

QAM 신호를 위한 Blind 등화기, Carrier Recovery 결합에 관한 성능평가

正會員 宋在哲* 正會員 催炯辰**

Performance Evaluation of Joint Blind Equalizer and Carrier Recovery for QAM Signal

Song Jai chul*, Choi Hyung Jin** *Regular Members*

요 약

최근, 디지털 이동 통신 시스템에서, Blind 등화기와 Carrier Recovery의 결합에 관한 관심이 점점 증가하고 있다. 본 논문에서는 변조된 QAM신호를 위한 Blind 등화기와 다양한 Carrier Recovery loop들을 결합한 새로운 수신기를 제시하였다. Godard blind 등화기, MAP estimation Costas loop, Generalized Costas loop, Leclert loop, Angular Form loop를 간단히 검토한후, 등화기와 CR loop 의 결합형태를 갖는 두가지 수신기 구조를 제시한다. 몬테 카를로 시뮬레이션 기법을 사용하여, 본 논문에서 제시한 두가지 수신기 구조가 정상상태에서 잘 동작 됨을 확인할 수 있다.

ABSTRACT

Recently, joint blind equalization and carrier recovery for digital mobile transmission system is of growing interest. In this paper, we describe new receiver structure of joint godard blind equalizer and various carrier recovery loop for QAM modulated signal. After a brief review of Godard blind equalizer and MAP estimation Costas loop, Generalized Costas loop, Leclert loop, Angular Form loop, we present two kinds of receiver structures for joint blind equalization and carrier recovery. Using a Monto Carlo simulation technique, we can confirm that two kinds of receiver structures operate very well in the steady state.

* 인덕전문대학 사무자동화과
Dept. of Office Automation, INDUK Junior College

** 상원관대학교 전자공학과
Dept. of Electronics Engineering, SungKyunKwan University
論文番號: 93155
接受日字: 1993年 8月 18日

I. 서론

주파수대역효율적으로 이용하기 위한 디지털 무선이나 이동 통신 시스템에서 전화나 무선 채널과 같은 시간 확산(time dispersive) 채널을 통해 전달되는 각각의 심볼들의 간격은 원래 할당된 심볼간격보다 넓게 퍼지는 경향이 있다. 이러한 채널특성에 의해 나타나는 수신신호의 겹침현상을 ISI(Intersymbol Interference)라고 부른다. 이러한 ISI는 전화채널에서의 주파수 대역제한이나 혹은 무선이나 이동통신채널의 fading에 의해서 주로 발생된다. 이러한 ISI를 제거하기 위한 방법으로 등화기(Equalizer)를 사용한다. 이러한 등화기 기술은 대단히 많은 종류가 있으나, 최근 통신 연구 분야에서 가장 중용한 기술중에 하나인 blind equalizer는 기존의 LMS(Least Mean Square) 등화기나 DFE(Decision Feedback Equalizer)에서 사용했던 Training sequence를 사용하지 않는다는 장점을 갖고 있다. 이러한 장점으로 부터, training sequence가 필수적이었던 기존의 등화기를 사용했을때 보다 전송효율을 높일 수 있다. 이러한 Blind 등화기의 알고리즘은 다음과 같은 여러 부류로 나뉘어 질수 있다.

첫번째 부류로서 제일 처음 알려진 blind 등화기 알고리즘은 DD(Decision Directed) 알고리즘인데, 이것은 이미 training sequence로 부터 초기 수렴이 이루어진 후 추적(tracking) 모드에서 이미 사용했던 알고리즘이다 [1]. 이러한 DD 알고리즘을 사용했을때의 문제점은 close eye 상태에서는 수렴하지 않는 특성을 나타낸다 [2]. 1975년 Sato가 DD 알고리즘을 약간 변형하여 Multi level PAM신호에 적용할 수 있는 새로운 DD 알고리즘을 제안하였고[3]. 논문[4]에서는 Sato 알고리즘을 Complex 신호에도 적용할 수 있는 일반화된 Blind 등화기 알고리즘을 제안하였다. 논문[5]에서는 DD 알고리즘과 논문[4]의 일반화된 알고리즘을 혼합한 형태의 "Stop and Go" DD 알고리즘을 제안하였고, 논문 [6]에서는 MLF(maximum Level Error) 알고리즘을 약간 변형한 알고리즘을 개발하였다. 이 알고리즘은 논문 [5]의 "Stop and Go" 적용 규칙을 적용하였다.

두번째 부류의 Blind 등화기를 위한 알고리즘은 1980 Godard가 제안한 알고리즘[7]은 2차원 변조기법에 적용가능한 알고리즘이다. Godard 알고리즘은 반송파위상과 신호 성좌(signal constellation)에 독립적인 non convex cost 함수를 사용한다. 논문 [8]에서는 constant modulus 신호를 위한 알고리즘 (일명, CMA

(Constant Modulus Algorithm))을 제안하였다. CMA 알고리즘은 Godard 알고리즘에서 p=2일때의 특별한 경우에 해당된다. 즉CMA 2.2 알고리즘은 p=2인 Godard 알고리즘과 동일하게 된다. 참고로, CMA 2.1 알고리즘은 Sato 알고리즘과 동일하게 된다. 그의 Blind 등화기의 성능향상을 위해 많은 연구가 현재 많이 이루어지고 있다.

ISI가 존재하는 채널에서 발생하는 phase jitter나 주파수 offset을 보상하기 위해 CR(Carrier Recovery) loop을 adaptive blind equalizer와 결합해서 동작시켜야 한다. 이미 이러한 기술은 논문 [5],[7],[8]에서와 같이 Blind 등화기와 CR을 결합한 형태의 Blind 등화기 알고리즘으로서 제시되었다. 그러나, 이러한 기술들은 단지 간단한 DPLL을 사용하여 Carrier Recovery를 행하였다. 또한, 등화기와 CR을 결합했을때의 구체적인 성능향상을 제시하지 않았다. QPSK(or 4QAM) 변조된 신호를 위한 CR loop의 종류는 크게 MAP(Maximum a Posteriori) estimation Costas loop, General Costas loop[10-13], Leclert loop[14], AF(Angular Form) CR loop[15]등이 있다.

본 논문에서는, 첫째, 4QAM, 16QAM 변조기법을 적용했을때, CMA 부류인 Godard Blind 등화기에 기존에 제시된 많은 CR loop들을 결합했을때의 성능을 문태적으로 시뮬레이션 기법을 사용하여 비교분석하였다. 둘째, 등화기와 CR loop을 결합할때, 두가지 수신기의 구조를 모델링하여 제시하였으며, 각각의 구조에 대한 성능을 비교, 평가하였다. 시뮬레이션에서, 비교적 ISI가 적은전형적인 전화채널과 적은 ISI특성을 나타내나 많은 phase 왜곡을 포함하는 채널, ISI가 많이 존재하는 fading 채널, 세가지의 등가 ISI채널을 모델링하여 사용하였다.

