

論文2001-38TC-4-2

High-Order QAM에 적합한 반송파 동기회로 설계 I부. 넓은 주파수 포착범위를 가지는 위상검출기 설계 및 분석

(Design of Carrier Recovery Circuit for High-Order QAM)

Part I : Design and Analysis of Phase Detector with Large Frequency Acquisition Range

金基潤*, 趙炳學**, 崔炯辰*

(Ki Yun Kim, Byung Hak Cho and Hyung Jin Choi)

요 약

본 논문에서는 High-Order QAM(Quadrature Amplitude Modulation)을 적용하는 모뎀에서 강인하고 넓은 범위의 주파수 포착 범위를 가지는 극성판단(Polarity Decision) 반송파 동기용 PD(Phase Detector) 알고리즘을 제안하고 이에 대한 평균 출력특성(S-curve)과 분산특성을 수학적으로 유도하여 기존의 DD(Decision Directed)방식과 비교 분석한다. 기존의 DD 방식의 선형영역은 256 QAM의 경우 $-3.5^\circ \sim 3.5^\circ$ 이었으나 제안한 알고리즘의 선형영역은 $\tau=17.9$ 에서 $-36^\circ \sim 36^\circ$ 의 넓은 구간을 가진다. 또한 기존의 DD 방식에서는 256 QAM의 주파수 오프셋 포착 성능이 ± 10 KHz 이하였다. 이는 아날로그 front-end 회로에서 주파수 오프셋이 일반적으로 ± 100 KHz 정도까지 줄어들 수 있는 것을 감안하면 AFC(Automatic Frequency Control) 또는 반송파 복구를 위한 보조적인 위상검출회로가 필요하게 됨을 의미한다. 그러나 제안된 극성판단 반송파 동기 알고리즘을 사용하면 보조적인 회로의 도움없이 SNR = 30 dB에서 최대 ± 300 KHz 의 주파수 오프셋까지도 포착 가능하다.

Abstract

In this paper, we propose a polarity decision carrier recovery algorithm for high order QAM(Quadrature Amplitude Modulation), which has robust and large frequency acquisition performance in the high order QAM modem. The proposed polarity decision PD(Phase Detector) output and its variance characteristic are mathematically derived and the simulation results are compared with conventional DD(Decision-Directed) method. While the conventional DD algorithm has linear range of $-3.5^\circ \sim 3.5^\circ$, the proposed polarity decision PD algorithm has linear range as large as $-36^\circ \sim 36^\circ$ at $\tau = 17.9$. The conventional DD algorithm can only acquire offsets less than ± 10 KHz in the case of the 256 QAM while an analog front-end circuit generally can reduce the carrier-frequency offset down to only ± 100 KHz. Thus, in this case additional AFC or phase detection circuit for carrier recovery is required. But by adopting the proposed polarity decision algorithm, we can find the system can acquire up to ± 300 KHz at SNR = 30dB without aided circuit.

* 正會員, 成均館大學校 電氣電子컴퓨터工學部

(School of Electrical and Computer Engineering,
Sung Kyun Kwan University)

** 正會員, 이스텔시스템즈 인터넷 미디어연구소
(Eastelsystems)

接受日字:2000年7月6日, 수정완료일:2001年4月2日

I. 서론

QAM 변조 기법은 정해진 대역폭내에서 고속의 데이터 전송이 가능한 대역효율적인 디지털 변조방식으로 최근 유·무선을 불문하고 많은 부분의 시스템에

적용되고 있다. 특히 케이블 모뎀 규격인 MCNS (Multimedia Cable Network System) DOCSIS(Data Over Cable Service Interface Specification)에서는 상향채널에서 QPSK 및 16 QAM을, 하향채널에서 64 QAM 및 256 QAM을 변조방식으로 채택하여 케이블 네트워크를 통한 동화상 및 데이터 서비스를 수행하고 있다.

High-Order QAM 변조기법을 이용하여 모뎀을 설계할 때 직면하는 어려운 문제중의 하나는 반송파 동기이다. QAM 신호는 멀티레벨 신호인데다가 QAM을 적용하는 대부분의 시스템에서 방송형태의 신호특성을 지니며 데이터 효율성을 높이기 위해서 프리앰블(preamble) 없는 블라인드(blind) 형태로 반송파 동기를 수행하기 때문에 반송파 동기는 더욱 어려워진다.

