

QAM 신호 복조시 자력 등화기와 θ -정합을 이용한 위상 복구 회로

정희원 조 옹 기*, 장 일 순*, 정 차 근**, 조 경 록*

Blind Equalizer and Carrier Recovery Circuit Using θ -matching Algorithm in QAM Signal Demodulator

Woong-ki Cho*, Ill-soon Jang*, Cha-keon Cheong**, Kyoung-rok Cho* *Regular Members*

요 약

멀티 레벨(Multi-level) QAM(Quadrature Amplitude Modulation)은 전송대역의 효율적인 사용을 위한 전송방식의 하나로 많은 연구가 이루어져 실용화가 진행되고 있다. 이러한 전송방식을 사용하는 수신기에는 전송과정 중 채널에서 발생하는 ISI(Intersymbol Interference) 및 위상 오차(phase error)를 보상하기 위해서는 등화기(equalizer)와 위상 복구(carrier recovery) 회로를 사용해야 한다. 본 논문에서는 멀티 레벨 QAM 시스템에 적용할 수 있는 효과적인 수신기의 모델을 제안한다. 제안된 수신기에는 Godard 알고리즘을 사용하는 자력(blind) 등화기와 등화기의 출력 신호에 포함된 위상 에러를 복원하기 위해 θ -정합을 이용하여 위상 오차를 복원하는 위상 복구 회로를 포함한다. 또한 다양한 채널모델에 대하여 제안한 수신기의 성능을 평가한다.

ABSTRACT

Many researches on the multi-level QAM(Quadrature Amplitude Modulation) which is known to be a promising digital data transmission method for efficient use of channel bandwidth have been carried on, and their applications to various real fields are now being in progress. However, in the band-limited communication systems, each transmitted symbols is distorted by the ISI(Intersymbol Interference) and the phase error. Therefore, an equalizer and a carrier recovery must be taken into considerations to attenuate the effects of these distortions in the receiver.

This paper presents an effective receiver structure that is applicable to the multi-level QAM. The proposed receiver system is consisted of an equalizer with Godard's blind algorithm and a carrier recovery circuit. The phase error is estimated with a θ -matching algorithm and is used in the carrier recovery to recover the correct phase.

The simulation results are included to evaluate performance of the proposed receiver system for the various channel models.

I. 서 론

제한된 주파수 대역을 효율적으로 사용하기 위해서는 데이터 전송 효율이 높은 멀티 레벨 QAM과

같은 고속 디지털 변·복조 기술이 필수적이다. 그러나, 제한된 대역폭의 채널을 통하여 데이터를 전송하는 경우, 전송되는 심볼은 채널 특성에 따라 심볼간 간섭(ISI)과 부가잡음에 의해 왜곡을 받게 되고, 수신

* 충북대학교 정보통신공학과(wkcho@maxon.co.kr)

** 호서대학교 제어계측공학과

논문번호: 98484-1107, 접수일자: 1998년 11월 7일

기에서 정확한 심볼 검출을 위해서는 채널 특성을 반영한 등화기를 사용, 심볼간 간섭을 제거하는 것이 필요하다.

여러 등화기의 종류 중에서 훈련 신호의 사용을 필요로 하지 않는 자력(blind) 등화기는 멀티포인트 네트워크와 같은 전송시스템에 적합할 뿐만 아니라, 데이터의 전송 효율을 높일 수 있는 특징을 갖고 있다^[1]. 이러한 자력 등화 알고리즘은 크게 두 가지 부류로 나눌 수 있는데, 그 첫 번째는 멀티레벨 PAM(Pulse Amplitude Modulation) 신호에 적용할 수 있는 알고리즘으로서 Sato^[2]에 의해 처음 제안되었다. Benveniste와 Goursat^[3]는 Sato 알고리즘을 복소신호에도 적용할 수 있도록 일반화하였고, Picchi와 Prati^[4]는 일반화된 알고리즘과 결정 지향(decision-directed) 알고리즘을 혼합한 형태의 “Stop and Go” 결정 지향 알고리즘을 제안하였다. 이러한 알고리즘들은 초기 수렴후의 정상 상태에서 자승평균오차가 작다는 장점을 가지고 있으나, 초기 수렴하기까지의 반복 연산 횟수가 큰 단점을 가진다. 그리고, 이 부류의 알고리즘이 QAM 신호에 적용되는 경우 계수 갱신을 위해서 동상(In-phase) 성분과 직교위상(Quadrature-phase) 성분으로 분리되어 갱신되게 되는데, 이러한 경우 수신된 신호에 포함된 위상어러는 등화기에서 정확히 알 수 없기 때문에, 계수를 갱신하는 과정에서 위상어러를 그대로 포함하여 계수를 갱신하게 된다. 따라서, QAM 신호에 적용하기 위해서는 등화를 수행하기 전에 위상 복구를 수행하여 신호에 포함된 위상오차를 우선적으로 복원해야 한다. 두 번째 부류로는 Godard^[11]에 의해 제안된 알고리즘으로서, 이 알고리즘에서는 수신신호의 위상과는 독립적인 비용함수를 사용하므로, 위상오차를 포함하는 수신신호에 대하여 위상복구를 수행하기 전에 등화를 행할 수 있다. Godard 알고리즘에서 상수 $p=2$ 인 경우를 특히 CMA(Constant Modulus Algorithm)^[5]라 하고, 이 Godard 계열의 알고리즘은 초기 수렴이 끝난 후의 정상 상태에서의 자승 평균 오차가 다소 크게되는 단점을 가지고 있다.

Yamanaka^[6] 등은 256 QAM 전송 방식에 적용 가능한 위상 복구 회로와 결정 지향 LMS(Least Mean Square)알고리즘을 이용한 등화기를 포함한 수신기 모델을 제시했다. 그러나, ^[6]에서 제시한 수신기의 구조에는 위상 복구를 수행한 후에 심볼 등화를 수행하게 되는데, 이러한 경우 수신 신호에 ISI 성분을 포함한 상태로 위상 복구를 수행하게 되므로 이는 진폭 오차를 포함한 상태로 위상오차를 정정하게 되

므로 정확한 위상 복구를 수행할 수 없게 된다. 또한, [7]에서는 Godard 알고리즘과 다양한 위상 복구 알고리즘을 결합한 수신기의 구조에 대한 성능을 평가했으나, 위상 복구를 위한 알고리즘은 QPSK와 16 QAM 방식에만 적용이 가능한 알고리즘을 사용하였다. 즉, [7]에서 사용하고 있는 위상 복구를 위한 5가지 알고리즘은 기본적으로 QPSK방식에는 모두 적용 가능하고, 이 중에서 결정 지향 루프 알고리즘과 Leclert 루프 알고리즘은 16 QAM 방식에만 적용이 가능하다. 그러나, 16 QAM 전송방식에 적용이 가능한 두 가지 알고리즘 모두 수신 신호의 위상을 검출하기 위한 방법으로 *sgn* 함수를 사용하거나, *hard limiting*방법을 취하고 있어, 64 혹은 256 QAM 전송 방식에 적용했을 경우 오차값을 계산하기 위해 수신 신호의 부호만을 취하게 되어 정확한 위상 검출이 어렵게 된다. 따라서, 높은 레벨의 QAM 전송방식에서는 수신신호의 정확한 위상 검출을 위하여 효과적인 방법이 사용되어야 한다.

