

고차의 QAM 시스템을 위한 고속 반송파 복원

정회원 이철수*, 종신회원 안재민*

Fast Carrier Recovery for High-Order QAM Systems

Chul-Soo Lee* *Regular Member*, Jae-Min Ahn* *Lifelong Member*

요약

본 논문에서는 고차의 QAM 시스템을 위한 새로운 고속 반송파 복원 알고리즘을 제안한다. 제안된 방식은 수신 심볼 간 위상차를 이용하여 반송파 주파수 오프셋을 직접 검출하며, 이를 기존의 반송파 복원 방식에 적용함으로써 넓은 주파수 추적 범위와 빠른 수렴 속도를 제공하는 반송파 복원을 수행할 수 있다. 시뮬레이션을 통하여 제안된 반송파 복원 방식이 주파수 오프셋이 크고 신호 대 잡음비가 낮은 상황에서도 짧은 수렴 시간을 가지는 것을 확인하였다.

Key Words : Carrier Recovery, Quadrature Amplitude Modulation, Frequency Offset Estimation

ABSTRACT

In this paper, we propose a new fast carrier recovery algorithm for high-order QAM systems. The proposed algorithm detects carrier frequency offset from the phase differences among the received symbols directly and combines it with the conventional carrier recovery, so that it is possible to achieve the carrier recovery with wide tracking range and fast acquisition time. Simulation results show that the proposed carrier recovery method reduces acquisition time at large frequency offset and low signal-to-noise ratio (SNR).

I. 서론

대역폭이 제한된 채널 환경에서 고속으로 데이터를 전송하기 위해서는 송수신기의 변조 방식을 기존의 BPSK (Binary Phase Shift Keying) 또는 QPSK (Quadrature Phase Shift Keying)에서 고차의 QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 방식으로 전환하여야 한다. 그러나 고차의 QAM을 사용하는 블라인드 송수신기에서는 기존의 결정 지향 반송파 동기를 이용하여 검출할 수 있는 위상 오차 범위가 급격히 감소함에 따라서 추적 가능한 반송파 주파수 범위는 줄어들고, 수렴 시간은 증가하게 된다. 64-QAM을 사용하는 경우 검출 가능한 위상 오차 범위는 가장자리 심볼로부터 $\pm 7.6^\circ$ 이며, 256-QAM을 사용하는 경우는

$\pm 3.7^\circ$ 이다^[1].

[1]에서는 QAM 심볼중 각 사분면의 외곽에 위치한 가장자리 심볼만을 사용함으로써 마치 QPSK의 반송파 동기와 같은 방식으로 처리할 수 있는 방법을 제안하였다. 이 방법은 전력 검출기만을 적용함으로써 구현이 가능하다는 장점이 있으나 QAM 차수가 높아질수록 가장자리 심볼의 발생 확률이 감소하면서 수렴 시간이 증가하게 된다. [2]에서는 임계값 이상의 심볼을 수신하는 경우 심볼의 극성을 판단하고, 수신한 심볼과 극성 정보 간 위상오차를 계산하여, 반송파 동기에 사용하는 심볼의 발생 확률을 증가시키므로써 반송파 주파수 검출 범위를 늘이고 수렴 시간을 감소시키는 방법을 제안하였다. 이 방법은 QAM 차수가 증가하더라도 [1]의 방식에 비해서 많은 심볼을 반송

※ 본 논문의 일부를 JCCI2010 초록으로 제출하였습니다.

* 충남대학교 전자전파정보통신공학과 이동멀티미디어통신 연구실 (labbit@cnu.ac.kr, jmahn@cnu.ac.kr)

논문번호 : KICS2010-02-085, 접수일자 : 2010년 2월 26일, 최종논문접수일자 : 2010년 4월 12일

과 복원에 사용할 수 있으나 위상 지터가 크기 때문에 일정 수준으로 반송파 주파수와 위상 오차가 수렴하면 결정 지향 방식으로 전환해 주어야 잔여 위상 오차가 적은 반송파 동기를 구현할 수 있다.

