새로운 결정지향 반송파 복원 알고리즘

정회원 고 성 찬*

A New Decision-Directed Carrier Recovery Algorithm

Sung-Chan Ko* *Regular Member*

요 약

burst-mode TDMA 시스템에 사용되는 모뎀에서는, 데이터 전송효율을 증가시키면서 동시에 만족할만한 BER 성능을 얻기 위해서, 반송파 포착(acquisition)성능 및 추적(tracking)성능이 우수하여야 한다. 본 논문에서는 이를 위한 새로운 결정지향 반송파 복원(decision-directed carrier recovery) 알고리즘을 제안하였다. 제안한 방식은 PLL(Phase Locked Loop)을 사용하지 않기 때문에 빠른 반송파 포착이 가능하며, 가우시안 잡음이 부과된 입력신호를 수신단 전단에서 억압하는 사전 필터링(pre-filtering) 방식을 적용함으로 반송파 추적성능이 우수하다. 시뮬레이션을 통하여 제안한 방식의 BER 성능 및 포착 성능을 고찰해본 결과, 수신부에서 비교적 정확한 국부 발진기(local oscillator)를 채용하는 경우에는 기존의 방식에 비해 특히 BER 성능이 우수하였다. 이는 기존의 방식과는 달리 제안한 방식에서는 low SNR 환경에서도 cycle slip이 거의 발생하지 않는 장점이 있기 때문이다.

ABSTRACT

To increase the throughput of data transmission in burst-mode TDMA communication systems and also to get a good BER performance at the same time, it is essential to rapidly acquire the carrier while keeping the desirable tracking performance. To achieve this goal, in this paper, a new decision-directed carrier recovery algorithm is presented. The proposed scheme does not incorporate the PLL and suppress the Gaussian random process of input noise by the pre-stage low pass filter so as to get both the fast acquisition and a good performance. Through computer simulations, the performance of the scheme is analyzed with respect to the acquisition time and bit error rate. The cycle slip in the proposed scheme is seldom observed at very low SNR environment in contrast to the previous proposed one. Because of this merit, it is not required to do the differential encoding and decoding in the proposed scheme.

Ⅰ. 서 론

위성통신을 비롯한 무선데이터통신 응용시스템에서는 TDMA 다중 엑세스 방식의burst-mode 모뎀이 널리 사용되고 있다. DQPSK와 같은 비동기 복조방식은 H/W 구현이 비교적 간단한 이점이 있지만 동기복조방식에 비해 3[dB] 이상으로 BER 성능이 저하되므로 많은 응용분야에서 동기복조방식을 적용하고 있다. 동기복조를 위해서는 반송파의 위상 오프셋과 주파수 오프셋을 보상하는 반송파 복원과정이 요구된다. burst-mode 전송에서의 반송파 복원은 주로 데이터 지원(data-aided) 형식으로 수행되는데, 반송파 복원을 지원하는 데이터들은 프레임내의 preamble 부분에 포함되어 전송된다. 따라서 burst-mode 전송에서는 preamble 데이터들로 인한 전송효율의 감소가 불가피하다. 전송효율을 극대화하기 위해서는 반송파 복원을 지원하는 preamble 데이터의 수를 가능한 한 작게 유지해야하는데 이를 위해서는 빠르게 반송파를 포착할 수 있는 알고리즘이 요구된다. 반송파 복원을 위한 전형적인 loop 구조는 VCO(Voltage Controlled

* 안동대학교 전자정보산업학부
논문번호 : 98413-0916, 접수일자:1998년 9월 16일

Oscillator)나 NCO(Numerically Controlled Oscil- lator)를 채용한 PLL을 들 수 있으나, 이는 반송파의 포착과정에 다소 긴 시간을 소요하는 즉 pull-in time이 길다는 단점을 갖고 있다[1]. 따라서 burst-mode 전송에서는 pull-in time이 길고 또한 hang-up[2]이 발생할 수 있는 PLL의 적용보다는 반송파 위상을 최심적 평가(maximum likelihood estimation)하여 open loop 구조로 반송파 동기를 복원하는 방식이 많이 제안되고 있다[3]-[5]. 문헌[3]에서는 M-th powering에 의해 반송파를 복원하지만 신호전력에 비해 잡음전력이 크게 증가하는 단점이 있고, 문헌[4]에서는 VCO를 채용하지 않고 결정지향(decision-directed)방식으로 포착 및 추적과정을 수행할 수 있는 반송파 동기 알고리즘을 제시하였으나 ROM 테이블의 필요등 구현에서 다소 복잡한 결점이 있다. 문헌[5]에서 제안된 Fitz 알고리즘은 주파수 오프셋에 대한 lock-in range가 매우 넓고(PLL 관점에서), 포착시간에 있어서는 그 성능이 매우 우수하며 RMS(root mean square) 지터량에 있어서도 CRLB(Cramer-Rao lower bound)에 근접한 우수한 성능을 보이나 cycle slip[1]이 매우 빈번하게 발생한다는 단점을 가지고 있다. 이는 DEQPSK 방식[6]을 적용하면 해결할 수 있으나 그 대신 BER 성능이 QPSK 방식에 비하여 약 1[dB] 이상 열화되게 된다. 따라서 Fitz 방식은 포착성능의 측면에서는 매우 우수하지만, 빈번한 cycle slip 발생 때문에 차동부복호(differential encoding, decoding)를 적용해야하고 이로 인해 BER 성능이 열화되는 단점을 가진 알고리즘이라할 수 있다. 또한, Fitz 방식에서는 반송파 복원의 성능이 잔여 주파수 오프셋에 독립적이므로 수신단에서 비교적 정확한 LO(Local Oscillator)를 사용한다할지라도 BER 성능을 개선시킬 수 없다. 그러나 실제 대부분의 통신 시스템에서는 비교적 정확한 LO를 사용하여 잔여 주파수 오프셋을 심볼전송률의 수천 또는 수백 PPM(Particle Per Million)배 이내로 유지하므로, LO의 정확성에 비례하여 BER 성능을 개선할 수 있는 알고리즘이 요구된다.

