 원리에 따라 $\varphi_{bpsk}(L)$ 의 위상으로부터 구할 수 있다.

$$\hat{\varepsilon} T_s = -\frac{T_b}{2\pi} \arg[\varphi_{bpsk}(L)]. \quad (17)$$

IV. 모의실험 결과

본 절에서는 제안된 동기 검출 방식의 성능을 분석하기 위하여 AWGN과 다중경로 환경에서 BPSK 및 CPFSK 신호에 대하여 표 1에 나타난 파라미터를 기준으로 모의실험을 수행하였다.

표 1. 제안된 방식의 성능 분석을 위한 모의 실험 파라미터들.

변조 방식	CPFSK ($h=0.5$) & BPSK ($\alpha=0.5$)
전송률	1.5 Mbps
동작 주파수	5 GHz
프리앰블 길이	8, 16, 32 Symbols
주파수 편차	100 kHz
RMS 지연 확산	150 ns

모의실험을 위하여 심볼 당 32 샘플을 취하고 주파수 편차는 반송파 주파수의 ± 10 ppm (parts per million)의 정확도를 갖는 송수신 발진기들에 의하

여 발생한다고 가정하여 5GHz 동작 주파수기준으로 최대 주파수 편차인 100 kHz를 사용하였다.

제안된 동기 방식과 기존의 동기 방식^[6]의 동기 검출 성능을 비교하기 위하여 각각의 방식에 대하여 프리엠블의 길이에 따른 주파수 편차와 타이밍 오차 추정치의 분산 값을 그림 6에서 8까지에 나타내었다. 또한 각각의 그림은 AWGN과 다중경로 채널에 대한 동기 검출 성능을 보여준다. 그림 6에서는 CPFSK 신호에 대한 제안된 동기 방식의 검출 정확도를 나타내고, 그림 7에서는 BPSK 신호에 대하여 적용된 동기 검출 정확도를 나타낸다. 그리고, 그림 8에서는 주파수 변별기를 사용한 기존의 동기 방식^[6]의 검출 정확도를 나타낸다.

BPSK와 CPFSK 신호에 대하여 적용된 제안된 방식은 주파수 편차 및 타이밍 오차의 두 가지 파라미터의 추정에 대해 주파수 변별기를 사용한 기존의 방식과 비교하여 보다 뛰어난 추정 성능을 갖는다는 것을 알 수 있다.

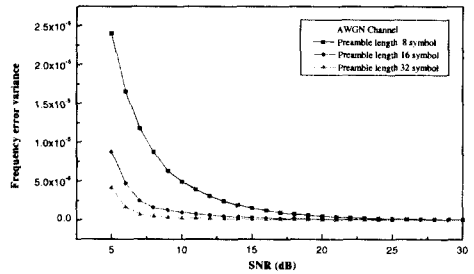
AWGN 채널 환경에서는 프리엠블의 길이가 늘어감에 따라 주파수 편차와 타이밍 오차의 추정치 오차가 감소되는 것을 알 수 있다. 100 kHz의 주파수 편차가 존재하는 경우, 그림 8. (a)~(d)에서, 주파수 변별기를 사용한 동기 방식은 미분 과정에 따른 미분과정에 따른 고주파 잡음 증폭 때문에 낮은 SNR에서 검출 성능이 매우 떨어지는 것을 알 수 있다. 그 반면에 제안된 동기 검출 방식은 5 dB의 낮은 SNR과 8 심볼의 짧은 프리엠블을 사용하여도 뛰어난 동기 검출 정확도를 가지는 것을 알 수 있다.

다중경로 채널에서의 모의실험을 위하여 다음과 같은 모델을 사용하였다.