QAM의 반송파 동기는 QAM의 변조 특성이 QPSK와 같이 I 와 Q의 두 채널을 독립적으로 가지며 진폭 변조 되었다는 유사성 때문에 4-th power, DD (Decision Directed) 알고리즘 등과 같은 QPSK용 반송파 동기 알고리즘이 사용되어왔다¹⁻⁷. 그러나 이와 같은 알고리즘들을 QAM에 적용시키면 High-Order QAM으로 갈수록 포착성능이 열화되는데, High-Order QAM에서는 QPSK에서와 같이 대각지점(diagonal position)에 있지 않은 심볼들이 잘못된 위상에러를 출력하기 때문이다.

이러한 문제들을 해결하고자 Sari & Moridi는 대각에 위치한 심볼에 정방형 형태의 윈도우를 취함으로써 그 결정 경계안의 심볼에 대해서만 PD(Phase Detector) 알고리즘을 적용하였다⁸. 그러나 이 알고리즘은 입력심볼수 및 윈도우 커버리지가 비교적 클 수 있는 Low-Order QAM에서만 적용가능 하였다. 또한 Jablon은 SNR이 좋은 정방(square) QAM의 4귀에 있는 4점을 이용하여 DD 방식으로 강인한 포착성능을 유도하였으나⁹, 이 역시 High-Order QAM으로 갈수록 확률적으로 해당 심볼수가 줄게 되고 데이터 결정을 위한 DD 방식의 적용으로 인해 만족할 만한 포착성능을 얻지 못하였다.

이에 본 논문에서는 High-Order QAM을 적용하는 모뎀의 반송파 동기에 넓은 범위의 주파수 포착 성능을 제공하는 극성판단(Polarity Decision) 반송파 동기용 PD(Phase Detector)알고리즘을 제안하고 S-curve 특성을 수학적으로 분석하여 기존의 DD 방식과 비교 분석하였다.

II. PD 특성 분석

먼저 PD 특성을 분석하기 위해 수신 QAM 신호 모델링을 식 (1)과 같이 나타내었다. 주어진 식 (1)에서 시스템은 먼저 등화(equalization)가 완전히 이루어졌으며, 심볼타이밍 복구와 이득제어가 완전히 이루어진 상태라고 가정한다.

$$y(n) = a(n)e^{j(\omega_c n T + \phi(n))} + v(n) \quad (1)$$

여기서, $y(n)$ 은 등화기의 출력을 의미하고 $a(n) = a_I(n) + ja_Q(n)$ 으로서 n 번째 전송된 심볼을 의미한다. ω_c 는 반송파 주파수, T 는 심볼주기, $\phi(n)$ 은 보상되지 않은 위상항으로 주파수 오프셋, 위상 오프셋, 위상 지터를 포함하는 항이다. 그리고 $v(n)$ 은 AWGN 이다.

1. 전통적인 DD 위상검출 알고리즘

전통적인 DD(Decision Directed) 위상검출 알고리즘은 전송된 심볼을 수신된 심볼의 가장 가까운 성좌점으로 판정하여 위상을 검출한다¹⁰. 이 알고리즘은 심볼 결정 임계 레벨을 심볼사이의 거리 중간 지점으로 선택하고 심볼 결정을 수행한다. 그림 1의 보상된 신호($q(n)$)을 식 (2)와 같이 극좌표 형태로 표현하고 어떤 심볼 영역(영역안의 대표 심볼= $\hat{a}(n)$)안으로 입력되었을 때, 보상된 신호와 그 지점 심볼간의 위상 검출에러는 식 (3)과 같이 계산한다.

$$\vec{q}(n) = r(\cos \theta(n) + j \sin \theta(n)) \quad (2)$$

여기서, $r = \sqrt{(a_I^2(n) + a_Q^2(n))}$ 이며 $\theta(n)$ 은 Re축과 보상된 수신 신호 사이의 각도이다.

$$\psi(n) = \text{Im} \left[\frac{\vec{q}(n)}{\hat{a}(n)} \right] \quad (3)$$

여기서 Im 은 $[\cdot]$ 의 허수 부분을 의미하며 에러 신호 $\psi(n)$ 은 보상된 신호 $\vec{q}(n)$ 의 위치에 좌우되게 된다.