본 논문에서는 위에서 언급한 Fitz 방식의 단점들을 해결할 수 있는 새로운 결정지향 반송파 복원 알고리즘을 제안하였다. 제안한 알고리즘은 DEQPSK 신호전송 뿐만아니라 QPSK 신호전송에도 적용될 수 있는데, 전자의 경우에는 빠른 포착성능을 유지하면서 RMS 지터량을 줄일 수 있고, 후자의 경우에는 빠른 포착성능을 다소 희생하고 그 대가로 cycle slip 발생을 억압하며 동시에 RMS 지터량을 크게 줄여 BER 성능을 향상시킬 수 있다. 후자의 경우 문헌[5]에서는 요구되는 preamble 데이터수가 약 10심볼 정도이지만 본 알고리즘에서는 35심볼 정도가 요구된다. 하지만 35 심볼로 반송파 복원이 가능하므로 burst-mode 모뎀에 적용될 수 있고, 수천 심볼에 달하는 프레임의 길이를 고려하면 다소 증가된 preamble 데이터수로 인한 처리량 효율의 저하는 무시할 수 있다. 반면 지터량이 절반정도 감소하므로 안정적 추적 성능을 기대할 수 있고 또한 DEQPSK 적용이 필요없으므로 H/W 구현이 단순화되며 BER 성능에서 약 1.5 [dB] 가량의 이득이 있다.

2장에서는 해석 시스템 모델을 제시한 후, Fitz가 적용한 planar 필터[7]형태의 사후 필터링(post-filtering)이 아닌 사전 필터링 방식을 언급하고 이 두 방식의 성능을 비교한다. 3장에서 사전 필터링 방식에 근거한 새로운 결정지향 반송파 복원 알고리즘을 제안하고, 4장에서는 포착 및 추적 성능에 대한 시뮬레이션 결과를 제시하고 cycle slip을 포함한 전체 성능을 비교 검토한다. 그리고 5장에서 논문의 결론을 맺는다.

Ⅱ. 사전 필터링에 의한 반송파 복원 방식

그림 1은 본 논문에서 고려하는 해석 모델의 블록도이다. 본 논문에서는 모든 신호를 복소형태(complex form)로 표현한다. 전송된 신호는 수신단에서 국부발진기 (LO : Local Oscillator)에 의해 기저대역 신호로 변환되며 이후 정합필터(MF : Matched Filter)로 필터링된다. 잔여 주파수 오프셋 및 위상 오프셋은 ADC(Analog to Digital Converter)에 의해 샘플링된 기저대역 샘플치 신호로부터 보상되고, 이러한 샘플치 신호를 이용하여 반송파 복원 및 타이밍 복원이 수행된다. Fitz 알고리즘이 handling할 수 있는 주파수 오프셋의 범위는 매우 광범위하나, 실제로 수십 Mbps급 광대역 신호를 위성링크를 통해 QPSK 전송할 경우에는 위성링크를 통한 주파수편이를 비교적 정확한 LO를 사용하여 심볼전송률의 수천 또는 수백 PPM 이내로 조절할 수 있으므로, handling할 수 있는 주파수 오프셋의 범위가 반드시 광범위해야 할 필요성은 없다. 따라서 본 논문에서는 잔여 주파수 오프셋의 범위를 심볼당 수천 또는 수백 PPM 정도로 국한하도록 한다. 또한 본 본문에서는 STR (Symbol Timing Recovery Circuit)에서 제공되는 심볼 타이밍이 완벽하고 또한 정합필터에 의해 ISI(Inter Symbol Interference) free가 보장된다고 가정한다.

