

HOS 를 이용한 통신 채널의 역 모델링에 관한 연구

正會員 林 承 珏*, 陣 庸 玉**

A Study on The Inverse Modeling of Communication Channel by HOS

Seung Gag Lim*, Yong Ohk Chin** *Regular Members*

요 약

본 논문은 수신 신호의 고차 통계치 (HOS)를 이용한 비최소 위상 통신 채널의 역 모델링에 관한 것이다. 통신 채널을 최소 위상과 최대 위상 성분으로 나눈 후 각각에 대하여 독립적으로 역 모델링을 수행하였으며, 성능의 우월성을 기존의 방식 (CMA: Constant Modulus Algorithm)과 비교하여 Monte Carlo 컴퓨터 시뮬레이션으로 확인하였다. HOS 를 이용한 본 알고리즘은 디지털 통신에서 송신 신호없이 수신 신호만을 이용하여 채널의 역 주파수 특성을 얻을 수 있다. 본 알고리즘은 채널의 영향을 제거하기 위한 전처리 또는 후처리 과정에서 반드시 필요로 하여 수신 신호의 복원시 비트 오류율 또는 심볼 오류율을 최소화 할 수 있는 자기 적응 등화기에 적용될 수 있는 유용성을 갖는다.

ABSTRACT

This paper deals with an inverse modeling of nonminimum phase communication channel utilizing the HOS (High Order Statistics) of the received signal. After the communication channel is separated into the minimum phase and maximum phase components, the inverse modeling is performed independently. The performance superiority is confirmed by monte-carlo computer simulation in comparison with the traditional CMA (Constant Modulus Algorithm) method.

By utilizing the proposed algorithm employing the HOS of the received signal, the inverse frequency characteristics of the channel can be obtained without transmitted signal in digital communication. This algorithm is required in preprocessing or postprocessing in order to remove the channel effect, and effective in the self adaptive equalizer which can minimize the bit error rate or symbol error rate in the recovery of received signal.

*상지대학교 병설 전문대학 사무자동화과

**경희대학교 전파공학과 교수

論文番號: 95428-1214

接受日字: 1995年 12月 14日

I. 서 론

최근 정보 통신 기술의 급격한 발전과 보급으로인하여 다양한 통신 서비스가 제공되고 있으며 그 수요가 복잡화되면서 신호의 고속 전송을 위한 새로운 기법이 필요하게 된다. 그러나 고속 전송을 위한 주된 제약점으로는 채널에서 발생하는 비선형 찌그러짐과 부호간 간섭 (ISI)을 들 수 있다[2]. 특히 제한된 채널 대역폭내에서 고속 전송을 위하여는 스펙트럼 관점에서 유효한 다중 레벨 변복조 방식의 사용은 필연적인데, 이때 부호간 간섭은 전송 속도를 제한하며 비트 오류 또는 심볼 오류를 증가시키는 중요한 원인이므로 이를 극복하기 위한 여러가지의 기법들이 연구되고 있으며, 대표적인 경우로써 전처리 과정으로는 전치 보상기를 들 수 있으며 후처리 과정으로써 자기 적응 등화기를 들 수 있다.

이들의 기법에서는 통신 채널의 특성을 식별 (identification) 후 그 역을 취하는 역 모델링 (inverse modeling) 과정이 공통적이며 채널의 특성을 보상하는 위치에 따라 각기 상이한 차이점을 갖는다[1]. 적응 등화기는 수신측에서 수신 신호를 수신한 후 채널 특성을 추정하여 송신 신호를 복원하는 후처리 방식이며, 전치 보상기의 경우 채널의 특성을 송신측에서 과거의 수신 데이터로부터 추정한 후 송신 데이터를 사전에 왜곡시켜 전송하므로써 채널에 의한 특성을 보상하게 되는 전처리 방식을 말하며 채널의 변화가 느린 경우 사용될 수 있다. 채널의 특성을 식별하기 위한 자기 적응 등화기 또는 전치 보상기의 경우 송신 데이터와 수신 데이터를 상호 비교하여 채널의 특성을 얻을 수 있지만 이때 통신 채널은 반드시 최소 위상 (영점과 극점이 z 평면에서 단위원내에 존재) 채널 특성을 가져야하지만 실제의 통신 채널은 최소 위상 특성과 최대 위상 특성이 혼재하는 비최소 위상 특성을 갖게 되므로 기존의 중첩 원리를 이용한 방식으로 채널 특성을 얻을 수 없다[9][10][12]. 또한 기존의 적응 등화기는 송신 데이터 대신 상호 약정된 패턴의 학습열 (training sequence)을 이용하는 supervised adaptive 방식을 사용하기 때문에 이로 인한 전송 지연이 발생되며 초기 수렴 상태에 도달한 후 실제의 데이터 전송이 이루어진다. 이와 같은 문제점은 multipoint 단말기를 갖는 데이터 통신 방식에서는 고속 중앙 처리기

의 성능 저하의 주된 원인이 된다.