II. Godard Blind 등화기의 분석

Godard가 처음으로 CMA 부류의 Blind 등화기 알고리즘을 제안하였다. 이것은 그림 1에서 나타난 바와 같이, 반송파 두기를 사용하는 two dimensional 디지털 통신 시스템에 적용할 수 있고, 특히, CR을 결합한 형태를 띠고 있다. Godard가 제안한 알고리즘의 접근방법은 신호의 성좌난 carrier phase와는 독립적이고, 등화기의 출력에서의 ISI양에 의해 결정되는 cost 함수를 사용한다. 이러한 Godard 알고리즘에서 사용되는 cost 함수는 식(1)로 주어지는 nonconvex cost function을

사용한다.

$$J(n)^{(p)} = E[(|y(n)|^p - R_p)^2] \quad (1)$$

여기서, p 는 양의 정수 이고, R_p 는 식(2)로 정의되는 양의 실상수이다.

$$R_p = \frac{E[|x(n)|^{2p}]}{E[|x(n)|^p]} \quad (2)$$

식(1),(2) 에서 x(n),y(n)은 각각 전송된 data, 등화기의 출력이다.

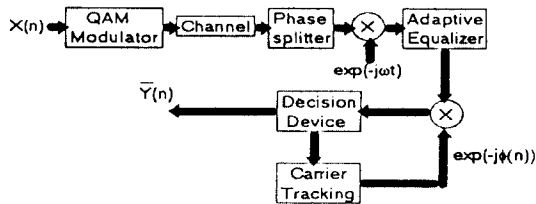


그림 1. Two Dimensional 전송 system
Figure 1. TWO-Dimensional Transmission System

특히, 식(1) 로서 주어지는 cost함수를 Godard는 dispersion order p 라고 명명하였으며, p=1, p=2일때 각각 나타내면 다음과 같다.

▶ p=1 인 경우:

$$J(n)^{(1)} = E [(|y(n)| - R_1)^2] \quad (3)$$

$$\text{여기서, } R_1 = \frac{E[|x(n)|^2]}{E[|x(n)|]} \quad (4)$$

이다. 이 경우에는 정확히 논문[3] 에서 나타난 Sato 알고리즘과 동일하게 된다[6,18].

▶ p=2 인 경우:

$$J(n)^{(2)} = E [|y(n)| - R_2]^2 \quad (5)$$

$$\text{여기서, } R_2 = \frac{E[|x(n)|^4]}{E[|x(n)|^2]} \quad (6)$$

이다. 이 경우에는 정확히 논문[8] 에서 나타난 CMA 2 2 알고리즘의 특수한 경우에 해당된다[6,18].

등화기 계수에 대해서 식(1)의 함수를 최소화하기 위하여, steepest descent algorithm을 적용하면 된다. 이상을 수식으로 나타내면, 식(7)과 같다.

$$C(n+1) = C(n) - \mu \cdot \left[\frac{dJ(n)^{(p)}}{dC} \right]_{C=C(n)} \quad (7)$$

여기서, μ 는 step size parameter이다. 식(3)을 정리하면, 식(8)과 같은 LMS(Least Mean Square) 형태의 알고리즘이 유도된다.

$$\begin{aligned} C(n+1) &= C(n) - \mu \cdot V^*(n) \cdot e^*(n) \\ &= C(n) - \mu \cdot V^*(n) \cdot y(n) \\ &\quad \cdot (|y(n)|^p - R_p) \end{aligned} \quad (8)$$

여기서, μ 는 step size parameter, V(n)는 등화기 tap 입력 Vector신호, e(n)은 error 신호, 뿔 첨자 *는 공액복소수를 의미한다. 식(8)의 p=1, p=2인 경우에 정리하면, 각각 식(9), (10)과 같다.

$$\begin{aligned} C(n+1) &= C(n) - \mu \cdot V^*(n) \cdot \frac{y(n)}{|y(n)|} \\ &\quad \cdot (|y(n)| - R_1) \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} C(n+1) &= C(n) - \mu \cdot V^*(n) \cdot y(n) \\ &\quad \cdot (|y(n)|^2 - R_2) \end{aligned} \quad (10)$$

식(9),(10)의 두가지 경우중 p=2인 경우가 초기 수렴 면에서나 약간의 수학적적인 간단성 때문에 가장 널리 사용되어 지고 있다. 초기 수렴이 완전히 끝난 후에(즉, eye가 충분히 open 되면) DD(decision directed) mode 등화기로 전환이 되는것이 바람직하다. 그 이유는, DD mode 의 특성은 eye가 충분히 open 되지 않은 상태에서는 비교적 높은 에러율과 수렴하지 않는 경향이 있으나, eye가 충분히 open 되면, 즉 ISI양이 어느 임계 값 이하가 되면 안전성(safe)을 나타내고 있기 때문이다.[1 4]

이상의 검토로부터 Godard 알고리즘에서 사용한 cost 함수는 phase에 관한 정보를 포함하고 있지 않기 때문에 (즉, CR과는 독립적), 수렴된 신호의 성좌(constellation)는 임의의 rotate 된 phase를 포함하고 있다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 CR부분을 Godard는 식(11)과 같은 decision directed mode의 DPLL(Digital PLL)를 사용하였다.

$$\phi(n+1) = \phi(n) + \lambda \cdot \text{Im}[\bar{y}(n) \cdot y^*(n) e^{j\phi(n)}] \quad (1)$$

여기서, $\phi(n)$ 는 n번째 신호의 phase를 의미하고, $\bar{y}(n)$ 는 decision된 n번째심볼, λ 는 CR을 위한 step parameter를 의미한다.

일반적으로, 등화기와 CR loop을 결합한 수신기 구조를 고려할때, 논문 [7,9] 에서 밝혀진 바와 같이, 높은 주파수에 의한 Phase Jitter를 줄이기 위해서, 등화 후에 CR을 적용하는것이 일반적이다[9]. 이러한 사항을 고려해서 그림 2에 Blind 등화기와 CR loop을 결합한 두가지 형태의 수신기 구조를 나타내었다. 그림 2 (a) 에는 왜곡된 phase 보상을 위한 CR loop의 케환(feedback)이 등화기 출력후에 이루어 지는 구조, 즉 등화후에 CR loop이 독립적으로 작용하는 구조이며(이후, short loop이라 명명), 반면, 그림 2 (b)에는 CR loop의 케환이 등화기 출력전에 이루어 지는 구조, 즉

등화기가 CR loop 내부에 포함되어지는 구조이다.(이후, long loop이라 명명)

III. QAM 신호를 위한 Carrier Recovery Loop

본 절에서는 4QAM(QPSK) 변조된 신호를 위한 기존에 제시되어진 CR loop과 기존에 제시된 CR loop과의 성능을 비교 분석하기 위해서 MAP Estimation Costas loop, Generalized Costas Loop, AF CR loop, 논문 [8]의 Leclert loop를 간단히 논의하기로 한다. 일반적인 Carrier Recovery를 위한 회로는 그림 3과 같다.