그림 1에서 기저대역 샘플치 신호 $x(n)$은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$x(n) = D(n)\sqrt{E_b}\exp[j(n\omega_d + \theta)] + \eta(n) \quad (1)$$

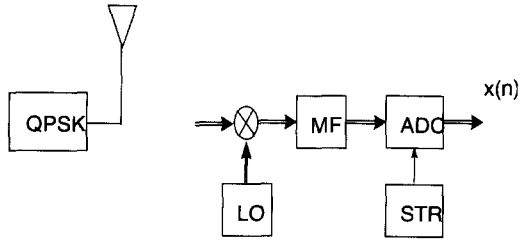


그림 1. 반송파 복원에 대한 링크 해석 모델

여기서 $D(n) = D_I(n) + jD_Q(n)$, n은 샘플인덱스이고, $D_I(n)$와 $D_Q(n)$는 각각 I채널, Q채널의 데이타열 ($\in \{1, -1\}$), E_b는 비트 에너지, ω_d는 잔여 주파수 오프셋, θ는 $[-\pi, \pi]$의 범위에 있는 위상 오프셋, 그리고 $\eta(n)$는 평균이 0이고 분산이 N_0인 가우시안 잡음이다. 결정지향방식을 적용하여 변조효과를 제거하면 신호는 다음과 같다.

$$\hat{x}(n) = D(n) \times D^*(n)\exp[j(n\omega_d + \theta)] + \eta(n)$$
$$\hat{x}(n) = \sqrt{E_s}\exp[j(n\omega_d + \theta)] + \eta(n) \quad (2)$$

여기서 E_s는 심볼에너지를 의미한다. 물론 decision이 잘못되면 이로 인해 지터량이 증가하게되고 cycle slip의 발생확률도 높아지나 이러한 효과들은 시뮬레이션 결과에 반영되므로, 여기서는 decision이 올바르게 수행되었다고 가정하고 서술하도록 한다. 반송파 성분을 복원하기 위해서는 식(2)의 ω_d와 θ가 추정되어야 한다. 문헌 [5]에서는 다음의 반송파 성분을 현재의 입력신호 $\hat{x}(n)$와 MMSE(Minimum Mean Square Error)를 근거로 예측한 ω_d를 이용하여 planar filter로 필터링하여 추정하였다. 그러나 먼저 $\hat{x}(n)$를 사전 필터링하여 다음 반송파 성분을 추정하는 방식도 가능하다. 사전 필터링할 경우의 반송파 복원 블록도를 그림 2에 나타내었다.

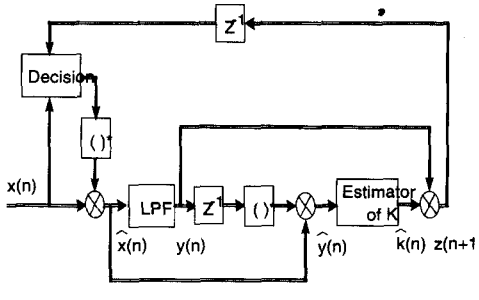


그림 2. 사전 필터링 방식에 의한 반송파복원 블록도

LPF로는 AR(Auto-Regressive) 필터나 MV (Moving Average) 필터가 사용가능하나 본 논문에서는 AR 필터의 적용을 고려한다. AR 필터를 적용한 경우 $y(n)$은 다음과 같다.

$$y(n) = \alpha \times y(n-1) + (1-\alpha) \times \hat{x}(n) + \hat{\eta}(n)$$
$$y(n) = \sqrt{E_s}\exp[j(n\omega_d + \theta)] \times \frac{(1-\alpha)(1-\alpha^n \times \exp(-jn\omega_d))}{1-\alpha \times \exp(-j\omega_d)} + \hat{\eta}(n) \quad (3)$$

여기서 α는 필터의 대역을 결정하는 파라메타로서 [0,1] 사이의 값을 갖고 $\hat{\eta}(n)$은 필터링된 가우시안 잡음을 의미한다. 필터의 응답이 정상상태에 도달했다고 가정하면 필터의 출력은 다음과 같이 표현된다.

$$y(n) \approx \sqrt{E_s}\exp[j(n\omega_d + \theta)] \times \frac{(1-\alpha)}{1-\alpha \times \exp(-j\omega_d)} + \hat{\eta}(n)$$
$$y(n) \approx Amp\sqrt{E_s}\exp[j(n\omega_d + \theta + \theta_d)] + \hat{\eta}(n) \quad (4)$$

여기서 Amp는 필터의 진폭응답을 의미하고, θ_d는 필터에 의해 발생되는 현재 입력 심볼 phasor와 필터출력 phasor간의 위상차이다. θ_d는 다음과 같이 추정할 수 있다.

$$\hat{y}(n) = \hat{x}(n) \times y^*(n-1)$$
$$\hat{y}(n) = Amp \cdot E_s\exp[j(\omega_d - \theta_d)] + \hat{\eta}(n) \quad (5)$$

