

회전결정 경계를 이용한 32-QAM 복조용 반송파 복구와 채널등화의 Joint 알고리즘

論 文

51D-2-6

A Rotational Decision-Directed Joint Algorithm of Blind Equalization Coupled with Carrier Recovery for 32-QAM Demodulation

宋晋鎬* · 黃有模**
(Jin-Ho Song · Humor Hwang)

Abstract - We introduce a rotational decision-directed joint algorithm of blind equalization coupled with carrier recovery for 32-QAM demodulation with high symbol rate. The proposed carrier recovery, which we call a *rotational decision directed carrier recovery*(RDDCR), removes the residual phase difference by rotating the decision boundary for the k th received symbol by the frequency detector output of the $(k-1)$ th received symbol. Since the RDDCR includes the function of PLL loop filter by rotating the decision boundary, it gives a simpler demodulator structure.

The *rotational decision-directed blind equalization*(RDDBE) with the rotated decision boundary based on the Stop-and-Go Algorithm(SGA) operates during tracking the frequency offset by the RDDCR and removes intersymbol interference due to multipaths and channel noise.

Test results show that symbol error rate of 10^{-3} is obtained before the forward error correction when SNR equals 15dB with 150KHz of carrier frequency offset and two multipaths, which is the channel condition for 32-QAM receiver.

Key Words : Blind equalization, Carrier recovery, RDDCR, RDDBE, Joint algorithm

1. 서 론

제한된 디지털 통신 채널 대역폭으로 인한 심볼간 간섭(intersymbol interference : ISI)을 줄이기 위해 훈련열(training sequence)을 이용한 채널등화기를 사용하는데 이는 구현의 용이 및 빠른 시동(start-up)을 갖는 채널등화의 이점이 있지만 다중경로 페이딩 등에 의해 채널상황이 악화되는 경우에는 훈련열을 사용하지 않고 수신 심볼에만 의존하는 자력복구 채널등화(blind equalization)만큼 급격한 채널 상황 변화에 잘 대응하지 못하는 것으로 알려져 있다[1]-[2].

기저대역 모델과 달리 통과대역 모델에서는 국부 발진기의 편차(drift) 및 도플러 천이(doppler shift) 등에 의해 송신단에서의 반송파 위상과 수신단의 위상은 같지 않게 된다. 이 위상 에러에 가장 많은 영향을 주는 반송파 주파수 오프셋(offset)은 수신기 성능에 치명적인 영향을 미치기 때문에 반송파 복구(carrier recovery) 기법에 의하여 보상되어야 한다. 반송파 복구는 초기 주파수 오프셋 포착 시간을 줄이면서 높은 반송파 주파수 오프셋이 존재하는 채널상황에서도 잘 동작할 수 있어야 한다.

반송파 복구와 연계하여 동작하는 자력복구 채널등화

(blind equalization)는 높은 대역폭 효율을 가진 QAM 데이터 통신에서 필수적이며, 특히 채널 조건이 수신단에 알려져 있지 않기 때문에 채널 등화를 비이상적인 주파수 응답에서 빠르고 효율적으로 할 수 있어야 한다.

반송파 복구 알고리즘으로 널리 사용되는 직접결정 PLL(decision-directed PLL : DD-PLL)[3]은 위상 제어 루프라고 불리며, 입력 신호의 위상과 일치하는 출력 신호의 위상을 연속적으로 제공하는 일종의 제어 루프이다. 그러나, 높은 심볼 전송률을 갖는 QAM 데이터 통신에서 주파수 오프셋이 DD-PLL의 주파수 포착 범위보다 훨씬 크게 되면 DD-PLL은 주파수 추적을 하지 못하게 된다.

자력복구 채널등화 알고리즘으로서 잘 알려진 직접결정(decision-directed : DD) 알고리즘[1]은 열악한 채널상황에서 수신신호가 어느정도 개구 안(open eye) 상태가 아니면 DD 에러 값이 커져 수렴하지 못하게 된다. 최근 채널 등화 알고리즘으로 널리 사용되는 G.Picchi[4]의 Stop-and-Go Algorithm(SGA)은 확률적으로 결정 회로를 거친 후의 DD 에러가 실제 에러(real error)와 같을 확률이 높지 않으면 계수 갱신을 중단하고, 그렇지 않을 경우에만 계수를 갱신시키는 알고리즘이다. 즉 수신된 신호의 영역에 따라 DD 알고리즘의 계수 갱신을 실행시키거나 중단시킨다.

SGA도 DD의 일종이어서 위상오차에는 매우 민감하므로 반송파 복구가 어느 정도 이루어 지지 않은 상태에서는 전혀 수렴하지 않는다. SGA가 수렴할 수 있는 이유는 실제 에러 대신 선택한 Sato-like 에러의 부호와 DD 에러의 부호가 같을 때 실제의 에러부호와 DD 에러 부호가 같을 조건부 확률이 실제의 에러부호와 DD 에러 부호가 같을 확률보다 크기

* 正 會 員 : 明知大學 情報制御工學科 博士課程

** 正 會 員 : 明知大學 情報通信工學部 副教授

接受日字 : 2000年 2月 17日

最終完了 : 2001年 12月 27日

때문이다. 이 알고리즘이 잘 동작하기 위해서는 Sato-like 에러 값을 결정하게 되는 상수 β_k 를 채널의 상태에 따라 적절히 바꾸어 주어야 하기 때문에 실제 응용에 문제점을 갖고 있다.

