

논문 2004-41TC-10-4

고차 QAM에 적합한 위상 미분을 이용한 주파수 오차 보정 회로

(A Frequency Offset Compensation Technique for the High Order QAM
using a Phase Differential Equation)

박 상 열*, 윤 태 일*, 조 경 록*

(Sang-Yeol Park, Tae-IL Yun, and Kyoung-Rok Cho)

요 약

본 논문에서는 극성 결정 반송파 복원 알고리즘을 이용하여 고차 QAM에서 효율적으로 위상 및 주파수 오차를 보정하는 회로를 제안하였다. 제안된 회로는 전체적으로 디지털 동작을 하며 위상오차와 주파수 오차를 동시에 보정한다. 제안된 방법은 성상도상에서 회전하는 심볼의 각 속도에서 주파수 오차를 찾아내 역회전 시킨다. 제안된 회로는 입력된 신호의 구간평균을 취하여 가산성 백색 잡음 채널 환경 하에 효율적으로 대처하는 구조를 가지며 I와 Q축 하나의 정보만으로 위상 정보를 추정하여 하드웨어를 간소화 하였다. 회로설계 검증결과 ± 35 도의 위상오차와 0.25의 일반화된 주파수오차에서 보정을 하는 성능을 보였으며 15dB의 AWGN 환경 하에서도 높은 수렴 성능을 나타내었다.

Abstract

In this paper, we present a carrier recovery circuit using the polarity-decision algorithm that recovers a phase and a frequency error simultaneously. The proposed algorithm catches a frequency error based on a differential of an angular velocity of the signal constellations. Using the differentiating of a phase error may compensate the frequency error. The symbol prediction method in the proposed algorithm accumulates the symbols, which makes easy to calculate a phase differential. The hardware size of the algorithm is small since we use Q data or I only to get phase information. As a result, the algorithm shows a pull-in range of normalized frequency error 0.5 under AWGN 15dB.

Keywords : 위상오차, 주파수오차, QAM, 반송파복원, 극성결정알고리즘

I. 서 론

디지털 통신에 있어 반송파 동기는 수신단의 성능을 높이기 위해 해결해야할 중요한 문제 중의 하나로 작용해 왔다. 디지털 통신 분야에서는 반송파와 중간 주파수의 변환에 사용되는 고주파 발진기의 주파수가 정밀하지 못하여 반송파를 제거하는 과정에서 수신되는 정보에 왜곡을 가하게 된다. 이러한 문제는 고차 QAM 변조방식을 사용할수록 영향을 크게 받으며 시스템은

주파수 및 위상오차에 더욱 민감해진다. 앞으로는 음성 또는 동영상과 같이 많은 정보를 포함한 데이터를 통신 사용자에게 제공하기 위한 서비스가 주를 이룰 것이다. 따라서 제한된 주파수 대역을 효율적으로 사용하기 위해 멀티 레벨의 QAM 변조 방식의 사용과 함께 주파수 및 위상 에러를 효율적으로 제거하는 문제가 함께 고려되어야 한다.

일반적으로 디지털 통신 시스템에서는 수신용 복조기와 송신용 변조기 사이 반송파의 위상과 주파수가 서로 일치하지 않아 위상오차 δ 와 함께 주파수 오차가 발생한다. 많은 통신 시스템에서 시스템의 성능을 억압하는 주된 요인 중의 하나가 이러한 반송파의 주파

* 정희원, 충북대학교 정보통신공학과
(Dept. of Information and Communications
Engineering, Chungbuk National University)
접수일자: 2004년8월19일, 수정완료일: 2004년10월9일

수 차이에 의해 발생하는 왜곡이다. 이러한 왜곡은 정상도 상에서 복조된 심볼의 위상 회전으로 나타난다. 위상 오차가 발생되었을 경우 수신된 심볼은 틀어진 위상만큼 회전을 하며 주파수 오차가 발생되었을 경우에 밀립현상의 발생으로 인하여 심볼의 위상이 매주기마다 회전을 한다. 이때에 복원된 신호의 위상이 회전하여 결정구간의 경계를 지나게 되면 복조기에서는 잘못된 값을 검출하게 되고 수신단에서 정확한 정보를 복원할 수 없게 된다. 이러한 이유로 QAM이나 QPSK와 같은 위상에 정보를 신는 복조 방식에서는 정확한 반송파 동기가 필수적이라 할 수 있다.