θ_d의 추정은 적응적 선형 예측[8]문제의 일종으로 [5]에서와 같이 RLS 방식으로 또는 [9]의 방식으로 평가될 수 있다. 해석을 간단화하기 위하여 잡음성분을 무시하면 RLS estimator 출력은 다음과 같다.

$$\hat{k}(n) = \frac{\sum_{i=1}^{n} \hat{x}(n)y^*(n-1)}{\left|\sum_{i=1}^{n} \hat{x}(n)y^*(n-1)\right|} = \exp[j(\omega_d - \theta_d)] \quad (6)$$

따라서 (4)와 (6)을 이용하면 다음의 반송파 성분이 쉽게 추정된다.

$$z(n+1) = y(n) \times \hat{k}(n)$$
$$= Amp \cdot E_s\exp[j((n+1)\omega_d + \theta)] \quad (7)$$

여러 환경에서 시뮬레이션 해본 결과 사전 필터링 방식과 Fitz의 구조는 성능상 거의 등가인 것으로 판

명되었다. 다만 사전 필터링 방식에서는 ω_d가 크지면 성능이 열화되기 때문에 handling할 수 있는 잔여 주파수 오프셋에 한계가 있고, 또한 AR 필터가 정상상태에 도달하는데 요구되는 시간이 있기 때문에 Fitz 방식에 비해 수 심볼 정도 더 preamble이 요구되었지만 RMS 지터량에 있어서는 사전 필터링 방식이 Fitz 방식에 비해 다소 우수하였다.

그림 3은 $\omega_d = 2\pi \times 0.005$ [*radian/symbol*], $\theta = 45°$인 경우, Eb/No=3[dB]에서 decision이 맞게 수행된 경우, 입력신호의 I채널 진폭과 a=0.9의 AR 필터로 사전 필터링한 후의 진폭을 나타낸 것이다.

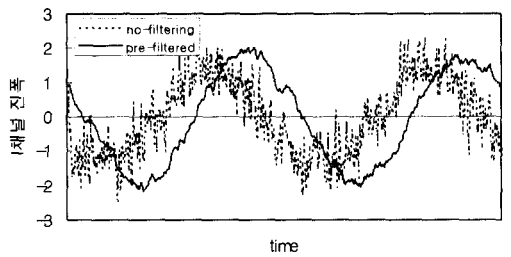


그림 3. $\omega_d = 0.005$, $\theta = 45°$, Eb/No=3[dB]에서 입력 신호의 I채널 진폭

Fitz의 방식은 필터링되지 않은 입력신호 자체에 planar filter를 적용하는 방식이지만 본 논문에서 제안하는 방식은 그림 3에서와 같이 먼저 입력신호에서 잡음을 억압하고 난 후에 planar filter를 적용하는 방식이다. 사전 필터링 방식만으로는 위에서 언급한 몇몇 단점들을 지닐뿐 성능에 있어서 Fitz 방식에 비해 크게 우수하지않다. 그러나 제안하는 방식처럼 사전 필터링된 신호에 planar filter를 적용하면 잡음에 의한 click 즉 cycle slip을 대폭 줄이고 RMS 지터량을 반감하여 안정적 추적이 가능하게된다.

입력신호에서 잡음을 먼저 억압하기 위해 사전필터를 적용하면 그림 3에서와 같이 필터지연이 발생하게 되는데, 필터지연을 보상하지 않고서는 반송파 복원 문제에 planar filter를 적용할 수 없다. 필터지연은 다음과 같이 보상할 수 있다. 그림 2의 구조에서 LPF 뒷단의 지연소자를 제거하면

$$\hat{y}(n) = Amp \cdot E_s \exp(j\omega_d - \theta_d) + \hat{\eta}(n)$$

$$\hat{k}(n) = \exp(-j\theta_d)$$

$$z(n+1) = y(n) \times \hat{k}(n)$$

$$= Amp\sqrt{E_s}\exp[j(n\omega_d + \theta)] + \hat{\eta}(n) \quad (8)$$

$\hat{x}(n) = \sqrt{E_s}\exp[j(n\omega_d + \theta)] + \eta(n)$이므로, LPF 뒷단의 지연소자를 제거하면 그림 2 구조의 출력값 즉 식(8)은 현재 입력신호 $\hat{x}(n)$에서 잡음성분만 억압하는 형태가된다. 따라서 그림 2의 구조에서 LPF 뒷단의 지연소자를 제거하면 필터지연을 보상할 수 있고 planar filter 적용이 가능하게된다.

Ⅲ. 새로운 결정지향 반송파 복원 알고리즘

먼저 입력신호에서 잡음을 억압하고 나서 후에 planar filter를 적용하기 위한 블록도는 그림 4와 같고 본 논문에서 새로 제안하는 구조이다.