Y.S.Choi등[5]은 SGA에서 상수 β_k 를 선정하는 문제점을 피하기 위하여 Sato-like 에러 대신 Godard 에러[3]를 사용하여 SGA를 수행하는 modified SGA(MSGA)를 제안하였고 DD-PLL의 반송파 복구와 제안한 MSGA가 동시에 동작하는 알고리즘을 32-QAM 수신시스템에 적용하여 그 성능을 검증하였다.

최근 H. Hwang등[6]은 디지털 위성방송 수신기의 QPSK 복조에 사용되고 있는 기존의 자동주파수 제어(automatic frequency control : AFC) 기법들에서 문제시 되고 있는 판별기(discriminator) 출력단에 잔류하는 연속된 두 심볼들간의 위상차를 제거하기 위하여 회전결정 경계를 이용한 새로운 자동주파수 제어 알고리즘을 제안했다.

본 논문에서는 열악한 채널 상황에서도 잘 동작할 수 있는 32-QAM 복조용 반송파 복구와 자력복구 채널등화의 합동(joint) 알고리즘을 제안한다. 반송파 복구 기법으로는 DD-PLL 보다 성능이 우수한 회전 결정 경계를 이용한 반송파 복구 기법(rotational decision-directed carrier recovery : RDDCR)을 제안한다. RDDCR에서는 (k-1)번째 수신심볼의 주파수 검출기 출력만큼 k번째 수신 심볼의 결정경계를 회전시키므로써 잔여위상을 제거한다.

제안하는 채널등화 기법은 RDDCR과 연계하여 동작하게 되는 회전결정 경계를 이용한 자력복구 채널등화 알고리즘(rotational decision-directed blind equalization : RDDBE)이다. RDDBE는 회전된 결정경계에서 동작되는 SGA로서 SGA의 계수갱신 영역을 회전된 입력 값에 따라 정하게 되며 RDDCR이 주파수 오차를 추적하는 중에 동작하여 다중경로 등에 의한 ISI를 제거하게 된다.

RDDCR이 결정경계를 회전시키면서 반송파 주파수 오차를 추적하므로 RDDCR과 연계한 자력복구 채널등화 알고리즘인 RDDBE 또한 RDDCR와 같이 회전된 결정경계에서 채널의 왜곡을 보상하므로써 기존 SGA의 성능을 향상시킨다.

RDDCR의 주파수 추적 성능과 RDDCR과 연계한 RDDBE의 동작시점 및 성능은 32-QAM 수신 시스템[5] 상황에서 Signal Processing Worksystem(SPW)를 사용한 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 보여진다.

본 논문은 다음과 같이 구성된다. 2장에서는 본 논문에서 제안하는 RDDCR과 RDDBE 알고리즘들을 설명한다. 가우시안 노이즈 및 다중경로가 존재하는 채널상황하에서 32-QAM 수신신호에 대하여 SPW를 사용한 컴퓨터 시뮬레이션 결과가 3장에 주어지며, 4장에서 결론을 맺는다.

2. 반송파 복구와 채널 등화의 Joint 알고리즘

기존 반송파 복구 기법인 DD-PLL에서 수신 심볼 R_k 는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$R_k = r_k' e^{j(d_k + \theta_k)} + n_k \quad (1)$$

여기서 r_k' 는 심볼의 크기, d_k 는 전송심볼의 위상, 그리고 n_k 는 채널 노이즈이다. 위상 에러 θ_k 는 다음과 같이 모델링 할 수 있다.

$$\theta_k = \Delta\omega T k + \theta_0 \quad (2)$$

식 (2)에서 첫번째 항은 반송파 주파수 오프셋이고, 두번째 항은 상수 값을 갖는 위상 오차이다. 식 (2)에서 전송선의 조파 및 전압 링잉(ringing)에 의한 위상 지터(jitter)는 고려하지 않았다.

DD-PLL 반송파 복구 알고리즘[3]을 사용한 루프 에러 신호는 다음식에 의해 구해진다.

$$\begin{aligned} \text{Im} \left[\frac{R_k \hat{A}_k^*}{|R_k| |\hat{A}_k|} e^{-j\hat{\theta}_k} \right] &= \sin(\theta_k - \hat{\theta}_k) + \mu_k \\ &\simeq (\theta_k - \hat{\theta}_k) + \mu_k \\ &\triangleq \epsilon_k \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 $\hat{A}_k = r_k' e^{jd_k}$ 는 결정회로(decision device) 출력으로 R_k 와 벡터적으로 가장 가까운 심볼, $\hat{\theta}_k$ 는 루프필터를 거친 후 보상되는 위상에러, 그리고 μ_k 는 노이즈 항이다.