[3]에서는 [2]의 극성 검출기를 기반으로 [4]에서 제안한 PFD (Phase Frequency Detector)의 track-and-hold 알고리즘을 변형함으로써 반송파 수렴 속도를 증가시켰다. track-and-hold 알고리즘은 결정 지향 위상 검출기에서 주파수 오프셋이 포함된 신호의 위상을 검출하는 경우 평균 위상오차가 0에 가까운 값이 나오기 때문에 주파수 오프셋을 복원하기 어려운 단점을 보완하기 위해서 제안되었으며, sine 모양의 위상 검출기 출력에서 임계값 이상의 위상오차는 이전 값을 유지하도록 함으로써 평균 위상오차가 출력 되도록 하였다.

[5]에서는 기존 알고리즘의 수렴 시간을 줄이기 위해 심볼간 위상 차이를 이용하여 주파수 오프셋을 검출하고, 이것을 초기 값으로 설정하여 [3]의 반송파 복원기를 동작시키는 IFOE (Initial Frequency Offset Estimator)를 제안하였다. IFOE는 0.39 rad/symbol 이하의 주파수 오프셋에서는 수렴시간을 1000 심볼 이하로 줄일 수 있으나, 0.4 rad/symbol 이상에서는 주파수 오프셋이 증가할수록 수렴시간도 증가하게 된다.

[6]에서는 시뮬레이션을 통하여 [3]에서 제안한 PFD 방식과 [5]에서 제안한 IFOE 방식의 성능 향상을 위한 최적의 루프 고유 주파수 및 루프 제동 상수를 제시하였다. 그러나 [6]에서 제안한 루프 필터 변수는 특정 변조 방식 및 SNR에 따라 결정되었기 때문에 다른 변조 방식이나 수신 SNR이 변하는 경우 최적의 성능을 제공할 수 없다.

본 논문에서는 [5]에서 소개된 IFOE 방식을 개선한 새로운 블라인드 반송파 복원 방식을 제안한다. 제안된 방식은 반송파 주파수 오프셋을 검출한 후, 주파수 오프셋의 크기에 따라서 두 개의 다른 오차 보정 방법을 적용한다. 이로 인해 제안된 반송파 복원 방식은 0.78 rad/symbol 이하의 주파수 오프셋이 포함된 수신신호에 대하여 수렴시간을 1000 심볼 이내로 줄일 수 있다. 또한 낮은 SNR 환경에서도 그 성능이 확인되었다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 QAM 시스템 모델 및 신호 모델을 제시하고, III장에서 제안하는 반송파 동기 방식을 소개한다. IV장에서는 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 제안된 방식이 기존의 방식에 비해서 빠른 수렴속도와 넓은 주파수 추적 범위를 제공함을 확인하였다. V장에서는 제안된 알고리즘의

장점을 확인하고 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델

광대역 통신 시스템에서는 송신기와 수신기간 국부 발진기의 시간 및 주파수 차이로 인해 오프셋이 발생하게 된다. 디지털 복조기에서 ADC (Analog-to-Digital Converter)를 통해 디지털 변환된 신호로부터 정확한 심볼 정보를 찾기 위해서는 심볼 타이밍 복원기 (Symbol Timing Recovery)를 통해 송신기와 수신기간 시간 오차를 복원해야 하며 RF/IF 모듈의 국부 발진기의 위상 및 주파수 오차는 반송파 복원기를 통해 보상해야 한다. 또한 다중경로를 비롯한 전송 채널의 특징으로 인한 신호의 왜곡을 보상하기 위한 등화기 등이 요구된다.

본 논문에서는 이득 제어, 심볼 타이밍 복원 및 심볼간 간섭 복원이 완료된 QAM 수신 신호를 가정한다. 반송파 위상 및 주파수가 포함된 기저대역 수신 신호는 아래와 같이 표현될 수 있다.

$$r(n) = q(n)e^{j(\omega_c n T + \theta_o)} + v(n), \quad n = 1, 2, \dots \quad (1)$$

여기서 $q(n)$ 은 n 번째 QAM 심볼이고, ω_c 와 θ_o 는 반송파 주파수 및 위상 오프셋이다. T 는 심볼 구간이며, $v(n)$ 은 진폭 평균이 0인 복소 가산성 백색 가우시안 잡음 (AWGN)을 가정한다.