상기의 문제점을 해결하기 위하여 등장한 등화기가 unsupervised 방식인 블라인드 등화 방식이며 펄스 진폭 변조 (PAM) 신호를 등화하기 위한 블라인드 방식이 Sato 에 의하여 최초로 제안된 이래 [14] Prati, Treichler 등은 수렴 시간의 축소를 위하여 등화기 출력으로부터 송신 신호를 추정하는데 비선형 threshold 장치를 이용하여 decision을 수행하는 CMA (Constant Modulus Algorithm) 부류의 방식을 제안하였다. 대부분이 bussgang 계열인 CMA 방식들은 진폭에 대한 등화만 수행하며 위상 변화에 대해서는 불가능하여 등화와 동시에 반송파 복원을 수행하는 구조를 갖는다. CMA 방식은 비교적 연산이 간단한 장점을 갖는 반면 수렴 속도가 느리며 cost 함수에 대하여 local minimum을 얻을 수는 있지만 global minimum이 보장되지 못하므로 ill convergence 되는 문제점과 비선형 decision device 에서 오차가 발생하는 경우 오차 전파 (error propagation)의 문제점등을 갖고 있다[3][4].

본 논문에서는 이와 같은 CMA 방식의 문제점을 해결할 수 있는 방식으로 C.L.Nikias, D.Hatzinakos 등이 제안한 신호의 고차 통계치 (HOS; High Order Statistics)에 의한 CBA (Cumulant Based Algorithm)를 이용하여 비최소 위상 채널의 역 모델링을 위한 결정 궤환형 (decision feedback type) 자기 적응 블라인드 방식에 대하여 설명한다. 논문의 구성은 2 장에서는 디지털 통신 시스템의 기저 대역 모델과 수신 신호의 HOS 와의 관계에 대하여 먼저 설명하고 이를 LMS 방식을 이용하여 적응적으로 얻는 CBA 알고리즘에 대하여 설명한다. 3 장에서는 시뮬레이션 결과에 대하여 설명한 후 4 장에서는 결론을 맺는다.

II. 본 론

1. 디지털 통신 시스템의 기저 대역 모델

부호간 간섭과 부가적인 백색 가우시안 잡음이 존재하는 기저 대역 디지털 통신 시스템의 모델을 그림 1에 나타냈다. 그림에서 통신 채널을 나타내는 $f(n)$ 은 송신 필터, 채널 및 수신 필터를 포함하는 비최소 위상 필터 응답을 나타낸다. 수신된 신호 $y(n)$ 는 복조후 동기 표본화를 취한 신호라고 가정하자.

수신된 신호 $y(n)$ 은 다음과 같이 표현할 수 있다.

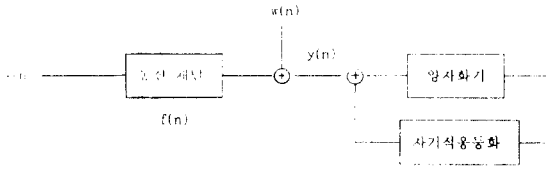


그림 1. 디지털 통신 시스템의 기저 대역 모델
Fig. 1. Base Band Model of Digital Communication System

$$y(n) = \sum_{k=0}^{L_2} f(k) x(n-k) + w(n) \quad (1)$$

여기서 $f(n)$ 은 채널 성분을 나타내는 FIR 필터를 나타내며 입력 신호 $x(n)$ 은 복소수 또는 실수 형태의 신호로써 다음의 조건을 만족한다.

$$\begin{aligned} E\{x(n)\} &= 0, E\{x(n)^3\} = 0 \\ E\{x(n)^4\} &= -3, E\{x(n)^2\}^2 = \gamma_x \end{aligned} \quad (2)$$

식 (2)의 조건을 만족하는 입력 신호 $x(n)$ 은 실수 신호인 경우에는 PAM, 복소수 신호인 경우에는 QAM 을 들 수 있으며 부가 잡음 $w(n)$ 은 입력 신호와 통계적으로 무상관 신호이다.