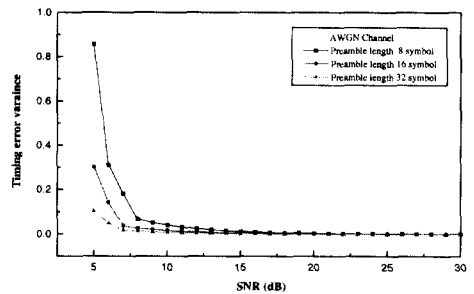
$$h(t, k) = \sum_{i=1}^n \alpha_i(k) \delta(t - iT_s / 8). \quad (18)$$

여기서, $\alpha_i(k)$ 는 k 번째 독립채널의 i 번째 경로이득으로 지연 시간에 따른 표준편차가 지수적인 평균 감쇄를 갖는 평균이 0인 가우시안 랜덤 변수이다. n 은 RMS (root mean square) 지연 확산의 정도에 따라 결정되는 유효경로의 개수로 모의실험에서는 150 nsec의 RMS 지연 확산을 고려하기 위하여 35개의 경로를 가정하였다. 이러한 모델을 바탕으로 프리엠블의 길이에 따른 제안된 동기 검출 방식과 주파수 변별기를 사용한 동기 방식의 성능 비교를 하였다. 기존의 방식은 낮은 SNR에서 높은

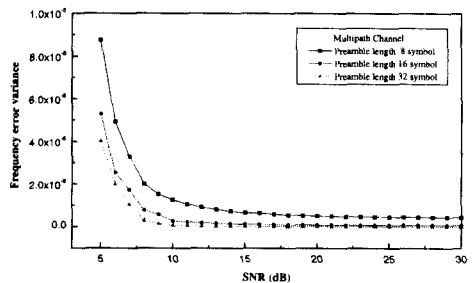
주파수 대역의 잡음이 증폭되어 매우 좋지 않은 성능을 가지며 프리엠블이 늘어나도 오차가 크게 줄지 않는다는 것을 보여준다. 그림 8에서 제안된 방식은 프리엠블의 길이가 8 심볼인 경우, SNR이 높은 경우에도 약간의 주파수 추정 오차가 생기는 것을 볼 수 있으나, 프리엠블의 길이를 16, 32 심볼로 증가시키면 오차가 제거된다. 그림 8은 프리엠블의 길이가 증가함에 따라 추정 오차가 크게 줄어들지만 AWGN 채널에서 실험한 결과와는 달리 높은 SNR에서 약 1.4 샘플 정도의 오차를 갖는 것을 볼 수 있다. 이것은 RMS 지연 확산이 150 nsec 정도의 무선 채널 환경에서 샘플링 시점을 추정할 때에 최적 샘플링 시점이 원래 신호에서의 샘플링 시점과는 약간 다르다는 것을 의미한다.



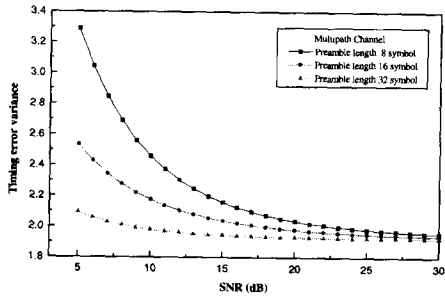
(a) 주파수 편차 추정 오차의 분산값(AWGN 채널).



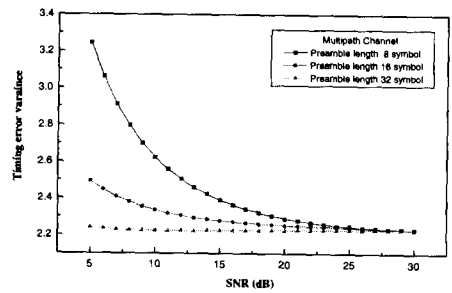
(b) 심볼 타이밍 추정 오차의 분산값(AWGN 채널).



(c) 주파수 편차 추정 오차의 분산값(다중경로 채널).



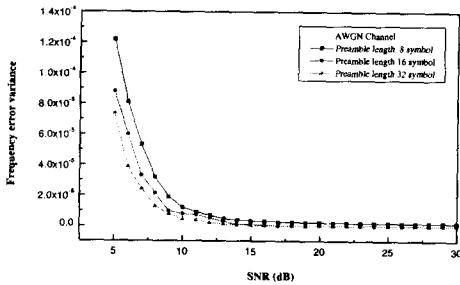
(d) 심볼 타이밍 추정 오차의 분산값(다중경로 채널).