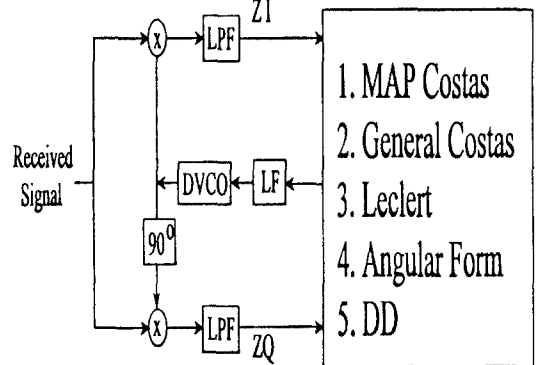
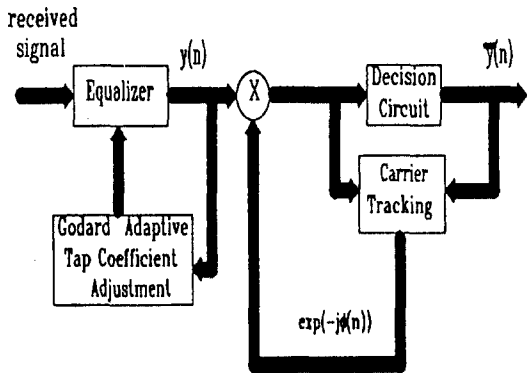
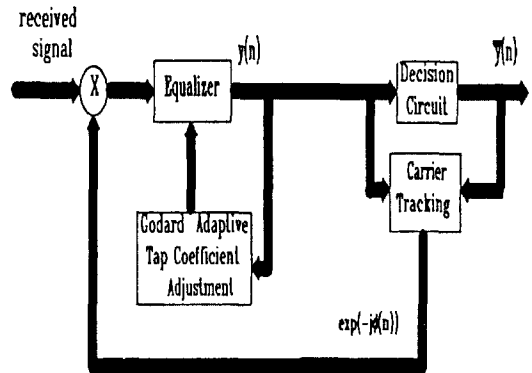


그림 3. QAM 복조된 신호를 위한 Carrier Tracking Loop

Figure 3. Carrier Tracking Loop for QAM Demodulated Signal



(a) 구조 1 (short loop 구조)



(b) 구조 2 (long loop 구조)

그림 2. Godard 알고리즘과 CR loop을 결합한 두가지 구조

Figure 2. Two Structures for Joint Godard Algorithm and CR loop

수신단에 수신된 4QAM 신호는 식(12)와 같이 나타낼 수 있다.

$$X(t) = s(t) + n(t) \quad (12)$$

여기서,

$$s(t) = \sqrt{2S} \sum_k \{ I_n(k) \cdot P(t - kT_s) \cdot \cos(\omega t + \theta) + Q_n(k) \cdot P(t - kT_s) \cdot \sin(\omega t + \theta) \} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} I_n &= \cos\left(\frac{(2n-1)\pi}{M}\right), \\ Q_n &= \sin\left(\frac{(2n-1)\pi}{M}\right) \\ n &= 1, 2, 3, 4, \dots, M \end{aligned} \quad (14)$$

으로 표시되고, 식(13), 식(14)에서

$P(t) = [0, T_s]$ 간의 NRZ단위 pulse

$$n(t) = \sqrt{2}\{N_c(t) \cos(\omega t + \theta) - N_s(t) \sin(\omega t + \theta)\} \quad (15)$$

S 는 signal power 이고, $n(t)$ 는 Gaussian noise를 의미한다.

T_s 는 심볼의 주기, ω 는 반송파 주파수를 의미한다.

그림 1의 IQ 채널에서 LPF 된 신호는 각각 식(16),(17)로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} Z_I(t) &= X(t) \cdot \sqrt{2} \cos(\omega t + \hat{\theta}) \\ &= \sqrt{S} \sum_k \{ I_n(k) P(t - kT_s) \cdot \cos \Phi + Q_n(k) \cdot P(t - kT_s) \cdot \sin \Phi \} N_I(t) \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} Z_Q(t) &= X(t) \cdot \sqrt{2} \sin(\omega t + \hat{\theta}) \\ &= \sqrt{S} \sum_k \{ I_n(k) P(t - kT_s) \cdot \sin \Phi + Q_n(k) \cdot P(t - kT) \cos \Phi \} N_Q(t) \end{aligned} \quad (17)$$

여기서, phase error

$$\begin{aligned} \Phi &= \theta - \hat{\theta} \text{ 이고, } N_I(t), N_Q(t) \text{는} \\ N_I(t) &= -N_c(t) \cos \Phi + N_s(t) \sin \Phi \end{aligned} \quad (18)$$

$$N_Q(t) = N_c(t) \cos \Phi - N_s(t) \sin \Phi \quad (19)$$

으로 나타낼 수 있다. 본 논문에서 사용한 4QAM 신호를 위한 CR loop들을 간단히 논의하면 다음과 같다.

▶ MAP estimate Costas loop

MAP 이론 추정에 의한 Costas loop(이하, NAP Costas loop) 의 PD(Phase Detector)출력은 다음과 같다.[10-13]

$$\varepsilon(k) = Z_I \cdot \text{TANH}(Z_Q) - Z_Q \cdot \text{TANH}(Z_I) \quad (20)$$

▶ Generalized Costas loop

일반적인 Costas loop의 PI 출력은 BPSK, QPSK 경우에

$$\varepsilon(k) = \frac{-1}{2^{N/2-1}} \text{Im}(Z_I + jZ_Q)^N \text{ for } N=2,4 \quad (21)$$

으로 나타낼 수 있다.[12]. Tracking 성능을 향상하기 위해 hard limiting을 취하면,[10-13]

$$\varepsilon(k) = Z_Q \cdot \text{sgn}(Z_I) - Z_I \cdot \text{sgn}(Z_Q) \quad (22)$$

으로 근사화할 수 있다. 여기서, $\text{sgn}(\cdot)$ 는 hard-limiting을 의미한다. 식(20)에서 tangent hyperbolic 함수를 low SNR 에서 근사화하면, 식 (21)으로 나타내고, high SNR에서 근사화하면 식(22)로 나타난다.

▶ Leclert loop

기존에 제시된 CR loop을 QAM 신호에 적용했을때 나타났던 False Lock의 단점을 제거한 CR loop 이 Leclert에 의해 제안되었다.[14] Leclert Loop 의 Phase Detector의 출력은 식 (23) 과 같다.

$$\begin{aligned} \varepsilon(k) &= \text{sgn}(Z_Q - \hat{Z}_Q) \cdot \text{sgn}(Z_I) \\ &\quad - \text{sgn}(Z_I - \hat{Z}_I) \cdot \text{sgn}(Z_Q) \end{aligned} \quad (23)$$

▶ AF CR loop

논문 [15]에서 제안했던 AF CR loop 은 loop을 구동하기 위한 error 신호를 다른 loop에서는 I,Q channel

의 진폭을 사용하는것과는 달리 복조된각(Detected Angle)을 사용하는 특성을 갖고 있다. 이러한 AF CR loop은 다른 CR loop보다 acquisition 이나 S curve특성에서는 성능이 약간 떨어지지만, 실제 통신시스템에서 가장 중요한 jitter특성에서는 우수한 성능을 나타내고 있다. AF CR loop의 PD 출력은 식 (24)로 주어진다.

$$\varepsilon(k) = \text{TAN}^{-1}(Z_Q/Z_I) - \text{TAN}^{-1}(F(Z_Q)/F(Z_I)) \quad (24)$$

여기서, F(·)부분은 QPSK 인 경우 즉, 4QAM인 경우에는 F(·)를 hard limiter로 대체하면 된다.

