

# 다중 경로 페이딩 채널에서 고차 통계치를 이용한 적응 등화기에 관한 연구

임 승 각<sup>†</sup>

## 요 약

본 논문은 다중 경로 페이딩 채널의 전송 특성을 개선하기 위하여 고차 통계치를 이용한 적응 등화기의 설계 및 성능에 관한 것이다. 디지털 무선 전송에서 발생하는 다중 경로 전파 현상은 수신 신호의 찌그러짐과 부호간 간섭의 원인이 된다. 이로 인하여 비트 오류의 증가와 수신기의 성능을 저하하는 주된 원인이 된다. 논문에서는 널리 사용되는 Bussgang, Godard 알고리즘의 CMA 알고리즘을 사용하는 대신 수신 신호의 고차 통계치를 이용한 등화 알고리즘을 이용하였다. 논문에서는 신호대 잡음비를 변화시키면서 이들 알고리즘의 성능 (잔류 부호간 간섭, 복원 성군도 및 연산량)을 제시하였다. 컴퓨터 시뮬레이션 결과 신호대 잡음비가 낮은 10~20 dB 범위에서는 고차 통계치를 이용한 등화 알고리즘이 CMA 보다 우월하였다. 실제의 통신 시스템에서 사용되는 신호대 잡음비가 14~20 dB 임을 고려할 때 고차 통계치를 이용하는 적응 등화기는 실제의 다중 경로 페이딩 환경에서 사용될 수 있다.

# A Study on The Adaptive Equalizer Using High Order Statistics in Multipath Fading Channel

Seung Gag Lim<sup>†</sup>

## ABSTRACT

This paper deals with the design and performance of the adaptive equalizer using high order statistics in order to improve the transmission characteristics of multipath fading channel. The multipath propagational phenomenon occurred in digital radio transmission causes the distortion and ISI of receiving signal. These are main reasons to increase the bit error rate and degrade the performance of receivers.

In this paper, the adaptive equalization algorithm using high order statistics of received signal is used instead of CMA algorithm, Bussgang and Godard which are known widely. The performance of this algorithm (residual isi, recovered constellation, calculation) is presented varying SNR.

As the result of the computer simulation, equalizer algorithm using high order statistics is better than CMA in the range of low SNR, 10~20dB. Therefore, considering the actual communication systems which use the range of 14~20dB SNR, the adaptive equalizer using high order statistics can be used in the real multipath fading environment.

<sup>†</sup> 정 회 원: 천안공업전문대학 정보통신과  
논문접수: 1997년 4월 28일, 심사완료: 1997년 9월 18일

## 1. 서 론

최근 무선 전파를 이용한 디지털 데이터 전송의 수요가 폭증하고 있으며 이를 위해서는 다중 경로를 통해 송신점과 수신점을 연결하는 통신 채널의 환경을 극복하여야 한다. 다중 경로 통신 채널의 경우 기존의 고정 통신에서는 송신점과 수신점을 연결하는 통신 프로파일상에서 직접파 성분과 지면 반사파 및 대기 회절파의 3가지 성분을 고려한 3 Ray Model이 주로 사용되며 이동 통신에서는 환경에 따라 상이하지만 도심지의 경우 수신 안테나가 기지국 안테나 높이에 비하여 거의 지면에 접촉되어 있어 건축물과 같은 인공 구조물등에 의하여 직접파 성분이 거의 존재하지 않으며 지면과 구조물 반사파 및 대기 회절파 성분 등이 다중의 경로를 통하여 수신측에 랜덤으로 수신되고 또한 차량 전화의 경우 이동체의 이동에 의한 도플러 천이 (Doppler Shift) 효과가 발생하므로써 고정 통신에 비하여 열악한 전파 환경이 된다[1][2]. 이와같은 다중 경로에 의한 통신 채널에서는 수신 신호가 백터적으로 불규칙적 합성되어 포락선 레벨을 급격히 변동시키는 페이딩과 채널 특유의 대역 제한 현상으로 인하여 부호간 간섭 (ISI: InterSymbol Interference)이 발생되며 이로 인하여 고속 전송 및 동기 유지를 어렵게 한다. 이와같은 문제점을 극복하기 위하여 다이버시티 (Diversity) 수신 기법과 자동 이득 조절 (AGC: Automatic Gain Control) 기법 및 적응 등화기 (Adaptive Equalizer) 등이 사용되고 있다[2][3]. 등화기는 수신기에서 통신 채널에 의한 찌그러짐과 부호간 간섭 및 잡음등의 비선형 효과를 사후에 보상하기 위하여 사용되며 최근 이의 중요성이 증대되면서 많은 연구가 이루어지고 있다. 수신 신호에서 직접 통신 채널의 전달 특성을 얻을 수 없으므로 송신 단말과 수신 단말은 데이터의 전송 개시전에 상호 약정된 학습열 (training sequence)을 송수신하므로써 이를 계산할 수 있게 되지만 이로 인한 전송 시간의 지연이 발생되며 특히 멀티 포인트 구조의 통신망에서는 이의 영향이 심각하게 된다[4]. 이와같은 문제점을 개선하기 위하여 학습열을 이용하지 않고 수신된 신호만으로 통신 채널의 역특성을 얻을 수 있는 적응 블라인드 등화기 알고리즘이 Sato 등에 의하여 최초로 제시되었다. Sato[5]는 기저 대역의 2B1Q PAM (Pulse