본 논문에서는 QAM 방식을 사용하는 고속 데이터 전송 시스템에의 적용을 가능케 하는 채널 등화 및 위상 복구를 동시에 수행하는 새로운 수신기의 모델을 제안하고, 다양한 특성을 갖는 채널에 대해 그 성능을 평가한다. 본 논문에서는 256 QAM에의 적용을 고려해서, 2차원 변조기법에도 적용이 가능하고, 수신된 신호의 위상오차와는 무관하게 채널에서 발생한 심볼간 간섭을 제거하기 위해 Godard 자력 등화 알고리즘을 이용한다. Godard 알고리즘이 갖는 단점의 하나인 수렴 후 자승평균오차의 크기를 줄이기 위해, 반복연산의 파라미터를 제어하여 수렴 후 자승 평균 오차의 크기를 줄임과 동시에 빠른 수렴 속도가 얻어질 수 있도록 한다. 이와 함께 심볼간 간섭이 존재하는 채널에서 발생하는 위상 오차 및 주파수 오프셋을 보상하기 위해, 본 논문에서는 차동 변환을 사용하여 $\pm 45^\circ$ 범위에서 발생하는 위상 오차를 정정할 수 있는 위상 복구 알고리즘^[6]을 등화기와 결합해서 사용하고, 다양한 특성을 갖는 채널에 대해 그 성능을 평가한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 Godard 자력 등화기의 알고리즘에 대해 기술하고, Godard 자력 등화기와 위상 복구 알고리즘을 결합한 새로운 수신기의 구조를 3장에서 논의한다. 4장에서는 제안된 수신기의 구조를 모델링하여 다양한 채널 상황에서 수신기의 성능을 평가하여 그 결과를 제시하였고, 5장에서는 결과에 대한 평가 및 결론을 간단히 언급한다.

II. Godard 알고리즘을 사용한 자력 등화기

2.1 Godard 알고리즘

자력 등화기법에 주로 사용되는 CMA라 불리는 Godard 알고리즘^[1]은 QAM과 같은 2차원 디지털 통신 시스템에 적용가능하고, 채널 등화와 함께 반송파 위상 복구를 동시에 수행할 수 있다. 이 기법은 신호의 성좌(constellation)와 반송파 위상과는 독립적이고, 등화기 출력에서의 심볼간 간섭의 양에 의해 결정되는 다음의 식(1)과 같은 비용함수를 사용한다.

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

여기서 p 는 dispersion of order 라 불리는 양의 정수 값이고, y_n 은 등화기의 출력, R_p 는 다음의 식(2)로 정의되는 양의 실수이다.

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

이 경우, $a(n)$ 은 송신측 데이터 심볼이고, p 는 등화기의 성능을 결정짓는 첫 번째 인자로서 p 값이 1인 경우 Sato^[2] 알고리즘과 동일한 형태이고, p 값이 2인 경우를 CMA^[5] 알고리즘이라 한다. 일반적으로, p 의 값이 2인 경우, 등화기의 초기 수렴속도가 빠르고, 또한 계수 갱신을 위한 알고리즘의 간단화로 인해 널리 사용되고 있다.

식(1)의 비용함수에 대해, steepest descent 알고리즘을 적용하면 등화기 탭 계수는 다음과 같이 갱신된다.

$$C_{k+1} = C_k - \mu_p \cdot \left[\frac{\partial J(n)^{(p)}}{\partial c} \right]_{c=C_k}, \quad \mu_p > 0 \quad (3)$$

식 (1)에 $y_n = x_n' \cdot c_k$ 를 대입하면, 여기에서 x_n 은 등화기 입력 신호 벡터이고, c_k 는 등화기 계수 벡터이다. 식(3)에서 우변의 두 번째 항의 미분은 다음의 식(4)로 유도된다.

$$\begin{aligned} \left[\frac{\partial J(n)^{(p)}}{\partial c} \right]_{c=C_k} &= 2p \cdot x_n \cdot x_n' \cdot c_k \cdot |x_n' c_k|^{p-2} \cdot (|x_n' c_k|^p - R_p) \end{aligned} \quad (4)$$

이를 식(3)에 대입하면, 다음의 Godard 알고리즘이 얻어진다.

$$C_{k+1} = C_k - \lambda_p \cdot x_n^* \cdot y_n \cdot |y_n|^{p-2} (|y_n|^p - R_p) \quad (5)$$

여기에서, λ_p 는 스텝 사이즈 파라미터, x_n 은 등화기의 입력 신호 벡터, y_n 은 등화기의 출력, *는 공액 복소수를 의미한다. λ_p 는 등화기의 수렴속도와 수렴 후 등화기 출력에서 발생하는 지터(jitter)의 양에 영향을 주는 인수이다. 특히, p 의 값이 2인 경우 등화기 계수의 갱신 알고리즘은

$$C_{k+1} = C_k - \lambda_p \cdot x_n^* \cdot y_n (|y_n|^2 - R_2) \quad (6)$$

가 되고, 상수 R_2 는 $R_2 = \frac{E[|a(n)|^4]}{E[|a(n)|^2]}$ 이다.