기존에 제안된 위상 복원 회로는^[7] 위상각의 영역을 분할함으로써 다수의 위상 정보를 이용하여 위상값을 예측하여 고차 QAM에서 위상 복원을 위한 심볼의 샘플 수가 적어지는 단점을 보완하였으나 낮은 SNR에서는 심볼 레벨 사이의 경계가 모호해짐으로 인해 성능이 열악해지는 결점이 있다. 또한 심볼을 선택하기 위한 기준 반경을 낮게 하여 대략의 위상 에러 값을 추정 한 후 큰 기준 반경을 이용하여 상세 위상 에러를 추정하기도 하였다^[8].

본 논문에서는 주파수 에러와 위상 에러를 동시에 보정하는 새로운 반송파 복원회로의 구조를 제안 한다. 제안된 회로에서는 위상오차와 무관하게 주파수 오차를 추정할 수 있으며 $\pm 35^\circ$ 범위에서 발생하는 위상 오차를 추정할 수 있는 특징을 갖는다. 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 QAM 시스템에서 주파수 및 위상 오차의 영향과 회전하는 각속도를 이용한 주파수 추정 방법을 제안하였다. III장에서는 제안한 회로의 구조를 설명 하였다. 그리고 IV장에서는 제안된 회로의 사물레이션을 수행하고 그 결과를 나타내었으며 V장에서 본 논문의 결론을 맺는다.

II. 주파수 및 위상 오차 추정

1. QAM 시스템에서의 주파수 오차의 영향

그림 1 에 16QAM Demodulator의 일반적인 시스템의 구조를 나타내었다. 16QAM 시스템에서의 입력은 이상적인 경우 식(1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$r(n) = m(n)e^{j\omega_c nT} \quad (1)$$

실제 시스템에서 수신된 신호에는 백색잡음과 반송파 제거 과정에서 발생한 위상 오차 및 주파수 오차에 의한 왜곡이 발생한다. 이 외에도 타이밍 동기 에러와

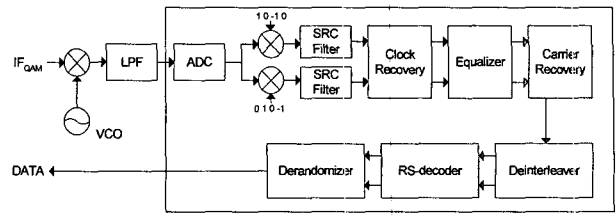


그림 1. 디지털 모뎀용 QAM 신호처리 시스템의 블록도
Fig. 1. Block diagram of the QAM signal process system for a digital modem.

채널을 통과 하면서 생기는 심볼간 간섭 에러에 의해서도 영향을 받는다. 본 회로에서 입력되는 신호는 심볼간 간섭 에러와 타이밍 동기 에러가 사전에 제거 되었다고 가정하였다. 즉, 본회로 앞에서 이미 심볼 동기화 채널동화가 이루어져 있어야 한다. 16QAM 복조기 입력의 반송파 제거 과정은 식(2)와 같다.

$$\begin{aligned} r(n) &= m(n)e^{j\omega_c nT} e^{-j((\omega_c + \omega_o)nT + \delta)} + \nu(nT) \\ &= m(n)e^{j(\omega_c nT - (\omega_c + \omega_o)nT + \delta)} + \nu(nT) \\ &= m(n)e^{-j(\omega_o nT + \delta)} + \nu(nT) \end{aligned} \quad (2)$$

여기에서 $m(n) = m_1(n) + jm_2(n)$ 는 n번째 전송된 심볼인 in-phase $m_1(n)$ 와 quadrature-phase $m_2(n)$ 신호를 나타낸 것이고 ω_c 는 반송파 주파수이며 ω_o 는 미지의 주파수 오차, δ 는 미지의 위상오차를 각각 나타낸다. 그리고 $\nu(nT)$ 는 각각 $\sigma^2 = (2E_s/N_o)^{-1}$ 의 분산을 갖는 서로 독립적인 실수부와 허수부의 백색잡음(AWGN)을 나타내며 제로평균 값을 갖는다. 이때 주파수 잡음은 미세한 값이며 마치 백색잡음과 같이 보이기 때문에 본 논문에서는 이를 무시하고 백색잡음처럼 간주하였다^[1].