주파수 오프셋이 DD-PLL의 주파수 오프셋 포착 범위보다 훨씬 크게 되면 DD-PLL은 주파수 오프셋 추적을 하지 못하게 되므로 본 절에서는 DD-PLL보다 성능이 우수한 RDDCR을 제안한다. 한편 RDDCR이 결정경계를 회전시키면서 반송파 주파수 오차를 추적하므로 RDDCR과 연계하여 동작하는 RDDBE 또한 RDDCR와 같이 회전된 결정경계에서 채널의 왜곡을 보상하므로써 기존의 SGA의 성능을 향상시킨다.

2.1 RDDCR

채널 등화기 출력심볼은 다음과 같이 표현된다.

$$Z_k = r_k' e^{j(d_k + \Delta\omega T k + \theta_0)} \quad (4)$$

여기서 d_k , $\Delta\omega$ 와 θ_0 는 각각 전송 심볼의 위상, 반송파 주파수 오프셋, 그리고 위상 오차이다. 32-QAM에 대하여 Q_{ki} 를 회전된 결정경계에 해당하는 신호성좌(constellation)라 하면 Q_{ki} 는 다음과 같다.

$$Q_{ki} = r_{ki} e^{j\phi_{ki}}, \quad i = 1, 2, \dots, 32 \quad (5)$$

여기서 r_{ki} 와 ϕ_{ki} 는 i 번째 신호성좌의 크기와 위상 값이다. 회전결정경계에 해당하는 신호성좌의 집합을 다음과 같이 $\{h_k\}$ 로 정의한다.

$$\begin{aligned} \{h_k\} &= \{h_{k-1}\} + \epsilon_{k-1} \\ &\triangleq \{\phi_{k1}, \phi_{k2}, \dots, \phi_{k32}\} \end{aligned} \quad (6)$$

식 (6)에서 ϵ_{k-1} 은 $(k-1)$ 번째 수신신호에 대한 주파수 검출기의 출력이고, $\{h_0\}$ 는 다음과 같은 회전되지 않은 32-QAM 신호성좌를 나타낸다.

$$\{h_0\} \triangleq \{\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_{32}\} \quad (7)$$

식 (6)와 (7)에서 $\phi_{ki} = \phi_{(k-1)i} + \epsilon_{k-1}$ 이므로 ϕ_{ki} 는 다음과 같이 표현된다.

$$\phi_{ki} = \phi_i + \sum_{j=0}^{k-1} \epsilon_j, \quad i = 1, 2, \dots, 32 \quad (8)$$

회전된 결정 경계를 이용한 결정 회로의 출력을 다음과 같이 정의한다.

$$B_k \triangleq r_k e^{j\theta_k} \quad (9)$$

식 (9)에서 r_k 와 θ_k 는 회전 결정경계를 이용하여 결정된 심볼의 크기와 위상이다. 결정 회로는 Euclidean 거리 중등화기 출력 심볼에 가장 가까운 신호성좌점을 선택하게 되므로 식 (9)의 위상 θ_k 는 다음과 같이 주어진다.

$$\left\{ \theta_k = \phi_{ki} \mid i = \underset{1, 2, \dots, 32}{\min} |Z_k - Q_{ki}| \right\} \quad (10)$$

반송파 주파수 오차 추적을 위하여 RDDCR 에서는 등화기 출력 Z_k 와 결정 회로의 출력 B_k 의 공역복소수 곱을 u_k 라 정의하고

$$u_k \triangleq \frac{Z_k B_k^*}{|Z_k| |B_k^*|} \quad (11)$$

ϵ_k 를 다음과 같이 정의한다.

$$\epsilon_k \triangleq \sin^{-1}[\text{Im}\{u_k\}] \quad (12)$$

정리 : $|\Delta\omega T| < \frac{\pi}{18}$ 이면 식 (12)의 ϵ_k 는 이상적인 주파수 검출기 출력인 $\Delta\omega T$ 와 같게 된다.

위 정리에 대한 증명은 부록에 주어진다. 이 정리에 의하면 RDDCR은 현재 수신된 심볼만 사용하므로 그림 1과 같이 구성이 간단하다. 그림1에서 RDD 블록은 결정 경계를 회전시키는 역할을 한다.