2.2 Godard 알고리즘을 사용하는 DFE의 구조

등화기는 크게 선형 등화기와 비선형 등화기로 분류된다^[8]. 선형등화기인 횡단형(transversal) 등화기는 FIR필터의 구조로, 그 구현이 용이한 반면, 특정 주파수 범위에서 spectral null을 갖는 라디오 채널에서는 많은 탭 수가 요구되고, 수렴 특성이 좋지 않은 성능을 나타낸다. 이에 비해, 비선형 등화기인 DFE (Decision Feedback Equalizer)는 1차적으로 등화를 수행하고, 등화된 신호를 케환하여 2차 등화를 수행한다. 즉, 등화기의 출력 신호는 DFE의 전방 부분과 후방 부분의 합으로 주어진다. DFE의 성능을 정확히 평가하기는 어렵지만, 일반적으로 채널의 심볼간 간섭이 심한 경우, 선형 등화기보다 적은 필터 탭을 사용해도 좋은 성능을 나타내는 것이 알려져 있다^[9]. 또한 DFE는 선형 등화기에 비해 진폭 특성을 정정하는 과정에서 잡음의 증가가 적으며, 샘플 타이밍 지터의 영향도 적다. 즉, DFE은 전방 부분의 계수와 후방 부분의 계수를 독립적으로 조정이 가능하고, 이로 인해 채널 특성을 근사화 시키기 위한 계수 갱신이 용이하기 때문에 잡음의 증가가 적다^[10]. 그러나, 케환 되는 신호에 잘못된 결정으로 인해 오차가 존재하면, 이는 케환 지연 소자를 통과하는 동안 틀린 출력을 발생시켜 치명적인 오류를 일으키게 된다. 그러나, 일반적인 채널에서 발생하는 오류는 짧은 버스트 오차이기 때문에 성능 감소는 적은 범위에 영향을 준다.

본 논문에서는 적은 탭으로써 보다 향상된 특성의 채널 등화를 실현하기 위해 그림 1과 같은 DFE구조를 갖는 등화기에 Godard 알고리즘을 사용했다. 선형 등화기와 같이 많은 탭으로 등화기를 구현하는 경우, 칩사이즈가 커지고, 소비전력의 증가와 함께 처리 속도에도 영향을 주게 된다. 그림 1의 Godard 알고리즘에 의한 DFE의 블록도에서, 입력신호 x_k 와 출력신호

y_k 는 다음의 식(7)과 (8)로 주어진다.

$$x_k = \sum_m a_m h_{k-mT} + \eta_k \quad (7)$$

$$y_k = \sum_{i=0}^m c_i x_{k-i} + \sum_{j=1}^m b_j a_{k-j} \quad (8)$$

여기서, T 는 심볼 주기, a_m 는 송신측 데이터 심볼, h_k 는 채널의 임펄스 응답, η_k 는 AWGN(Additive White Gaussian Noise) 특성을 갖는 잡음, c_i 와 b_j 는 DFE의 전·후방 계수 파라미터이다.

그림 1에 나타난 DFE의 구조에서 오차 계산 블록에 Godard 알고리즘을 적용, $p=2$ 인 경우의 오차값 e_k 는 다음과 같이 주어진다.

$$e_k = y_k(|y_{k-1}|^2 - R_2) \quad (9)$$

따라서, DFE의 전·후방 탭 계수 파라미터는 출력 측에서 발생하는 오차가 최소화되도록 LMS 알고리즘을 사용하여 다음의 식(10), (11)과 같이 심볼 주기로 갱신된다.

$$c_{k+1} = c_k - \mu_F \cdot x_k^* \cdot e_k \quad (10)$$

$$b_{k+1} = b_k - \mu_B \cdot y_{k-1} \cdot e_k \quad (11)$$

여기서, μ_F 와 μ_B 는 전·후방 스텝 사이즈를 나타낸다.

표1은 본 논문의 시뮬레이션에서 사용된 등화기의 탭 수와 스텝 사이즈, 채널의 조건 등을 나타낸 것이

다. 단, 초기 등화기의 계수 값은 전방 탭의 중앙 탭 계수를 1로 설정하고, 나머지 모든 탭 계수는 0으로 설정하였다.

표 1. 시뮬레이션에 사용된 데이터

채널 종류	변조 방식	Iterations	탭 수 (전방, 후방)	step-size (μ)	SNR (dB)	Phase offset (degree)
coaxial cable	16 QAM	10,000	(13, 7)	0.00002	20	20
coaxial cable	256 QAM	350,000	(13, 7)	0.000000001	30	20
channel 1	16 QAM	40,000	(21, 7)	0.00004	20	0
channel 2	16 QAM	20,000	(13, 7)	0.00002	20	0
channel 3	16 QAM	40,000	(21, 7)	0.000005	30	0

III. θ -정합을 이용한 위상 복구 알고리즘

일반적인 위상 복구 회로의 구조는 신호의 성파수, 즉, 심볼 수가 많을수록 심볼 결정 구간의 증가 및 제어 구조의 복잡성으로 인하여 256 QAM과 같은 높은 레벨의 QAM에서는 사용이 불가능하다. 따라서, 본 논문에서는 θ -정합 알고리즘^[6]을 이용하여 최대 256 QAM 시스템까지 적용할 수 있는 위상 복구의 기법을 제안한다.