특히, 16QAM을 위한 CR loop으로는 DD (Decision Directed) loop 과 Leclert loop이 있다. DD loop과 Leclert loop을 구동하기 위한 PD 출력은 식(25)와 같다.

$$\varepsilon(k) = \frac{Z_Q \cdot F(Z_I) - Z_I \cdot F(Z_Q)}{|F(Z)|^2} \quad (25)$$

여기서, F(Z)=F(Z₀)+jF(Z₉₀)을 의미한다.

이상의 CR loop의 PD 출력 $\varepsilon(k)$ 는 digital loop filter를 통과하고, DVCO를 통과 한다. ZC (Zero Crossing) DPLL을 이용하여, Phase error process를 구하면, 식(26)과 같다[15],[16].

$$\begin{aligned} \phi(k+1) &= \phi(k) - \\ &\cdot D(z) \cdot \varepsilon(k) + 2\pi \cdot \Delta w/w_o \end{aligned} \quad (26)$$

여기서, D(z)은 digital loop filter의 전달 함수를 의미하고, $\varepsilon(k)$ 는 PD출력, ω_o 는 digital clock의 nominal 주파수, ω 는 반송파 주파수, $\Delta\omega = \omega - \omega_o$ 는 주파수 offset을 의미한다. 일반적으로, N 차 Digital Filter의 전달함수는 다음식과 같이 나타낼 수 있다.

$$D(z) = \sum_{m=1}^{N-1} G_m(1-z^{-1})^{-M+1} \quad (27)$$

여기서, G_m은 Gain 상수이다. 1차 loop에 대한 디자탈 filter D(z)=G₁ 이므로, 1차 loop에 대한 phase error process는

$$\phi(k+1) = \phi(k) - K_1 \cdot \varepsilon(k) + A_1 \quad (28)$$

으로 나타낼 수 있고, 여기서 K₁=ω·G₁ 이고, A₁=(2π·Δω)/ω₀ 이다.

2차 loop에 대한 디자탈 filter D(z)=G₁+G₂(1-z⁻¹) 은 식(26)에 대입하면,

$$\begin{aligned} \phi(k+1) &= \phi(k) - w \cdot (G_1 \\ &+ \frac{G_2}{1-z^{-1}}) \cdot \varepsilon(k) + 2\pi \cdot \Delta w/w_o \end{aligned} \quad (29)$$

으로 표시할 수 있고, 이것을 정리하면 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \phi(k+2) &= (2 - \gamma \cdot K_1') \\ &\cdot \phi(k+1) + (K_1' - 1) \cdot \phi(k) \end{aligned} \quad (30)$$

여기서, γ=(G₂/G₁)이고, K₁' = G₁·ω 이다.

IV. 등화기와 CR loop들과의 결합된 수신기 구조

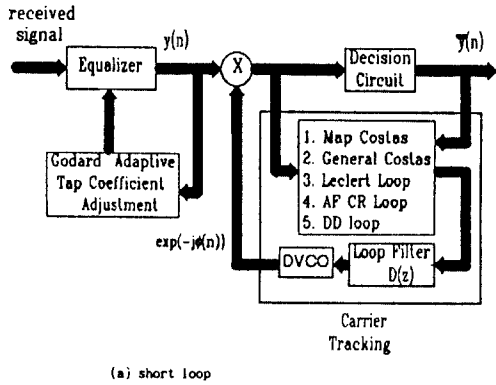
Godard 알고리즘의 Carrier Tracking 부분 식(11)를 3장에서 검토한 다양한 CR loop들을 결합할 수 있다. 즉, 식(11)을 식(26)으로 대체 하면, Godard 알고리즘은 다음식으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} C(n+1) &= C(n) - \Delta \cdot V^*(n) \cdot e^*(n) \\ &= C(n) - \Delta \cdot V^*(n) \cdot y(n) \\ &\cdot (|y(n)|^2 - (|y(n)|^2 - R_p)) \end{aligned} \quad (8)$$

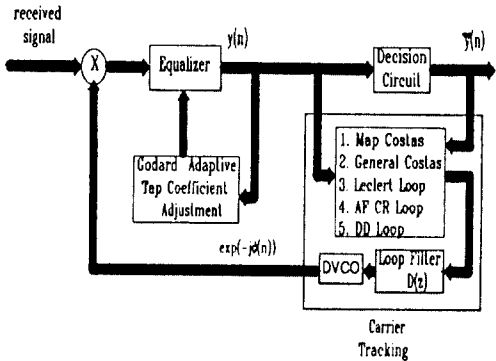
$$\begin{aligned} \phi(k+1) &= \phi(k) - \\ &w \cdot D(z) \cdot \varepsilon(k) + 2\pi \cdot \Delta w/w_o \end{aligned} \quad (26)$$

이상을 구현하기 위한 시스템의 블록도는 그림 4와 같다. 그림 4 (a)에서는 Phase 보상을 위한 CR loop의 출력이 등화기 다음에 제환이 이루어지는 short loop의 구조를 나타내고 있고, 반면, 그림 4 (b)에서는 CR loop의 출력이 등화기입력 바로전에 제환이 이루어지는 즉, 등화기가 CR loop안에 포함된 구조를 갖는 long

loop의 구조를 나타내고 있다.