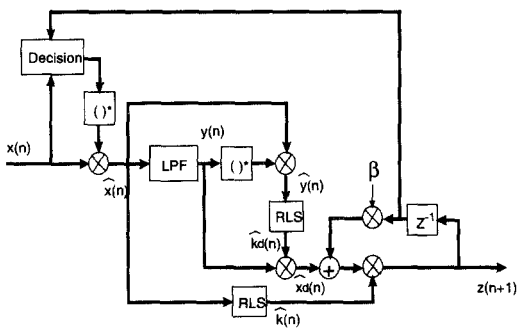


그림 4. 제안한 반송파 복원 방식

식 (8)에서 암시하는 바와 같이 $\hat{x}_d(n)$은

$\hat{x}_d(n) = Amp\sqrt{E_s}\exp[j((n+1)\omega_d + \theta)] + \hat{\eta}(n)$이므로 $\hat{x}(n) = \sqrt{E_s}\exp[j(n\omega_d + \theta)] + \eta(n)$에 대응하는 신호지만 잡음성분이 억압된 신호이다. 문헌 [5]에서 제시된 바와 같이 MMSE 예측 필터는 식 (8)을 만족한다.

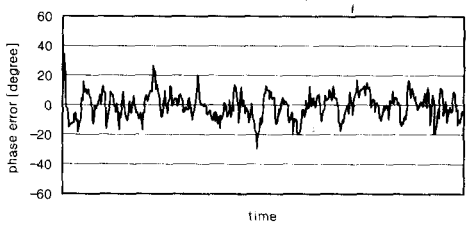
$$z(n+1) = k\sum_{i=0}^{n-1} k^i \hat{x}_d(n-i)$$

$$z(n+1) = k\hat{x}_d(n) + kz(n) \quad (8)$$

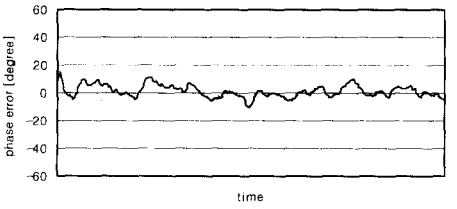
이는 다음과 같이 재귀적(recursive) 형태로 추정될 수 있다.

$$z(n) = \hat{k}(n)[\beta z(n-1) + \hat{x}_d(n-1)] \quad (9)$$

$\omega_d = 2\pi \times 0.005$ [*radian/symbol*], $\theta = 45°$인 경우, Eb/No=3[dB]에서 decision이 맞게 수행되었다는 가정하에서 Fizt 방식과 제안한 방식으로 반송파의 위상을 추정한 결과를 그림 5에 나타내었다.



(a) Fitz 방식에서의 추정위상에러



(b) 제안한 방식에서의 추정위상에러

그림 5. Fitz 및 제안방식으로 추정한 반송파의 위상

가로축의 시간구간은 15심볼부터 400심볼까지의 구간이다. 여기서 AR 필터의 α와 planar filter의 β는 각각 0.9와 0.75이다. 제안한 방식의 위상지터 억압효과가 우수함을 확인할 수 있다. 상세한 성능분석은 4장에서 언급하도록 한다.

Ⅳ. 시뮬레이션 결과 및 고찰

제안한 알고리즘은 연속적 전송에도 응용가능하지만 본 논문에서는 burst-mode 전송에 국한하기 때문에 제안한 알고리즘의 추적성능 및 포착성능을 주로 분석한다. 따라서 지터량, BER 그리고 요구되는 preamble 수에 대한 시뮬레이션 결과를 제시하고 검토한다. 먼저 그림 6은 decision이 맞게 수행되었다는 가정하에서 RMS 지터량을 구하여 제시한 것으로서 심볼구간 35에서 600까지를 100회 시뮬레이션 하여 구한 결과이다. 여기서 $\omega_d = 0.005$ [*radian/symbol*], $\theta = 45°$이다. 사용된 파라메타 값은 Fitz 알고리즘에서는 β=0.75, kk=4이고, 제안한 알고리즘에서는 β=0.75, α=0.9이다. 그리고 본 장에서 제시하는 모든 결과에 있어서 $\hat{k}_d(n)$을 추정하는 RLS estimator의 kk=1이다.

Fitz 방식에서는 문헌 [7]에 제시된 바와 같이 kk값이 1인 경우에는 지터성능이 매우 열악한 반면 그림에서 알 수 있듯이 제안한 방식에서는 kk=1로 한 경우에도 RMS 지터성능이 CRLB에 근접함을 알 수 있다. 제안한 방식에서 kk=4일 경우에는 거의 CRLB와 동일한 RMS 지터성능을 얻을 수 있다. 따라서 kk=1로 한 경우에도 Fitz 방식에 비해 지터성능이 우수하므로 보다 간단한 RLS estimator를 적용하여 안정적으로 반송파를 복원할 수 있다.