Amplitude Modulation) 신호를 대상으로 수신측에서 적응 블라인드 등화기를 제시하므로써 사후 보상이 가능함을 보였으며 이후 Godard[6]는 적응 등화기의 성능 개선 (연산량 감축, 수렴 특성과 잔류 isi 등)을 목표로 CMA (Constant Modulus Algorithm) 부류의 알고리즘을 제시하였다. 이들 알고리즘은 간단한 연산량으로 통신 채널에서 발생하는 진폭에 관한 왜곡은 보상할 수 있지만 위상에 대해서는 보상이 불가능하다[7]. 국내에서도 문헌[7]에서 MCMA (Modified Constant Modulus Algorithm) 알고리즘을 제시하여 CMA가 갖는 진폭 보상의 가능함과 간단한 연산의 장점과 위상 복원 불가능이라는 단점을 극복할 수 있음을 보였다. 그러나 CMA와 MCMA 알고리즘은 통신 채널의 상태 변화에 매우 민감한 보상 특성을 보임으로서 전역 수렴 (Global Convergence)을 해결하지 못하는 한계를 갖고 있으므로 다중 경로 통신 채널과 같은 시변 (time varying) 시스템의 경우에는 적용하기 어려운 문제점이 있다. 이와 같은 문제점을 해결할 수 있는 알고리즘으로는 Nikias, Pan[8] 등이 제안한 수신 신호의 고차 통계치 (HOS: High Order Statistics)를 이용한 적응 블라인드 등화기의 설계 알고리즘이 있다. HOS 알고리즘은 CMA 부류가 갖는 전역 수렴의 문제점을 해결할 수 있으며 진폭과 위상에 대하여 동시에 보상할 수 있는 장점이 있지만 연산량이 증대되는 문제점도 갖고 있다. 본 논문에서는 HOS 를 이용한 적응 블라인드 등화기가 다중 경로 페이딩 채널에서도 사용될 수 있음을 보이기 위하여 먼저 16-QAM 송신 신호를 발생한 후 Arredondo[9][10] 등이 제안한 다중 경로 페이딩 통신 채널 모델을 통과시켜 수신 신호를 획득하였다. 적응 등화의 결과를 제시하기 위하여 먼저 수신 신호의 HOS를 구한 후 이를 이용하여 등화기를 설계하였으며 이를 통과 시킴으로써 복원 신호 및 등화기의 성능을 확인하였다. 이 과정에서 송신 신호대 부가 잡음비의 전력비와 다중 경로 페이딩 채널에서 페이딩의 정도를 나타내는 K 파라미터를 10~20 dB로 변화시켰다. 적응 등화의 결과로는 복원된 QAM 신호의 성군도 (Constellation)와 등화기의 성능 분석치로서 반복 횟수당 잔류 부호간 간섭량의 분포를 CMA 와 비교하여 우월성을 확인하였다. 논문의 구성은 다음과 같다. 제2 장에서는 일반적으로 기저 대역 통신계의 모델과 신

호의 HOS에 대하여 설명하며 제3장에서는 HOS를 이용한 적응 블라인드 등화기의 설계 알고리즘에 대하여 기술하였다. 제4장에서는 컴퓨터 시뮬레이션을 통한 적응 블라인드 등화기의 결과를 제시한 후 마지막으로 제5장에서는 결론을 맺었다.

## 2. 기저 대역 통신 모델과 신호의 고차 통계치

### 2.1 기저 대역 통신 모델

(그림 1)은 다중 경로를 통한 페이딩에 의하여 부호간 간섭과 가우시안성 부가 잡음이 존재하는 통신 채널을 포함하여 적응 등화기를 갖는 기저 대역 통신 모델을 나타낸 것이다. 그림에서  $f(n)$ 은 송신 필터, 수신 필터 및 통신 채널을 나타내는 비최소 위상 디지털 필터를 나타내며  $w(n)$ 은 전송 과정에서 부가되는 가우시안 잡음을 나타내고  $g(n)$ 은 수신측에서 사용되는 적응 등화기의 디지털 필터를 나타낸 것이다. 여기서 통신 채널을 통과한 신호  $y(n)$ 은 복조후 완전한 동기가 취해진 신호라고 가정하면 수신측에 수신되는 신호  $a(n)$ 은 다음과 같이 된다.

