

논문 2015-52-4-1

CME 오차와 non-CME 오차의 선형 결합에 의해 제어되는 적응 블라인드 등화

(Adaptive Blind Equalization Controlled by Linearly Combining CME
and Non-CME Errors)

오 길 남*

(Kil Nam Oh[©])

요 약

이 논문에서는 신호점 매칭 오차(constellation-matched error: CME)와 비 신호점 매칭 오차(non-constellation-matched error: non-CME)를 선형 결합한 오차 신호 기반의 블라인드 등화 알고리즘을 제안한다. 새로운 오차 신호는 초기 수렴을 달성하기 위한 non-CME 항과 출력 신호의 심볼간 간섭(intersymbol interference: ISI) 성능을 개선하기 위한 CME 항을 포함하도록 설계되었고, 결합 인자를 통해 두 오차 항을 제어한다. 오차 항을 제어하여 등화 단계에 적합한 오차 신호를 발생함으로써 기존 알고리즘에 비해 수렴 속도와 심볼간 간섭 제거 성능을 개선하였다. 다중경로 채널에 잡음을 부가한 조건하에서 이루어진 64-QAM과 256-QAM 신호에 대한 모의실험에서 제안 방법이 CMA와 CMA+DD 동시 등화에 비해 우수한 것으로 나타났다.

Abstract

In this paper, we propose a blind equalization algorithm based on the error signal linearly combined a constellation-matched error (CME) and a non-constellation-matched error (non-CME). The new error signal was designed to include the non-CME term for reaching initial convergence and the CME term for improving intersymbol interference (ISI) performance of output signals, and it controls the error terms through a combining factor. By controlling the error terms, it generates an appropriate error signal for equalization process and improves convergence speed and ISI cancellation performance compared to those of conventional algorithms. In the simulation for 64-QAM and 256-QAM signals under the multipath channel and additive noise conditions, the proposed method was superior to CMA and CMA+DD concurrent equalization.

Keywords : CME, non-CME, error signal, ISI, higher-order QAM

I. 서 론

디지털 통신 시스템에서 성능 저하의 주된 요인이 채널에 의한 신호의 왜곡이며, 그 대표적인 현상으로 채널의 대역제한과 다중경로 전송에 의한 심볼간 간섭(intersymbol interference: ISI)이 있다. 특히 고속 디지털 통신에서는 다중경로 전파에 의한 수신 신호의 시간

* 평생회원, 광주대학교 광통신공학과
(Dept. of Optical Communications Engineering,
Gwangju University)

© Corresponding Author (E-mail: knoh@gwangju.ac.kr)

※ 이 연구는 2014년도 광주대학교 대학 연구비의 지원을 받아 수행되었음.

Received ; November 11, 2014 Revised ; March 2, 2015

Accepted ; March 26, 2015

지연이 수십~수백 심볼에 걸쳐 퍼지는 현상에 의해 ISI가 수신 성능을 저하시키는 주된 요인이 된다. 대역폭 효율적인 고차 신호점을 사용하는 경우 ISI 현상은 더욱 심해진다.

ISI에 대처하기 위해 수신단에서 적응 등화 기법이 사용된다. 전송 효율 관점에서 학습 기간이 불필요한 블라인드 등화가 선호된다. 블라인드 등화에서는 등화된 신호를 관찰하여 송신된 신호를 판정하고 이를 이용하여 오차 신호를 발생시켜 등화기를 적응시킨다. 이때 신호 판정 또는 오차 신호 발생에 사용하는 기준 신호에 따라 다양한 특성의 오차가 발생된다. 등화기 출력이 원 신호점과 일치할 때 오차가 영이 되는 신호점 매칭 오차(constellation-matched error: CME)와 축소 신호점이나 단일/일정/다중 모듈러스 신호점 등에서 오차가 영이 되는 비신호점 매칭 오차(non-constellation-matched error: non-CME)가 가능하다.