위상 오프셋이 존재하는 경우 QAM 성상도는 θ_o 만큼 회전한 상태로 나타나며, 반송파 주파수가 존재하는 경우는 심볼당 위상의 변화량만큼 성상도가 회전하는 형태로 나타난다.

III. 고속 반송파 동기

고차의 QAM 시스템에서는 심볼간 위상 차이가 작기 때문에 $\pm \pi/4$ 의 위상 오차를 검출하기 위해서는 가장자리 심볼만을 이용한다^{[1][2]}. 심볼의 정보를 알고 있지 않기 때문에 임계값 이상의 가장자리 심볼만을 가지고 위상 오프셋을 검출하는 방식이 가장 효과적이다.

주파수 오프셋의 경우, 전통적인 방식은 위상 검출기와 1차의 루프 필터, NCO (Numerical Controlled Oscillator)를 이용한 2차의 PLL (Phase Locked Loop)을 구성하여 위상 오프셋 및 주파수 오프셋을 동시에 복원하는 것이었다. 주파수 오프셋이 작은 경

우는 2차의 PLL을 이용한 빠른 복원이 가능하나 주파수 오프셋이 증가할수록 반송과 복원에 소요되는 시간이 늘어나게 된다. 제안된 반송과 복원기는 [5]에서 소개한 주파수 검출 방식을 보완한 S-IFOE (Selective-Initial Frequency Offset Estimation) 알고리즘을 적용하였다.

반송과 복원기의 동작은 그림 1과 같이 획득 모드와 추적 모드로 나눌 수 있다. 획득 모드에서는 입력 신호로부터 주파수 오프셋을 검출하고, 이 값을 기초로 하여 개략적인 주파수 및 위상 오프셋을 복원한다. 추적 모드에서는 PD (Phase Detector)의 출력을 이용하여 잔여 주파수 및 위상 오프셋을 복원한다.

3.1 초기 주파수 검출

(1)의 n번째 수신된 신호 r(n)은 NCO의 출력과 곱해지고 위상 및 주파수 오프셋이 복원된 신호 a(n)을 생성한다. NCO는 루프 필터에서 추정된 위상 및 주파수 에러를 기준으로 입력 신호의 위상을 반대로 회전하기 위한 e^{-j(\omega_0 n T + \theta_0)} 신호를 생성하는 역할을 한다.

먼저 a(n)은 \tau_1과 \tau_2의 두 임계값과 비교되어 전력이 큰 외곽 심볼과 전력이 가장 작은 안쪽 심볼이 선택되고 선택 여부에 따라 아래와 같이 a(n)에 대한 위상 오프셋이 계산된다.

$$p(n) = \begin{cases} \text{Im} \left[\frac{a(n)}{d(n)} \right], & \text{if } |a(n)| < \tau_1 \\ & \text{or } |a(n)| > \tau_2 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2)$$

여기서 d(n)은 a(n)의 극성을 판단하는 심볼로서 아래와 같이 표현할 수 있다^{2,3)}.

$$d(n) = \frac{|a(n)|}{\sqrt{2}} (\text{sgn}(\text{Re}\{a(n)\}) + j \text{sgn}(\text{Im}\{a(n)\})) \quad (3)$$

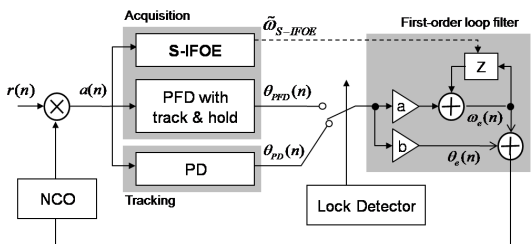


그림 1. 제안된 반송과 복원기 구조

여기서 x<0 경우 sgn(x)=-1, x≥0 경우 sgn(x)=1 이다.