2. 제안하는 극성 판단(Polarity Decision) 위상검출 알고리즘

제안하는 극성 판단 PD 알고리즘의 블록도를 그림 1에 나타내었다. 이 알고리즘은 전력 검출에 의해 선택되어진 심볼을 이용하여 극성판단을 수행한 후 위상에러를 계산하는 반송파 동기 알고리즘이다. 여기서 식

(1)의 $y(n)$ 은 잡음이 없는 신호로 가정하였다. $y(n)$ VCO와 곱해져서 보상된 신호 $\vec{q}(n)$ 을 출력하게 되며 전력 검출기(power detector)에 의해 식 (4)과 같은 조건에 따라 PD의 동작여부가 결정된다.

$$\begin{cases} q_I^2 + q_Q^2 > \tau^2 & PD \text{ 동작} \\ q_I^2 + q_Q^2 \leq \tau^2 & PD \text{ 휴지(idle) } (\Psi(n)=0) \end{cases} \quad (4)$$

여기서, τ 는 예상 입력 주파수 오프셋에 따라 변화될 수 있는 임계 반경값이다. τ^2 보다 큰 전력을 가지는 신호들은 I 및 Q채널에서 각각 독립적으로 극성판단이 이루어지며 위상신호 에러계산이 이루어진다.

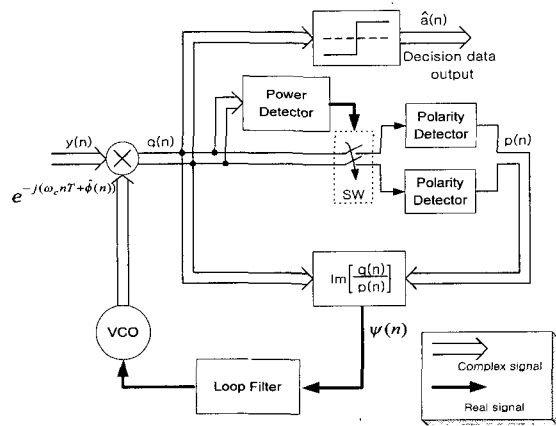


그림 1. 제안하는 극성판단 알고리즘
Fig. 1. Proposed polarity decision carrier recovery algorithm.

제안 알고리즘을 보다 상세히 설명하기 위해 256 QAM의 1상환에 대한 신호 성좌도를 그림 2에 나타내었다. 여기서 극성판단기의 출력 $p(n)$ 이 만약 1상환이라면 극좌표 형식으로 식 (5)와 같이 표현할 수 있다.

$$\vec{p}(n) = A(1+j) \quad (5)$$

여기서, $A > 0$ 인 상수이며, 에러신호 연산을 위해 식 (3)의 $\vec{q}(n)$ 을 식 (5)의 $\vec{p}(n)$ 으로 나누면 식 (6)과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{\vec{q}(n)}{\vec{p}(n)} &= \frac{r}{A} \frac{\cos \theta(n) + j \sin \theta(n)}{1+j} \\ &= \frac{r}{2A} \{ (\cos \theta(n) + \sin \theta(n)) + j(\sin \theta(n) - \cos \theta(n)) \} \quad (6) \end{aligned}$$

여기서, r 및 $\theta(n)$ 은 각각 $\vec{q}(n)$ 의 크기 및 각도를 의미하고 $\theta(n)$ 은 $\arg[a(n)]$ + 위상에러($\Theta(n) = \phi(n) - \hat{\phi}(n)$)와 같은 성분으로 구성된다. 이 때의 에러 신

호는 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\Psi(n) = \text{Im} \left[\frac{\vec{q}(n)}{\vec{p}(n)} \right] = \frac{r}{2A} (\sin \theta(n) - \cos \theta(n)) \quad (7)$$

만약 전송신호 $a(n)$ 이 대각에 위치한 신호였다면 $\theta(n) = \pi/4 + \Theta(n)$ 로 표현되어질 수 있게 되어 $r=2A$ 인 경우 PD 출력은 $\sqrt{2} \sin \Theta(n)$ 로 출력된다. 여기서 $\Theta(n)$ 의 구간은 $[-\pi/4, \pi/4]$ 이다.

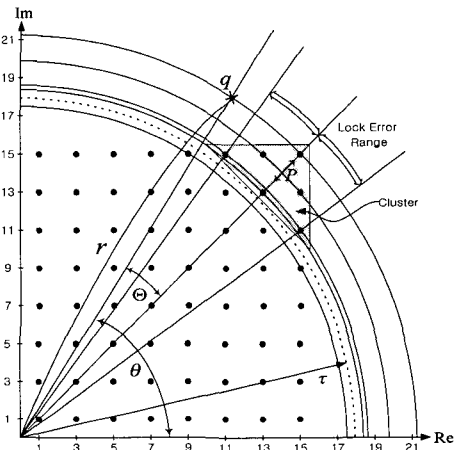


그림 2. 극성판단 알고리즘 설명을 위한 성좌도 (256 QAM의 1상환)
Fig. 2. Constellation for the polarity decision algorithm (1-st quadrant of 256 QAM).