non-CME 오차를 이용하는 알고리즘에는 기존의 여러 초기화 알고리즘, 즉 Sato, RCA(reduced constellation algorithm), CMA(constant modulus algorithm), MCMA(modified constant modulus algorithm), MMA(multiple modulus algorithm) 등이 속한다^[1]. non-CME 오차 알고리즘은 눈모형이 닫힌 초기에 눈모형을 빠르게 여는데 효과적이기 때문에 블라인드 등화에서 초기 수렴에 널리 쓰인다. 그러나 신호점의 불일치에 따른 오조정 문제가 있다. 특히 CMA의 경우 오조정 문제 외에, 등화기 출력의 위상 회전 현상을 보인다.

원 신호점을 기준 신호로 사용하여 얻어지는 CME 오차를 이용하는 알고리즘이 CME 알고리즘과 AMA(alphabet-matching algorithm) 등으로 제안되었다^[2~3]. 기존의 DD(decision-directed), DAMA(decision-adjusted modulus algorithm), RDE(radius-directed equalization), MRD(multimodulus radius-directed) 등이 이 부류라 할 수 있다^[4]. 이와 같은 알고리즘은 등화기 출력이 송신 신호점과 일치할 때 오차가 영이 되므로 수렴상태에서 상대적으로 낮은 오정정을 보인다. 따라서 M-QAM과 같은 non-constant modulus 신호점이나 고차 레벨 신호점에 대한 등화 시 기존의 non-CME 알고리즘, 즉 CMA나 MMA 등에서 보이는 오조정 문제를 개선한다. 그러나 이는 초기화가 충분히 진행되었을 때에 한하여 동작한다. 그러므로

별도의 등화기 초기화 과정이 요구되며, 이후 전환에 따른 시점 결정의 문제가 수반된다.

시점 결정 문제를 완화하기 위해 non-CME 알고리즘과 CME 알고리즘을 결합한 다양한 방법이 제안되었다. 동시(concurrent) 구조^[5]에서는 non-CME 오차 항으로 CMA 오차를, 그리고 CME 오차 항으로 DD 오차를 사용하여 두 오차를 결합하였고, 하이브리드 구조^[6]에서는 오차 신호가 non-CME 오차 항과 페널티 항인 CME 오차 항으로 이루어진다. 또한 일반화된 Sato 알고리즘(GSA)과 CMA를 결합하여 CMA의 위상 회전과 수렴 특성을 개선한 SCA(square contour algorithm)와 다시 SCA의 비용함수에 CME 오차 항을 추가한 변형된 SCA 등은 non-CME 오차를 병용함으로써, 특히 고차 QAM 신호점에서 수렴 특성을 개선하였다^[7].

이상 기술한 바와 같이 non-CME 오차와 CME 오차는 상호 보완적인 수렴 특성을 보이기 때문에 등화기의 적응 상태에 따라 오차 신호의 제어가 필요하다. 이 논문에서는 non-CME 오차와 CME 오차를 결합하여 새로운 오차 신호를 발생시키고, 이때 두 오차 신호를 역동적으로 제어하여 결합 오차 신호를 최적화한다. 다음 II 장에서 non-CME 오차와 CME 오차의 수렴 특성, III 장에서 non-CME와 CME의 두 오차 결합과 오차 제어 방법, IV 장에서 컴퓨터 모의실험 결과, 그리고 V 장에서 결론을 기술한다.