(a) short loop



(b) long loop

그림 4. Godard 등화 알고리즘과 다양한 CR loop들과의 결합

Figure 4. Joint Godard's equalizer algorithms and various CR loops

V. 시뮬레이션 및 분석

Godard의 등화 알고리즘과 기존에 제시되었던 비교적 성능이 우수한 CR loop들을 결합한 형태의 Blind 등화기의 성능을 평가하기 위하여, 몬테 카를로 시뮬레이션을 통해 성능평가를 하였다. 성능평가를 하기 위하여 심볼당 36개의 심볼을 사용하였으며, 등가 ISI 채널을 모델링하여 사용하였다. 그림 5에 WGN(White Gaussian Noise)를 포함하는 등가 이산 ISI 채널을 모델링하여 사용하였다. 그림 5에 WGN(White Gaussian

Noise)를 포함하는 등가 이산 ISI 채널 모델을 나타내고 있다. 그림 5에 나타난 등가 ISI 모델을 이용하여 세가지의 ISI 채널을 모델링하였다. 첫번째는 ISI양이 비교적 적은 전형적인 전화채널을 모델링하였고[17], 두번째는 ISI양은 비교적 적으나, phase 왜곡이 대단히 심한 채널, 세번째 채널은 스펙트럼특성이 임의의 특정 주파수에서 깊은 spectra null을 갖는 ISI가 대단히 심한 채널을 모델링하여 시뮬레이션에서 사용하였다[18]. 각각의 ISI 채널 Impuse Response는 표 1,2,3 과 같다. 채널 1,2,3의 진폭 스펙트럼은 그림 6과 같다. 그림 6-(a)의 채널 스펙트럼은 전 주파수 범위에서 비교적 변화가 작은 진폭 특성을 나타내고 초기 ISI 양이 약 2dB 정도인 반면, 그림 6 (b)에서는 초기 ISI양이 거의 없음을 알 수 있다. 그림 6-(c)에서는 특정한 주파수에서 깊은 spectra null을 갖고 초기 ISI양이 약 10dB 정도 됨을 알 수 있다. 2가지의 Godard알고리즘중 p=2인 경우가 p=1인 경우보다 수렴특성에서 우수하기 때문에 가장 일반적으로 사용되고 있다. 본 논문의 시뮬레이션에서는 p=2 인 경우의 Godard 등화기를 사용하였다. 등화기의 Tap 수는 2로 하였다.

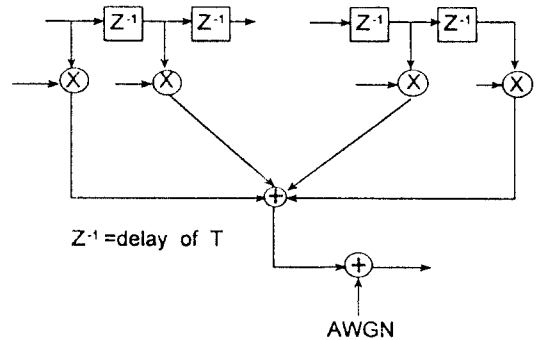


그림 5. WGN을 포함하는 ISI의 등가 이산 모델

Figure 5. Equivalent discrete time model of ISI with WGN

초기 등화기의 계수는 중앙 Tap의 계수를 제외하고는 모두 0으로 조정해야만 한다. 이때, 중앙의 Tap 계수 값은 식 (31)의 조건을 만족하는 값으로 설정해야만 한다[7].

$$|C_d|^2 > \frac{E|x(n)|^4}{2|h_d|^2 \cdot (E|x(n)|^2)^2} \quad (31)$$

표 1. ISI 채널 1 Impulse Response

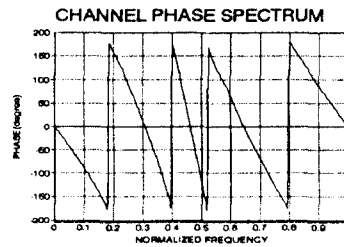
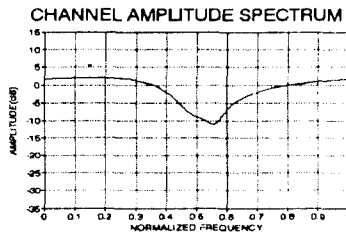
Table 1. ISI Channel 1 Impulse Response

TAP	Re	Im	TAP	Re	Im
0	0.0145	-0.0006	11	0.0294	-0.0049
1	0.075	0.0176	12	-0.0181	0.0032
2	0.3951	0.0033	13	0.0091	0.0003
3	0.7491	-0.1718	14	-0.0038	-0.0023
4	0.1951	0.0972	15	0.0019	0.0027
5	-0.2856	0.1896	16	-0.0018	-0.0014
6	0.0575	-0.2096	17	0.0006	0.0003
7	0.0625	0.1139	18	0.0005	0.0000
8	-0.0625	-0.0424	19	-0.0008	-0.0001
9	0.0623	0.0085	20	0.0000	-0.0002
10	-0.0438	0.0034	21	0.0001	0.0006

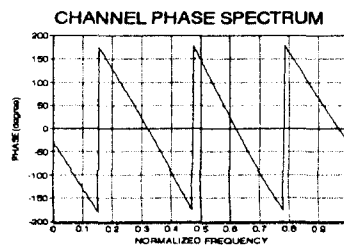
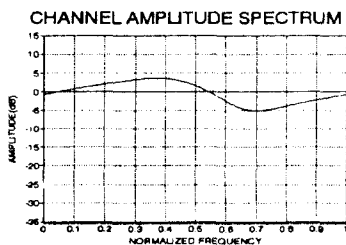
표 2. ISI 채널 2 Impulse Response

Table 2. ISI Channel 2 Impulse Response

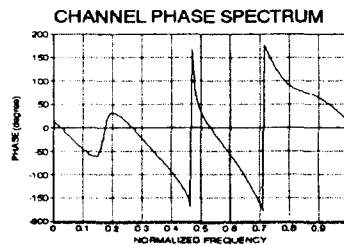
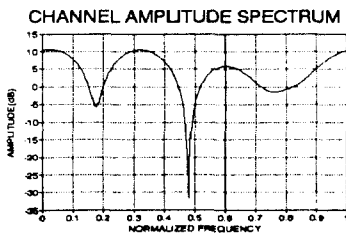
TAP	Re	Im
1	-0.005	-0.004
2	0.009	0.030
3	-0.024	-0.104
4	0.854	-0.520
5	-0.218	0.273
6	0.049	-0.074
7	-0.016	0.020



(a) ISI 채널 1의 진폭 스펙트럼 및 위상 스펙트럼



(b) ISI 채널 2의 진폭 스펙트럼 및 위상 스펙트럼



(c) ISI 채널 3의 진폭 스펙트럼 및 위상 스펙트럼

그림 6. ISI 채널의 진폭 스펙트럼 및 위상 스펙트럼
Figure 6. Amplitude & Phase Spectrum of ISI Channel

표 3. ISI 채널 3 Impulse Response
Table 3. ISI Channel 3 Impulse Response

TAP	Re	Im
1	1.00	-0.20
2	1.75	0.90
3	0.50	0.00
4	0.60	-0.65
5	0.40	0.80

여기서, C_0 는 등화기의 중앙 Tap 계수이며, $x(n)$ 은 전송된 data, h_n 는 채널 impulse response 중 최대 크기를 의미한다. 식 (31)은 Godard가 이미 논문 [7]에서 밝힌 바와 마찬가지로 수렴하기 위한 충분조건이지 필요조건은 아니다. 시뮬레이션에서 모든 ISI 채널에서 초기 중앙 Tap 계수는 식(31)을 만족하는 값인 $C_0=3.0$ 으로 하였다. 식 (4),(6)으로 주어지는 두가지 R_1, R_2 의 값은 4QAM 경우에는 모두 1.0 이 되고, 16QAM 경우에는 각각 2.5, 8.2 가 된다. 최적의 step size parameter Δ_0 는 식(32)과 같이 나타낼 수 있다[19].

$$\Delta_0 = (30 \cdot E[|a_m|^2])^{-1} \tag{32}$$

만약, Δ 를 식(32)로 주어지는 값보다 크게하면, 등화기는 불안정한 상태로 접근하게 된다[7].