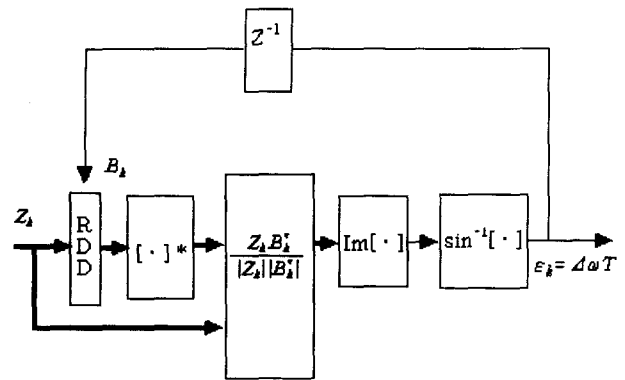


그림 1 RDDCR 블록도
Fig. 1 A block diagram of RDDCR

RDDCR의 특징은 결정경계가 고정된 것이 아니고 수신된 심볼에 따라 계속 회전을 한다는 것이다. 따라서 미세 동조 (fine tuning)를 위한 PLL 루프필터를 따로 구현할 필요가 없으며 PLL 루프필터의 동작시간 만큼 반송파 복구의 시간을 단축 시킬 수 있는 장점이 있다.

2.2 RDDBE

SGA는 확률적으로 결정 회로를 거친 후의 에러가 실제 에러와 같은 확률이 높지 않으면 계수 갱신을 중단하고, 그렇지 않을 경우에만 계수를 갱신시키는 알고리즘이다. 기존의 DD 알고리즘이 수렴하지 않는 가장 큰 이유는 결정오차 때문으로 SGA에서는 DD 에러를 사용하지 않고 수신된 신호의 영역에 따라 DD 알고리즘의 계수 갱신을 실행시키거나 중단시킨다. SGA 등화기 계수 알고리즘[4]은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathcal{C}_{k+1,R} &= \mathcal{C}_{k,R} - \alpha(f_{k,R} \hat{e}_{k,R} \mathbf{Y}_{k,R} - f_{k,I} \hat{e}_{k,I} \mathbf{Y}_{k,I}) \\ \mathcal{C}_{k+1,I} &= \mathcal{C}_{k,I} - \alpha(f_{k,R} \hat{e}_{k,R} \mathbf{Y}_{k,I} - f_{k,I} \hat{e}_{k,I} \mathbf{Y}_{k,R}) \end{aligned} \quad (13)$$

여기서 $\hat{e}_{k,R}$ 와 $\hat{e}_{k,I}$ 는 등화기 출력 Z_k 와 결정회로 출력 \hat{A}_k 사이의 차인 DD 에러의 실수 및 허수부분이고 플래그(flag) $f_{k,R}$ 과 $f_{k,I}$ 는 등화기 입력벡터 $\mathbf{Y}_{k,R}$ 와 $\mathbf{Y}_{k,I}$ 에 독립된 랜덤 변수로써 다음과 같이 0 혹은 1의 값을 갖는다.

$$\begin{aligned} f_{k,R} &= \begin{cases} 1, & \text{if } \text{sgn } \hat{e}_{k,R} = \text{sgn } \tilde{e}_{k,R} \\ 0, & \text{if } \text{sgn } \hat{e}_{k,R} \neq \text{sgn } \tilde{e}_{k,R} \end{cases} \\ f_{k,I} &= \begin{cases} 1, & \text{if } \text{sgn } \hat{e}_{k,I} = \text{sgn } \tilde{e}_{k,I} \\ 0, & \text{if } \text{sgn } \hat{e}_{k,I} \neq \text{sgn } \tilde{e}_{k,I} \end{cases} \end{aligned} \quad (14)$$

식 (14)에서 추정 에러값으로 사용한 Sato-like 에러값의 실수부 $\tilde{e}_{k,R}$ 와 허수부 $\tilde{e}_{k,I}$ 는 다음과 같다

$$\begin{aligned} \tilde{e}_{k,R} &= Z_{k,R} - (\text{sgn } Z_{k,R})\beta_k \\ \tilde{e}_{k,I} &= Z_{k,I} - (\text{sgn } Z_{k,R})\beta_k \end{aligned} \quad (15)$$

여기서 β_k 는 시각 k 에 따라 변화하는 DD 알고리즘의 수행 빈도를 조절하는 변수로 양의 상수값을 가진다. 식 (15)의 부호와 DD 에러 $\hat{e}_{k,R}$, $\hat{e}_{k,I}$ 의 부호가 같으면 DD 알고리즘을 수행하고 그렇지 않으면 계수 갱신을 하지 않는다.

SGA도 DD의 일종이어서 위상오차에는 매우 민감하므로 반송파 복구가 어느 정도 끝나지 않은 상태에서는 전혀 수렴하지 않는다. SGA가 수렴할 수 있는 이유는 식 (15)의 부호와 DD 에러의 부호가 같을 때 실제의 에러부호와 DD 에러 부호가 같을 조건부 확률이 실제의 에러부호와 DD 에러 부호가 같을 확률보다 크기 때문이다. 이 알고리즘이 잘 동작하기 위해서는 β_k 를 채널의 상태에 따라 적절히 바꾸어 주어야 하는데 이 값의 결정 또한 어려우므로 실제 응용에 문제점을 갖고 있다.