II. CME 오차와 non-CME 오차

등화기에 수신되는 신호 r_k 에는 채널 왜곡과 부가 잡음이 존재한다. 즉 $r_k = \sum_{i=0}^{L-1} h_i s_{k-i} + \eta_k$ 이며, 여기서 s_k 는 송신 알파벳, $h_i (i=0, \dots, L-1)$ 는 채널 임펄스 응답, η_k 는 부가 화이트 가우시안 잡음을 나타낸다. N -tap FIR 등화기 \mathbf{w}_k 의 수신 신호 벡터를 \mathbf{r}_k 라 하면, 등화기 출력은 $y_k = \mathbf{r}_k^T \mathbf{w}_k$ 가 된다. 이때 등화기 출력이 가능한 원 신호에 가까워지도록 등화기 탭 계수를 조정하는 알고리즘을 사용한다. 탭 계수 조정에서는 LMS(least mean squares) 알고리즘 등을 사용하여 MSE(mean square error) 또는 고차 통계량(higher order statistics)을 비용함수 ψ_k 로 하고 이를 최소화하도록 아래 갱신식에 의해 탭 계수를 갱신한다.

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{k+1} &= \mathbf{w}_k - \mu \nabla_{\mathbf{w}} \Psi_k |_{\mathbf{w}=\mathbf{w}_k} \\ &= \mathbf{w}_k - \mu e_k \mathbf{r}_k^* \end{aligned} \quad (1)$$

여기서 e_k 는 오차 신호이며, μ 는 갱신 속도를 조절하는 수렴상수, \mathbf{r}_k^* 는 등화기 입력 신호 벡터의 복소 공액이다.

블라인드 등화에서 등화 초기에는 빠른 초기 수렴을 달성하거나 완전히 닫힌 눈모형을 여는데 효과적인 non-CME 오차 신호를 사용하고, 이후에는 잔류 ISI 또는 MSE를 낮추는데 효과적인 CME 오차 신호를 사용한다. non-CME 오차 신호를 사용하는 것으로 대표적인 CMA의 오차 신호는

$$e_k^{cma} = y_k (|y_k|^2 - R_2) \quad (2)$$

이다. 등화기 출력의 모듈러스가 일정 모듈러스 R_2 와 일치할 때 오차가 영이 된다.

그러나 CMA에서는 더 이상 등화기가 갱신되지 않는 상태에 도달하여도 오차가 영이 되지 않을 뿐만 아니라, 오차 신호가 위상에 독립적이어 등화기 출력 MSE가 큰 상태로 위상 회전된 신호점에 수렴한다. 대안으로 다음의 오차 신호를 사용하는 변형된 CMA(MCMA) 또는 다중 모듈러스 알고리즘(MMA) 등이 제안되었다 [1].

$$\begin{aligned} e_k^{mcma} &= y_{k,R} (|y_{k,R}|^2 - R_{2,R}) \\ &\quad + jy_{k,I} (|y_{k,I}|^2 - R_{2,I}) \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 $y_{k,R}$ 과 $y_{k,I}$ 는 각각 등화기 출력의 실수 및 허수 성분, $R_{2,R}$ 과 $R_{2,I}$ 는 각각 송신 알파벳의 실수 및 허수 성분에 대한 단일 또는 다중 모듈러스이다. 오차 신호가 등화기 출력의 진폭뿐만 아니라 위상 정보를 포함하도록 변형된 결과 CMA의 위상 회전 문제를 해결하고 수렴 특성을 개선한다.

한편 정상상태에서는 DD 알고리즘, 즉 임계 판정 오차를 사용하는 것이 효과적이며, CME 오차 신호 중 대표적이다. DD 오차 신호는 다음과 같다.

$$e_k^{dd} = y_k - \hat{s}_k \quad (4)$$

여기서 \hat{s}_k 는 송신 알파벳에 대한 판정으로, $\hat{s}_k = \text{dec}(y_k)$ 로 주어진다. 이와 같은 임계 판정 장치에 의한 신호 판정은 눈모형이 닫혀 있는 상태에서는 리스크가 크다. 이를 완화하기 위해 임계 함수를 시그모이드 함수로 대체

하면 리스크를 보다 줄이는 효과가 있다.