CR loop에서는 2차 loop를 사용하였다. 2차 loop의 중요한 성능 지수는 damping factor ζ 와 natural 주파수 ω_n 이다. 이들 두 지수들은 loop gain G_1, G_2 와 다음의 관계를 갖는다.

$$\zeta = \sqrt{G_1/G_2/2} \tag{33}$$

$$\omega_n = \sqrt{G_1 \cdot G_2} \tag{34}$$

noise bandwidth B_N 과 loop bandwidth B_L 과의 관계는 다음과 같다.

$$B_N = 2B_L = \frac{\omega_n}{2} \cdot (2\zeta + \frac{1}{2\zeta}) \tag{35}$$

모든 시뮬레이션에서 damping factor $\zeta=0.707$ 를 사용하였고, loop bandwidth $B_L = 0.001$ 으로 하였다. 그

림 7 에 4QAM, 16QAM 신호에 대해서 채널 1,2,3를 통과했을때 등화기 입력전, 후의 신호 Scatter Diagram을 보여 주고 있다. 그림 7-(b),(d),(g),(h)에서 알 수 있는 것처럼 등화기를 거친 신호는 원래의 신호위치로 수렴하고 있음을 확인할 수 있고, 신호의 성좌(Constellation)는 ISI채널특성에 의해 발생된 rotate된 Phase를 포함하고 있다. 그림 7의 data를 얻기 위하여 30,000개의 데이터 심볼을 처리하였고, 초기 심볼 27,000개 이후의 3,000심볼을 scatter diagram에 표시하였다. 또한, 오직 ISI에 의한 결과를 얻기 위하여, SNR은 거의 noise를 무시할 수 있는 값인 40dB로 하였다. 등화기의 step 파라메타는 4QAM인 경우에는 $\Delta=0.001$ 로 하였고, 16QAM인 경우에는 $\Delta=0.0000667$ 로 하였다.

그림 8, 9 에는 각각 4QAM, 16QAM 변조된 신호를 채널 1,3을 통과한후 등화기출력신호와 Carrier Recovery를 행한 신호의 scatter diagram를 나타내고 있다.

그림 8 (a),(b),(c),(d)에는 4QAM 신호에 대해서 각각 MAP Costas, General Costas, Leclert, AF CR loop를 사용하여 Carrier Recovery를 했을때의 신호 scatter diagram을 보여 주고 있다. 그림 9-(a),(b)에는 16QAM 신호에 대해서 각각 Decision Directed loop과 Leclert loop를 통과 했을때의 신호 scatter diagram을 보여주고 있다. 그림 8, 9의 data를 구하기 위한 등화기, CR loop에 사용된 data는 각각 표4, 표5에 정리하였다. 특히, 그림 8,9 에서는 제시된 등화기와 CR loop의 결합구조중 short loop를 적용했을때의 결과를 제시하였다. 모든 경우에 ISI채널에 의해서 rotate되었던 신호가 Carrier Recovery loop에 의해 왜곡되었던 phase를 보상함을 확인할 수 있었다. 그림 10에서는 본문에서 제시한 두가지 수신기 구조중 CR loop의 출력이 등화기 입력전으로 제환이 이루어지는 long loop를 적용했을때의 결과를 제시하고 있다. 그림 10의 결과와 그림 8, 9와 비교해 보면 short loop를 적용한 결과와 long loop를 적용한 결과 모두가 왜곡된 phase를 보상함을 확인할 수 있었다. 그림 10의 결과를 구하기 위해 사용한 데이터들은 표 6에 정리하였다.

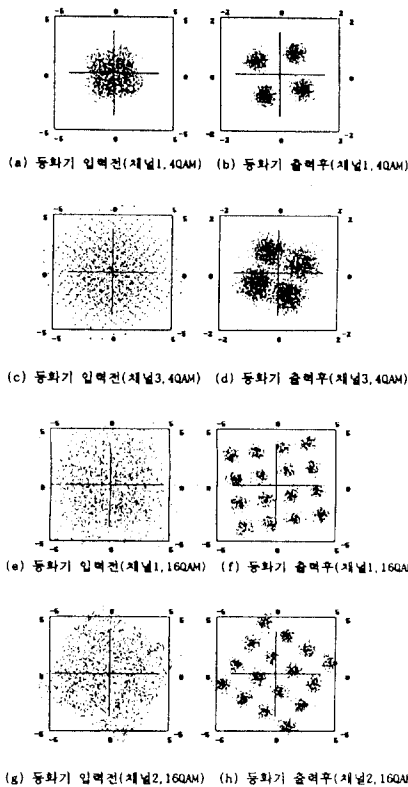


그림 7. 등화기 입력전과 출력후의 신호 scatter diagram
Figure 7. Signal Scatter Diagram before and after equalization

표 6. 그림 10에서 사용된 data
Table 6. Data used for Figure 10

CR loop의 종류	변조방법	SNR(dB)	B/Ts	phase offset (degree)	수위수 offset	\mathcal{L}	channel 종류	Receiver 구조
MAP Costas	4QAM	10	0.001	0	0.001	0	channel 1	long loop
General Costas	4QAM	40	0.001	5	0.001	8Hz	channel 3	long loop
Leclert loop	16QAM	20	0.001	0	0.000067	0	channel 3	long loop
AF CR loop	16QAM	40	0.001	5	0.000067	8Hz	channel 1	long loop

표 4. 그림 8에서 사용된 data
Table 4. Data used for Figure 8

CR loop의 종류	SNR (dB)	B/Ts	\mathcal{L}	channel 종류	Receiver 구조
MAP Costas	10	0.01	0.01	channel 1	short loop
General Costas	40	0.001	0.001	channel 3	short loop
Leclert loop	20	0.001	0.0005	channel 3	short loop
AF CR loop	40	0.01	0.01	channel 1	short loop

표 5. 그림 9에서 사용된 data
Table 5. Data used for Figure 9

CR loop의 종류	SNR (dB)	B/Ts	\mathcal{L}	channel 종류	Receiver 구조
DD loop	40	0.001	0.000067	channel 1	short loop
Leclert loop	60	0.01	0.000067	channel 3	short loop

그림 11에서는 ISI 채널 1 상태에서 4QAM 신호에 대한 SNR 대 BER 특성을 나타내고 있다. 등화만을 했을 때와 등화, Carrier Recovery를 동시에 했을 때의 성능을 1가지 loop 중 가장 성능이 우수한 것으로 알려져