정상적인 경우 주파수 오차 ω_o 와 위상 오차 δ 가 0이 되면 수신된 값은 $m(n)$ 과 같이 에러가 포함되지 않은 값으로 검출 되지만 ω_o 와 δ 가 0이 아닌 값을 갖게 되면 식(2)와 같이 본래의 신호에 $e^{-j(\omega_o nT + \delta)}$ 가 곱해진 것과 같은 왜곡이 발생된다. 이러한 왜곡은 정상도 상에서 위상 회전으로 나타나며 오차의 정도가 심할 경우 정상도의 결정 구간을 벗어나게 됨으로 잘못된 위상 검출로 인해 정확한 신호를 복원할 수 없게 된다.

2. 위상 오차 추정

1사분면에서만 바라보았을 때 256QAM의 경우 동일

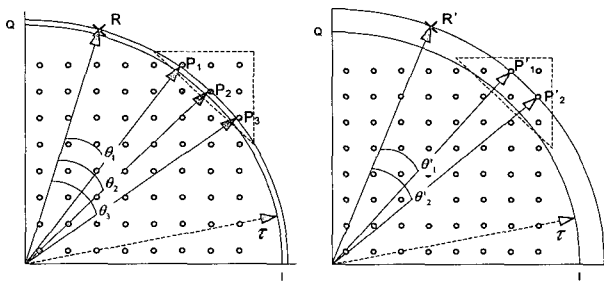


그림 2. 위상 오차 추정의 예
Fig. 2. Example of tracking the phase offset.

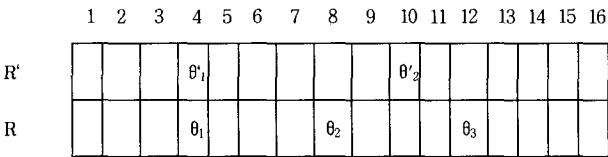


그림 3. 위상 영역 분할의 예
Fig. 3. Example of dividing the phase area.

신호레벨을 가질 수 있는 심볼은 최대 4개가 된다. 레벨은 신호의 크기 정보를 가지고 판단한다. 제안된 회로에서는 기준 레벨을 17.9로 고정하여 동일 레벨을 가질 수 있는 심볼은 최대 2개가 되지만 186레벨을 갖는 심볼과 184레벨을 갖는 신호는 약간의 SNR저하에도 구분이 모호해지므로 동일 레벨로 간주 하면 동일 신호레벨을 갖는 심볼은 최대 3개가 된다. 따라서 256QAM의 경우 사용 가능하게 되는 심볼의 수는 전체 256개의심볼 중에서 24개가 된다.

256 QAM에서 위상 오차를 비교하기 위한 예상 심볼 사이의 최소각은 7.63° 이다. 따라서 $-45^\circ \sim +45^\circ$ 사이를 16개의 영역으로 나누어 위상오차를 검출한다. 이때 두 개의 심볼을 구분하기 위한 각 영역의 범위는 7.63° 보다 작아야 한다.

그림 2는 위상 오차 추정의 예를 보여주고 있다. R'과 R은 각각 이전에 수신된 신호와 현재 수신된 신호를 나타내며 이에 대한 동일 반경에서의 예측 가능한 신호를 P'1, P'2, P1, P2, P3로 나타내었다. 그림 3은 위상 영역 분할의 예를 보여주고 있다. 기준 레벨의 범위에 포함되는 심볼은 동일 레벨상의 예측 가능한 신호들과 비교하여 가능한 위상 에러 θ 가 구해진다.

다음으로 현재 수신된 신호에 의해 예측된 $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ 는 이전에 수신된 신호에 의해 예측된 θ'_1, θ'_2 와 비교가 된다. 이때 위상 에러는 같은 위상 영역에 위치하고 있는 θ_1 과 θ'_1 이 이 되며 θ_1 을 위상 에러로 출력하고 기준 레벨 밖의 심볼에 대해서는 이전의 에러 값을 출력한다.

3. 주파수 오차 추정

일반적으로 위상 오차는 거의 일정한 값을 가지게 되지만 주파수 오차가 발생했을 경우 주파수 오차에 의한 영향을 받게 된다. 주파수 오차는 초기 위상 오차에 더해져 매 심볼마다 위상 값을 변화키며 이는 정상도 상에서 정상점의 회전으로 나타난다.