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

여기서  $x(n)$ 은 독립 일양 분포 (i.i.d; independent and identical distribution) 하는 1차원 또는 2차원 신호로서 다음의 조건을 만족하여야 한다.

$$E\{x(n)\} = 0, E\{x(n)^3\} = 0, E\{x(n)^4\} - 3 \cdot E\{x(n)^2\}^2 = \gamma_x \quad (2)$$

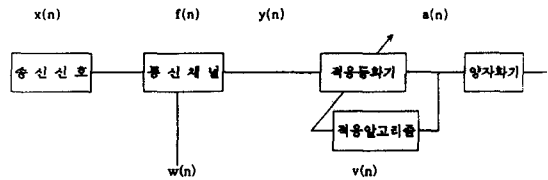
(그림 2)는 (그림 1)의 통신 채널  $f(n)$ 에서 다중 경로 전파 현상을 나타내기 위하여 사용된 통신 채널의 시뮬레이션 모델을 나타낸 것이다. 그림에서는 3 파 모델 (직접파 성분과 지면 반사파 및 대기 회절파를 고려)을 구성하였는데 이는 협대역 가우시안 프로세스를 이용하여 적절한 도플러 주파수를 차단 주파수로 하는 필터를 통과시킨 후 동상 (Inphase)과 직교 (Quadrature) 성분을 독립적으로 얻은 후 이를 합성하므로써 다중 경로 페이딩 특성을 얻을 수 있음을 보인 것이며 이에 관한 자세한 내용은 문헌 [1]을 참조바란다. 지연선 (delay line)에서는 이들 각 성분들의 도착

시간 분포가 확률적으로 포아송 분포하도록 지연 시간을 결정하였는데 지연수  $N$ 은 다음과 같다.

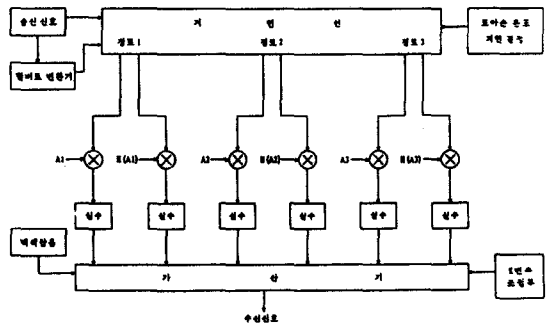
$$\prod_{i=1}^N U_i \leq \exp(-\lambda) \quad (3)$$

여기서  $U$ 는 0과 1 사이의 균등 분포 (uniform distribution) 하는 랜덤 변수를 나타내며  $\lambda$ 는 평균 도착율 (average arriving rate)을 나타낸다. 또한 다중 경로 페이딩 채널의 페이딩 정도를 나타내는  $K$  파라미터가 있으며 이는 직접파 성분과 간접파 (지면 반사파와 대기 회절파) 성분의 전력의 비로 정의된다[2][10].

$$K(dB) = 10 \log_{10} \frac{\text{직접파 성분의 전력}}{\text{간접파 성분의 전력}} \quad (4)$$



(그림 1) 기저 대역 통신 모델  
(Fig. 1) Baseband Communication Model



(그림 2) 다중 경로 채널의 모델  
(Fig. 2) Model of Multipath Channel

### 2.2 Constant Modulus Algorithm

CMA는 디지털 통신 시스템에서 등화기 알고리즘으로 가장 널리 사용되는 방식으로서 (그림 1)의 기저 대역 통신 모델에서 등화기의 출력  $a(n)$ 은 다음과 같이 된다.

$$a(n) = Y^T(n) V(n) \tag{5}$$

여기서  $V(n) = [v_0(n) \ v_1(n) \ \dots \ v_{N-1}(n)]$ 은 등화기의 탭 계수를 나타내며 탭 계수를 최적화하기 위해 비용 함수는 다음과 같이 정의된다.

$$J(n) = E[ (|y(n)|^p - R_p)^2 ] \tag{6}$$

로 정의된다.  $R_p$ 는 등화기가 정상 상태를 고려하여 결정되는 상수로서 등화기의 출력  $a(n)$ 이 일정한 모듈러스 (Modulus)가 되도록 조절하며 등화기가 정상 상태에서  $a(n) = x(n)$ 이 되므로 다음과 같이 정의된다.

$$R_p = \frac{E[|x(n)|^{2p}]}{E[|x(n)|^p]} \tag{7}$$

여기서  $p=2$ 인 경우를 CMA라고 한다. 식 (6)을 최소화하는 오차 신호는 최소 평균 자승 알고리즘을 적용하면 식 (8)과 같고 탭 계수 갱신은 식 (9)와 같다.

$$e(n) = y(n) |y(n)|^{p-2} (|y(n)|^p - R_p) \tag{8}$$

$$V(n+1) = V(n) - \mu e(n) Y^*(n) \tag{9}$$

여기서  $\mu$ 는 적응 스텝을 나타내며 0과 1 사이의 적은 값을 갖는다[4]. 식 (6), (7)에서 CMA는 위상과는 무관하므로 위상 복원 루프를 별도로 사용하여야 하므로 MCMA는 식 (2)를 실수와 허수의 비용 함수로 변형한 후 이들에 대하여 각기 다른 식 (3)의 모듈러스를 적용한 후 식 (8)의 오차 신호를 얻은 후 이를 2차원 복소수 형태로 조합하므로써 위상에 대해서도 복원 능력을 갖게 된다[7].