III. S-curve 특성 분석

1. S-curve 평균특성 및 분산특성의 수학적 분석
PD는 S-curve라고 불리는 PD의 평균출력 특성과 분산특성을 관찰함으로써 성능 평가를 수행한다. PD의 S-curve 선형구간이 넓을수록 주파수 및 위상 포착범위가 넓기 때문에 선형영역이 넓은 알고리즘을 선호한다. 본 절에서는 제안 PD를 이용하여 S-curve 특성을 분석하고 전통적인 DD 방식과 비교하였다. 제안하는 알고리즘의 S-curve 특성을 수학적으로 분석하기에 앞서 몇 가지 중요 분석 사항을 표 1에 나타내었다. 표 1에는 잡음이 없는 환경에서의 256 QAM에서의 임계반경값 τ 변화에 대한 선택 심볼수, 심볼 입력 확률(P_s), Lock Error Range 등을 나타내었다. 256 QAM의 경우에는 서로 다른 크기를 가지는 반경이 32개가 있으며 그 사이에 31개의 임계 반경값 τ 가 존재하게 된다. 표 1에 나타난 τ 값은 높은 SNR을 가지는 신호에 대한 인접한 두 반경사이의 정중간 반경값을 나타낸 것이다.

τ 값이 작을수록 조건에 만족하는 심볼수는 증가하게 되며 발생확률도 따라서 증가함을 알 수 있다. Lock Error Range의 의미는 대각에 있지 않은 신호가 대각에 있는 신호로 판단될 경우 발생하게되는 최대 오판 위상여러를 의미한다.

표 1. τ 값에 따른 조건 만족 심볼수, 확률 (P_i), Lock Error Range

Table 1. Selected symbols, P_i , Lock Error Range for the τ value.

입계값 τ (비정규화)	조건 만족 심볼수(N)	확률 P_i	Lock Error Range
20.5	4	0.016	0°
19.2	12	0.047	±4.1°
17.9	24	0.094	±8.7°
16.8	40	0.156	±14.0°
15.4	60	0.234	±20.0°

표 1을 바탕으로 제안한 알고리즘의 평균 PD 출력특성은 식 (8)과 같이 유도될 수 있다. 이것은 선택된 각 심볼들에 의한 PD 출력에 대한 평균값이며 PD에 입력되는 심볼이 동등확률이라고 가정했을 경우 S-curve에 대한 정확한 표현 수식이다.

PDave=

$$\frac{1}{2N} \left\{ \sum_{k=1}^N \frac{r_k}{A_k} \{ P_I(k) \cdot \sin(\theta(k)) - P_Q(k) \cdot \cos(\theta(k)) \} \right\} \quad (8)$$

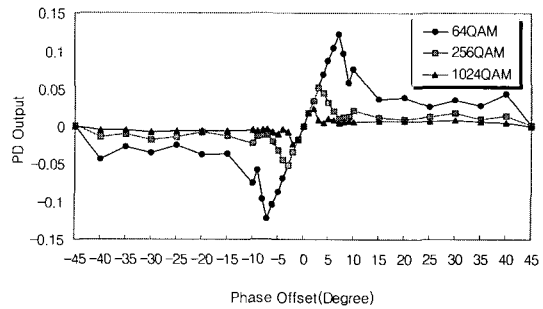
여기서, k 는 그림 2에서의 cluster로 나타낸 선택된 심볼의 전체 갯수 N에서 k 번째 심볼을 의미하며 $P_I(k)$ 및 $P_Q(k)$ 는 I 및 Q채널에서 극성 판단된 신호를 의미한다. 그리고 나머지 파라미터는 식 (7)과 동일한 의미를 지닌다. 만약 S-curve를 전체 성좌점에 대해 고려한다면 PD의 평균출력특성은 PDave와 P_i 의 곱으로 표현된다. 제안한 극성판단 알고리즘의 S-curve에서 DC offset 발생을 우려할 수도 있지만 선택된 심볼들이 대각의 축으로부터 대칭적인 분포를 가지기 때문에 DC offset발생 없이 강인하고 빠른 포착을 유도할 수 있다. 아울러, 제안하는 극성 판단 알고리즘의 PD 출력에 대한 분산특성은 식 (9)와 같이 얻어질 수 있다.