제안기법에 의한 위상 복구의 과정은 다음과 같다. 먼저 위상 복구 회로의 입력신호 $R(X_k, Y_k)$ 의 전력을

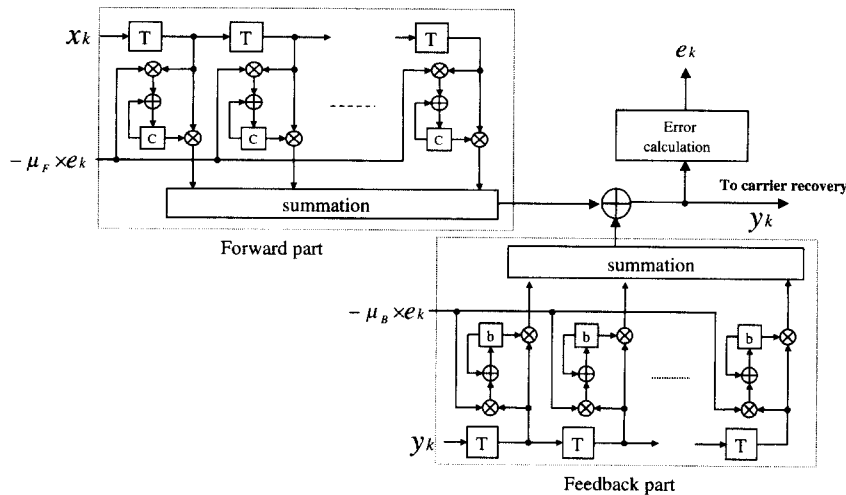


그림 1. Godard의 blind 알고리즘을 사용하는 결정 궤환 등화기

계산한다. 이때, X_i 와 Y_i 는 각각 신호 R 의 동상 성분과 직교위상 성분이다. 예측된 전력 레벨은 16 QAM의 경우 3개, 64 QAM의 경우 9개, 256 QAM의 경우 32개의 전력 레벨을 갖는다. 다음으로, 하나의 전력 레벨에 존재할 수 있는 신호점은 256 QAM에서 한 사분면 내에 최대 4개까지 존재할 수 있으므로, 위상 복구 회로는 입력신호와 예측된 전력 레벨에 존재하는 예측 심볼과의 위상 오차 값을 계산한다. 따라서, 위상 오차 θ 도 최대 4개($\theta_1 \sim \theta_4$)까지 존재할 수 있다. 그림 2는 256 QAM의 수신 신호와 동일한 전력 레벨을 갖는 4개의 예측 신호와 각각의 예측 신호에서 발생하는 위상 오차를 나타낸 것이다. 신호 성좌에서 위상 오차 θ 가 90° 를 벗어나게 되면, 예측 심볼을 구분할 수 없기 때문에, 위상 오차 θ 의 범위는 $\pm 45^\circ$ 를 벗어나지 않는 것으로 한다

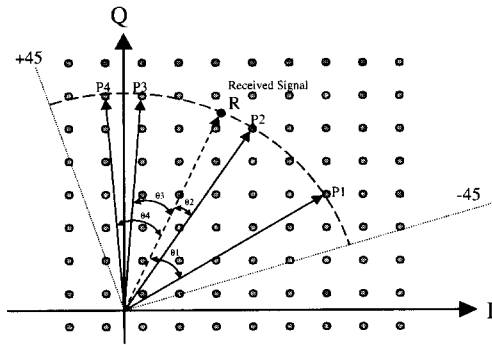


그림 2. 전송된 심볼의 예측

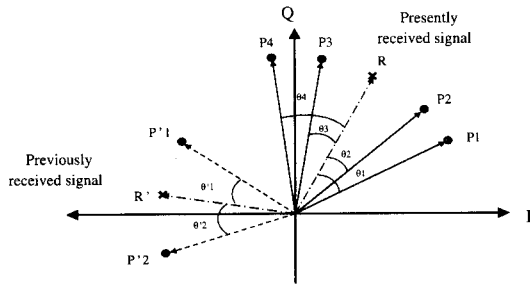


그림 3. 위상 오차 선택 방법

그림 3은 위상 오차를 선택하는 방법을 나타낸 것이다. 여기서, R' 을 이전 심볼 주기에 수신된 신호로, R 을 현재의 심볼 주기에서 수신된 신호라 하면, R' 과 동일한 전력 레벨에 위치하는 예측 신호 $P'1$ 과 $P'2$ 로부터 위상 오차 $\theta'1$ 과 $\theta'2$ 를 구할 수 있고, R 로부터 $P1 \sim P4$ 를 예측하여 이로부터 위상오차 $\theta_1 \sim \theta_4$ 를 구할 수 있다. 256 QAM의 경우, 동일한 전력 레벨에서 예측 심볼 사이의 최소각이 7.628° 이므로 위상에러를 비교하기 위해서는 $\pm 45^\circ$ 범위를 최소 12개 이상의 범위로 나누어야 한다. 이를 위해, 본 논문에서는 $\pm 45^\circ$ 범위를 16개의 범위로 나누어 위상 오차를 비교한다. 그림 4는 위상 오차를 비교하기 위한 영역 분할과 위상 오차를 선택의 예를 나타낸 것이다. 두 개의 연속적인 시간 간격을 두고, 그림 4와 같은 결과가 얻어진 경우, 이전 심볼 주기에서 발생한 위상 오차 중 $\theta'1$ 과 현재 심볼 주기에서 발생한 위상 오차 중 θ_1 이 동일한 영역에 포함되어 있으므로, 현재 심볼 주기에서의 위상 오차는 θ_1 으로 결정되게 된다. 이러한 과정을 매 심볼 주기마다 반복하게 되고, 등화기가 수렴 상태를 유지하게 되면 위상 복구 회로의 입력 신호는 일정한 위상 오차를 포함하고 있으므로, 위상 복구 회로에서 계산되는 위상오차 θ 는 일정한 값으로 출력된다.

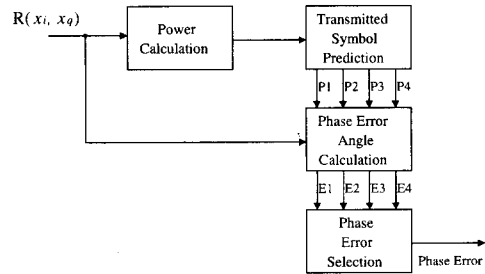


그림 5. QAM 신호를 위한 위상 복구 알고리즘

위상 복구의 전체 알고리즘을 요약하여 그림 5에 나타내었다. I, Q축으로 각각 분리된 데이터로부터 전력 계산 블록에서 입력 신호의 전력을 계산한다. 계산된 전력 값을 이용하여 전송 심볼의 예측 블록에서 최대 4개까지의 예측 심볼의 전력($P1 \sim P4$)을

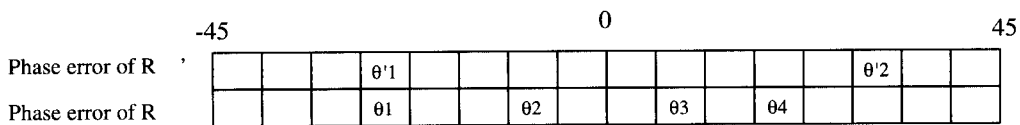


그림 4. 영역 분할

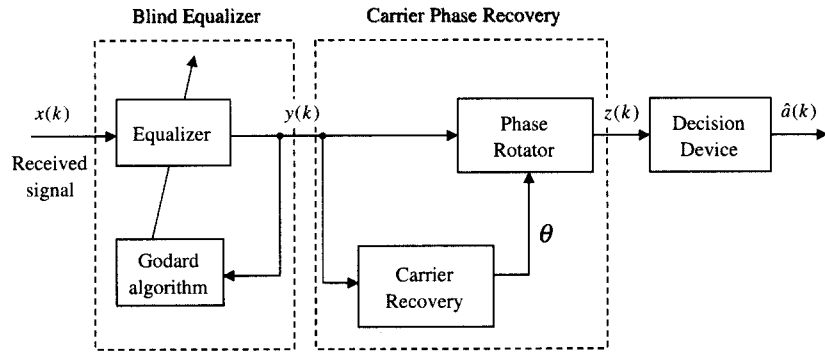


그림 6. QAM 신호를 위한 자력 등화기와 위상 복구 회로

구한다. 위상 오차각 계산 블록에서는 예측된 심볼의 전력과 위상 복구 입력 신호를 이용하여 최대 4개까지의 위상 오차($\theta_1 \sim \theta_4$)를 계산한다. 위상 오차 선택 블록에서는 이전 심볼 주기에서 계산된 위상 오차와 현재 심볼 주기에서 계산되는 위상 오차를 비교하여 위상 오차 θ 를 구하게 된다.