입력 심볼의 주파수 오프셋은 단위 시간당 위상의 변화량으로 나타낼 수 있으므로 연속적으로 출력된 두 p(n)의 위상차로써 표현할 수 있다.

$$\omega(n) = \Delta\theta(n) = p(n) - p(n-1) \quad (4)$$

그러나 결정 지향 반송과 복원 방식에서 연속적으로 입력된 신호인 a(n)과 a(n-1)이 서로 다른 사분면에 위치하는 경우 서로 다른 d(n)이 결정 심볼로 사용되기 때문에 주파수 오프셋 추정 오류가 발생하며 주파수 오프셋이 증가할수록 이러한 오류 또한 늘어나게 된다. 그림 2와 같이 QAM의 가장자리 심볼 d_1, d_2, d_3, d_4를 가정하여 보자. 만약 심볼 d_1이 두 번 전송된다면 수신되는 심볼은 반송과 주파수 오프셋이 존재하는 경우 r_1과 r_2에 위치하게 된다. r_1과 r_2는 d_1과 d_2로 각각 심볼 결정되며, (4)에 의해서 계산된 주파수 오프셋 추정값은 -\theta_3 - \theta_1이 된다. 여기서 검출하고자 하는 값은 \theta_2 = \pi/2 - (\theta_3 + \theta_1)이다. 이러한 관계를 기초로 하여 에러 보정 방법을 아래와 같이 정의할 수 있다.

$$\tilde{\omega}(n) = \begin{cases} \omega(n), & \text{if } |\omega(n)| < \frac{\pi}{4} \\ -\text{sgn}(\omega(n)) \cdot \left(\frac{\pi}{2} - |\omega(n)| \right), & \text{otherwise} \end{cases} \quad (5)$$

그러나 큰 주파수 오프셋에서는 오히려 에러 보정 방법이 잘못된 주파수 오프셋을 출력할 수 있다. 만약 d_3가 두 번 전송되어 r_3, r_4가 수신되고 r_4가 낮은 SNR과 (2)의 연산과정에서 발생한 위상잡음으로 인해 d_4가

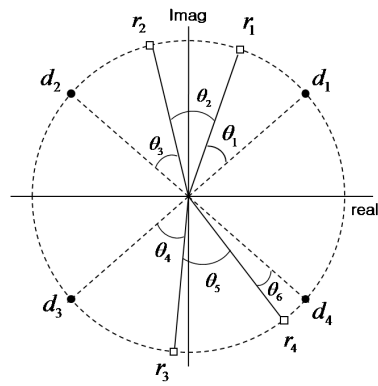


그림 2. 반송과 주파수 오프셋 추정

가이로 이동한다면 에러 보정 방법은 $-\theta_6 - \theta_4$ 를 출력하게 된다. 검출해야 하는 값은 $\theta_5 = \pi/2 - (\theta_6 + \theta_4)$ 이다.

따라서 초기 주파수 검출의 최종 출력은 단순히 N_{S-IFOE} 개의 $\tilde{\omega}(n)$ 에 대한 평균으로 나타낼 수 있으나, 주파수 오프셋이 큰 경우를 고려하여 (6), (7)과 같이 정의한다.

$$\omega_{S-IFOE} = \text{sgn}\left(\sum_n^{N_{S-IFOE}} \tilde{\omega}(n)\right) \cdot \frac{1}{N_{S-IFOE}} \sum_n^{N_{S-IFOE}} |\tilde{\omega}(n)| \quad (6)$$

그리고

$$\tilde{\omega}_{S-IFOE} = \begin{cases} \frac{1}{N_{S-IFOE}} \sum_n^{N_{S-IFOE}} \tilde{\omega}(n), & \text{if } |\omega_{S-IFOE}| < \frac{1}{16T} \\ \omega_{S-IFOE}, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (7)$$

여기서 N_{S-IFOE} 는 $\tilde{\omega}(n)$ 출력 개수이다.