$$PDvar = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \left(\frac{r_k}{2A_k} \right)^2 (1 - 2P_I(k) \cdot P_Q(k) \cdot \sin(\theta(k)) \cdot \cos(\theta(k))) - (PDave)^2 \quad (9)$$

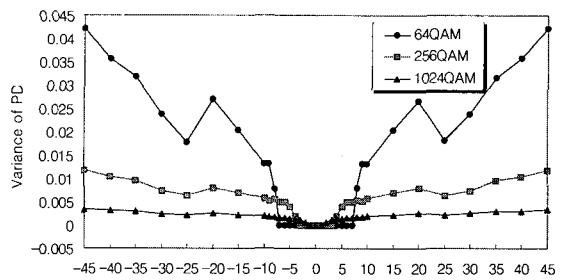
2. S-curve 시뮬레이션

전통적인 DD 알고리즘에서는 High-Order QAM으로 갈수록 포착성능이 떨어진다. DD 방식에 대한 64, 256, 1024 QAM에 대한 S-curve 특성은 그림 3과 같다. 그림은 [-10°, 10°]의 구간에서는 1° 간격의 해상도로 나타내었으며 그 외의 구간에서는 그림의 간격화를 위해 5° 간격으로 나타내었다. 선형영역은 64 QAM은 -7° ~7°, 256 QAM은 약 -3.5° ~3.5°, 1024 QAM은 -1.5° ~1.5° 이었다. 이처럼 High-Order QAM으로 갈수록 선형영역이 줄어드는 것은 High-Order QAM으로 갈수록 성좌도가 조밀해지고 심볼 결정 경계 사이의 각도가 좁아지기 때문이다.

그림 3.(b)는 PD 출력에 대한 분산특성을 나타내고 있다. 각 QAM에서 선형구간 지점에서는 분산량이 작으므로 안정된 포착 성능을 기대할 수 있지만 그 외의 구간에서는 분산량이 크므로 포착이 어려워진다.



(a) S-Curve 평균 특성
(a) mean characteristic of S-curve



(b) S-Curve 분산 특성
(b) variance characteristic of S-curve

그림 3. 전통적인 DD 방법에 의한 High-Order QAM의 PD특성

Fig.3. PD characteristics of the conventional DD algorithm in high-order QAM.

High-Order QAM으로 갈수록 S-curve 특성이 복잡해지며 분석이 어려워지는 이유는 그림 4로 설명할 수 있다. 비교적 작은 신호레벨인 (3,3)과 상대적으로 큰 레벨인 (9,9)에 위치한 성좌점에 대해서는 주파수 오프셋에 의한 위상 회전에 따라 DD 경판정에 의해 결정 심볼이 빈번히 바뀔을 관찰할 수 있다. 그림에서 별표표시는 신호의 위상 회전에 의한 궤적과 각 심볼의 결정 영역을 구분짓는 Re 또는 Im 의 경계값과 만나는 지점을 나타낸다. 즉, 위상회전에 따라 별표가 있는 지점에서 결정영역이 바뀐다. (3,3)에서는 신호의 결정 시점이 바뀌는 지점을 별표 표시를 통해 비교적 가시적으로 나타낼 수 있지만 (9,9)에서는 경계의 구별을 하기 어려울 만큼 별표가 촘촘히 위치해 있는 것을 알 수 있다. 이와 같이 모든 성좌점들이 밀집하고 High-Order로 갈수록 제각기 위상 회전에 따라 서로 다른 결정에러를 빈번히 출력하게 되므로 S-curve는 복잡해지게 된다. 아울러 DD 방식의 S-curve 특성은 각 신호에 대해 신호 결정 범위별로 각각의 경우를 고려하여 선형조합으로 나타내어야 하므로 수학적으로 표현하기가 복잡하다.