RDDBE의 등화기 계수 갱신 알고리즘은 식 (13)의 SGA 등화기 계수 알고리즘을 다음과 같이 변형한 것이다.

$$\begin{aligned} \mathcal{C}'_{k+1,R} &= \mathcal{C}'_{k,R} - \alpha(f'_{k,R} \hat{e}'_{k,R} \mathbf{Y}_{k,R} + f'_{k,I} \hat{e}'_{k,I} \mathbf{Y}_{k,I}) \\ \mathcal{C}'_{k+1,I} &= \mathcal{C}'_{k,I} + \alpha(f'_{k,R} \hat{e}'_{k,R} \mathbf{Y}_{k,I} - f'_{k,I} \hat{e}'_{k,I} \mathbf{Y}_{k,R}) \end{aligned} \quad (16)$$

회전된 Z_k 를 입력으로 한 결정회로의 신호 성좌는

RDDCR 알고리즘에 의해 식 (10)의 θ_k 만큼 회전하여 다음과 같게 된다.

$$\hat{A}'_k = A_k e^{j\theta_k} \quad (17)$$

여기서 A_k 는 회전되지 않은 신호성좌이다. 따라서 추정 에러는 다음과 같다.

$$\hat{e}'_k = Z_k - \hat{A}'_k \quad (18)$$

회전된 입력값이 들어오게 되면 계수 갱신영역도 같이 회전해야하는데, 단지 상수값을 나타내는 SGA의 β_k 을 사용하게 되면 계수 갱신영역의 회전이 불가능하게 된다. RDDBE에서는 RDDCR의 $e^{j\theta_k}$ 를 복소수화된 β_k 에 곱함으로써 계수 갱신영역도 회전된 입력값과 같이 $\beta'_k = \beta_k e^{j\theta_k}$ 만큼 회전시킨다. β_k 를 선정하는 절차는 다음과 같다:

- i) 좌표축 상 4점을 선정한다.
- ii) 선정된 4점들 중 입력신호 Z_k 와 Euclidean 거리 중 가장 가까운 값으로 β_k 를 결정한다.

여기서 $\beta'_{k,R}(\beta'_{k,I})$ 의 부호는 $Z_{k,R}(Z_{k,I})$ 의 부호와 같게 된다. 플래그 $f'_{k,R}$ 및 $f'_{k,I}$ 를 조정하기 위한 에러를 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} \tilde{e}'_{k,R} &= Z_{k,R} - \beta'_{k,R} \\ \tilde{e}'_{k,I} &= Z_{k,I} - \beta'_{k,I} \end{aligned} \quad (19)$$

RDDBE 알고리즘은 다음과 같은 플래그를 사용하여 채널 등화기 계수를 갱신시킨다.

$$\begin{aligned} f'_{k,R} &= \begin{cases} 1, & \text{if } \text{sgn } \hat{e}'_{k,R} = \text{sgn } \tilde{e}'_{k,R} \\ 0, & \text{if } \text{sgn } \hat{e}'_{k,R} \neq \text{sgn } \tilde{e}'_{k,R} \end{cases} \\ f'_{k,I} &= \begin{cases} 1, & \text{if } \text{sgn } \hat{e}'_{k,I} = \text{sgn } \tilde{e}'_{k,I} \\ 0, & \text{if } \text{sgn } \hat{e}'_{k,I} \neq \text{sgn } \tilde{e}'_{k,I} \end{cases} \end{aligned} \quad (20)$$

그림 2는 4개의 점 $\pm 4 \pm j4$ 에 대한 계수 갱신영역을 표

현한 것으로 입력 Z_k 가 주어지면 β_k 가 선정되고 θ_k 에 의해 결정영역이 회전함에 따라 이 갱신 영역은 변하게 된다.

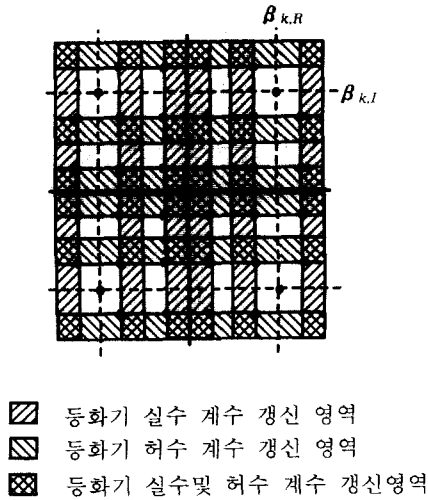


그림 2 $\beta_k = \pm 4 \pm j4$ 에 의한 등화기 계수 갱신영역
 Fig. 2 Regions of equalizer tap updating for $\beta_k = \pm 4 \pm j4$

그림 3은 식 (16)의 등화기 계수 갱신을 사용한 RDDBE의 블록도를 나타낸다.