Godard 자력 등화기와 θ -정합 알고리즘을 사용하는 위상 복구 회로를 결합한 QAM 수신기의 구조를 그림 6에 나타내고, 이는 최대 256 QAM 시스템까지 적용이 가능하다. 등화기에서는 수신된 신호($x(k)$)의 위상 오차와는 무관하게 수신된 신호에 포함된 심볼간 간섭을 제거하게 된다. 신호의 진폭 오차가 보정된 신호($y(k)$)에는 위상 오차, 즉 θ 와 지터만을 포함하게 된다. 이러한 위상 오차성분은 위상 복구 회로를 통과하면서 본래의 신호 성좌로 돌려지게 된다.

IV. 시뮬레이션 결과

본 장에서는 Godard 자력 등화기와 제안된 위상 복구 회로의 성능을 평가하기 위해 그림 7과 같은 시뮬레이션 모델을 수행한 결과를 제시한다. 본 논문에서 설정한 등가 이산 채널은 AWGN의 잡음을 포함하고 있으며, 그림 8과 같은 주파수 특성을 갖는

채널을 모델링하였다. 먼저, 진폭 오차만을 반영하는 동축 케이블의 채널, 둘째는 심볼간 간섭이 비교적 적은 전화채널, 셋째는 심볼간 간섭이 비교적 적으나, 위상 왜곡이 심한 채널, 마지막으로 스펙트럼의 특성이 특정 주파수에 spectral null을 갖는 심볼간 간섭이 심한 채널 등 4종류의 채널을 모델링하여 시뮬레이션에 사용하였다⁷⁾.

시뮬레이션의 간단화를 위해 송·수신측의 변·복조방식은 16 QAM을 사용하였고, 동축 케이블을 사용하였을 때는 위상 복구의 성능을 판단하기 위하여 초기 위상 오차를 20° 로 설정하였고, 16 QAM과 256 QAM 변조 방식에 대한 결과를 제시하였다. 표1에 변조 방식과 채널 환경에 따른 시뮬레이션 수행한 전체 심볼수와 등화기의 탭 수, 스텝 사이즈의 크기, SNR의 값을 나타냈다.

그림 9~12에서는 16 QAM 신호에 대해서, 그리고 그림 13에서는 256 QAM 신호에 대해서 등화기 입·출력, 그리고 위상 복구 회로 출력에 대한 scatter diagram을 나타내고 있다. 각 그림의 (a)는 채널을 통과한 신호와 16 QAM의 송신 측 신호 성좌(*로 표시됨)를, 각 그림의 (b)는 등화기를 통과한 신호 성좌를 도시한 것이다. 여기서 동축케이블을 제외한 다른 채널의 경우, 채널에서 발생한 위상 오차가 등

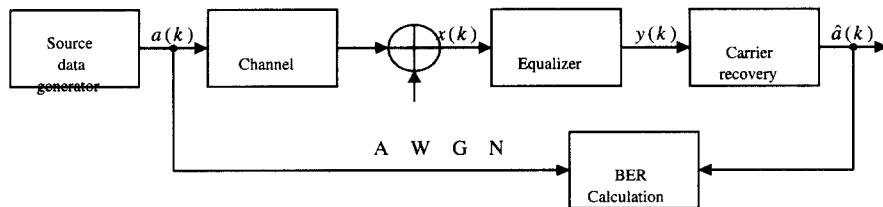


그림 7. 시뮬레이션 모델

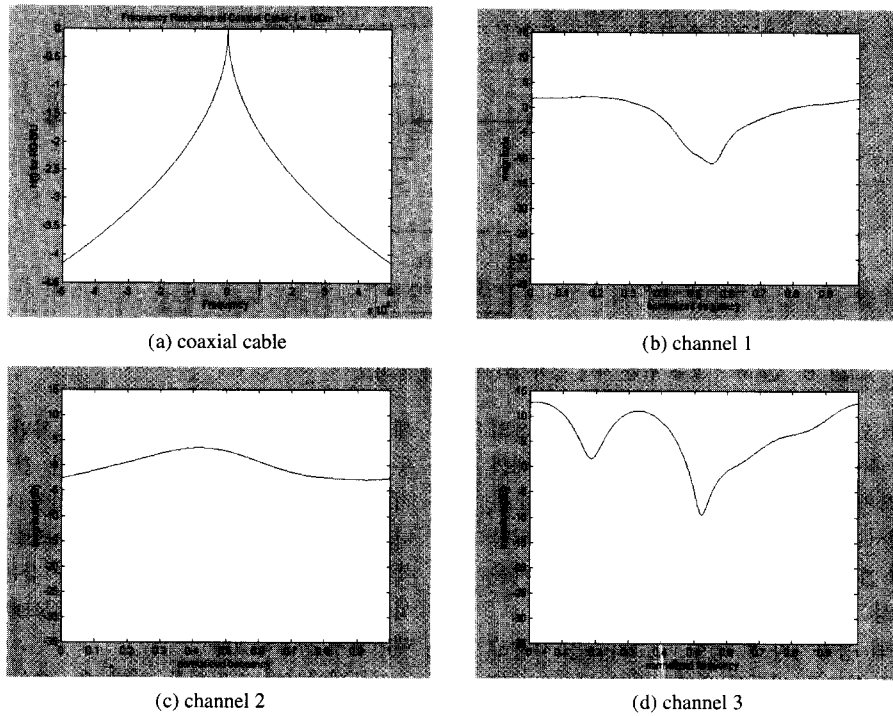


그림 8. 모델링한 채널의 주파수 스펙트럼

화기 출력에 각각 반영되어 있음을 알 수 있다. 각 그림의 (c)는 위상 복구 회로의 출력신호에 대한 신호 성좌를 나타낸 것이다. 등화기의 출력과 위상 복구 회로의 출력은 등화기가 수렴한 이후의 신호 성좌를 나타내고 있으며, 그림 9~13에서 (b)와 (c)는 각각 시뮬레이션 반복회수가 8000, 32000, 16000, 36000, 330000 이후의 신호 성좌를 표시하고 있다. 256 QAM의 경우에는 스텝 사이즈 값을 충분히 작게 하여, 등화기 수렴 후 출력에서 발생하는 지터의 양은 충분히 작도록 하였다. 그러므로, 위상 복구 회로의 출력은 원 신호 점에 정확한 신호 성좌를 나타