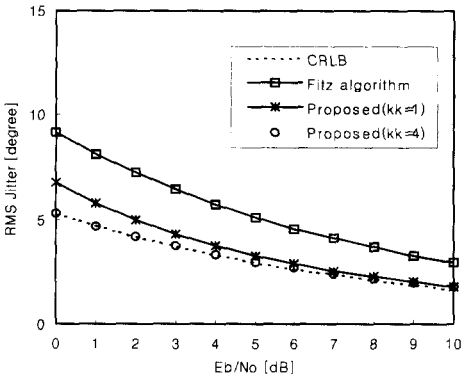


그림 6. Eb/No에 따른 지터 성능

그림 7은 프레임길이를 6000심볼로하고 1000개의 프레임 전송시 cycle slip이 발생한 프레임의 횟수를 Eb/No를 변수로 하여 나타낸 것이다.

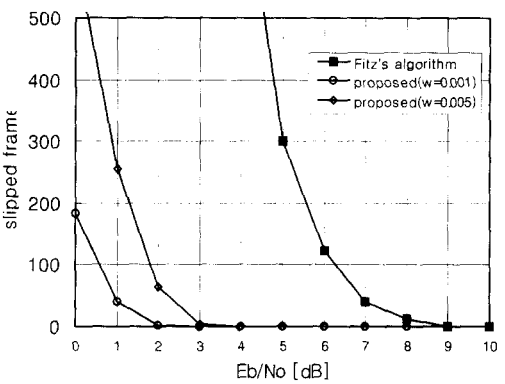


그림 7. Eb/No에 따른 cycle slip 발생 빈도

사용된 파라메타 값은 Fitz 알고리즘에서는 β=0.75, kk=4이고, 제안한 알고리즘에서는 $\omega_d = 2\pi \times 0.005$ [*radian/symbol*]인 경우 α=0.9이고, $\omega_d = 2\pi \times 0.001$ [*radian/symbol*]인 경우 α=0.95이다. 그리고 kk와 β는 두 경우 공히 각각 4와 0.75이다.

Fitz 방식을 적용할 경우 Eb/No=8[dB]까지는 cycle slip의 발생한다. 이를 해결하기 위해서는 Fitz 방식에서는 DEQPSK의 적용이 불가피하나 제안한 방식으로는 Eb/No=2[dB] 또는 3[dB]이상일 경우에는 QPSK

의 적용이 가능하다. 보다 정확한 LO를 수신단에 채용하여 ω_d를 더욱 작게 유지할 경우에는 사전 필터의 대역폭을 매우 협소하게 즉 $\alpha \approx 1$로 할 수 있으므로 제안한 알고리즘을 적용하면 Eb/No=0[dB]까지 QPSK의 적용이 가능하다. 이는 초당 cycle slip의 평균발생빈도 N이 $erfc[\sqrt{(S/N)_o}]$(여기서 $(S/N)_o$는 반송파 복원회로내의 신호대 잡음비를 의미함)에 비례하기 때문이다.

제안한 알고리즘에서 cycle slip의 발생빈도는 preamble 길이의 함수이다. preamble 길이에 따른 성능을 알아보기 위하여 프레임길이를 3000심볼로하고 200개의 프레임 전송시, cycle slip이 발생한 프레임의 횟수를 Eb/No=1.5[dB]와 2.0[dB]에서 구하여 그림 8에 나타내었다. 여기서 $\omega_d = 2\pi \times 0.001$이고 β= 0.75, α=0.95, kk=4이다.

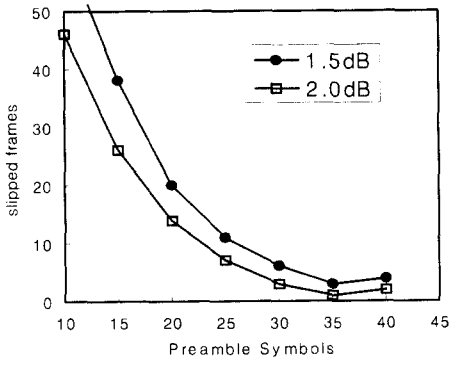


그림 8. preamble 길이에 따른 cycle slip 발생 빈도

cycle slip 발생 측면에서 35심볼의 preamble이 최적이라할 수 있다. 따라서 cycle slip 억압을 위하여 제안한 알고리즘을 적용할 경우에는 요구되는 preamble이 35로 증가되는 단점이 있지만 DEQPSK 복조 대신 QPSK 복조가 가능하다는 이점이 있다.