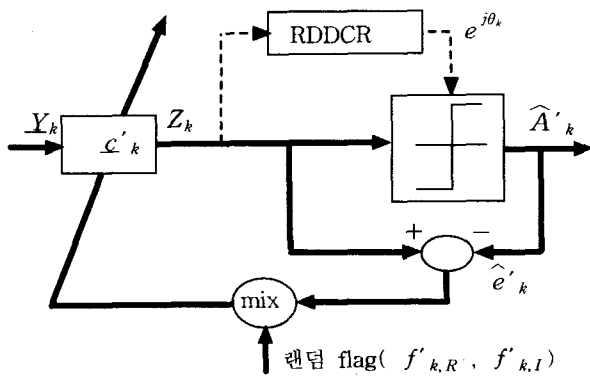


그림 3 RDDBE 블록도
 Fig. 3 A block diagram of RDDBE

3. 시뮬레이션 결과

RDDCR과 연계된 RDDBE 알고리즘의 성능평가를 위해 고려한 시스템은 그림 4의 32-QAM 모델 수신부[5]이며, 시뮬레이션은 다음과 같은 채널 상황에서 실행되어진다. 단, 타이밍 복구는 이상적이라고 가정하였다.

- 코딩 방식 : 32-QAM
- 전송 심볼율 : 5M symbols/sec(25Mbps)
- 반송파 주파수 오차 : $\Delta f = 150\text{KHz}$
- 채널 노이즈 : 백색 가우시안 노이즈
- 다중경로 : 지연(delay) = $2 \mu\text{s}$, 상대적 크기(relative gain) = 0.2 지연 = $4 \mu\text{s}$, 상대적 크기 = 0.1

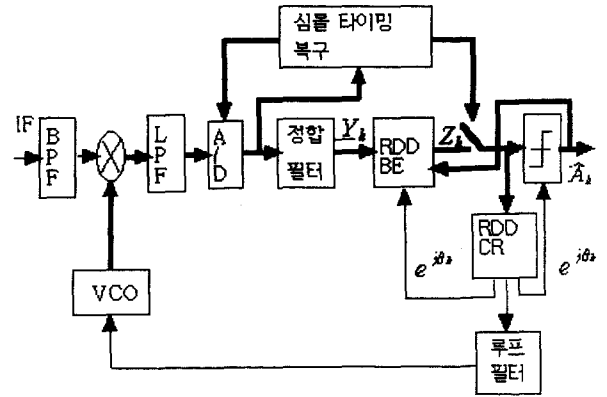
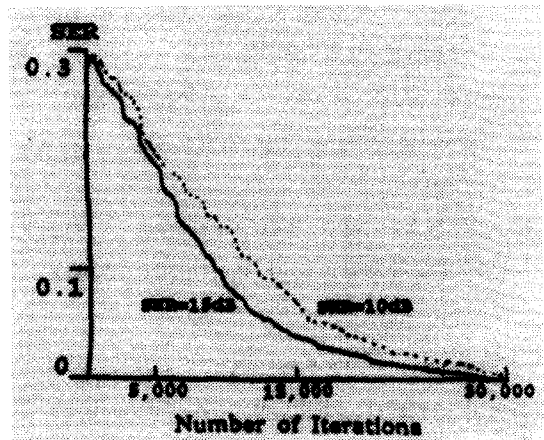


그림 4 RDDCR와 RDDBE의 Joint 알고리즘의 블록도
 Fig. 4 A block diagram for a joint algorithm of RDDBE with RDDCR

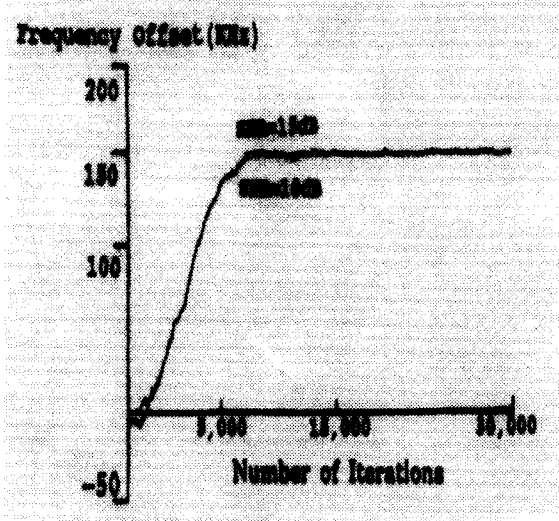
시뮬레이션은 신호대 잡음비(SNR)이 10dB와 15dB인 두 경우에 대하여 RDDCR과 RDDBE를 동시 동작시켰을 때, 그리고 RDDCR이 각각 50KHz, 100KHz, 145KHz의 주파수 오프셋을 포착한 후 RDDBE를 동작시켰을 때 수행되었는데, RDDCR이 100KHz의 주파수 오프셋을 포착한 후 RDDBE를 동작시킬 때 에러정정 코드 전 심볼 에러율(SER)이 2×10^{-3} 정도로 성능이 가장 우수했으며 그 결과가 그림 5(a)에 나타났다.

그림 5(b)은 145KHz의 주파수 오프셋이 RDDCR에 의해 포착되는 시간을 나타내는데 SNR이 15dB인 상황에서 약 1.3ms가 됨을 알 수 있다.