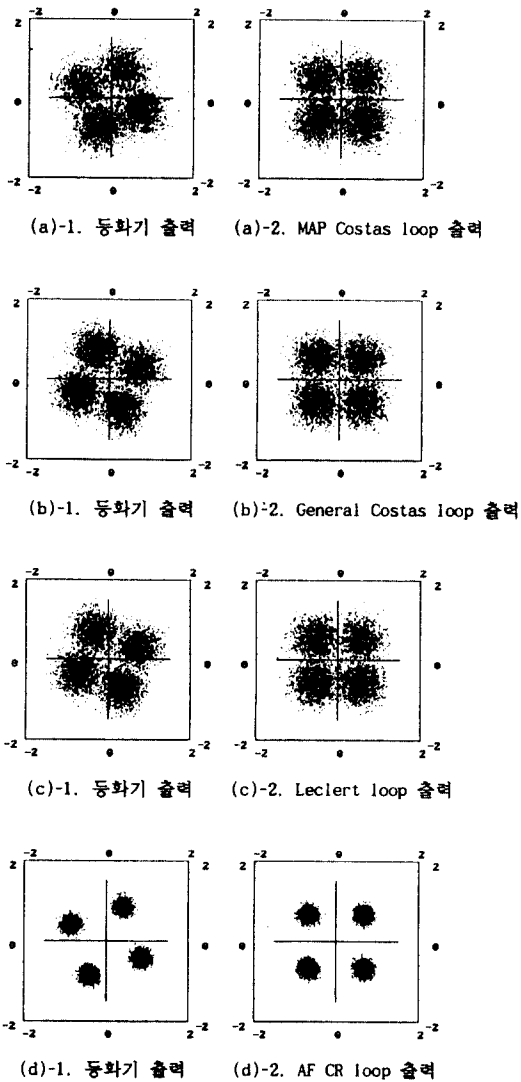


그림 8. 4가지 CR loop의 출력(4QAM)
Figure 8. Outrupt of 4 kinds CR loop(4QAM)

있는[4] MAP Costas loop을 사용했을때의 SNR과 BER 관계를 제시하였다. 동화와 CR을 동시에 한 경우가 동화만을 한경우 보다 BER= 10^{-2} 을 기준으로 약 0.3dB 성능이 향상됨을 확인할 수 있었다. 몬테 카를로 시뮬레이션 방법에서는 10^{-1} 의 BER을 산출하기 위하여는 약100배 이상 즉 10^6 의 데이터를 처리해야만 비교적 신뢰할 수 있는 BER을 얻을 수 있다. 그림 9에서 제시한 BER 곡선을 구하기 위하여 10^7 의 데이터를 처리하였다.

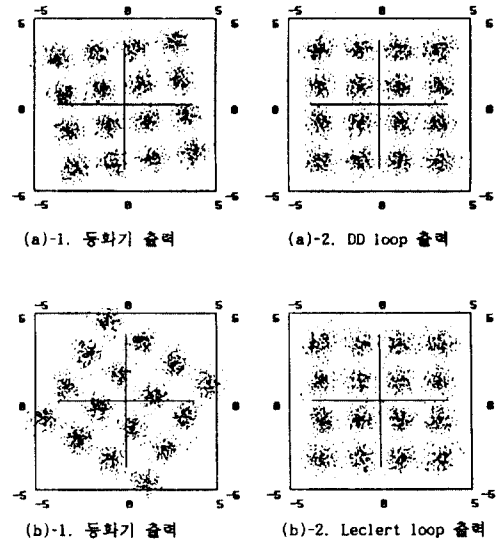


그림 9. 2가지 CR loop의 출력(16QAM)
Figure 9. Outupt of 2 kinds CR loop(16QAM)

그림 12-(a)(b)에서는 각각 4QAM, 16QAM신호에 대해서 long loop 구조와 short loop 구조를 Symbol 반복횟수에 대한 SER (Symbol Error Rate)를 나타내고 있다. 그림 12의 결과를 얻기 위하여, 매 200 symbol마다 평균을 취하였다. 그림 12-(a)에서는 channel 1을 사용하였고, step parameter $\Delta=0.001$ 을 주었고, CR loop의 phase offset, frequency offset을 각각 5° , 10Hz을 주었다. 그림 12-(b)에서는 $\Delta=0.000067$, phase offset, frequency offset을 모두 0을 주었다. 그림 12-(a)에서 long loop, short loop의 성능이 거의 같음을 확인할 수 있으며, 그림 12-(b)의 long loop의 구조가 초기 수렴 부분에서 다소 불안정함을 나타내었으나 short loop구조와 거의 같은 수렴 특성을 확인할 수 있다.

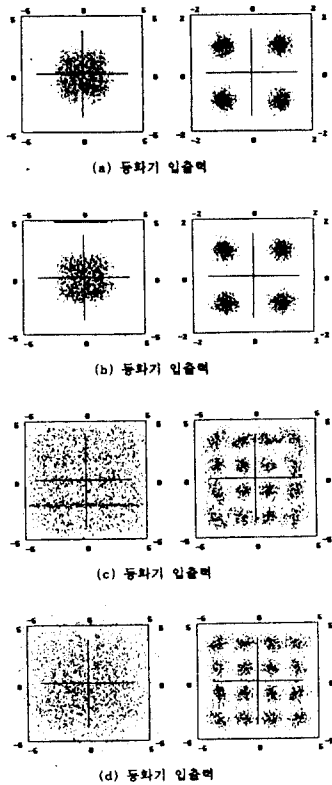


그림 10. long loop 구조의 동화기 입출력
Figure 10. Input & Output of long loop structure

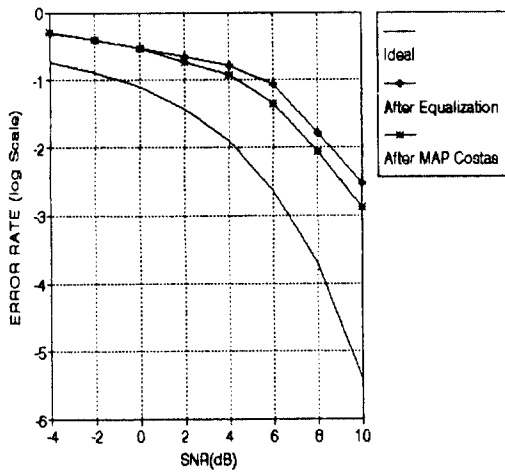
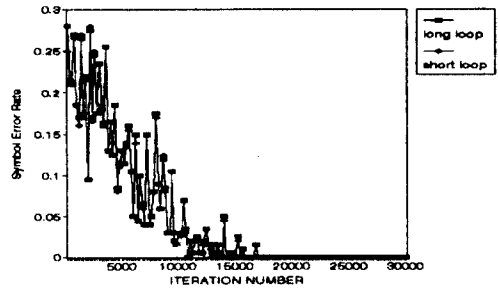
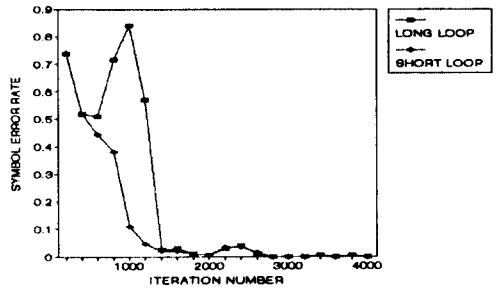


그림 11. BER 곡선
Figure 11. BER Curve



(a) 4QAM, channel 1



(b) 16QAM, Channel 2

그림 12. 두가지 loop 구조의 SER특성
Figure 12. SER Characteristic of two loop structures

VI. 결 론

본 논문에서는, 4QAM, 16QAM에 적용할 수 있는 Godard blind 동화기와 다양한 CR loop들을 결합한 새로운 형태의 수신기 구조를 제시하였다. 제시된 수신기 구조는 동화기가 CR loop에 포함되는 형태인 long loop과 동화후 CR loop의 동작되는 short loop 두가지를 모델링하였다. 성능평가를 위하여 세가지의 ISI 등가채널을 모델링하였고, 몬테 카를로 시뮬레이션 기법을 사용하였다.