식 (1)에서 채널 $f(n)$ 의 주파수 응답을 $F(Z)$ 라고 하면 다음과 같이 분해할 수 있다[6][10].

$$F(Z) = A I(Z^{-1}) O(Z) = A [I(Z^{-1}) O^*(Z^{-1})] \left[\frac{O(Z)}{O^*(Z^{-1})} \right] \quad (3)$$

식 (3)에서 $I(Z^{-1})$ 과 $I(Z^{-1})O^*(Z^{-1})$ 은 $\prod_i (1 - a_i Z^{-1})$, $|a_i| \leq 1$ 의 형태를 갖는 채널의 최소 위상 성분(영점이 단위원내에 존재)을 나타내며 $O(Z)$ 은 최대 위상 성분을 나타내며 *는 공액 (conjugation)을 나타낸다. 또한 A 는 채널의 이득을 나타내는 인자이며 $O(Z)/O^*(Z^{-1})$ 은 채널에서 발생하는 위상을 보정하기 위한 all pass 성분을 나타낸다. 자기 적용 동화기는 수신된 데이터 $y(n)$ 을 가지고 $x(n)$ 을 복원하는 디지털 필터를 말하며 전달 함수 $V(Z) = 1/F(Z)$ 의 관계를 만족하여야 한다. 그림 2는 결정 궤환형 자기 적용 동화기 (decision feedback self adaptive equalizer)의 구조를 나타낸 것으로써 이의 전체적인 전달 함수 $V(Z)$ 은 다음과

같이 쓸 수 있다[13].

$$V(Z) = \frac{1}{U(Z)} = P(Z) \frac{1}{1 + G(Z)} \quad (4)$$

여기서 $P(Z)$ 는 $\frac{O^*(Z^{-1})}{O(Z)}$ 를 나타내는 feedforward 성분을 나타내며 수신된 신호 $y(n)$ 을 처리하며 $G(Z)$ 는 $\frac{1}{I(Z^{-1})O^*(Z^{-1})}$ 을 나타내는 feedback 성분을 나타내며 이전에 복원된 신호에서 ISI 성분을 제거하는데 사용된다[2].

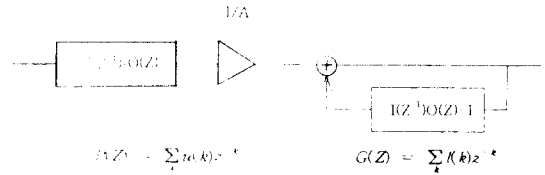


그림 2. 결정 궤환 자기 적용 동화기의 구조
Fig. 2. Structure of Decision Feedback Self Equalization

2. 신호의 고차 통계치와 통신 모델과의 관계

그림 1의 기저 대역 모델에서 수신 신호 $x(n)$ 의 고차 통계치는 1차 원 통계치 (평균값)를 다차원으로 확장한 것으로 2차, 3차, 4차 통계치가 있으며 이를 정의하면 다음과 같다[12].

$$\begin{aligned} 1차 통계치 & L_y(t_1) = E(y_{t_1}) \\ 2차 통계치 & L_y(t_1, t_2) = E(y_{t_1} y_{t_2}) \\ 3차 통계치 & L_y(t_1, t_2, t_3) = E(y_{t_1} y_{t_2} y_{t_3}) \\ 4차 통계치 & L_y(t_1, t_2, t_3, t_4) = \\ & E(y_{t_1} y_{t_2} y_{t_3} y_{t_4}) - E(y_{t_1} y_{t_2}) E(y_{t_3} y_{t_4}) \\ & - E(y_{t_1} y_{t_3}) E(y_{t_2} y_{t_4}) - E(y_{t_1} y_{t_4}) E(y_{t_2} y_{t_3}) \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 E 는 통계적 기대치를 나타내며 2차 통계치는 자동 상관 함수에 해당된다. 3차 통계치, 4차 통계치를 3차 누적율, 4차 누적율이라고하며 주파수 영역에서는 각각 전력 스펙트럼, polyspectrum, trispectrum 이라고 한다. 고차 통계치에서 t_1 은 기준 시간을 나타내므로 이를 생략하고 표기한다. 그림 1의 기저 대역 통신 모델을 식 (5)의 고차 통계치 영역에서 정의하면 다음의 관계가 성립된다.

$$L_y(m, n, l) = \gamma_x L_f(m, n, l) \text{ (고차 cumulant 영역)} \quad (6)$$

$$C_y(m, n, l) = C_f(m, n, l), (m, n, l) \neq (0, 0, 0)$$

(tricepstrum 영역)

식 (6)에서 알 수 있듯이 식 (2)의 조건을 만족하는 수신 신호 y(n)의 tricepstrum 은 채널의 tricepstrum 이 되며 cumulant 도 동일하므로 고차 통계치를 이용하여 채널의 식별 또는 역 모델링이 가능하게 된다. γ_x 는 식 (2)에서 정의된 송신 신호 x(n)의 첨도 (curtosis) 를 나타내며 신호의 gaussianess 로부터의 거리를 나타내는 척도로서 사전에 수신측에서는 기지의 양이다.