시그모이드 함수 $g^S(\cdot)$ 는 기준 신호로 $\{\pm a\}$ 를 사용하면 입력 신호의 레벨에 따라 $-a$ 에서 $+a$ 사이의 아날로그 값을 출력한다. 즉

$$g^S(y_k) = a \frac{1 - e^{-2ay_k/\sigma^2}}{1 + e^{-2ay_k/\sigma^2}} \quad (5)$$

이다. 여기서 σ^2 는 시그모이드 함수의 기울기를 결정한다. 시그모이드 함수를 사용한 오차 추정기 2-PAM 신호를 등화하기 위한 연판정여거(SDD) 알고리즘에서 제안되었다[8]. 원 신호점에서 오차가 영에 근접하므로 CME 오차 신호가 된다.

식 (5)는 BPSK나 QPSK에 적합하며, 고차 레벨 신호점에 적용하기 위해서는 확장이 필요하다. Chen 등[5]에 의해 QAM 신호로 확장되었으나, 고차 레벨 신호점에 적용 시 계산 복잡성으로 인하여 등화기 초기화에 효과적이지 못하다. 그러므로 고차 QAM 신호에서 얻어진 축소 신호점 λ 를 (5)에 적용하여 단순화한 SDD(SSDD)에서, 시그모이드 함수 $g_{rc}^S(\cdot)$ 는

$$g_{rc}^S(y_k) = \lambda \frac{1 - e^{-2\lambda y_k/\sigma^2}}{1 + e^{-2\lambda y_k/\sigma^2}} \quad (6)$$

가 된다. 이를 이용하면 오차 e_k^{ssdd} 는

$$e_k^{ssdd} = y_k - g_{rc}^S(y_k) \quad (7)$$

이다. 축소 신호점 적용으로 non-CME 오차가 얻어지며, 수신 신호의 눈모형이 완전히 닫힌 상태에서 효과적이다.

III. CME와 non-CME 오차 결합과 제어

축소 신호점에서 영이 되는 non-CME 오차 항과 원 신호점에서 영이 되는 CME 오차 항의 선형 결합으로 생성되는 새로운 오차 신호에 기반을 둔 등화기 갱신 알고리즘을 제안한다. 이는 등화 초기에는 축소 신호점에 의한 등화가 주된 모드가 됨으로써 non-CME 오차 항 e_k^{nCME} 이 최소가 되고, 정상상태에서는 원 신호점에 의한 등화가 주된 모드가 됨으로써 CME 오차 항 e_k^{CME} 이 최소가 되는 특성을 활용하며, 결합 오차가 최소로 되도록 두 오차 항을 반영한 결합 인자를 제어한다. 제안 방법에서 결합 오차 e_k 는

$$e_k : e_k^{nCME} + e_k^{CME} \quad (8)$$

의 형태를 가진다. non-CME 오차 항으로 시그모이드 추정 오차 e_k^{sig} 를, CME 오차 항으로 임계 판정 오차 e_k^{thr} 를 적용하면 결합 오차는 다음과 같다.

$$e_k = \rho_k^{sig} e_k^{sig} + \rho_k^{thr} e_k^{thr} \quad (9)$$

여기서 e_k^{sig} 와 e_k^{thr} 는 각각 시그모이드 추정 오차 (7)과 임계 판정 오차 (4)이다. ρ_k^{sig} 와 ρ_k^{thr} 는 각각 두 오차에 대한 결합 인자이다.