정상점이 매 주기마다 Δw 의 각 속도로 회전을 한다고 가정하였을 때 각 속도는 단위 시간 동안 위상의 변화율이므로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \Delta w &= \frac{d\theta(t)}{dt} \\ &= \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\Delta\theta(t)}{\Delta t} \\ &= \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\theta(t + \Delta t) - \theta(t)}{\Delta t} \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 각속도 Δw 는 시간 t 에서 위상의 순간 변화율이며 이는 다시 식(3)의 마지막 항과 같이 나타낼 수 있다. 위상의 순간 변화율은 샘플링된 연속된 두 신호의 위상 차이를 말하므로 Δt 를 1로 하면 현재 위상 값에서 이전 위상 값을 빼준 것과 같다. 그림 4는 주파수 오차 검출을 위한 예를 나타내고 있다. 초기 위상오차 $\theta_0 = \delta$ 일 경우 첫 번째로 입력된 신호의 위상 오차 θ_1 은 초기 위상 오차 θ_0 에 $w_0 T$ 가 더해진 형태로 나타난다.

같은 방법으로 두 번째로 입력된 신호의 위상 오차 θ_2 는 θ_1 에 $w_0 T$ 가 더해지게 되며 $\theta_2 = 2w_0 T + \delta$ 와 같이 쓸 수 있다. 따라서 n번째로 입력된 신호의 위상 오차는 $\theta_n = w_0 nT + \delta$ 가 되며 w_0 가 주파수 오차에 해당하게 되고 이는 이전 값과의 위상차를 이용하여 추적이 가능하다.

낮은 SNR하에서는 정상점의 흐트러짐이 주파수 잡음으로 반영된다. 이때 주파수 잡음이 주파수 오차에 의한 변화량보다 크게 되면 연속된 두 심볼의 위상 값의 차이가 일정치 않게 되어 시스템의 성능이 저하된다. 제안된 회로에서는 일정 구간동안 발생한 주파수 오차값의 구간 평균값을 출력하는 구조를 적용함으로써 백색잡음에 의한 주파수오차 추정값의 에러율을 최소화할 수 있었다. 그림 5는 주파수 오차의 구간평균을 구하는 과정을 나타내고 있다. 입력된 신호의 심볼은 일정 구간 n으로 나누어지게 된다. 이때 구간 사이의 양 끝 신호를 정해진 구간 n으로 나누어 정해진 구간 사이

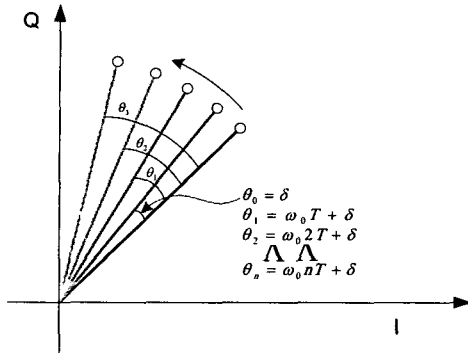


그림 4. 주파수 오차 검출
Fig. 4. Detection of the frequency offset.

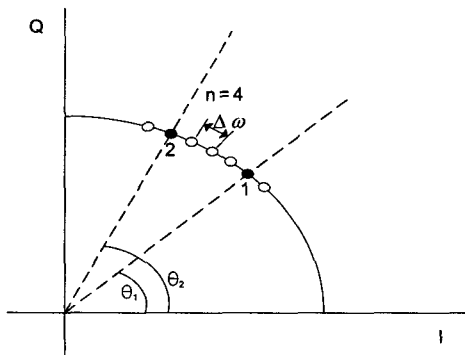


그림 5. AWGN에 대응하기 위한 주파수 오차의 구간 평균
Fig. 5. Block average of the frequency error to oppose AWGN.

에서의 불규칙한 신호의 변화에 의한 영향을 최소화 하였다. 이에 대한 표현식은 다음과 같다.

$$\Delta w_k \approx \frac{\theta(t) - \theta(t-n)}{n} \quad (4)$$

III. 반송파 복원 회로의 구현

본 논문에서는 반송파 주파수 오차에 의해 회전하는 정상점의 위치를 추적하여 누적된 위상 오차값 만큼 역 회전시킴으로써 주파수 동기를 얻는다. 그림 6은 제안하는 반송파 복원 회로의 블록도를 나타내고 있다. 그림 6에서와 같이 제안하는 반송파 복원 회로는 크게 절대 값 계산부, 전력 계산부, 위상값 계산부, 주파수 오차 검출부, 위상 오차 검출부, 평균계산부 그리고 DCO로 나누어진다. 회로의 전체적인 동작은 다음과 같다. 신호는 먼저 절대값 계산부로 입력된다. 여기에서 I, Q 신호의 부호값을 이용하여 모든 정상점을 1사분면으로 이동시킨다. 이렇게 함으로써 모든 상황을 1사분면에서만 고려하게 되므로 계산의 복잡성을 줄이는 효과를 얻는