$C_y(m, n, l) = F^{-1} \{ \ln [T_y(\omega_1, \omega_2, \omega_3)] \}$, $T_y(\omega_1, \omega_2, \omega_3) = F \{ L_y(m, n, l) \}$ 로 정의되는 tricepstrum 을 나타내며 가우시안 잡음의 고차 통계치는 0 이 된다. R.Pan 과 C.L.Nikias는 고차 통계치와 복소 cepstrum 치와의 관계를 다음식과 같은 선형 중첩의 관계가 성립함을 제시하였으며 본 논문에서도 이들의 관계식을 이용하였다[13].

$$L_y(m, n, l) * [-mC_y(m, n, l)] = -m L_y(m, n, l) \quad (7)$$

식 (7)에서 $mC_y(m, n, l)$ 은 차분 cepstrum 치를 나타낸다. 이를 확장하면 다음과 같은 cepstrum 방정식을 얻을 수 있다.

$$\sum_{i=1}^{\infty} \left\{ A^i [L_y(m-i, n, l) - L_y(m+i, n+i, l+i)] \right\} + \sum_{j=1}^{\infty} \left\{ B^j [L_y(m-j, n-j, l-j) - L_y(m+j, n, l)] \right\} = -m L_y(m, n, l) \quad (8)$$

여기서 계수 A, B는 비최소 위상 채널을 나타내는 최소, 최대 위상 cepstrum 계수값을 나타내며 i, j가 증가할수록 지수 함수적으로 감소하므로 u1, u2의 유한 값으로 고정할 수 있다. 식 (8)을 overdetermined matrix 형식으로 표현하면

$$Pz = Q \quad (9)$$

로 쓸 수 있다. P는 $\{L_y(a, b, c) - L_y(a', b', c)\}$ 의 값을 갖는 행렬을 나타내며 Q는 $\{-a L_y(a, b, c)\}$ 의 값을

나타내는 벡터를 말한다. 고차 통계치에 의한 채널의 역 모델링은 LMS 적용 알고리즘을 이용하여 식 (9)의 cepstrum 계수인 z를 얻는 과정을 말한다. 계수 z에는 최소 위상 성분 계수 A와 최대 위상 성분 계수 B로 구성되므로 이를 이용하여 자기 적응 등화기의 계수는 다음의 관계식을 이용하여 얻을 수 있다[13].

$$i(n) = \frac{-1}{n} \sum_{k=2}^{n+1} A^{(k-1)} i(n-k+1), n \geq 1, \dots, N_1$$

$$o(n) = \frac{1}{n} \sum_{k=n+1}^0 B^{(1-n)} o(n-k+1), n \leq -1, \dots, -N_2 \quad (10)$$

3. 적응 역 모델링 알고리즘

본 절에서는 고차 통계치를 이용한 식 (10)의 결정 계한 자기 적응 등화기의 계수를 적응적으로 얻기 위한 과정을 순서적으로 설명한다.

단계 1: 매 순간 i 마다 수신된 신호 y(n)의 고차 통계치 $L_y(m, n, l)$, $-M \leq m, n, l \leq M$ 을 추정한다. 순간 i-1의 추정치를 이용하여 적응적으로 계산할 수 있다.

단계 2: 순간 i의 고차 통계치를 이용하여 cepstrum 계수 \hat{A}, \hat{B} 를 얻는다.

이를 얻기 위해서는 식 (9)의 시스템 방정식을 계산하여야 하며 계수들은 다음과 같은 평균 자승 오차를 최소화하도록 경사 LMS 알고리즘을 적용한다.

$$mse(i) = E \{ e^H(i) e(i) \}, e(i) = \hat{Q}(i) - \hat{P}(i) z(i) \quad (11)$$

E는 통계적 기대치를 나타내며 계수의 LMS 갱신은 다음과 같이 이루어진다.

$$z(i+1) = z(i) - \frac{1}{2} \mu(i) \Delta(i)$$

$$\Delta(i) = \frac{d J(\hat{i})}{d z(i)} = -2 \hat{P}(i)^H e(i) \quad (12)$$

여기서 μ 는 스텝 적응 상수이며 일반적인 자기 적응 등화기와는 달리 시변값이다.