내고 있다. 그림 9~13에 나타난 등화기의 출력은 채널에서 발생한 위상 오차와 무관하게 심볼간 간섭을 제거하게 되고, 그림 12에서처럼 등화기의 수렴 성능이 위상 복구의 성능에 영향을 주게 됨을 알 수 있다. 따라서, 그림 12와 같은 채널의 왜곡이 심한 전송 시스템에서는 등화기의 많은 탭 수가 요구된다.

각 채널 특성에 대하여 등화기 출력에서의 자승 오차 값을 그림 14에 나타낸다. 그림에서 (a)와 (c)가 (b)와 (d)에 비하여 빠른 수렴과 수렴후의 지터의 양도 적은 것을 알 수 있다. 이는 채널 특성에서 비교적 적은 심볼간 간섭을 포함하고 있기 때문이다. 등

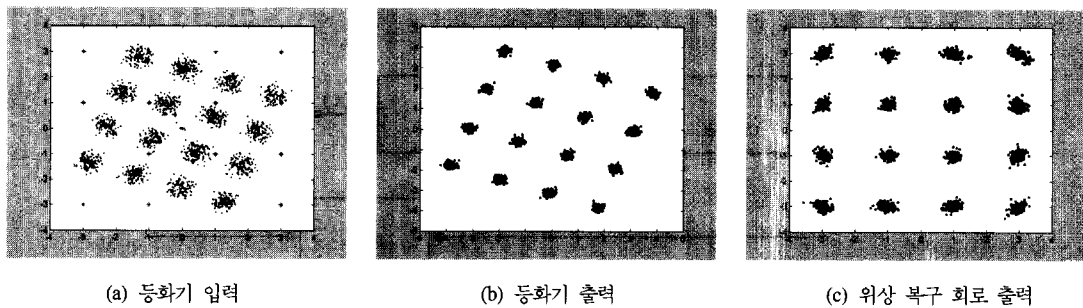


그림 9. 동축 케이블에 대한 출력

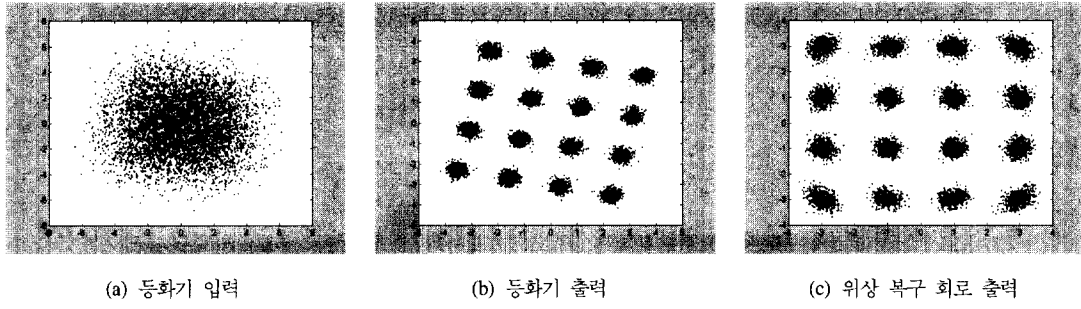


그림 10. 채널 1에 대한 출력

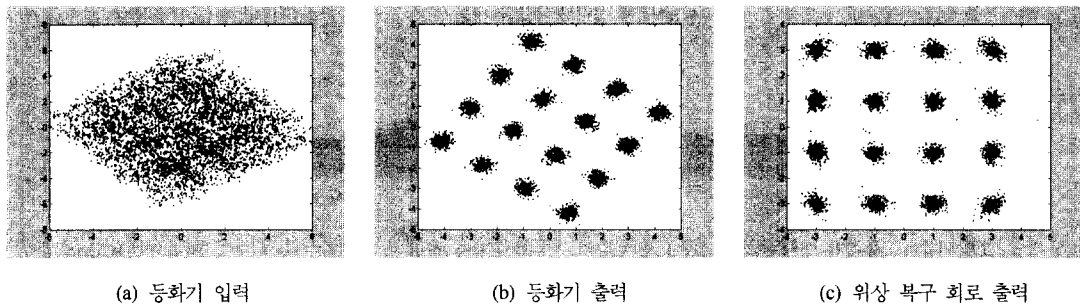


그림 11. 채널 2에 대한 출력

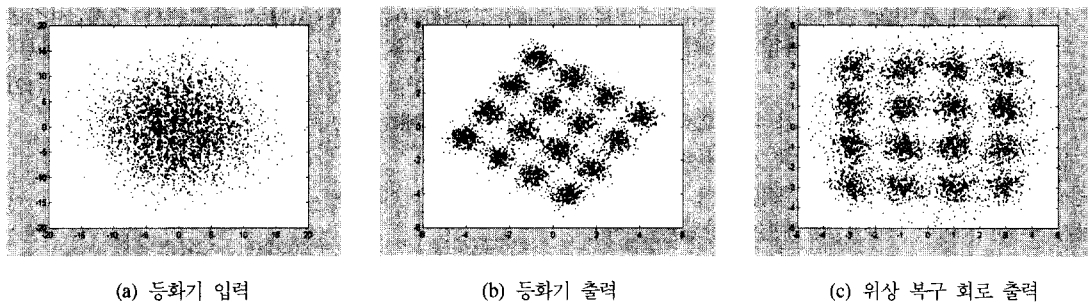


그림 12. 채널 3에 대한 출력

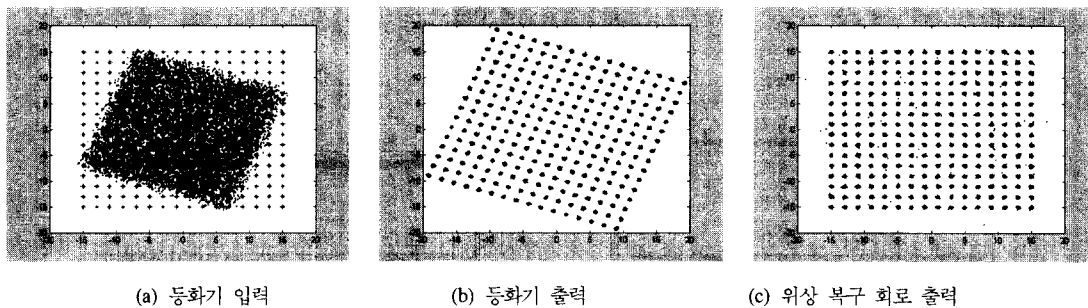


그림 13. 동축케이블에 대한 출력

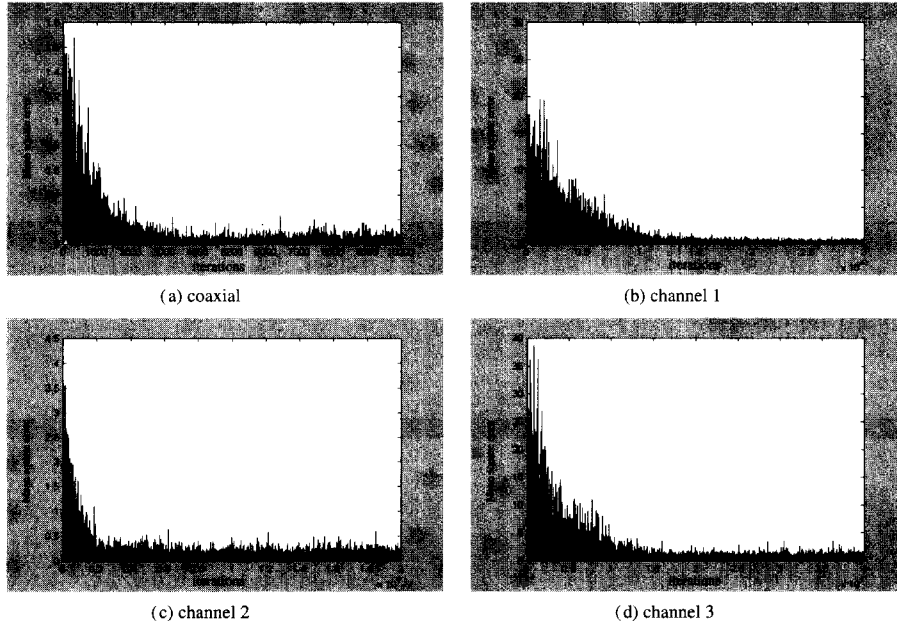


그림 14. 등화기 수렴 특성