제안 방법에서 결합 인자 제어의 필요성과 목적은 다음과 같다. 등화 초기 눈모형이 완전히 닫힌 상황에서는 non-CME 오차 항 e_k^{sig} 가 눈모형을 여는데 효과적이므로 이를 최대로 활용하기 위해 $\rho_k^{sig} = 1$ 이 되는 것이 바람직하다. 한편 등화 과정이 수렴상태로 진행할수록 오차는 작아져서 완전한 등화에 이르렀을 때 오차가 영이 되는 것이 원하는 상태이므로 결합 오차 $e_k = 0$ 이 되기 위해서는, CME 오차 항 $e_k^{thr} = 0$ 이고 non-CME 오차 항 $e_k^{sig} \neq 0$ 이므로 $\rho_k^{sig} \rightarrow 0$, $\rho_k^{thr} \rightarrow 1$ 이 되어야 한다. 그러므로 등화가 진행됨에 따라 결합 인자는 $\rho_k^{sig} = 1$ 에서 $\rho_k^{sig} = 0$, 또는 $\rho_k^{thr} = 0$ 에서 $\rho_k^{thr} = 1$ 로 진행하는 조건이 필요하다.

결합 인자를 제어하기 위해 CME 오차 항을 활용할 수 있다. CME 오차 항 e_k^{thr} 는 등화 초기에는 $0 \ll e_k^{thr} \leq 1$ 이고 수렴상태로 진행할수록 $e_k^{thr} \rightarrow 0$ 으로 되므로 이와 같은 오차의 특성을 결합 인자로 활용하는 것이 가능하다. 따라서 CME 오차 항의 모듈러스를 결합 인자 β 로 사용하여 β 와 $1-\beta$ 를 두 오차 항의 상대적 결합 인자로 삼으면, 결합 오차 e_k 를 다음으로 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} e_k &= \rho_k^{sig} e_k^{sig} + \rho_k^{thr} e_k^{thr} \\ &= \beta e_k^{sig} + (1-\beta) e_k^{thr} \end{aligned} \quad (10)$$

이때 결합 인자 β 는 모듈러스의 제곱을 이용하면,

$$\begin{aligned} \rho_k^{sig} &= \beta = \left((e_k^{thr})^2 \right)_{ma} \\ \rho_k^{thr} &= 1 - \beta = 1 - \left((e_k^{thr})^2 \right)_{ma} \end{aligned} \quad (11)$$

또는 모듈러스의 절댓값을 이용하여

$$\begin{aligned} \rho_k^{sig} &= \beta = \left(|e_k^{thr}| \right)_{ma} \\ \rho_k^{thr} &= 1 - \beta = 1 - \left(|e_k^{thr}| \right)_{ma} \end{aligned} \quad (12)$$

가 된다. $(\cdot)_{ma}$ 는 moving average를 나타낸다.

제안 방법은 오차를 결합 시 두 오차 항의 비중을 제어하는 방법으로 CME 오차 항을 활용함으로써 별도의 계산을 필요로 하지 않아 계산 효율성을 가진다.

IV. 모의실험과 성능 평가

CME와 non-CME 오차의 결합과 결합 인자 제어에 의한 오차 신호 발생의 유용성을 확인하기 위해 모의실험을 진행하였다. 모든 실험은 다중경로 채널의 영향과

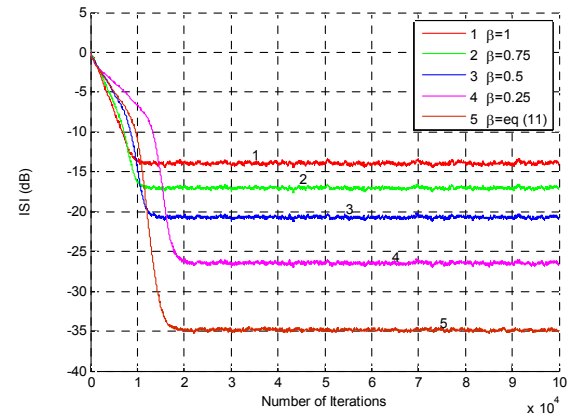


그림 1. 결합 인자 β 값에 따른 성능

Fig. 1. Performance for combining factor β .