단계 3: 단계 2에서 얻은 cepstrum 계수를 이용하여 식 (10)의 동화기 필터 계수 인과성 필터 계수 $i(n)$ 과 비인과성 필터 계수 $o(n)$ 을 얻는다.

단계 4: 단계 1에서 단계 3까지의 과정에서 얻은 동화기는 정규화된 이득 계수이므로 $1/A(i)$ 를 구하는 과정이 필요하며 이는 동화기의 출력이 원하는 전력 레벨을 유지토록 해준다. $G_x = E\{|x(k)|^2\}$ 이라고 하면 순간 i 에서

$$u_{i+1} = (1-\eta)u_i + \eta |x(i)|^2, g(i) = \frac{1}{A(i)} = \sqrt{\frac{G_x}{u_i}} \quad (13)$$

가 되도록 조절한다.

III. 컴퓨터 시뮬레이션

HOS를 이용한 비최소 위상 채널의 역모델링 (동화)을 위하여 Monte Carlo 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다. 입력 송신 신호로는 2차원 신호 방식인 L^2 -QAM ($L=2, 4$) 신호를 발생하였다. L^2 -QAM 신호는 $\{x(k) = x_r(k) + j x_i(k)\}$ 의 형태를 취하며 $x_r(k), x_i(k)$ 는 2개의 독립 일양 분포 (i.i.d; independent and identical distribution)의 L 레벨 PAM 신호에 해당한다. QAM 송신 신호를 발생시킨 후 그림 3의 채널을 통

과시켜 원하는 신호대 잡음비에 해당하는 잡음을 부가하였다.

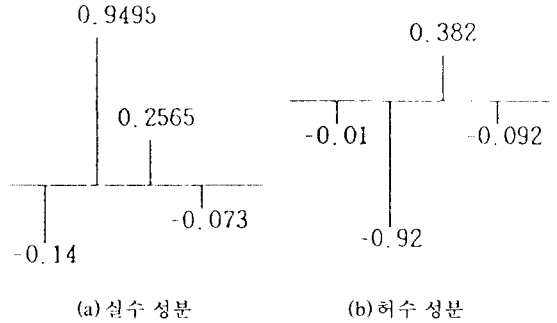


그림 3. 비최소 위상 채널
Fig. 3. Nonminimum Phase Channel

그림 4는 그림 3의 신호대 잡음비가 10 dB, 40 dB의 경우 비최소 위상 채널을 통과한 16-QAM 신호의 수신 성군도 (constellation)를 나타낸 것으로써 채널에 의하여 불규칙 위상 회전 (phase rotation)을 받음을 알 수 있다.

수신된 16-QAM 신호를 대상으로 적응 CBA 알고리즘을 수행시켜 그림 3의 역 모델링을 수행하였다. 시뮬레이션을 위한 파라미터로는 3절의 단계 1에서 고차 통계치를 얻기 위한 지연수 $M=3$ 으로 하여 343