### 2.3 신호의 HOS

신호  $x(t)$ 는 평균이 0인  $k$ 차 stationary random process로서  $X = [x(t_1) \ x(t_2) \ \dots \ x(t_k)]$ 로 구성되며  $t_2 = t_1 + \tau_1$ ,  $t_3 = t_1 + \tau_2$ 라고 하자.  $x(t)$ 의  $k$ 차 고차 통계치인 누적율 (Cumulant)은 다음과 같이 정의된다[8][11][12].

$$\text{2차 누적율 } \text{cum}(x_1, x_2) = E\{x_1 x_2\}$$

$$\text{3차 누적율 } \text{cum}(x_1, x_2, x_3) = E\{x_1 x_2 x_3\}$$

$$\text{4차 누적율 } \text{cum}(x_1, x_2, x_3, x_4) = E\{x_1 x_2 x_3 x_4\} - E\{x_1 x_2\} E\{x_3 x_4\}$$

$$-E\{x_1 x_3\} E\{x_2 x_4\} - E\{x_1 x_4\} E\{x_2 x_3\} \tag{10}$$

통신에서 널리 사용되는 누적율의 차수  $k$ 는 2~4 범위이며 이를 총칭하여 고차 통계치라고 한다. 여기서 시간 지수  $x(t_1)$ ,  $x(t_2)$ 를  $x_1$ ,  $x_2$ 로 표현상 간략화한 것이다. 상기의 식에서 알 수 있듯이 2, 3차 누적율은 2, 3차 상관 함수 (correlation function) 를 나타내므로  $k$ 차 누적율은  $k$ 차 상관 함수를 나타낸다. 고차 상관 함수의 경우 시스템의 최소 위상 (minimum phase) 또는 비최소 위상 (nonminimum phase) 특성에 무관하게 고차 푸리에 변환하므로써 고차 스펙트럼 특성을 얻을 수 있는데 3차의 경우 바이스펙트럼, 4차의 경우 트라이스펙트럼이라고 한다. (그림 1)의 기저 대역 통신 모델에서 식 (10)의 HOS를 이용하여 해석하면 다음과 같이 된다.

$$L_y(m, n, l) = L_x(m, n, l) * L_f(m, n, l) + L_w(m, n, l) \tag{11}$$

여기서  $x_1, x_2, x_3, x_4$ 는 기준 시간  $x_1$ 에 대한 상대 지연을 나타내므로 기준 시간 표기를 생략하고 각각의 지연량을  $m, n, l$ 로 대체한 기호이다. 식 (2)의 조건을 만족하는  $x(n)$ 의 누적율  $L_x(m, n, l) = \gamma_x \delta(m, n, l)$ 이고 부가되는 백색 잡음  $w(n)$ 의 누적율  $L_w(m, n, l) = 0$ 이다. 여기서  $\delta(m, n, l)$ 은 3차원 델타 함수를 나타낸다. 이의 결과를 이용하면 식 (11)은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$L_y(m, n, l) = \gamma_x L_f(m, n, l) \tag{12}$$

즉 고차 통계치 영역에서 수신 신호의 누적율은 통신 채널의 누적율에  $\gamma_x$ 의 적으로 표시되므로 이를 이용하면 적응 등화기의 설계가 가능하게 된다.

### 3. HOS를 이용한 적응 등화기의 설계 알고리즘

식 (10)에서 정의된 누적율을 이용하여 등화기의 설계 알고리즘은 3가지의 과정을 필요하게 된다. 먼저 수신된 초기 데이터를 이용하여 누적율을 추정하는 과정과 누적율을 이용하여 셉스트럼 계수를 구하는 과정 및 얻어진 계수를 이용하여 등화기의 필터 계수로 변환하는 과정을 말한다. 첫 번째 과정을 수

행한 후 얻은 누적을 이용하여 다음과 같은 차분 셉스트럼 방정식을 생성한다[8].

$$\sum_{i=1}^p \{A^i [L_y(m-I, n, l) - L_y(m+I, n+I, l+I)]\} + \sum_{j=1}^q \{B^j [L_y(m-J, n-J, l-J) - L_y(m+J, n, l)]\} = -m L_y(m, n, l) \quad (13)$$