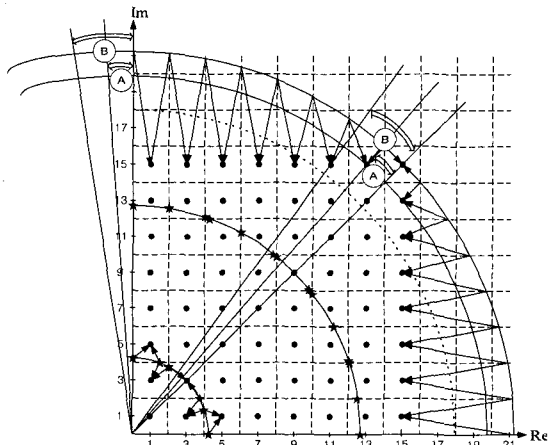
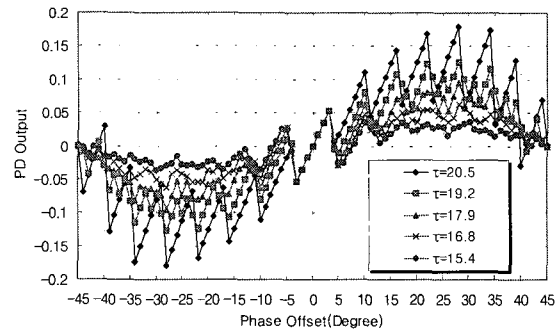


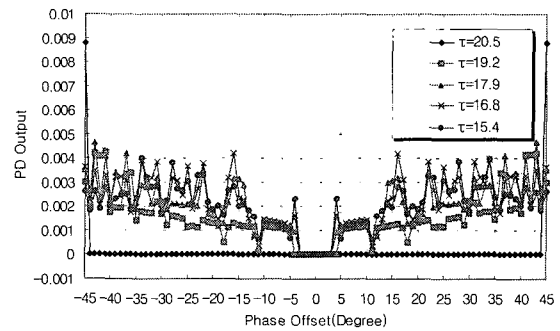
그림 4. DD 알고리즘 설명을 위한 성좌도(256 QAM의 1상한)
 Fig. 4. Constellation for the DD algorithm (1-st quadrant of 256 QAM).

그림 5는 전력 검출기를 통과한 높은 SNR 특성을 가지는 신호를 이용하여 기존의 DD-method 방식 PD를 적용하였을 때의 S-curve 특성 및 분산특성을 나타낸 것이다. S-curve 특성이 지그재그 형태의 톱니 모양을 하고 있는데 이는 결정 시점이 위상회전에 따라 바

뀌기 때문이다. 예로서 그림 4에 (15,15)와 같은 성좌점이 위상회전에 따라 경판정될 때의 상황을 보였다. 각 심볼영역을 결정짓는 Re 또는 Im 의 각 결정 레벨값과 만나는 지점에 심볼영역이 결정되므로 DD 방식은 결정영역이 바뀔 때마다 비선형적인 에러를 출력하게 된다. 이로 인해 PLL은 포착에 어려움을 겪게 되며 Hang-up 현상이 발생할 수도 있게 된다.



(a) S-Curve 평균 특성
 (a) mean characteristic of S-curve

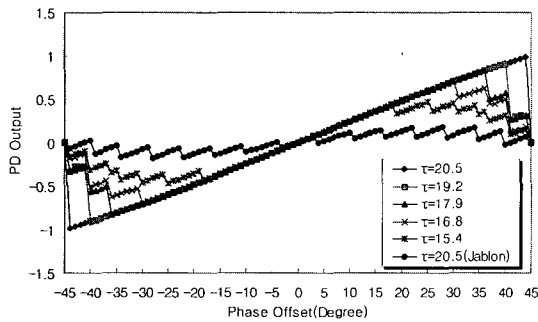


(b) S-Curve 분산 특성
 (b) variance characteristic of S-curve

그림 5. 전력 검출기를 적용한 DD PD특성 (256 QAM)
 Fig. 5. PD characteristics of the DD with power detector (256 QAM).

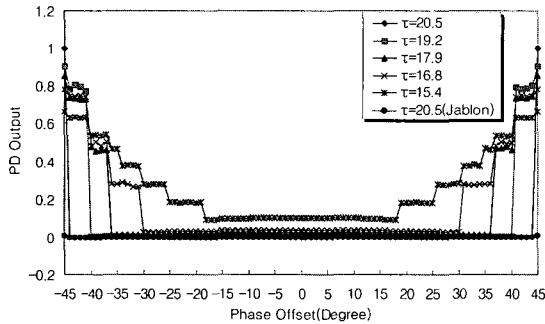
제안하는 극성판단 PD의 S-curve 특성은 그림 6과 같다. 시뮬레이션 결과는 식(8), (9)의 수학적 분석결과와 정확히 일치하며 그림을 간단히 보이기 위해 수학적 결과의 도시는 생략하였다. 그림을 살펴보면 전체 성좌점을 이용한 DD 방식보다 우수한 출력특성을 나타내며 Jablon이 제안한 꼭지점의 4개의 성좌점만을 이용하여 DD에 적용하였을 경우의 S-curve 특성보다도 선형구간이 넓고 우수한 것을 알 수 있다. 임계 반경값 τ 값에 따른 특성은 τ 값이 클수록 선형구간이 넓어지는 것을 알 수 있다. τ 값이 20.5 일 경우는 해당되