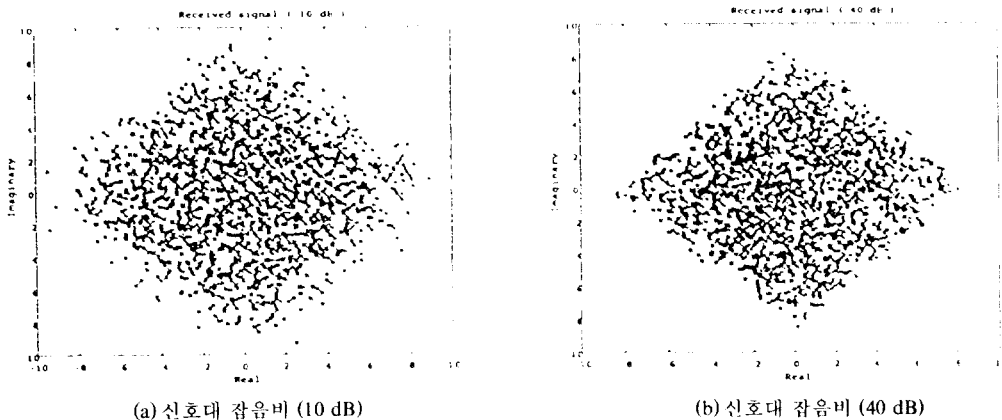


그림 4. 수신 QAM 신호
Fig. 4. Received QAM Signal

개의 cumulant 를 얻었으며, 단계 2의 cepstrum 계수를 구하기 위한 P 는 36 X 12 행렬, Q는 36 X 1 벡터를 구한다. 또한 feedforward와 feedback 필터의 차수 N_1, N_2 는 16으로 설정하였고, 초기의 HOS를 구하기 위해 등화기의 입력단에서 지연이 필요하게 되며 지연값 $I_{LAG}=16$ 으로 정하였고 HOS를 추정하는 동안 채널은 stationary로 가정하였다. 역 필터 모델링의 성능을 나타내는 지수로는 mse (mean square error), 잔류 ISI (residual ISI), 이산적인 복원 eye pattern 등이 사용된다. mse는 $E\{|x(i-d)-x(i)|^2}$ 로 정의되는 진폭 오차량을 나타내는데 사용되며 잔류 ISI 는 채널의 진폭과 위상 특성을 고려한 ISI 의 잔류치 총합을 나타내므로 위상 성분을 포함하는 비최소 위상 채널의 역 모델링 성능 지수로 널리 사용된다[10]. 본 논문에서도 잔류 ISI 를 사용하여 성능 지수로 사용하여 이를 기존의 CMA 방식과 비교하므로써 수렴 속도와 잔류 ISI의 양을 알 수 있다. 이를 얻기 위하여 상호 독립적인 QAM 신호와 잡음 신호를 12000개 발생시켜 매 순간마다 역 모델링을 수행한 후 잔류 ISI를 계산하였고 이를 5회의 monte carlo simulation 을 수행하면서 신호대 잡음비를 40dB~10dB로 변화시켰다. 잔류 ISI는 통신 채널의 응답을 $f(n)$, 역 모델 필터의 응답을 $v(n)$ 이라고 하면 다음과 같이 정의한다.

$$\text{잔류 ISI} = \frac{\sum_i |f(n) \otimes v(n)|^2 - |f(n) \otimes v(n)|_{\max}^2}{|f(n) \otimes v(n)|_{\max}^2} \quad (14)$$

여기서 \otimes 는 선형 중첩 (linear convolution)을 표시하는 기호이며, i 는 유한 차수의 필터 계수를 상호 중첩을 취하기 위한 지연값을 나타낸다. 완전 역 모델링이 된 경우에는 이론적으로 잔류 ISI=0이 된다. 그림

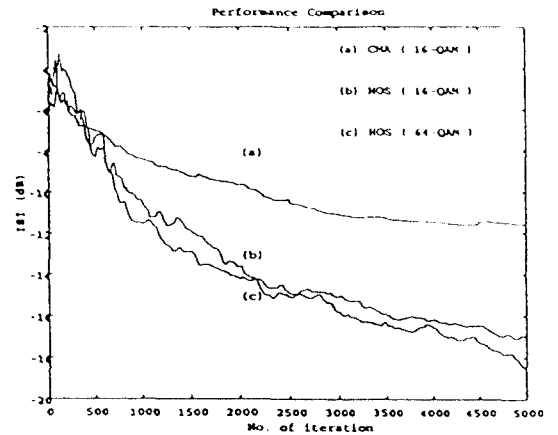
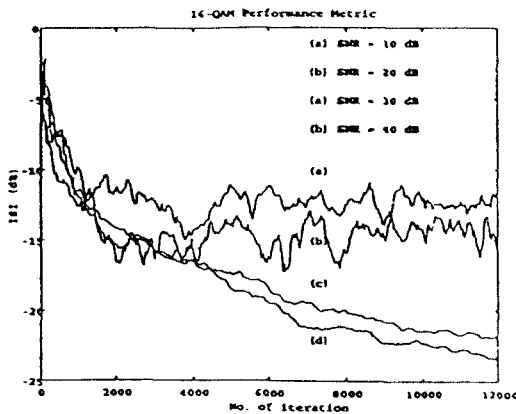
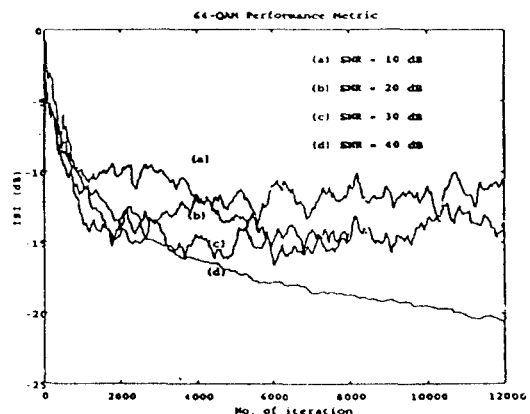


그림 5. CMA와 HOS의 성능 비교 (ISI)
Fig. 5. Performance Comparison of CMA and HOS (ISI)