3.2 PFD 기반의 주파수 및 위상 획득

S-IFOE에서 검출된 반송파 주파수 오프셋 $\tilde{\omega}_{S-IFOE}$ 은 루프필터의 초기 주파수로 입력되고, PFD의 출력이 루프 필터의 입력으로 전환되어 잔여 주파수 오프셋 및 위상 오프셋에 대한 수렴을 수행한다. 식 (8)의 track-and-hold 방식은 주파수 오프셋이 존재하는 경우에도 위상 검출기의 출력 $p(n)$ 에 대한 평균이 0이 아닌 값을 가지도록 함으로써 반송파 복원기가 주파수 오프셋 및 위상 오프셋을 복원하도록 한다^[3].

$$\theta_{PFD}(n) = \begin{cases} p(n), & \text{if } |p(n) - \theta_{PFD}(n-1)| < \pi/4 \\ \frac{\pi}{4} \text{sgn}(\theta_{PFD}(n-1)), & \text{otherwise} \end{cases} \quad (8)$$

3.3 PD를 이용한 주파수 및 위상 추적

락 검출기(Lock Detector)는 입력 심볼의 주파수 및 위상 오프셋이 임계값 이하로 내려가면 루프 필터의 입력을 PFD 출력 $\theta_{PFD}(n)$ 에서 PD 출력 $\theta_{PD}(n)$ 로 전환한다. PD는 모든 QAM 심볼을 사용하여 식 (9)와 같이 위상 오차를 검출하고 추적한다.

$$\theta_{PD}(n) = \text{Im}\left\{\frac{a(n)}{m(n)}\right\} \quad (9)$$

여기서 $m(n)$ 은 각 $a(n)$ 의 QAM 결정 심볼이다.

IV. 실험결과 및 고찰

본 논문에서는 디지털 케이블망의 하향 채널에서 64-QAM 및 256-QAM 전송 시스템에 대한 시뮬레이션을 통해 제안된 반송파 동기 성능을 검증하였으며 Gagnon 등이 제안한 PFD^[3]와 Lee 등이 제안한 IFOE^[5] 방식과 수렴시간을 비교하였다.

루프 필터에서 PFD와 IFOE를 위한 최적의 루프 고유 주파수와 루프 제동 상수는 [6]에서 제안한 값을 사용하였으며, 제안한 방식을 위한 루프 파라미터는 [6]과 같은 시뮬레이션을 통해 획득하였다. 시뮬레이션 파라미터는 표 1과 같다.

그림 3에서는 제안한 반송파 동기의 주파수 오프셋 검출 성능을 보여준다. 64-QAM 및 256-QAM에서 ± 0.785 rad/symbol 이내의 주파수 오프셋에 대하여 약 0.1 rad/symbol 이하의 오차로 검출할 수 있음을 보여준다.

그림 4는 256-QAM을 사용하는 시스템에 0.4 rad/symbol의 주파수 오프셋과 0.53 rad의 위상 오프셋이 포함된 신호가 수신되는 경우, Gagnon 등이 제안한 PFD 방식과 본 논문에서 제안한 반송파 동기 알

표 1. 시뮬레이션 파라미터

Item	Value
Symbol rate	5 Msymbol/sec
Threshold for symbol selection	$\tau_1=2.3, \tau_2=8.1$ (64-QAM) $\tau_1=2.3, \tau_2=16.8$ (256-QAM)
The number of frequency offset estimation	$N_{S-IFOE} = 9$
Loop natural frequency ($\omega_n/2\pi$)	for 64-QAM 50 kHz(PFD, IFOE) 35 kHz(Proposed) for 256-QAM 30 kHz(PFD, IFOE) 20 kHz(Proposed)
Loop damping factor (5)	for 64-QAM, 256-QAM 0.5 (PFD, IFOE, Proposed)
Signal-to-Noise Ratio (SNR)	22.5 dB for 64-QAM 28.4 dB for 256-QAM ($\cong \text{BER}10^{-3}$)