여기서 A와 B는 최소 위상 성분과 최대 위상 성분의 셉스트럼 계수를 나타내며 최소 자승해를 적용하여 이를 구할 수 있다. 실제로  $L_y(\cdot)$ 는 추정치  $\widehat{L}_y(\cdot)$ 를 대신 사용한다. 셉스트럼 계수를 적용적으로 계산하기 위하여 최소 평균 자승법 (LMS)을 적용한다. 식 (13)을 행렬 형태로 표현하면  $Pa=Q$ 의 형태가 된다. a는  $[A^{(1)} \dots A^{(p)}, B^{(1)} \dots B^{(q)}]$ 가 되며 반복 횟수 i의 오차 함수  $e(i)$ 와 평균 자승 오차  $J(i)$ 는 다음과 같다.

$$e(i) = Q(i) - P(i) a(i), J(i) = E\{e^H(i) e(i)\} \quad (14)$$

여기서 H는 공액 전치를 의미하며 J(i)는 쿼드라틱 분포를 하므로 전역 수렴을 보장한다. LMS를 이용하여 셉스트럼 계수를 식 (15)와 같이 반복적으로 계산할 수 있다.

$$a(i+1) = a(i) + \mu(i) P^H(i) e(i), 0 \leq \mu(i) \leq \frac{1}{tr\{P^H(i) P(i)\}} \quad (15)$$

가 된다. 여기서 tr은 행렬의 트레이스 (trace)를 나타낸다. 마지막 과정으로 셉스트럼 계수 A, B를 이용하여 등화기의 필터 계수로의 변환은 반복 횟수 i에서 시간 영역에서 다음의 식을 이용하여 얻는다.

$$\begin{aligned} \widehat{i}_o(i, k) &= -\frac{1}{k} \sum_{n=2}^{k+1} [A_i^{(n-1)} + [B_i^{(n-1)}]^*] \cdot i_o(i, k-n+1) \\ \widehat{o}_o(i, k) &= -\frac{1}{k} \sum_{n=2}^{k+1} [B_i^{(n-1)}]^* \cdot o_o(i, k-n+1) \\ \widehat{o}_{imv}(i, k) &= \frac{1}{k} \sum_{n=k+1}^0 [-B_i^{(1-n)}] \cdot o_{imv}(i, k-n+1) \end{aligned} \quad (16)$$

식 (10)에서  $\widehat{i}_o(\cdot)$ 와  $\widehat{o}_o(\cdot)$ 는 최소 위상열,  $\widehat{o}_{imv}(i, k)$ 는 최대 위상열을 각각 나타내며 \*는 중첩 (Convolution) 을 표

시하고 k는 식 (13)의 p, q 값을 나타낸다. 적응 등화기를 구현하는 필터의 구조로는 결정 궤환형 (decision feedback type)을 이용하는 경우 순방향 (feedforward) 부와 궤환 (feedback) 부로 나눌 수 있다. 먼저 순방향부와 궤환부의 계수는 각각  $\widehat{h}(i, k)$  및  $\widehat{r}(i, k)$ 라고하면 다음과 같이 된다.

$$\widehat{h}(i, k) = \widehat{o}_{imv}(i, k) * \widehat{o}_o(i, k), \widehat{r}(i, k) = \widehat{i}_o(i, k) - \delta(k) \quad (17)$$

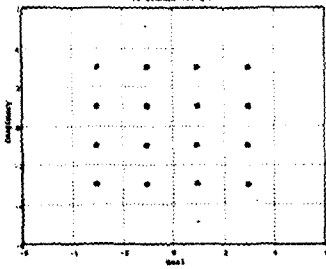
### 4. 컴퓨터 시뮬레이션 및 결과

#### 4.1 시뮬레이션 과정

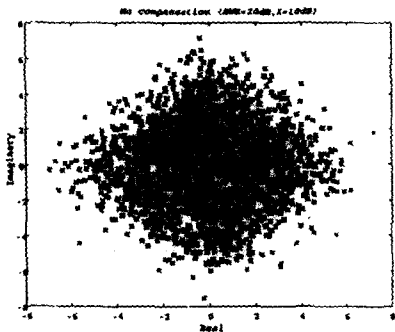
HOS를 이용한 적응 등화기의 성능을 보이기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션을 위한 과정에서 다중 경로 페이딩 채널을 나타내기 위한 채널은 (그림 2)의 모델을 이용하였고 송신 신호는 16-QAM 신호를 적용하였으며 변/복조 과정을 생략하였다. 또한 송신측과 수신측은 완전 동기를 취해진 상태로 가정하고 기저 대역에서 수행하였다. 먼저 송신 신호를 발생한 후 다중 경로 페이딩 채널을 통과 하면서 송신 신호와 부가 잡음의 전력비인 신호대 잡음비 (SNR) 및 페이딩의 정도를 나타내는 K 파라미터를 조절하여 수신 신호를 획득하였다. 이때 SNR 값과 K 파라미터의 값을 각각 10~20 dB로 변화시켰는데 이는 통신 시스템 설계시 고려되는 대표적인 값이다. 수신된 신호를 이용하여 HOS 알고리즘의 적응 등화기를 설계하였는데 식 (11)에서 m, n, l의 값은 -3~3, p와 q의 값은 6, 식 (14)에서 최소와 최대 위상 필터 차수를 나타내는 k 값은 16, 성능 비교를 위한 CMA와 MCMA 등화기에서 순방향부와 궤환부의 차수가 각각 16차, 스텝 크기  $\mu=0.0002$ 로 고정하였다.