(a) 16-QAM



(b) 64-QAM

그림 6. ISI 분포도

Fig. 6. ISI Distribution

5는 CMA와 HOS 방식의 성능을 비교하기 위하여 신호대 잡음비 40 dB의 경우 CMA의 GODARD 등화 방식과 HOS를 이용한 등화 방식의 잔류 ISI를 비교하였다. 신호대 잡음비를 40 dB로 고정시키고 반복 횟수와 잔류 ISI 분포를 나타내었다. 초기의 250회 정도의 횟수내에서는 잔류 ISI 측면에서는 CMA가 다소 양호한 반면, 반복 횟수가 증가할수록 HOS를 이용한 방식이 수렴 속도와 잔류 ISI 량에서 우월함을 알 수 있다. 그림 6은 HOS 알고리즘을 이용하는 등화기의 입력에서 신호대 잡음비를 40dB, 30dB, 20dB, 10dB로 변화시키면서 16-QAM, 64-QAM 신호를 송신한 경우의 컴퓨터 시뮬레이션의 결과를 나타낸 것이다. 모든 신호의 경우 신호대 잡음비가 높을수록 양호한 수렴 속도와 잔류 ISI 양을 확인할 수 있다.

표 1은 기존의 CMA 방식과 HOS를 이용한 방식의

연산량을 비교하기 위하여 N 개의 등화기 필터 계수를 갖는 경우의 곱셈과 덧셈을 나타낸것이다. 비교 결과 HOS가 4 차원의 표본치를 곱과 합을 구하는 과정으로 인하여 CMA 보다 많은 연산량을 필요로함을 알 수 있다.

그림 7은 고차 통계치를 이용하여 그림 4의 수신 신호를 등화기의 출력에서 복원한 신호를 나타낸 것이다. 신호대 잡음비 10 dB, 40 dB에서 16-QAM 신호를 정확하게 진폭뿐만 아니라 채널에서 부가된 위상 회전 성분까지 정확하게 복원하였음을 알 수 있다.

IV. 결 론

본 논문에서는 통신에서 수신된 신호의 고차 통계치를 이용한 비최소 위상 채널의 역 모델링에 관한

표 1. HOS와 CMA의 알고리즘 연산
Table 1. Algorithm Computation of HOS and CMA

	Adaptive HOS	Godard (CMA)
MUL	$4 \left[\frac{1}{6} M_T^3 + (u1 + u2)(2N + 1) + \frac{N^2 + 8N + 3}{4} \right]$	$2N + 5$
ADD	$2 \left[\frac{1}{24} M_T^3 + 3N(u1 + u2) + \frac{N^2 - 2N}{2} \right]$	$2N + 3$

$$N_1 = N_2 = \frac{N+1}{2}, M_T = 2M + 1$$

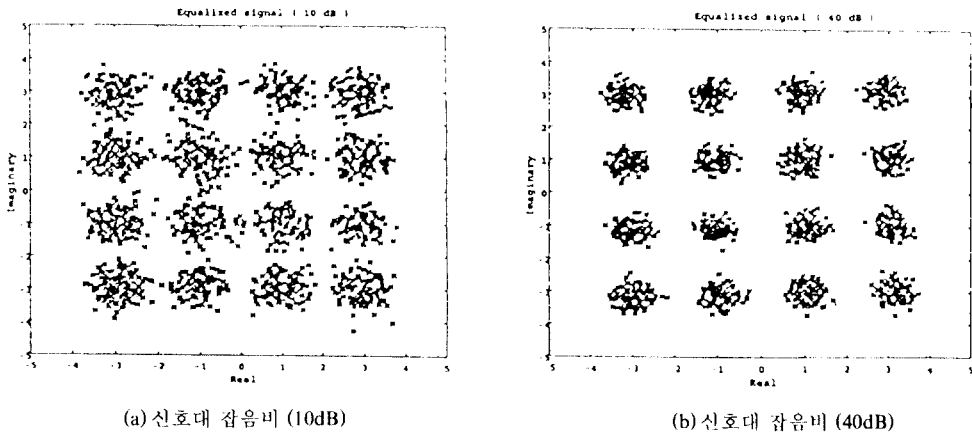


그림 7. 복원 신호
Fig. 7. Recovered Signal

것이다. 채널의 성분을 최소 위상 성분과 최대 위상 성분으로 분리하여 추정 한 후 이를 역 모델링된 필터의 계수로 변환하므로써 전송 과정에 사용된 비최소 위상 채널의 역 모델링에 근사함을 최소 평균 자승 오차 방식을 이용한 컴퓨터 시뮬레이션 결과 확인하였다.