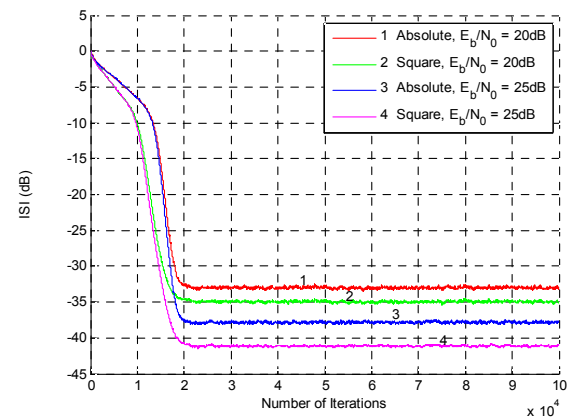


그림 2. 모듈러스 제곱/절댓값 결합 인자에 따른 성능

Fig. 2. Performance for square/absolute value of modulus as combining factor.

잡음이 부가된 조건에서 이루어졌다. 실험에 사용된 다중경로 채널의 임펄스 응답은 서로 다른 경로 지연을 갖는 7개의 임펄스들의 합으로 이루어졌다^[9]. 제안 방법에서는 non-CME 오차 항으로 시그모이드 추정 오차를, CME 오차 항으로 임계 판정 오차를 적용하였다. 결합 인자 제어를 위해 CME 오차 항의 모듈러스의 절댓값과 제곱을 활용하였다. 모든 그림은 각각 100회의 실험 결과를 평균하여 나타내었다.

먼저, 결합 인자 β 에 따른 성능 비교를 그림 1에 보였다. 결합 인자로 모듈러스의 제곱을 활용하였으며, $\beta = 1$ 이면 $e_k = e_k^{sig}$ 가 되어 non-CME 오차가 되고, $\beta = 0$ 이면 $e_k = e_k^{thr}$ 가 되어 CME 오차 항만으로 된다. $\beta = 0$ 의 경우 등화기 초기화에 실패하였으며, 그림

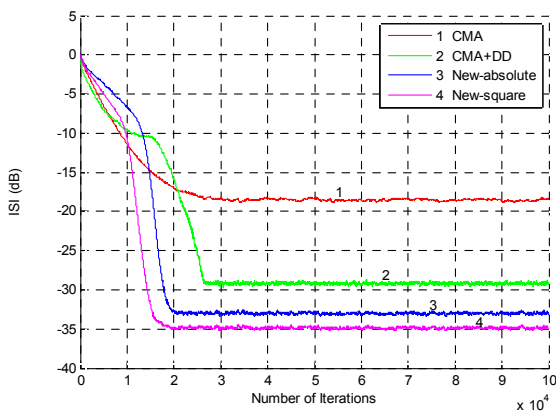


그림 3. 64-QAM에 대한 ISI 성능 비교, SNR=20dB
Fig. 3. ISI performance comparison for 64-QAM, SNR=20dB.

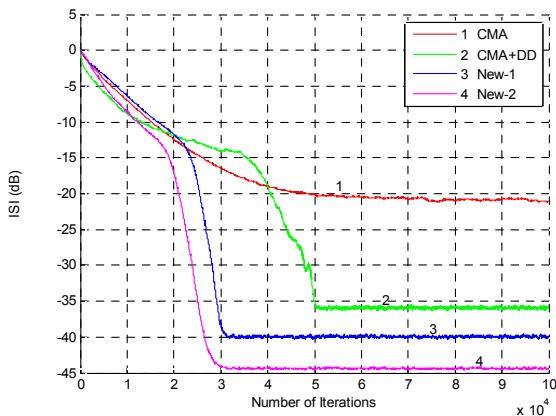


그림 4. 256-QAM에 대한 ISI 성능 비교, SNR=30dB
Fig. 4. ISI performance comparison for 256-QAM, SNR=30dB.

에서는 제외하였다. β 값이 두 극단, 즉 $\beta = 1$ 또는 $\beta = 0$ 이 아닌 경우에는 $0 < \beta < 1$ 의 범위에서 식 (11)에 따라 두 오차 항이 선형 결합되며, 가장 좋은 성능을 보였다.