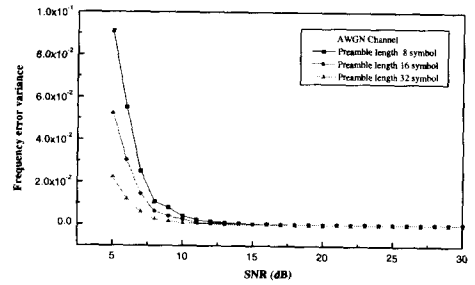
(d) 심볼 타이밍 추정 오차의 분산값(다중경로 채널).

그림 6. CPFSK 신호를 위한 제안된 방식의 프리엠블 길이에 따른 동기 검출 정확도

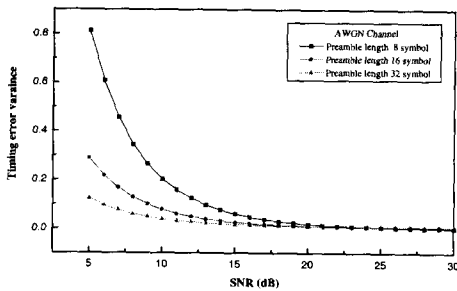
그림 7. BPSK 신호를 위한 제안된 방식의 프리엠블 길이에 따른 동기 검출 정확도



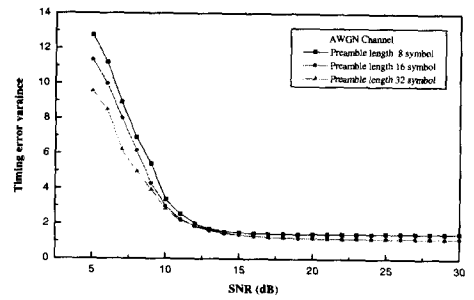
(a) 주파수 편차 추정 오차의 분산값(AWGN 채널).



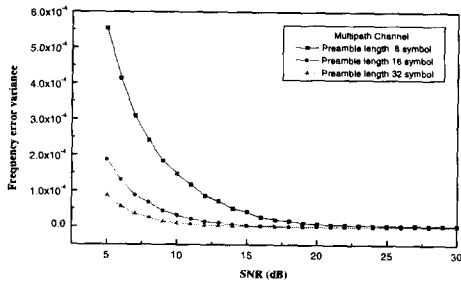
(a) 주파수 편차 추정 오차의 분산값(AWGN 채널).



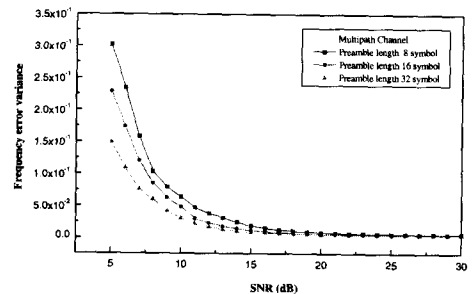
(b) 심볼 타이밍 추정 오차의 분산값(AWGN 채널).



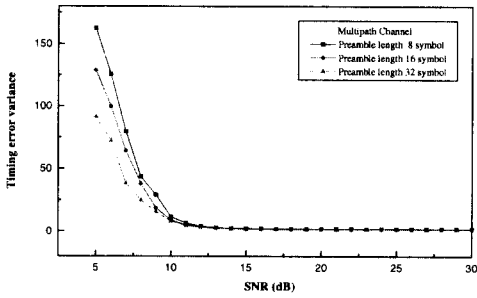
(b) 심볼 타이밍 추정 오차의 분산값(AWGN 채널).



(c) 주파수 편차 추정 오차의 분산값(다중경로 채널).



(c) 주파수 편차 추정 오차의 분산값(다중경로 채널).



(d) 심볼 타이밍 추정 오차의 분산값(다중경로 채널).

그림 8. 주파수 변별기를 사용한 기존 방식의 동기검출 정확도

무선 ATM 시스템의 동기화를 위해 연구된 기존의 ASCBR 방식은 반복되는 프리엠블을 사용하여 주파수 편차와 심볼 타이밍을 동시에 추정하며, 짧은 프리엠블 길이에서 좋은 추정 성능을 가진다. 제안된 방식과 ASCBR 방식의 동기 검출 성능 비교를 위하여 표2에서의 파라미터들을 사용하여 모의 실험을 수행하였다.