#### 4.2 컴퓨터 시뮬레이션 결과

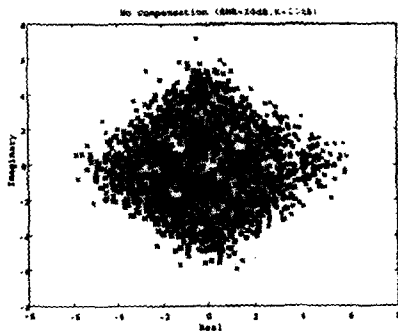
(그림 3)은 송신측에서 발생된 송신 신호 16-QAM의 분포를 나타낸 것이며 (그림 4)는 16-QAM 신호를 SNR=20 dB, K 파라미터를 10, 20 dB인 경우 다중 경로 페이딩 채널을 통과하여 수신된 신호를 나타낸 것으로서 진폭은 각 신호점이 많이 찌그러져서 클러스터의 분산이 커지며 위상의 경우 심볼마다 불규칙 회전을 받았다. 상기의 수신 신호를 이용하여 식 (12)



(그림 3) 송신 신호  
(Fig. 3) Transmitted Signal



(a) K = 10 dB



(b) K = 20 dB

(그림 4) 수신 신호 (SNR = 20dB, 16-QAM)  
(Fig. 4) Received Signal (SNR = 20dB, 16-QAM)

의 결정 제환형 적응 등화기의 설계를 수행한다.

(그림 4)의 수신된 신호를 이용하여 고차 통계치를 계산한 후 시간 영역에서 직접 등화기 설계를 수행하였다. 이때 초기에는  $\{y(j), j=0, 1, \dots, 16\}$ 를 이용하였

으며 이후에는 매 수신되는  $y(n)$ 을 반복 횟수로 정의하여 평균 최소 자승법을 이용한 순환적으로 고차 통계치 및 셉스트럼 계수를 구한 후 적응 등화기 디지털 필터 계수를 구한다. (그림 4)의 수신 신호를 적응 등화기 필터를 통과시켜 등화후의 복원 파형을 얻는다. 등화기의 성능 제시를 위하여 송신 신호를 7000개를 발생시킨 후 20회의 몬테카를로 시뮬레이션을 수행하였다. 2차원인 QAM 신호에서 평균 자승 오차  $E\{|x(i - i_{log}) - x(i)|^2\}$ 는 진폭 오차량을 나타내는데 사용되며 잔류 부호간 간섭량의 경우 등화기의 역 모델링 능력을 나타내는 지수로서 진폭과 위상을 고려한 부호간 간섭량의 잔류치를 나타내므로 논문에서도 이를 사용한다. 잔류 부호간 간섭량은 통신 채널의 주파수 응답 계수를  $f(n)$ , 적응 등화기의 주파수 응답 계수를  $v(n)$ 이라고 하면 다음과 같이 정의된다[3][7].

$$(\text{잔류 } i\hat{s})_{dB} = 10 \log_{10} \left[ \frac{\sum_i |f(n) * v(n)|^2 - |f(n) * v(n)|_{\max}^2}{|f(n) * v(n)|_{\max}^2} \right] \quad (16)$$

식 (16)에서 \*는 선형 중첩을 나타내며  $i$ 는 유한 차수의 필터 계수를 중첩하기 위한 지연 값을 나타낸다. 또한  $f(n)$ 을 얻기 위해서는 (그림 2)의 다중 경로 페이딩 채널의 식별 과정이 필요하게되며 이를 위하여 송신 신호와 페이딩 영향을 받은 수신 신호를 이용하여 AR 식별 알고리즘을 이용하였다[13]. (그림 5)는 SNR = 10dB, K = 20 dB의 채널 상태에서 기존의 CMA 알고리즘과 MCMA 알고리즘을 이용할 때 16-QAM 신호의 등화 결과를 나타낸 것이다. CMA의 결과 수신 신호에서 심볼점에 대한 진폭과 위상 회전에 대한 복원 능력이 불가능함을 알 수 있으며 MCMA의 경우 위상 회전은 CMA 보다 복원하였지만 진폭에 대해서는 복원이 이루어지지 않고 있다. (그림 6)은 SNR = 10dB, K를 10과 20dB시 HOS를 이용한 적응 등화기의 복원 신호 성분도들을 나타낸 것으로서 (그림 5)에 비하여 신호점의 진폭 분포와 위상 복원이 우월함을 알 수 있다. SNR = 10dB로 설정한 것은 일반적인 통신 시스템의 설계시 14dB~16dB 임을 고려할 때 이 보다 낮은 값을 선택하여 시뮬레이션을 수행키위함이다.