같은 채널 상황에서 DD-PLL과 연계한 SGA 알고리즘을 컴퓨터 시뮬레이션한 결과 반송파 주파수 오차를 15KHz 정도밖에 포착하지 못하여 그 결과 제시를 생략했다.



(a)

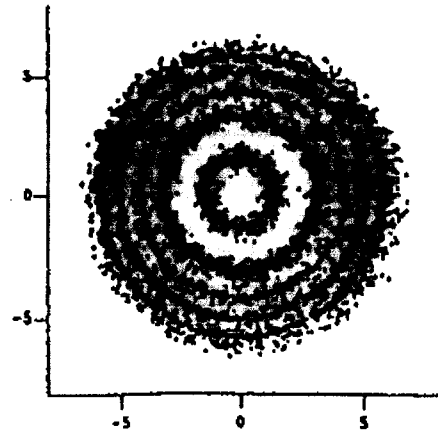


(b)

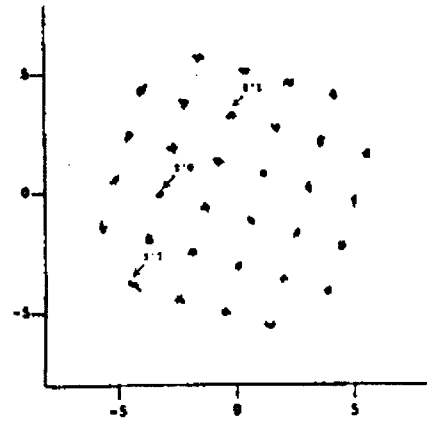
그림 5 Joint 알고리즘의 Iteration 수에 따른 SER 및 주파수 오프셋 추적 성능; (a)Joint 알고리즘의 SER 성능, (b)RDDCR의 주파수 오프셋 포착

Fig. 5 SER and frequency offset acquisition of joint algorithm vs iterations; (a) SER of the joint algorithm, (b) frequency offset acquisition of RDDCR

그림 6은 제안한 알고리즘을 적용하기 전·후의 신호성좌를 나타낸다. 그림 6(a)는 32-QAM 전송심볼, 6(b)는 15dB의 SNR, 그리고 150KHz의 반송파 주파수 오차가 존재하는 채널 상황에서서의 수신심볼을 각각 나타낸다. 그림 6(c)는 (b)의 수신심볼에 RDDCR과 연계된 RDDBE 알고리즘을 적용한 후 회전된 신호성좌를 보여준다.



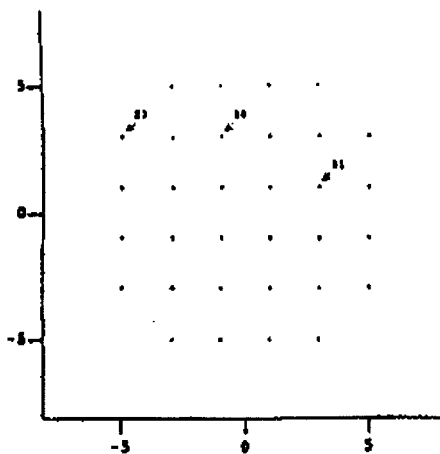
(b)



(c)

그림 6 SNR=15dB, $\Delta f = 150\text{KHz}$ 에서 joint 알고리즘에 의한 수신심볼 신호성좌; (a)전송심볼, (b)수신심볼, (c) Joint 알고리즘 적용 후 심볼

Fig. 6 Constellations of joint algorithm under SNR=15dB, $\Delta f = 150\text{KHz}$; symbols of (a)transmitted, (b)received, (c)after the joint algorithm



(a)

그림 6(c)의 회전된 수신심볼 z_0, z_1, z_2 를 살펴보면 다음과 같다;

$$|z_0| - |z_0| = -0.06, |z_1| - |z_1| = 0.05, |z_2| - |z_2| = 0.07$$

$$\angle z_0 - \angle z_0 = 72.5^\circ, \angle z_1 - \angle z_1 = 74.3^\circ, \angle z_2 - \angle z_2 = 71.3^\circ$$

위와 같이 주파수 추적과 채널등화를 한후의 심볼들은 약간의 크기왜곡을 가지고, 원래의 신호에서 $2\pi n + 2\pi/5$ ($n =$ 정수)만큼 회전되어져 있음을 알 수 있다.

4. 결 론

32-QAM 시스템의 복조를 위한 반송파 복구와 자력복구 채널등화의 joint 알고리즘이 제안되었다. 제안된 알고리즘은 결정경계를 회전시킴으로써 채널등화의 수렴 속도를 향상시키고 안정된 반송파 복구를 수행할 수 있다.

본 알고리즘은 SNR이 15dB인 상황에서 1.3ms의 빠른 주파수 포착 시간과 10^{-3} 정도의 낮은 심볼 에러율을 나타내었다. 또한 RDDCR 알고리즘이 주파수 lock 감지기 및 미세 동조를 위한 PLL 루프필터의 기능을 포함하고 있으므로 복조기 구조가 매우 간단해진다. 한편 동적(dynamic) 코스트에도 잘 대응하는 채널등화기법의 개발을 위하여 본 알고리즘은 GA HDTV[7]에서 채택한 8-VSB 복조 시스템에 응용될 수 있다.