는 심볼이 꼭지점 4점으로서 QPSK에 해당하는 S-curve 특성을 나타내며, τ 값이 19.2일 경우는 $-41.9^\circ \sim 41.9^\circ$ 구간에서만 선형적인 형태를 나타내게 된다. 이와 같이 τ 값 감소에 따라 선형구간이 줄어드는 이유는 대각에 위치한 신호외에도 4.1° 만큼 대각에서 벗어난 신호가 좌우로 2개 더 있기 때문인데, 그림 4의 1사분면의 ㉠점의 신호를 보면 주파수 오프셋에 의하여 위상 회전이 일어나게 됨에 따라 1상한에서 2상한으로 극성 결정이 4.1° 만큼 일찍 일어남을 알 수 있다. 마찬가지로 τ 값이 17.9일 경우는 대각으로부터 $4.1^\circ, 8.7^\circ$ 떨어진 신호가 좌우로 존재한다. 이들 신호 역시 그림 4의 ㉠, ㉡의 영역이 비선형 구간을 만들어 선형영역이 $-36^\circ \sim 36^\circ$ 까지로 줄어든다.



(a) S-Curve 평균 특성

(a) mean characteristic of S-curve



(b) S-Curve 분산 특성

(b) variance characteristic of S-curve

그림 6. 전력 검출기를 적용한 극성판단 PD특성(256 QAM)

Fig. 6. PD characteristics of the polarity decision algorithm with power detector (256 QAM).

경험적으로 케이블모뎀에서 전통적인 알고리즘을 적용하였을 때 256 QAM에 대해 주파수 오프셋을 ± 10 KHz 정도밖에 보상할 수 없었다. 일반적으로 아날로그 front-end단에서 주파수 오프셋을 가장 낮추어 봐야 ± 100 KHz 정도까지였으므로 전통적인 DD 방식에서는

부가적으로 AFC의 도입이나 광대역(wideband) 반송과 복구 알고리즘의 적용이 불가피하였다. 그러나 제안 알고리즘은 보조적인 회로의 도움없이 SNR = 30dB 에서 ± 300 KHz의 오프셋을 보상할 수 있다.

아울러 단계적으로 루프이득을 변환하는 Gear-shift PLL를 적용하면 정상상태에서의 추적성능도 안정됨을 확인할 수 있었다. 즉, PLL의 초기에는 작은 τ 값으로 시스템을 설계하여 PD의 휴지(idle) 확률을 줄이며, 또한 루프이득을 크게하여 포착범위를 넓힌다. 그 후 대각의 록이 이루어지게 되면 작은 루프이득으로의 전환과 함께 τ 값을 크게하여 잔류 주파수 오프셋을 보정한다. 그리고 최종적으로 시스템이 안정화 되어지면 PD의 휴지로 인한 위상지터를 줄이기 위해 DD 모드로 전환하여 미세한 위상 추적(tracking)을 수행하므로써 완벽한 반송과 동기를 수행할 수 있었다.

IV. 결 론

본 논문에서는 대역 효율적인(bandwidth efficiency) 변조방식인 QAM 적용 반송과 동기에서 넓은 포착범위를 가지는 극성 판단 PD 알고리즘을 제안하였다. 본 논문에서는 제안된 극성판단 알고리즘에 대한 S-Curve의 평균특성 및 분산특성을 수학적으로 유도하였으며 전통적인 DD 방식과 비교해 동작원리 및 수학적 해석 등을 상세히 분석하였다. 전통적인 DD 방식의 선형영역은 256 QAM의 경우 $-3.5^\circ \sim 3.5^\circ$ 이었으나 제안한 알고리즘의 선형영역은 $\tau = 17.9$ 에서 $-36^\circ \sim 36^\circ$ 의 넓은 구간을 가질 수 있었다. 경험적으로 케이블모뎀에서 전통적인 DD 알고리즘을 적용하였을 때 256 QAM에 대해 주파수 오프셋을 ± 10 KHz 정도밖에 보상할 수 없었던데 반해 제안 알고리즘은 AFC 등의 보조적인 회로의 도움없이 SNR = 30dB 에서 ± 300 KHz의 오프셋을 보상할 수 있었다. 따라서 본 논문에서 제안하는 극성판단 PD를 적용하면 보조적인 반송과 동기 회로가 필요치 않으며 간단한 회로 설계가 가능하다.