<표 1> 정상 상태 이후의 잔류 isi 통계값(SNR = 30dB, K = 20dB)

<Table 1> Residual isi statistics after steady state (SNR = 30dB, K = 20dB)

Algorithm	Mean	Variance
CMA	0.0426	0.00003
HOS	0.0509	0.00028

2)에 나타내었다. 여기에서는 등화기의 차수를 공통으로 32차로 설계하였다. 고차 통계치를 이용하는 알고리즘의 경우 연산량은 4차 상관 함수와 2차 상관 함수를 얻는데 주로 소요되어 이에대한 고속 알고리즘이 필요하게 되지만 CMA의 경우 비교적 간단한 연산으로 설계할 수 있음을 알 수 있다. 최근에는 낮은 SNR에서도 양호한 등화 성능을 보이는 HOS에 대하여 연산량 감축을 위한 연구가 진행되고 있으며 이를 극복하기 위한 방법으로서 고속 신호 처리 소자가 개발되고 있다.

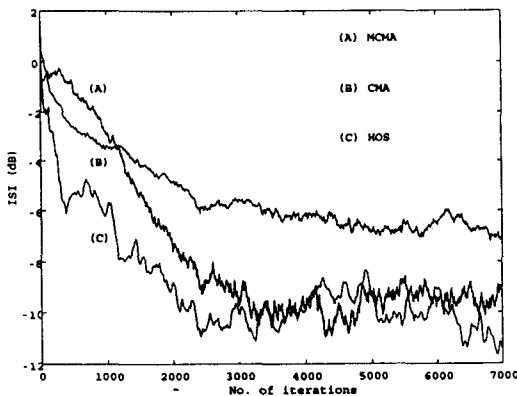
<표 2> 알고리즘 연산량의 비교  
<Table 2> Comparison of algorithm calculation

비교 항목	HOS	CMA
승산	3.693	1.839
가산	3.54	1.806

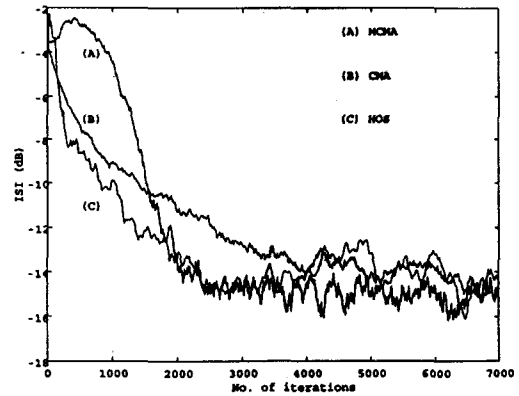
### 5. 결 론

본 논문에서는 다중 경로 페이딩 채널에서 발생하는 페이딩과 간섭 및 잡음등의 영향을 최소화하기 위한 적응 블라인드 등화기의 알고리즘 성능에 관한 것이다. 이를 위하여 다중 경로 페이딩이 존재하는 통신 채널을 모델링한 후 송신 신호와 부가 잡음 신호와의 전력비 (SNR)와 다중 경로 페이딩 채널에서 페이딩의 정도를 나타내는 척도인 K 파라미터를 실제 통신에서 이용되는 10~20 dB 범위내에서 조절하였으며 적응 등화기의 설계를 위해서는 수신 신호의 HOS를 이용하는 알고리즘을 적용하였다.

시뮬레이션 결과 다중 경로의 채널 환경에서 HOS를 이용하는 본 알고리즘이 기존의 CMA 알고리즘보다 수신 신호의 복원 성공도와 잔류 부호간 간섭량의 성능 분석치에서는 우월함을 얻었으며 특히 정상 상태에 도달할때까지의 수렴 특성을 비교한 경우 SNR = 10 dB의 경우 CMA는 정상 상태에 도달하지 못하지만 HOS의 경우 1200회에서 도달하였으며 SNR = 20 dB로 증가시키면 CMA는 2700회, HOS의 경우 1134회에서 도달하는 양호한 초기 수렴 특성을 가짐을 알 수 있었지만, 연산량에서는 복잡해짐을 알 수 있었다. 이는 고차 통계치를 얻기 위하여 필요한 4차원 연산량의 증대에 주로 기인하지만 이를 이용한 알고리즘

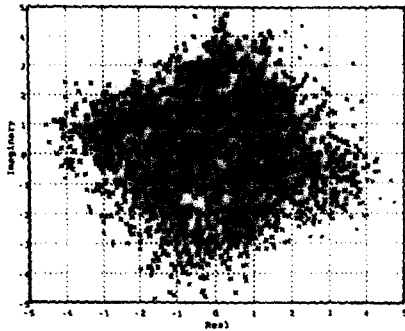


(a) 평균 잔류 isi  
( SNR = 10dB, K = 20dB )