본 논문에서는 심볼 타이밍 복구가 이상적이라는 가정 하에 joint 알고리즘을 유도했지만, 향후에는 심볼 타이밍 지터가 존재할 경우 이 알고리즘에 미치는 영향을 분석하고 타이밍 복구와 연계된 joint 알고리즘을 개발할 필요가 있다.

부 록

정리의 증명

그림 7은 32-QAM 신호성좌에 대한 각각의 점들에 대한 결정 영역을 나타낸다. 수신단에서 심볼들은 채널 노이즈 및 반송파 주파수 오차에 의해 왜곡된다. SNR이 10dB이상인 경우, 반송파 주파수 오차에 의한 영향에 의해 신호성좌점들이 회전된다고 할 때 에러가 나지 않기 위해서는 각 점들이 주변의 점들의 결정영역으로 넘어가지 않는다는 조건을 만족해야 한다.

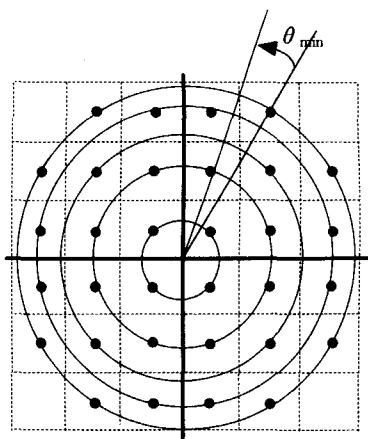


그림 7 32-QAM 신호성좌
Fig. 7 Constellations of 32-QAM

그림 (7)에서 보듯이 위의 θ_{min} 값은 각 점들이 회전할 때 다른 점들의 영역에 들어갈 수 있는 여러개의 θ 값들 중의

최소의 θ 값이다. 이 θ_{min} 은 좌표값 (3,5)의 포인트가 반송파 주파수 오차에 의해 좌표값 (1,5)의 포인트로 결정되지 않기 위한 값을 나타낸다.

$$\theta_{min} = \tan^{-1} \frac{\sqrt{30}}{2} - \tan^{-1} \frac{5}{3} \approx \frac{\pi}{18}$$

식 (8)에 의해 k번째 수신 심볼과 i번째 결정경계 사이의 위상차는 다음과 같다.

$$(d_k + \Delta\omega T k) - \phi_{ki} = (d_k + \Delta\omega T k) - (\phi_i + \sum_{j=0}^{k-1} \epsilon_j)$$

식 (22)의 ϵ_j 는 이상적인 주파수 검출기의 출력 $\Delta\omega T$ 라고 가정할 수 있으므로, 식 (22)는 다음과 같이 된다.

$$(d_k + \Delta\omega T k) - \phi_{ki} = d_k - \phi_i + \Delta\omega T$$

여기서 $|\Delta\omega T| < \frac{\pi}{18}$ 이면, 식 (10)의 최소값은 $d_k = \phi_i$ 일 때 생기며, u_k 와 ϵ_k 는 다음과 같이 된다.

$$u_k = \frac{Z_k B_k^*}{|Z_k| |B_k^*|} = e^{j((d_k + \Delta\omega T k) - \theta_k)} = e^{j\Delta\omega T}$$

식 (24)에서

$$\epsilon_k = \sin^{-1}[\text{Im}\{u_k\}] = \Delta\omega T$$

참 고 문 헌

- [1] Sato, "A method of self-recovering equalization for multi-level amplitude modulation systems," *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-23, pp. 679-682, June 1975.
- [2] A. Benveniste and M. Goursat, "Blind Equalizers," *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-32, no. 8, pp. 871-883, Aug.1984.
- [3] D. N. Godard, "Self recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication system," *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-35, pp.1867-1875, Nov. 1980.
- [4] G. Picchi and G. Prati, "Blind equalization and carrier recovery using a 'stop-and-go' decision-directed

- algorithm." *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-35, pp. 877-887, Sep. 1987.
- [5] Y.S.Choi, H.Hwang, and D.I.Song, "Adaptive blind equalization coupled with carrier recovery for HDTV modem," *IEEE Trans. Consumer Electronics*, vol. 39, no.3, Aug.1993.
- [6] H.Hwang and K.B.Park, "New AFC tracking algorithms for digital DBS receiver," *IEEE Trans. Consumer Electronics*, vol.42, no.3, Aug.1996.
- [7] Grand Alliance HDTV system specification, Version 2.0, December 1994.

저 자 소 개

송 진 호(宋 晋 鎬)

전기학회 논문지 제 49D권 5호 참조

황 유 모(黃 有 模)

전기학회 논문지 제 49D권 5호 참조

감사의 글

본 연구는 1997년도 한국학술진흥재단 자유공모과제 지원에 의한 결과임. 과제번호 : 1997-001-E00268.