한편 다른 보상회로를 적용하거나 DEQPSK 전송으로 cycle slip을 해결하는 시스템에서도 제안한 알고리즘을 적용하면 RMS 지터량이 감소하여 추적성능이 우수하게 된다. 이 경우 요구되는 preamble 수를 결정하기 위하여 심볼구간 50에서 600까지를 100회 시뮬레이션 하여 그 결과를 그림 9에 나타내었다. 여기서 $\omega_d = 2\pi \times 0.005$[*radian/symbol*]이고 β= 0.75, α=0.9, kk=1이다. preamble 길이는RMS 지터량에 크게 영향을 미치지 않음을 확인할 수 있다. 따라서 이 경우 즉 cycle slip 억압이 중요하지 않은 경우에는 5심볼 정도로 preamble 길이를 결정할 수 있다.

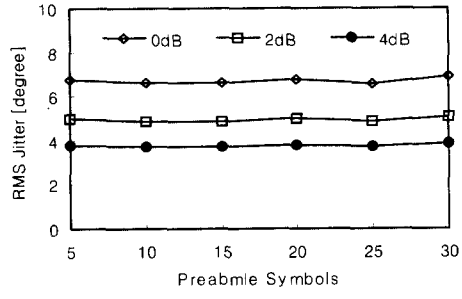


그림 9. preamble 길이에 따른 지터량

BER 성능 역시 제안한 알고리즘의 적용을 두 경우로 분리하여 평가한다. 먼저 DEQPSK 복조에 적용하는 경우로서 프레임길이를 3000심볼로하고 100개의 프레임 전송시 제안한 방식과 Fitz 방식의 BER 성능을 그림 10에 나타내었다. 여기서 $\omega_d = 2\pi \times 0.005$ [*radian/symbol*]이다. Fitz 방식에서는 β=0.75, kk=4이고 제안한 방식에서는 β=0.75, α= 0.9, kk=1이다.

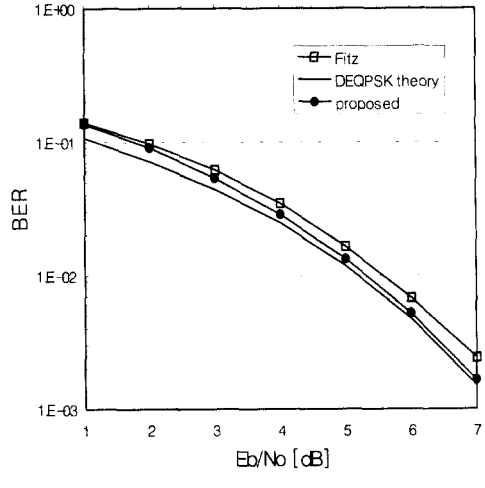


그림 10. DEQPSK 복조시의 BER 성능

Fitz 방식은 이론치에 비해 약 0.5[dB] 가량 성능이 열화되지만, 제안한 방식에서는 Eb/No가 증가하면 BER 성능이 이론치에 근접함을 확인할 수 있다. 이는 그림 6에서 알 수 있듯이 제안한 방식에서는 Eb/No 증가에 따라 지터가 급격히 감소하기 때문이다. Fitz 방식과 비교했을 때 지터감소로 인한 BER 이득은 약 0.3-0.4[dB]가량 된다. 제안한 알고리즘에서 kk=4로하면 이론치와 거의 일치하는 BER 성능을 얻을 수 있다.

그림 11은 QPSK 복조에 적용하는 경우로서 프레

임길이를 3000심볼로하고 100개의 프레임 전송시 제안한 방식의 BER 성능나타낸 것이다. $\omega_d = 2\pi \times 0.005$[*radian/symbol*]인 경우에는 α=0.9이고 $\omega_d = 2\pi \times 0.001$[*radian/symbol*]인 경우에는 α=0.95이다. 그리고 β와 kk는 두 경우 공히 각각 0.75와 4이다. $\omega_d = 0.005$일 경우 Eb/No=2[dB]에서 5개의 프레임에서 그리고 $\omega_d = 0.001$일 경우 Eb/No=1[dB]에서 3개의 프레임에서 cycle slip이 발생하였으나 이는 에러계수(counting)에 포함하지 않았다. kk=4인 경우이므로 지터가 최대한 억압되어 QPSK의 이론치와 거의 일치함을 확인할 수 있다. DEQPSK 적용이 불가피한 Fitz 방식에 비해서는 약 1.5[dB] 가량 이득이 있다.

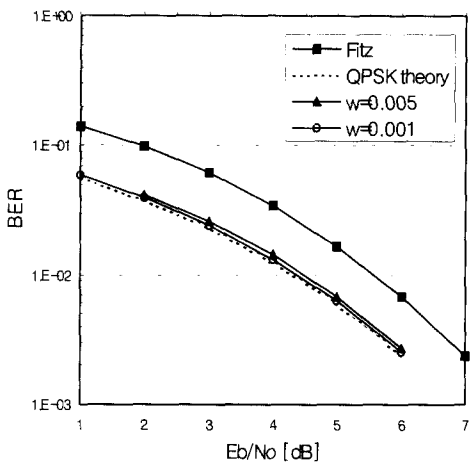


그림 11. QPSK 복조시의 BER 성능

α, β등 그 외의 파라메타들에 대해서는 최적값을 직접 결정하지는 않았지만 시뮬레이션 해본 결과 β=0.75가 적절하였고 α는 $\omega_d = 0.005$일때는 0.9, $\omega_d = 0.001$일때는 0.95가 적당하였다. 이러한 파라메타들은 응용 시스템에 따라 달리 결정되어야할 설계 파라메타라 할 수 있다.