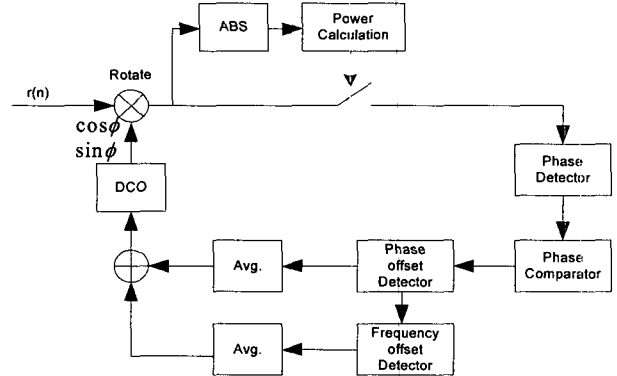


그림 6. 제안된 위상 복원 회로의 블록도
Fig. 6. Block diagram of the proposed carrier recovery.

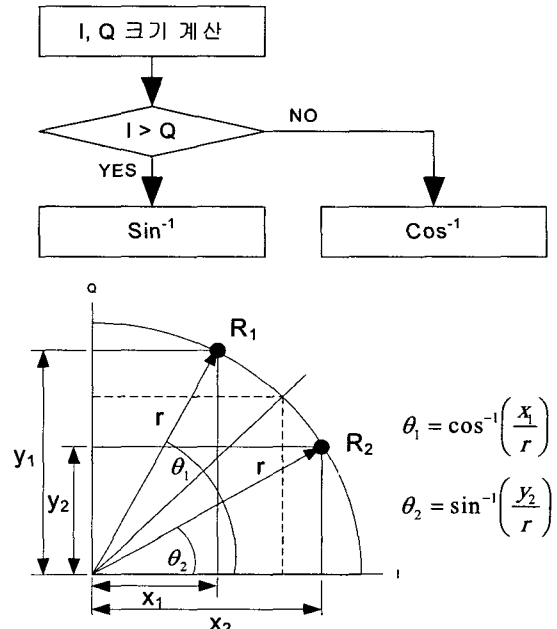


그림 7. 위상값 검출의 예
Fig. 7. Example of the phase detection.

다. 전력 계산부는 위상검출이 가능한 레벨 내의 신호만을 취하기 위해 사용된다. 여기에서는 기준 레벨내의 신호만을 다음 단으로 내보낸다.

위상값 계산 블록에서 위상을 검출하고 난 신호는 위상 비교기에서 동일 레벨의 기준 신호들과의 위상 차이를 검출한 다음 이전 신호값과 비교를 통해 위상오차값을 검출해 낸다. 위상 오차 값은 다시 주파수 오차 검출기로 입력되고 검출된 주파수 및 위상 오차는 DCO로 입력되어 틀어진 위상값을 복원하기 위한 신호를 출력한다.

1. 위상값 계산블록

제안된 회로에서 위상값 계산은 I 또는 Q축 하나의 크기 정보만을 이용한다. 그림 7은 위상값 검출을 위한

방법을 나타내고 있다. 여기에서는 수신된 신호의 위상에 따라 45°를 기준으로 두 가지 경우로 나누어 계산한다. 신호 R₁과 같이 위상이 45°보다 큰 경우 즉 I값이 Q값보다 작을 경우에는 위상 변화에 따른 크기의 변화가 I축이 Q축보다 더 크기 때문에 I축의 정보를 이용하는 것이 유리하다. 반대의 경우 신호 R₂와 같이 위상이 45°보다 더 작은 경우 즉 I값이 Q값보다 클 경우에는 Q축의 정보를 이용하여 수신된 신호의 위상정보를 알아낸다. 상 정보를 알아내기 위한 삼각함수의 계산은 ROM Table을 이용한다.

입력된 신호의 위상이 주파수오차에 의한 회전으로 90°경계를 지나게 되면 1사분면으로 매핑된 평면에서는 갑작스러운 큰 폭의 위상변화가 발생하고 이에 대한 정보가 그대로 위상복원에 반영되어 올바른 신호가 검출되지 않는다. 따라서 연속적인 신호의 위상차가 기준 각도를 넘어서면 제어 신호를 이용하여 두 신호 사이의 위상폭을 보정해준다. 기준 각도는 90° 이내에서 적절하게 선택되어진다.