그림 2에 모듈러스의 절댓값 또는 제곱을 결합 인자로 활용 시의 성능을 두 SNR에 대해 비교하였다. 모듈러스의 제곱의 경우가 절댓값의 경우보다 역동적인 오차 특성으로 인하여 다소 나은 성능을 보였다.

그림 3과 4에 보인 기존 방식과의 성능 비교에서는 고차 신호점 64-QAM과 256-QAM을 대상으로 하여 CMA와 CMA+DD 동시 알고리즘을 포함하였다. SNR 조건은 64-QAM에서 $E_b/N_0 = 20$ dB, 256-QAM에서 $E_b/N_0 = 30$ dB로 하였다. 두 실험 결과로부터, CMA는 초기 수렴 특성은 우수하나 정상상태 성능은 미흡하였으며, CMA+DD 동시 알고리즘은 정상상태 성능을 개선하였으나 초기와 천이상태에서 느리고 불안정한 수렴 특성을 보였다. 제안한 두 방식은 수렴 속도와 잔류 ISI 성능을 모두 개선하였다.

V. 결론

CME 오차 항과 non-CME 오차 항을 결합하고, 두 오차 항의 결합 비중을 제어함으로써 등화 상태에 적합한 오차를 발생, 등화기를 갱신하는 방법을 제안하였다. CME 오차 기반의 결합 인자 제어를 통해 등화 초기에 non-CME 모드에서 시작하여 CME 모드로 진행하되 중간 과정 동안에는 두 모드의 최적 결합을 달성하였다. 결과적으로 기존의 대표적인 방식들에 비해 효과적으로 등화를 달성할 수 있음을 모의실험을 통해 확인하였다.

REFERENCES

- [1] L. He and S.A. Kassam, "Convergence analysis of blind equalization algorithms using constellation-matching," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 56, no. 11, pp. 1765 - 1768, Nov. 2008.
- [2] A. Beasley and A. Cole-Rhodes, "Blind adaptive equalization for QAM signals using an alphabet-matched algorithm," *Proc. IEEE GLOBECOM*, pp. 1 - 5, Nov. 2006.
- [3] A. Labeled, T. Chonavel, A. Aïssa-El-Bey, and A.

- Belouchrani, "Min-norm based alphabet-matching algorithm for adaptive blind equalisation of high-order QAM signals," *Trans. Emerging Telecommunications Technologies*, May 2012.
- [4] J.M. Filho, M.T.M. Silva, and M.D. Miranda, "A family of algorithms for blind equalization of QAM signals," *Proc. IEEE ICASSP*, pp. 3388 - 3391, May 2011.
- [5] S. Chen and E.S. Chng, "Concurrent constant modulus algorithm and soft decision directed scheme for fractionally-spaced blind equalization," *Proc. IEEE ICC*, vol. 4, pp. 2342 - 2346, June 2004.
- [6] L. He, M.G. Amin, C. Reed Jr., and R.C. Malkemes, "A hybrid adaptive blind equalization algorithm for QAM signals in wireless communications," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 52, no. 7, pp. 2058 - 2069, July 2004.
- [7] S.A. Sheikh and P. Fan, "New blind equalization techniques based on improved square contour algorithm," *Digital Signal Processing*, no. 18, pp. 680 - 693, 2008.
- [8] S.J. Nowlan and G.E. Hinton, "A soft decision-directed LMS algorithm for blind equalization," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 41, no. 2, pp. 275 - 279, Feb. 1993.
- [9] G. Picchi and G. Prati, "Blind equalization and carrier recovery using a "Stop-and-Go" decision-directed algorithm," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 35, no. 9, pp. 877 - 887, Sep. 1987.

저 자 소 개

오길남(평생회원)
 대한전자공학회 논문지
 제 51 권 제 11 호 참조