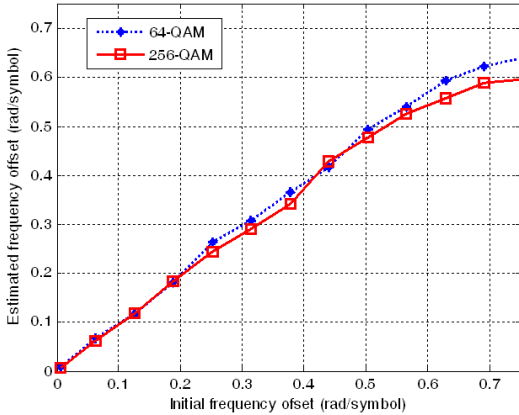


그림 3. 제안된 반송과 동기의 주파수 오프셋 검출 성능

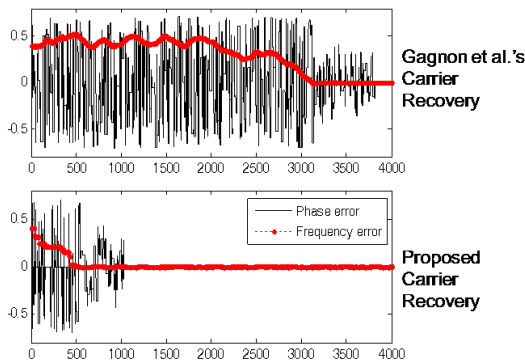


그림 4. 제안된 반송과 동기 수렴 성능

고리즘의 주파수 및 위상 오프셋 수렴 과정을 보여준다. 그림 4로부터 대부분의 수렴 시간이 주파수 오프셋을 추정해 가는데 소요됨을 알 수 있으며, 제안한 방식은 주파수 오프셋을 직접 검출하여 주파수 오차 성분을 0.1 rad/symbol 이하로 줄이기 때문에 S-IFOE를 적용함으로써 초기 주파수 오프셋 수렴시간을 줄일 수 있음을 확인할 수 있다.

그림 5는 반송과 주파수 오프셋에 대한 반송과 복원기의 수렴 성능을 보여준다. 수렴 시간은 마지막으로 수신한 100개의 심볼에 대한 RMS(Root Mean Square) 위상 에러가 64-QAM에 대해서는 5°, 256-QAM에 대해서는 2.5° 이하가 될 때까지의 심볼 개수로 정의한다. 정의한 수렴 조건은 QAM 심볼의 최대 위상 에러 검출 범위(64-QAM은 7.6°, 256-QAM은 3.7°)의 2/3에 해당한다. 그림의 각 커브는 500번 수행한 시뮬레이션 결과에 대한 평균 수렴 시간을 나타낸다. 64-QAM 및 256-QAM에 대하여 그림 5는 제안한 반송과 동기 방식이 기존 알고리즘에 비해 빠른 수

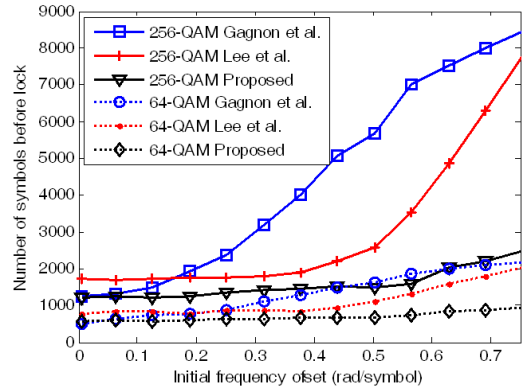


그림 5. 주파수 오프셋에 따른 반송과 동기의 수렴 시간

렴 성능을 제공함을 보여준다. 기존의 반송과 동기 알고리즘은 주파수 오프셋이 증가할수록 수렴 시간이 증가하게 되는 반면, 제안된 반송과 동기 방식은 0.785 rad/symbol 이내의 모든 구간에서 유사한 수렴 시간이 소요된다. 고속의 데이터 전송을 위해 QAM 차수가 증가할수록 주파수 및 위상 오프셋을 검출할 수 있는 범위는 줄어들게 되며 반송과 복원시간 또한 증가하게 될 것이다. 제안한 알고리즘은 고차의 QAM 시스템에서도 빠른 반송과 복원 성능을 제공할 수 있음을 보여준다.