2. 위상오차 및 주파수오차 검출블록

입력 심볼의 위상값이 구해지면 위상 비교기에서 동일 레벨의 기준 심볼들과의 위상 차이를 비교한다. 여기서 발생된 값들은 16개로 분할된 위상영역중 어느 영역에 포함되는지 판단하고 이에 해당하는 신호를 발생시킨다. 위상오차 검출기에서는 이 신호의 비교를 통해 알맞은 위상 오차값을 찾아낸다. 위상오차 검출부에서 구해진 위상 오차값은 다시 주파수 오차 검출부로 입력된다. 그림 8은 주파수 오차를 검출하기 위한 회로의 내부 블록도를 나타내고 있다. 주파수 오차는 식(3)에 의해 $\theta(t)$ 와 $\theta(t+n)$ 의 차이를 n으로 나눈 값이 된다. 본 논문에서는 회로를 간단히 하기 위해 구간 n을 2의 배수로 정함으로써 곱셈기를 쉬프트기로 대체하였다. 주파수 오차 검출기에서는 가산성 백색잡음의 영향을 많이 받는다. 가산성 백색잡음이 많아지면 위상이 불규칙하게 변하게 되며 이는 위상 지터로 나타나게 된다. 제안하는 회로에서는 구간 n의 크기를 늘림으로써 오차에 의한 영향을 감소시킬 수 있다. 이때 n의 크기를 너무 길게 할 경우 수렴 속도가 느려지는 결점이 있다. 그러므로 실험에 의한 최적의 값을 정해야 한다. 본 논문에서는 n의 길이를 23으로 정하였다.

평균 계산블록의 루프필터에서는 주파수 오차 및 위상 오차 검출부로부터 입력받은 에러값의 평균을 취하게 된다. 평균이 구해진 위상 및 주파수 에러값은 서로

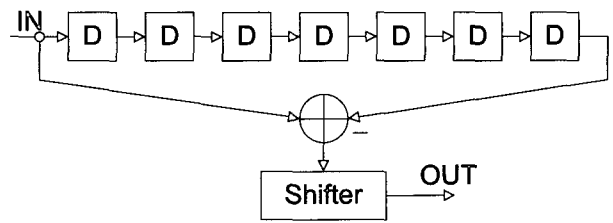


그림 8. 주파수 오차 검출
Fig. 8. Frequency offset detection.

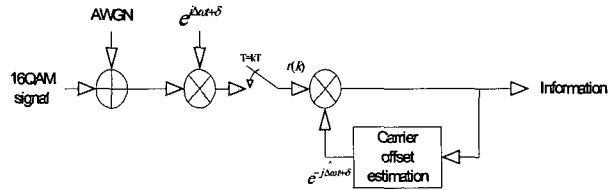


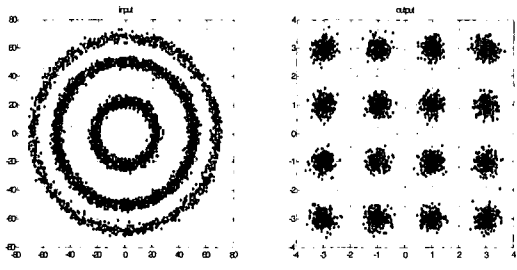
그림 9. 시뮬레이션 모델
Fig. 9. Simulation model.

더해서 DCO로 입력된다. DCO는 입력된 에러 값에 해당하는 cos, sin 값을 출력한다. DCO는 룩업 테이블 기반으로 설계되었다. 출력된 cos, sin 값은 위상 회전부로 입력되어 연속적으로 회전되어 들어오는 입력 데이터 값을 누적된 에러값으로 역회전을 시킴으로써 틀어진 위상을 복원 한다.

IV. 시뮬레이션 및 평가

제안된 회로의 성능을 분석하기 위해서 그림 9 와 같이 시스템을 모델링 하였다. 그림 7 은 제안한 회로를 16QAM에 적용하여 시뮬레이션 한 결과를 정상도로 나타낸 것이다. 이때 SNR은 15dB, 입력으로는 5000개의 랜덤 신호를 사용하였으며 30°의 위상오차와 0.03의 일 반화된 주파수 오차를 적용하였다. 그림 10(a)에서와 같이 입력된 데이터는 그림 10(b) 에 나타난 것처럼 위상 에러와 주파수 에러가 보정되어 나타남을 볼 수 있다. 그림 11(a) 와 그림 11(b) 는 각각 16QAM 에서의 주파수 에러 수렴 곡선과 위상 에러 수렴 곡선을 나타내고 있다. 그림 12는 같은 조건 하에서 256QAM을 시뮬레이션한 결과이다. 위상 에러의 수렴 값이 입력의 30°보다 크게 나온 것은 주파수 에러가 수렴하는 시간동안 그만큼의 위상 회전이 있었기 때문이다. 그림 13과 그림 14는 각각 위상 오차 검출기와 주파수오차 검출기의 특성을 나타내고 있다.