축 케이블의 채널과 채널1에서는 등화기가 약 2,000 회의 반복과정에서 수렴을 하였고, 채널1과 채널3에서는 약 12,000의 반복과정에서 수렴특성을 나타낸다. 수렴 속도와 수렴후의 지터의 양은 스텝 사이즈에 의해서 조정될 수 있고, 적용할 시스템의 특성에 따라 적절한 trade-off가 요구된다.

그림 15는 비교적 적은 심볼간 간섭으로 인해 좋은 등화기 특성을 나타내는 동축 케이블과 채널2를 사용하였을 때에 위상 복구 회로의 출력 위상 오차 값을 나타낸 것이다. 등화기의 수렴이 완료되는 시점에서부터 위상 오차(θ)값은 일정한 값을 유지하고 있다. 이것은 등화기의 수렴이 완료되게 되면, 심볼

간의 구분이 명확해지기 때문에 위상 복구 회로의 입력신호와 예측 심볼사이의 위상 오차를 정확하게 구할 수 있기 때문이다.

그림 16은 4가지 채널 환경에서 전체 시스템의 심볼 오차율 곡선을 나타낸 것이다. 이 그림에서 세로축은 심볼 에러율을, 가로축은 다음의 식 (12)로 주어진 SNR을 나타내고 있다.

$$SNR = 10 \log \frac{S_p}{N_p} \quad (12)$$

여기서, S_p 는 신호의 평균 전력, N_p 는 잡음의 평균 전력을 나타낸다. SER(Symbol Error Rate) 계산을

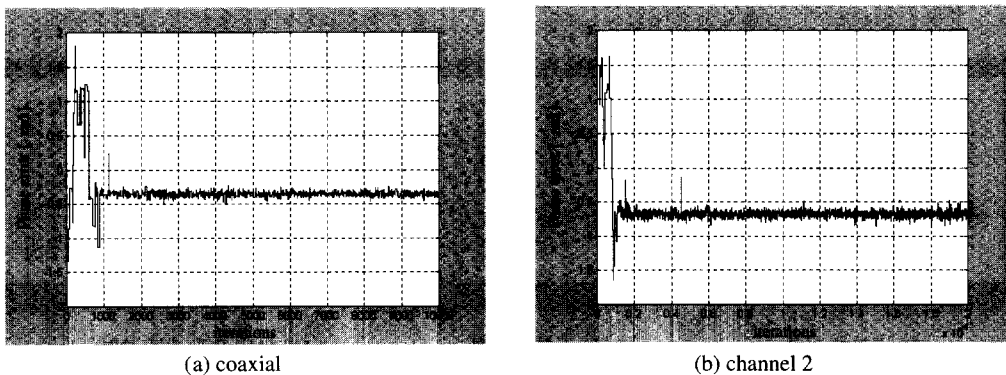
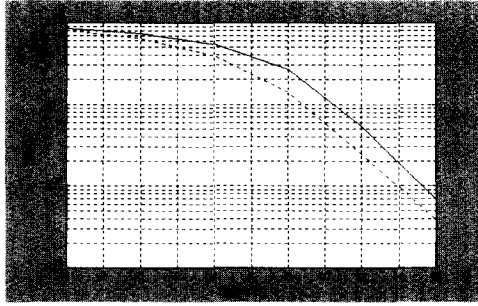
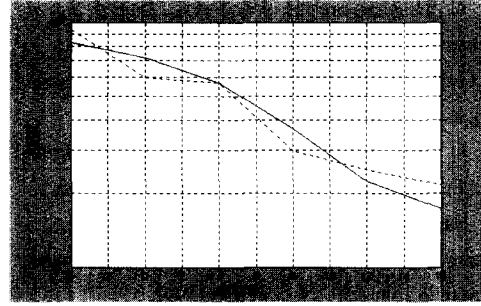