V. 결 론

수신단에서 채용하는 LO의 정확성에 비례하여 BER 성능을 개선할 수 있는 제안한 알고리즘은 사전 필터링을 채용한 형태이므로 성능이 ω_d에 의존적이다. 따라서 본 알고리즘은 다소 정확한 LO를 채용하여 ω_d가 심볼전송률의 수천 또는 수백 PPM 이내로 유지될 수 있을 때 매우 우수한 성능을 기대할 수 있다. 국부 발진기의 조건이 이를 만족하지 못할 경우에는 AFC(Autometic Frequency Control)를 추가하여 ω_d를 원하는 범위내로 유지할 필요가 있다. Fitz 방식에서는 Eb/No=8[dB]에서도 cycle slip이 발생하므로 low SNR 환경에서는 QPSK 복조에 Fitz 방식을 적용할 수 없으나 제안한 알고리즘은 DEQPSK 복조뿐만 아니라 QPSK 복조에도 적용된다. DEQPSK 복조시 RLS estimator가 매우 정확한 경우에도 Fitz 방식에서는 추적성능에 한계가 있어 이론치 BER에 비해 약 0.5[dB] 가량 성능이 열화되지만 제안한 방식에서는 RLS estimator가 정확한 경우 즉 kk=4를 사용한 경우에는 추적성능이 매우 우수하므로 이론치에 거의 근접하는 BER 성능을 얻을 수 있다. 비교적 부정확한 즉 kk=1인 RLS estimator를 적용하더라도 Eb/No값에 비례하여 추적성능이 급격히 좋아지므로 높은 Eb/No 환경에서는 RLS estimator를 단순화시킬 수 있다. 또한 제안한 알고리즘을 DEQPSK 방식에 적용할 경우에는 5심볼 정도의 preamble로 반송파를 복원할 수 있다. 제안한 알고리즘에서는 low SNR에서도 cycle slip이 거의 발생하지 않기 때문에 PLL를 채용하지 않는 open loop 구조이면서도 QPSK 복조에 적용될 수 있는 장점이 있다.

참 고 문 헌

[1] D.H.Wolaver, *Phase-Locked Loop Circuit Design*, Prentice-Hall, Inc. 1991.

[2] F.M.Gardner, "Hangup in Phase-Locked Loops," *IEEE Trans. on Commun., vol. COM-25*, Oct. 1977.

[3] A.J.Viterbi and A.M.Viterbi, "Nonlinear Esti- mation of PSK Modulation Carrier Phase with Application to Burst Disgital Communication," *IEEE Trans. on Info. Theory, vol. IT-32*, July 1983.

[4] F.Classen, H.Meyer and P.Sehier, "Maximum Likelihood Open Loop Carrier Synchronizer for Digital Radio," *Proceedings of IEEE ICC'93*, May 1993.

[5] M.P.Fitz and W.C.Lindsey, "Decision-Directed Burst -Mode Carrier Synchronization Tech- niques," *IEEE Trans. on Commun., vol. 40*, Oct. 1992.

[6] K.Feher, *Digital Communications : satellite/ earth station engineering*, Prentice-Hall Inc. 1981.

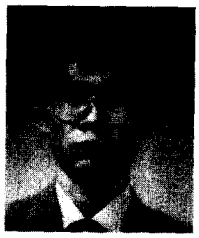
[7] M.P.Fitz, "Planar Filtered Techniques for Burst Mode Carrier Synchronization," *Proceedings of Globecom '91*, 1991.

[8] S.M.Bozic, *Digital and Kalman Filtering : An*

introduction to discrete-time filtering and optimum linear estimation, Edward Arnold, 1979.

[9] U.Mengali and M.Morelli, " Data-Aided Fre- quency Estimation for Burst Digital Trans- mission," *IEEE Trans. on Commun., vol. 45*, Jan. 1997.

고 성 찬(Sung-Chan Ko) 정회원



1987년 2월 : 성균관대학교 전자공학 학사

1989년 2월 : 성균관대학교 전자공학 석사

1993년 2월 : 성균관대학교 전자공학 박사

1993년 3월~1996년 2월 : 한국전자통신연구소 위성통신연구단 선임연구원

1996년 3월~현재 : 안동대학교 전자정보산업학부 조교수

1997년 2월~1998년 12월 : 한국전자통신연구원 초빙연구원

<주관심 분야> 위성통신, 이동통신, 변.복조기술, 채널코딩, VHDL등