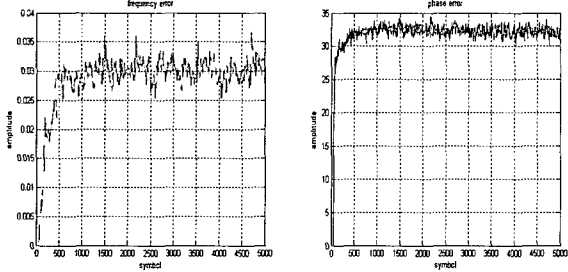
그림 15(a)는 원본 이미지에 20°의 위상에러와 각속도 0.03rad/symbol의 주파수 에러 그리고 15dB의 백색잡음을 첨가한 이미지의 모습이고 그림 13(b)는 제안된



(a) 입력신호 (b) 에러보정된 출력신호

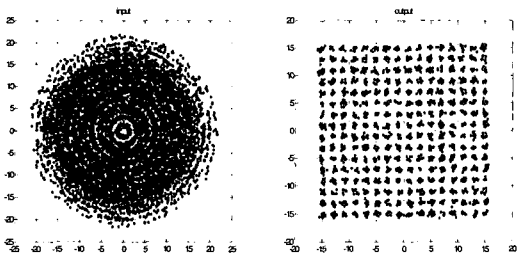
그림 10. 30°의 위상오차 및 0.03의 일반화된 주파수 오차를 포함하는 16QAM 시스템 시뮬레이션 결과

Fig. 10. Simulation result of the 16QAM system including the 30° phase error and 0.03rad/symbol frequency error.



(a) 주파수 오차의 수렴곡선 (b) 위상 오차의 수렴곡선

그림 11. 주파수 및 위상오차 수렴 곡선
Fig. 11. Convergence curve of the frequency error and phase error.



(a) 입력신호 (b) 에러 보정된 출력 신호

그림 12. 30°위상에러 및 0.03rad/symbol 주파수 에러를 포함하는 256QAM 시스템 시뮬레이션

Fig. 12. Simulation result of 256QAM system including the 30° phase error and 0.03rad/symbol frequency error.

회로에 의해 처리되고 난 후, 에러가 보정된 이미지의 모습이다. 이 결과로부터 에러가 완전히 보정되었음을 볼 수 있다. 그림 14는 VHDL로 코딩한 회로를 Model-sim에서 시뮬레이션 결과 파형이다. 아래 두개 파형은 각각 주파수 에러와 위상에러의 수렴 하는 모습을 보여 주고 있다.

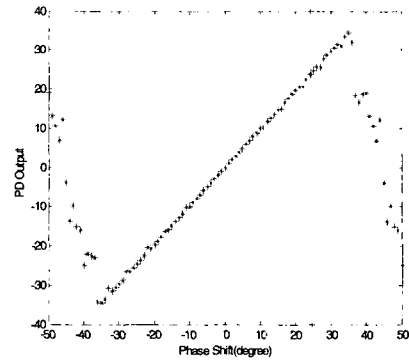


그림 13. 위상 오차 검출기의 특성
Fig. 13. Characteristics of the phase offset estimator.

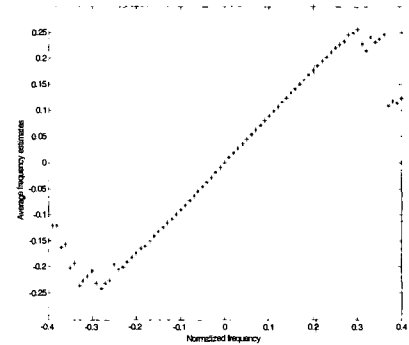
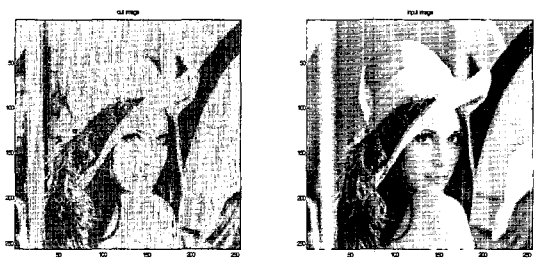


그림 14. 주파수 오차 검출기의 특성
Fig. 14. Characteristics of the frequency offset estimator.