대역효율적인 High-Order QAM 변조기법을 적용하려는 최근의 동향과 이에 대한 복조 알고리즘 기술개발이 국내외적으로 활발히 이루어지고 있는 현실을 감안해 볼 때 본 논문에서 제안한 극성 판단 PD 알고리즘은 성능이 우수하고 실용적으로 구현이 간단하여 High-Order QAM 적용 모뎀에 유용하게 활용될 수 있으리라 사료된다.

참 고 문 헌

[1] W. T. Webb and L. Hanzo, *Modern Quadrature Amplitude Modulation*. London: IEEE press and Pentech press, 1994.

[2] P. Y. Kam and T. M. Cheong, "Analysis of Mth power carrier recovery structure for MPSK," *ICICS Proceedings*, vol. 3, pp. 1496~1500, Sept. 1997.

[3] Yongtae Lee et al., "A limiter added 4th multiplying PLL carrier recovery technique for 16-QAM signal," *ICCE Proceedings*, pp. 442~443, 1997.

[4] R. L. Cupo and R. D. Gitlin, "Adaptive carrier recovery systems for digital data communications receivers," *IEEE J. Select. Areas in Commun.*, vol. 7, no. 9, pp. 1328~1339, Dec. 1989.

[5] C. N. Georghiadis, "Blind carrier acquisition for QAM constellations," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, no. 11, pp. 1477~1486, Nov. 1997.

[6] L. K. Tan et al., "A 70-Mb/s variable-rate 1024-QAM cable receiver IC with integrated 10-b ADC and FEC decoder," *IEEE Journal of Solid-state Circuits*, vol. 33, no. 12, pp. 2205~2218, Dec. 1998.

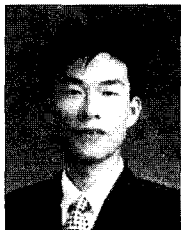
[7] L. E. Franks, "Carrier and bit synchronization in data communication—a tutorial review," *IEEE Trans. Commun.*, COM-28, no. 8, pp. 1107~1121, Aug. 1980.

[8] H. Sari and S. Moridi, "New phase and frequency detectors for carrier recovery in PSK and QAM systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 36, pp. 1035~1043, Sept. 1988.

[9] N. K. Jablon, "Joint blind equalization, carrier recovery, and timing recovery for high-order QAM signal constellations," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 40, pp. 1383~1398, June 1992.

[10] K. Yamanaka et al., "A multilevel QAM demodulator VLSI with wideband carrier recovery and dual equalizing mode," *IEEE Journal of Solid-state Circuits*, vol. 32, no. 7, pp. 1101~1107, July 1997.

저 자 소 개



金基潤(正會員)

1997년 2월 : 성균관대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1999년 2월 : 성균관대학교 일반대학원 전기전자컴퓨터공학부 졸업(공학석사). 1999년~현재 : 성균관대학교 일반대학원 전기전자컴퓨터공학부 박사과정.

주관심분야 : OFDM 송수신 관련 모뎀 설계, 케이블 모뎀, 디지털 신호처리, IMT-2000, 위성통신 등



趙炳學(正會員)

1981년: 서울대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1988년: 동 대학원 졸업(공학석사). 1997년~현재 : 성균관대학교 전기전자컴퓨터공학부 박사과정. 1981년~1986년 : 동양정밀 공업(주) 중앙연구소 1988년~1990년

: LG전자 영상미디어연구소 선임연구원. 1992년~2000년 : 전자부품연구원 수석연구원. 2001년~현재 : 이스텔시스템즈 인터넷미디어연구소 소장. 주관심분야: 디지털변복조, Multiple Access Protocol, Cable Modem 등



崔炯辰(正會員)

1974년 2월 : 서울대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1976년 2월 : 한국과학기술원 전기전자공학과 졸업(공학석사). 1976년 3월~1979년 7월 : 주식회사 금성사 중앙연구소 기정(과장급) 연구원. 1979년 9월~1982

년 12월 : 미국 University of Southern California 전기공학과 졸업(공학박사). 1982년 10월~1989년 2월 : 미국 LinCom Corp. 책임 연구원. 1989년 3월~현재 : 성균관대학교 전기전자컴퓨터공학부(정교수). 주관심분야 : 디지털통신, 무선통신, 이동통신, 위성통신 및 동기화 기술을 포함한 모뎀 기술 등임