그림 6은 256-QAM에서 신호대 잡음비(SNR)에 따른 반송과 동기의 수렴 성능을 보여준다. 그림을 통해서 20dB에서 35dB의 SNR에 대해 제안한 반송과 동기 알고리즘이 기존 방식에 비해 주파수 오프셋에 관계없이 빠른 수렴 성능을 제공함을 확인할 수 있다. 기존 알고리즘은 수렴 속도를 증가시키기 위하여 루프 대역폭을 늘이는 방법을 사용함으로써 SNR의 변화에 따라 수렴 성능이 저하될 수 있으나 제안한 방식

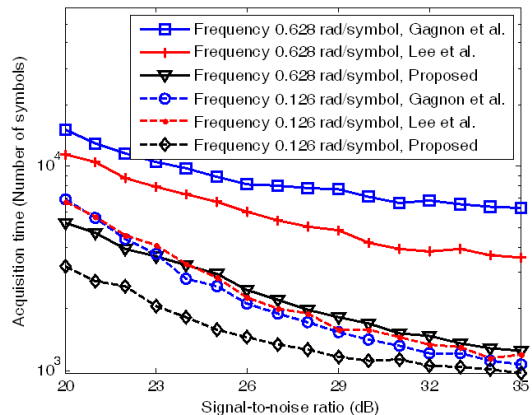


그림 6. SNR에 따른 반송과 동기의 수렴 시간

은 좁은 루프 대역폭을 사용하더라도 빠른 수렴 성능을 제공할 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 고차의 QAM 시스템을 위한 고속의 반송파 동기 방식을 제안하였다. 제안된 알고리즘은 선택된 심볼로부터 직접 주파수 오프셋을 검출하고 주파수 오프셋의 크기에 따라 최적화된 주파수 보상 알고리즘을 적용하기 때문에 넓은 주파수 획득 구간을 가지면서 동시에 빠른 수렴 속도를 제공한다. 또한 QAM의 차수, 입력 SNR 변화, 반송파 주파수 오프셋의 변화에도 강인한 특성을 보여주었다. 시뮬레이션을 통하여 제안된 반송파 동기 방식이 기존 방식에 비해 3배까지 빠르게 주파수 및 위상 오프셋을 복원할 수 있음을 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] N. K. Jablon, "Joint blind equalization, carrier recovery, and timing recovery for high-order QAM signal constellations," *IEEE Trans. Signal Processing*, 40, pp.1383-1398, June 1992.
- [2] K.-Y. Kim and H.-J. Choi, "Design of carrier recovery algorithm for high-order QAM with large frequency acquisition range," in *Proc. IEEE International Conference on Communications (ICC'01)*, 4, pp.1016-1020, June 2001.
- [3] G. Gagnon, F. Choquette, J. Belzile and F. Gagnon, "A simple and fast carrier recovery algorithm for high-order QAM," *IEEE Commun. Lett.*, 9(10), pp. 918-920, Oct. 2005.
- [4] H. Sari, S. Moridi, "New phase and frequency detectors for carrier recovery in PSK and QAM systems," *IEEE trans. Commun.*, 36, pp.1035-1043, Sep. 1988.
- [5] C.-S. Lee, E.-D. Lee, J. Ahn, "Fast frequency acquisition algorithm for carrier recovery for high-order QAM," *Electronics Letters*, 44(2), pp.143-144, Jan. 2008.
- [6] G. Gagnon, F. Choquette, J. Belzile and F. Gagnon, "Minimisation of carrier frequency acquisition time in QAM systems," *Electronics Letters*, 45(5), pp.276-277, Feb. 2009.

이 철 수 (Chul-Soo Lee)

정회원



2000년 2월 한양대학교 전자공학과 학사

2002년 8월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사

2002년~2006년 한국전자통신연구원 연구원

2007년 3월~현재 충남대학교

전자전파정보통신공학과 박사과정

<관심분야> 디지털 통신, 모뎀 설계, 수신 동기

안 재 민 (Jaemin Ahn)

종신회원



1987년 2월 서울대학교 전자공학과 학사

1989년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사

1994년 8월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사

1994년~1999년 삼성전자 선임연구원

2007년~2008년 정보통신연구진흥원 차세대이동통신사업단장, 정보통신부 차세대 이동통신PM

1999년~현재 충남대학교 전기정보통신공학부 교수

<관심분야> 차세대 이동통신 물리계층 및 Radio Resource management