(a)주파수 에러 및 위상에러를 포함한 이미지 (b) 주파수 및 위상에러를 보정한 이미지

그림 15. 반송파 복원 회로의 이미지 복원 시뮬레이션 결과
Fig. 15. Simulation result of image restoration in carrier recovery.

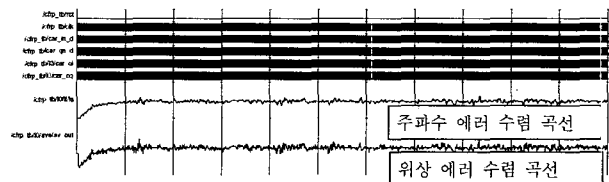


그림 16. VHDL 시뮬레이션 결과
Fig. 16. Simulation result by VHDL.

V. 결 론

디지털 수신기의 회로는 송신기와 수신기 사이의 반송파 동기가 이루어지지 않아 정확한 신호검출을 할 수가 없게 된다. 그러므로 정확한 반송파 동기를 이루기 위한 회로는 필수적이다. 따라서 본 논문에서는 디지털 통신 시스템 상에서 주파수오차 및 위상오차를 보정하는 새로운 위상복원 회로의 구조를 제안하였다. 제안된 회로는 심볼 추정 기법을 사용하여 획득 가능한 심볼의 수를 증가 시켰으며 x 또는 y축의 좌표만으로 위상값을 계산하여 회로 사이즈를 줄였다. 그리고 주파수 오차에 의한 정상점의 회전하는 움직임을 분석하고 반대로 역회전 하여 틀어진 위상을 기준점으로 수렴시킴으로써 주파수 오차와 위상오차를 최소화 하였다. 제안된 회로는 0.25 정규화된 주파수 에러의 보정이 가능하며 15dB AWGN 환경 하에서도 주파수 보정이 이루어졌다.

참 고 문 헌

[1] Marco Luise, Ruggero Reggiannini, "Carrier Frequency Recovery in All-Digital Modems for Burst-Mode Transmissions," IEEE Trans. Commun., vol. 43, pp. 1169-1178, April 1995.

[2] Robert L. C., Richard D. G., "Adaptive Carrier Recovery System for Digital Data Communications Receivers" IEEE Journal. Commun., vol. 7, No. 9, December 1989.
 [3] Young-Ok Park, Jee-Hwan Ahn, "A New Carrier Recovery Method for 16-QAM signal" IEEE 1997.
 [4] Ki Hyunk Park, Dae Kyo Shin, "A QPSK /16QAM Receiver Chip for LMDS Application" IEEE 2000.
 [5] Satoshi Denno, Yoichi Saito, "Recursive least squares estimation for QAM and QPSK signals in the presence of frequency offset" IEEE 1992.
 [6] Hikmet Sari, Said Moridi, "New Phase and Frequency Detectors for Carrier Recovery in PSK and QAM systems" IEEE Trans. Commun. vol. 36, No. 9, September 1988.
 [7] K. Yamanaka et al., "A multilevel QAM demodulator VLSI with wideband carrier recovery and dual equalizing Mode," IEEE J. Solid-state Circuits, vol. 32, no. 7, pp. 1101-1107, July 1997.
 [8] Kim K. Y., Choi H. J., "Design of Carrier Recovery Algorithm for High-Order QAM with Large Frequency Acquisition Range" IEEE 2001.
 [9] Yuan Ouyang, Chin-Liang Wang, "A New Carrier Recovery Loop for High-Order Quadrature Amplitude Modulation" IEEE 2002.

저 자 소 개



박 상 열(정회원)
 2002년 충북대학교 정보통신공학과 학사
 2002년~현재 충북대학교 정보통신공학과 석사과정
 <주관심분야: 무선 통신 시스템 설계, System on chip>



윤 태 일(정회원)
 2002년 충북대학교 정보통신공학과 학사
 2002년~현재 충북대학교 정보통신공학과 석사과정
 <주관심분야: 무선 통신 시스템 설계, OFDM 시스템, Channel coding>



조 경 록(정회원)
 1977년 경북대학교 전자공학과 공학사.
 1989년 일본 동경대학교 전자공학과 공학석사.
 1992년 일본 동경대학교 전자공학과 공학박사.
 1979년~1986년 (주)금성사 TV연구소 선임연구원
 1992년~현재 충북대학교 정보통신공학과 교수.
 <주관심분야: VLSI 시스템설계, 통신 시스템용 LSI 개발, 고속 마이크로프로세서 설계>