협대역 특성과 비트 오류 특성이 우수한 ASK와 PSK의 복합 방식인 QAM 기저 대역 신호를 대상으로 역 모델링의 결과를 제시하였다. 기존의 역 모델링을 수행하는 방식인 CMA 방식과 성능 분석 파라미터인 잔류 ISI를 상호 비교하므로써 수렴 속도와 잔류 ISI 량에서 뛰어난 것을 알 수 있었으나 연산량의 비교 결과 고차 통계치를 얻는데 많은 연산량이 필요하였다. 이는 대역 제한 채널에서 스펙트럼 이용 효율을 높히면서 고속 전송을 위한 신호의 등화 방식으로 뛰어난 것을 알 수 있지만 고차 통계치를 얻는데 필요한 연산량을 줄이기 위한 지속적인 연구가 필요하다.

참 고 문 헌

1. 이종현, "전송 선로의 전치 보상을 위한 전달 함수 추정과 보상 시스템 실현에 관한 연구", 경희대학교 대학원 박사 논문, Aug., 1993.
2. C.A.Belfore, J.H.Park, "Decision Feedback Equalization", Proc. IEEE, Vol.67, No.8, pp.1143-1156, Aug., 1979.
3. S.Bellini, "Busgang Techniques for Blind Equalization", GLOBECOM 1986, pp.46.1.1-46.1.7
4. Z.Ding, C.R.Johnson, R.A.Kennedy, B.D.O. Anderson, "On the Ill-Convergence of the Godard Blind Equalizers in Data Communication systems", Proc. ICSS'89, pp. 538-543, Mar., 1989.
5. G.B.Giannakis, A.Swami, "On Estimating Noncausal Nonminimum Phase ARMA Models of Non-Gaussian Processes", IEEE Trans. on A.S.S.P., Vol.38, No.3, pp.478-495, Mar., 1990.
6. D.Hatzinakos, C.L.Nikias, "Blind Equalization Using a Tricepstum-Based Algorithm", IEEE Trans. on Com., Vol.39, No.5, pp.669-681, May, 1991.
7. D.Hatzinokos, C.L.Nikias, "Estimation of Multipath Channel Response in Frequency Selective Channels", IEEE Journal on S.A.C., Vol.7, No.1, pp.12-19, Jan., 1989.
8. O.Macchi, A.Hachicha, "Self-Adaptive Equalization based on a Prediction Principle", Proceeding Globecom, pp1641-1645, Mar., 1986.
9. J.M.Mendel, "Tutorial on High-Order Statistics (Spectra) in Signal Processing and System Theory: Theoretical Results and Some Applications", Proc. IEEE, Vol.79, No.3, pp.278-305, Mar., 1991.
10. C.L.Nikias, R.Pan, "ARMA Modeling of Fourth-Order Cumulant and Phase Estimation", IEEE Circuits Systems Signal Process, Vol.7, No. 3, pp.291-325, June, 1988.
11. C.L.Nikias, A.P.Petropouou, "High-Order Spectra Analysis -A Nonlinear Signal Processing Framework", Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey,1993.
12. C.L.Nikias, M.R.Raghuveer, "Bispectrum Estimation: A Digital Signal Processing Framework", Proceedings of the IEEE, Vol.75, No.7, pp. 869-891, July, 1987.
13. R.Pan, C.L.Nikias, "The Complex Cepstrum of High-Order Cumulant and Nonminimum Phase System Identification", IEEE Trans. on A.S.S.P., Vol.36, No.2, pp.186-205, Feb., 1988.
14. Y.Sato, "A Method of Self-Recovering Equalization for Multilevel Amplitude Modulation Systems", IEEE Trans. Com., Vol. COM-23, pp.679-682, June, 1973.
15. O.Shalvi, E.Weinstein, "New Criteria for Blind Deconvolution of Nonminimum Phase Systems", IEEE Trans. on Info. Theory, Vol.36, No.2, pp. 312-321, Mar., 1990.



林 承 珪(Seung Gag Lim) 정회원

1983년 8월: 숭실대학교 전자공
학과(학사)

1985년 8월: 경희대학교 대학원
전자공학과(석사)

1985년 10월~1988년 2월: 한국
전자통신연구소 연
구원

1988년 10월~1993년 2월: 삼성전자 정보통신연구소
선임연구원

1993년 10월~현재: 상재대학병설전문대학 사무자동
화과

1991년 8월~현재: 경희대학교 대학원 박사과정

陣 庸 玉(Yong Ohk Chin)

정회원

경희대학교 전자공학과 교수

한국통신학회 제20권 10호 참고