그림 15. 위상 복구 회로의 출력 위상 오차의 수렴곡선



(a) solid line : coaxial, dotted line : channel 2

그림 16. 심볼 오차율 곡선



(b) solid line : channel 1, dotted line : channel 3

위해 사용한 데이터의 개수는 각각 20,000개 (그림 16 (a))와 40,000개 (그림 16 (b))를 사용하였고, SER 값에는 등화기의 초기 수렴 과정에서 발생한 오차 값도 포함하고 있다. 그림 15 (a)에서 두 채널 사이에 동일한 오차율에서 동축케이블 특성이 약 1.6 dB정도 향상된 특성을 보이고 있는데, 이는 사용한 등화기가 동축케이블에서 빠른 초기 수렴과 수렴후의 지터의 양도 채널2에서 보다 향상된 특성을 보이고 있기 때문이다. 그림 16 (b)에서 채널1의 경우 초기 수렴 속도가 늦기 때문에 그림 16(a)에서의 경우보다 높은 오차율을 보이고 있으며, 채널3의 경우 수렴 후의 지터양이 심볼을 구분할 만큼 충분히 작지 않기 때문에 불안정한 SER 곡선을 나타내고 있다.

V. 결론

본 논문에서는 멀티 레벨 QAM 시스템에 적용할 수 있는 자력 등화기와 위상 복구 회로를 결합한 새로운 수신기의 구조를 제시하였다. 제시한 수신기의 구조에서 등화기는 식(6)처럼 계수 값을 조정하는 Godard 알고리즘을 사용하였고, θ -정합을 이용한 위상 복구 회로를 결합한 새로운 형태의 수신기 구조를 제시하였다. 성능 평가를 하기 위하여 동축케이블을 비롯한 여러 가지 채널을 모델링 하였고, 전체 시스템의 심볼 오차율 곡선을 나타냈다.

시뮬레이션 결과, 동축 케이블과 채널1을 적용한 경우, AWGN 20dB 환경에서 채널에서 발생하는 심볼간 간섭 및 위상 오차를 scatter diagram에서 완전하게 보상이 이루어짐이 확인되었다. 본 논문에서 사용하는 Godard 알고리즘을 이용한 자력 등화기는 초기 훈련 신호없이 채널 특성에 적응할 수 있으며, 16 QAM 이상의 멀티 레벨 QAM 시스템에서 사용할 수 있고, 위상 복구 알고리즘은 256 QAM까지 확장 적

용 할 수 있다. 이상과 같은 결과는 본 논문에서 제시한 수신기의 구조는 향후 고속에 데이터 전송이 요구되는 장비에서 활용될 수 있는 멀티 레벨 QAM 시스템에 적용할 수 있음이 확인되었다.

참 고 문 헌

- [1] D. N. Godard, "Self-Recovering Equalization and carrier Tracking in Two-Dimensional Data Communication Systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 28, No. 11, pp. 1867-1875, Nov. 1980
- [2] Y. Sato, "A Method for Self-Recovering Equalization for Multilevel Amplitude-Modulation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 23, pp. 679-682, June 1975
- [3] Benveniste and M. Goursat, "Blind Equalizer," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 32, No. 8, pp. 871-883, 1984
- [4] G. Picci and G. Prati, "Blind Equalization and Carrier Recovery Using a "Stop and Go" Decision Directed Algorithms," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 35, pp. 877-887, 1987
- [5] J. R. Treichler, "A New Approach to Multipath Correction of Constant Modulus Signals," *IEEE Trans. Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 31, pp. 459-471, April 1983
- [6] Kazuya 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
- [7] 송재철, 최형진, "QAM 신호를 위한 Blind 등화기, Carrier Recovery 결합에 관한 성능 평가," *한국통신학회 논문지*, 제 19 권, 제11호, pp. 3-13, Nov. 1994

[8] E. C. Ifeachor and B. W. Jervis, *Digital Signal Processing*, Addison-Wesley, New York, 1993.
 [9] J. G. Proakis and M. Salehi, *Communication System Engineering*, Prentice hall, New Jersey, 1994.
 [10] S. U. H. Qureshi, "Adaptive Equalization," *Proc. IEEE*, vol. 73, No.9, pp. 1349-1387, Sep. 1985
 [11] D. Hatzinakos and C. L. Nikias, "Blind Equalization Using a Tricepstrum-Based Algorithm," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 39, No. 5, May 1991.
 [12] D. Hirsch and W. J. Wolf "A Simple Adaptive Equalizer for Efficient Data Transmission," *IEEE Trans. Commun.*, vol. com-18, No. 1, pp. 5-12, Feb. 1970.

조 웅 기(Woong-ki Cho) 정회원



1997년: 충북대학교 정보통신공학과 학사.
 1999년: 충북대학교 정보통신공학과 공학석사.
 1999년 3월~현재: 맥슨 전자.

<주관심 분야> 디지털 통신시스템, 무선 통신시스템

장 일 순(Il-soon Jang) 정회원



1997년: 충북대학교 정보통신공학과 학사.
 1999년: 충북대학교 정보통신공학과 공학석사.
 1999년 3월~현재: 충북대학교 정보통신공학과 박사과정.

<주관심 분야> 디지털 신호처리, 디지털 통신 시스템

정 차 근(Cha-keon Cheong) 정회원



1982년: 경북대학교 전자공학과 학사.
 1984년: 서울대학교 전기공학과 공학석사.
 1993년: 일본 동경대학 전기공학과 공학박사
 1984년 1월~1990년 3월: LG전

자 영상미디어 연구소 선임연구원.
 1994년 2월~1997년 8월: LG종합기술원 책임 연구원.
 1997년 9월~현재: 호서대학교 제어계측공학과.
 <주관심 분야> 디지털 신호처리, 디지털 영상통신, 영상처리 및 부호화, Image Sensor

조 경 록(Kyoung-rok Cho) 정회원



1955년 6월 22일생.
 1977년: 경북대학교 전자공학과 공학사.
 1989년: 일본 동경대학교 전자공학과 공학석사.
 1992년: 일본 동경대학교 전자공학과 공학박사.

1979년~1986년: (주)금성사 TV연구소 선임 연구원.
 1999년~2000년: 오레곤주립대학 객원교수.
 1992년~현재: 충북대학교 정보통신공학과 부교수.
 <주관심 분야> VLSI 시스템설계, 통신 시스템용 LSI 개발, 고속 마이크로프로세서 설계