표 2. 제안된 방식과 ASCBR 방식의 성능 비교를 위한 모의 실험 파라미터들.

전송률	20 Mbps
동작 주파수	5 GHz
프리엠블 길이	4, 8, ..., 32 Symbols
주파수 편차	100 kHz
E_b/N_0	6 dB

6 dB의 낮은 SNR에서 프리엠블 길이에 따른 주파수 편차와 심볼 타이밍의 RMS 추정 오차를 비교하여 그림 9와 10에서 나타내었다. 모의실험 결과, 제안된 방식은 주파수 편차 및 심볼 타이밍 오차의 추정에 대해서 기존의 ASCBR 방식보다 다소 좋은 성능을 갖는 것을 알 수 있다. 기존의 방식은 PCF를 사용하여 잡음의 영향은 크게 감소시키지만 추정 정확도는 필터 파라미터 Q 값에 따라 바이어스가 생기므로 긴 프리엠블을 사용하더라도 성능이 크게 개선되지 않는다. 반면에, 제안된 방식에서는 차등 검출을 이용하여 바이어스가 없는 주파수 편차를 추정할 수 있으며, 프리엠블 길이 동안의 평균을 통하여 잡음의 영향은 크게 줄어든다. 그러나, 4 심볼의 짧은 프리엠블 길이에서는 다소 성능이 저하되는 것을 알 수 있다. 또한, 심볼 타이밍 오차의 경우에 있어서 제안된 방식은 이산 푸리에 변환의

시간 이동 특성을 이용하기 때문에 낮은 SNR에서도 동기 검출에 미치는 잡음의 영향을 줄여 추정 정확도의 향상을 이루었다.

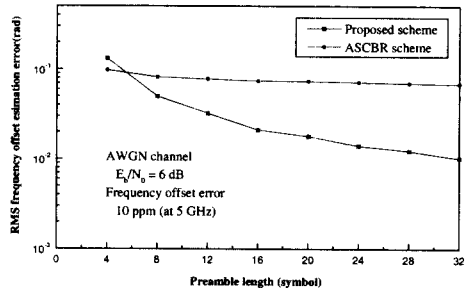


그림 9. 프리엠블 길이에 따른 RMS 주파수 편차 추정 오차의 비교 (AWGN 채널).

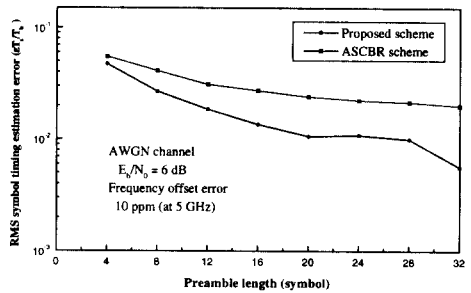


그림 10. 프리엠블 길이에 따른 RMS 심볼 타이밍추정 오차의 비교 (AWGN 채널).

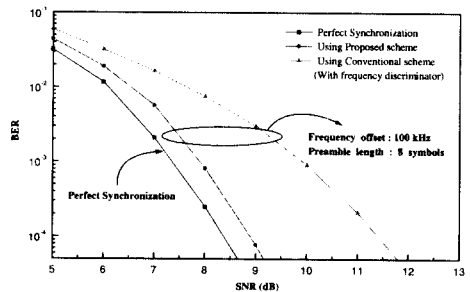


그림 11. 제안된 방식과 기존의 방식의 BER 성능 비교 (AWGN 채널).

마지막으로, 그림 11에서는 MSK 신호에 대해서 8심볼의 프리엠블을 사용하고 주파수 편차를 100 kHz로 주어졌을 때, 기존의 주파수 변별기를 사용한 동기 검출 방식⁶⁾과 제안된 검출 방식의 비트 오류율 성능을 비교하였다. 그림 11의 결과로부터 제안된 방식이 약 3 dB정도 우수함을 알 수 있다.