시뮬레이션 성능평가 결과, 신호 scatter diagram에서 ISI채널에 의해 왜곡된 phase 보상을 확인할 수 있었고, 4QAM신호를 위한 BER 곡선에서는 동화기, CR 두가지를 모두 통과한 경우가 동화기만 통과한 경우보다 BER 10^{-2} 을 기준으로 약 0.3dB 개선됨을 확인할 수 있었다. short loop과 long loop두가지를 고려한 수렴특성에서는 거의 같은 성능을 확인할 수 있었으나, long loop에서 다소 초기수렴면에서 불안정함을 확인할 수 있었다.

따라서, 본 논문에서 제시한 Godard blind 등화기와 CR loop들과를 결합한 수신기는 실제 통신 시스템에 적용했을때, 우수한 성능을 보일것으로 기대된다.

차후에는, 등화기와 CR loop, STR(Symbol Timing Recovery) loop을 결합한 수신기 구조에 대한 분석 및 성능평가를 할 계획이다.

감사의 글

본 연구는 상공부 공업기반조성 연구 과제의 일부분 및 인덕전문대학 학술 연구비 일부 지원으로 이루어 진것을 감사드립니다.

참 고 문 헌

[1] J.E.Maso, "Analysis of Decision Directed Equalizer Convergence" The Bell Sys. Tech. J., vol. 59, No. 10, 1980, pp.1857-1876

[2] O.Macci and E. Eweda, "Convergency Analysis of Self-Adaptive Equalizer", IEEE Trans. on Inform. Theory, vol.30,1984, pp. 161-176

[3] Y.sato, "A Method of Self-Recovering Equalization for Multilevel Amplitude Modulation Schemes", IEEE Trans. on Comm.,vol.23,1975. pp.679-682

[4] Benveniste and M. Goursat, "Blind Equalizer", IEEE Trans. on Comm., vol.32, No.8, 1984. pp/ 871-883

[5] G.Picci and G.Prati, "Blind Equalization and Carrier Recorvery Using a "Stop and Go" Decision Duiirected Algorithms", IEEE Trans. on Comm.,vol.35,1987,pp.877-887

[6] F.J.Ross, D.P.Talyor, "An Enhancement to Blind Equalizer Algorithms" IEEE Trans. on Comm., vol.39, No.5,1991,pp.636-639

[7] D.N.Godard, "Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems", IEEE Trans. on Comm.,vol.28, No.11,1980,pp.1867-1875

[8] J.R.Treichler and B.G.Agee, "New approach to multi-path correction of Constant Modulus signals". IEEE Trans. on Sig. Proc.,vol.ASP-31,no.2, pp.459-471,Apr.1983

[9] D.F.Falconer, "Jointly Adaptive Equalization and Carrier Recovery In Two-Dimensional Digital Communication Systems", Bell. Sys. Tech. J.,pp.317-334, Mar.1976

[10] W.C. Lindsey, Synchronization Systems in Communication and Control, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall,1972

[11] W.C. Lindsey and M.K. Simon, Telecommunication Systems Engineering, Englewood Cliffs,NJ : Prentice-Hall,1973

[12] W.C. Lindsey and M.K. Simon,"Digital Phase Locked Loops for Suppressed Carrier Recovery", NTC Proceedings, Washinton DC,pp 24.3.1-24.3.6. nov.1979

[13] W.Osborne and B.Kopp, "Synchronization In Mpsk Modems", IEEE ICC Proceedings, pp.348.6.1-348.6.5 1992

[14] A.Leclert and P Vandamme, "Universal Carrier Recovery Loop for QASK and PSK Signal Sets," IEEE Trans.Comm.vol. Com-31,pp.130-137. Jan. 1983

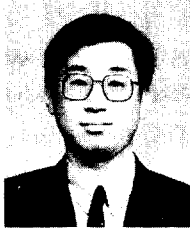
[15] 송재철, 최형진, "PSK 신호를 위한 새로운 디지털 Carrier Recovery Loop에 관한 연구" 대한전자공학회 논문지 제 30 권 A 편 제 11호 pp.833 pp.842 1993년

[16] 최형진, "위성통신 링크의 모델링, 분석 및 시뮬레이션 기법의 연구 개발" 한국과학기술원 인공위성연구센터 최종연구보고서 1991.8.31

[17] S.C.Bateman and Y.Y.Ameen, "Comparison of algorithms for use in adaptive adjustment of digital data receivers," IEE Proc.,vol.,137, No.2, pp.85-96,1990

[18] Jitendra K. Tugnait, "Fractionally Spaced Blind Equalization And Estimation of FIR Channels", ICC'93, pp.428-432

[19] G.Ungerboeck, "Theory on the speed of convergence in adaptative equlizers for digital communication," IBM J. Res. Develop.,vol.16,pp. 546-555, Nov. 1972



安在哲(Jae Chul Song) 正會員

1961년 9월 9일생

1985년 2월 : 성균관대학교 전자공학과 졸업

1989년 2월 : 성균관대학교 대학원 전자공학과 졸업 (공학석사)

1991년 9월 : 현재 : 연세대학교 OA과 조교수

※주관심분야 : 디지털 통신, 위성통신, 디지털 동기통신, 개인용대통신, 이동통신, 컴퓨터 네트워크



崔炯辰(Hyung Jin Choi)정회원

1952년 8월 30일생

1974년 2월 : 서울대학교 전자공학과 졸업(학사)

1976년 2월 : 한국과학기술원 전기전자공학과 졸업(석사)

1976년 3월 ~ 1979년 7월 : 주식회사 삼성사 중앙연구소 근무(연구원)

1979년 9월 ~ 1982년 12월 : 미국 University of Southern California 전기공학과 박사(Ph.D)

1982년 10월 ~ 1989년 2월 : 미국 LinCom Corp. 연구원으로 근무

1989년 3월 ~ 현재 : 성균관대학교 전자공학과 근무(부교수)

※주관심분야 : 디지털통신, 무선통신, 이동통신, 위성통신, 및 동기화이론을 포함한 Modem 기술 등임