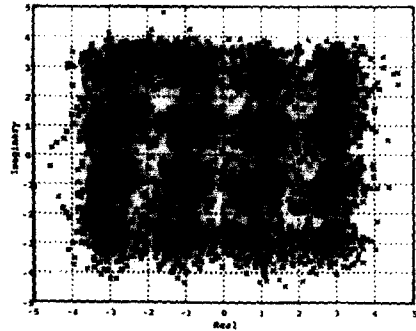


(b) 평균 잔류 isi  
( SNR = 20dB, K = 20dB )

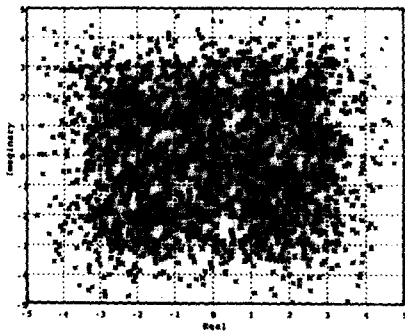
(그림 7) 반복 횟수에대한 잔류 isi 분포  
(Fig. 7) Residual isi distribution per iteration



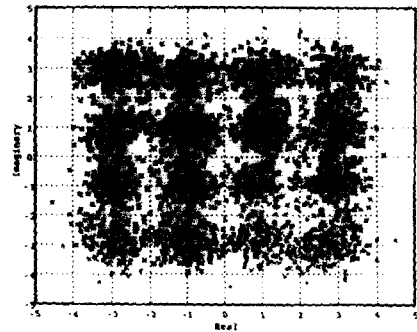
(a) CMA



(a) K = 10dB



(b) MCMA



(b) K = 20dB

(그림 5) CMA와 MCMA의 복원 성군도 (SNR = 10dB, K = 20dB)

(Fig. 5) Recovered constellation of CMA and MCMA (SNR = 10dB, K = 20dB)

(그림 6) HOS 등화기의 복원 성군도 (SNR = 10dB)

(Fig. 6) Recovered constellation of HOS equalizer (SNR = 10dB)

(그림 7-a)는 다중 경로 채널에서 SNR = 10dB, K = 20 dB의 경우 7000개의 송신 신호를 발생시켜 HOS를 이용한 등화 알고리즘을 20회 시뮬레이션을 수행한 후의 평균 잔류 부호간 간섭량의 분포를 매 반복 횟수당 나타낸 것이다. 여기에서 평균 잔류 부호간 간섭량의 값이 -12dB 정도[2]를 정상 상태로 고려할 때 CMA, MCMA, HOS의 모든 방식이 이에 도달하지 못함을 알 수 있지만 전체적으로 HOS 알고리즘이 제일 우월한 분포를 알 수 있으며 SNR을 20dB로 증가시켰을때를 (그림 7-b)에 나타내었다. 정상 상태를 도달할때까지 필요한 반복 횟수는 CMA는 2700회, MCMA의 경우는 1800, HOS의 경우 1200회로서 빠른 시간내에 고차 통계치를 이용한 방식이 정상 상태에 신속히 도달하는 초기 수렴 속도를 알 수 있다.

CMA, MCMA, HOS 방식은 모두 동일하게 최소 평균 자승 방식으로 탭 계수를 갱신하도록 설계하였으며 수렴 속도를 결정하는 주된 요인으로는 등화기의 계수 길이와 스텝 크기이다. 등화기의 길이는 두가지 방식에서 순방향부와 역방향부의 길이를 동일하게 16으로 하였으며 스텝 크기는 차이가 있다. CMA 류의 경우 스텝 크기는 0.0002로 고정되는 반면 HOS 방식에서는 (식 15)에서 시간에따라 변하는 특징을 가지므로 수렴 속도를 향상할 수 있다. 정상 상태에 도달한 후의 이들 방식의 안정성을 보이기위해서는 이후의 잔류 부호간 간섭량의 평균과 분산값을 계산하였으며 이를 <표 1>에 나타내었다.

마지막으로 알고리즘의 구현에 소요되는 복잡도를 보이기위하여 필요한 연산량을 log치를 이용하여 <표



이 갖는 특징으로 어떤 통신 채널에서도 안정된 전역 수렴 특성과 진폭과 위상을 동시에 보상할 수 있는 점을 고려할 때 최근 고속 신호 처리 기술의 발달과 4차원 연산을 고속으로 얻기 위한 알고리즘에 대하여 연구가 수행되고 있으므로 이와 같은 문제점은 향후 개선될 것으로 기대된다.

또한 본 논문에서는 다중 경로의 기하학적 구성을 직접파, 지면 반사파와 대기 회절파로 구성되는 3차 모델을 대상으로 적응 블라인드 등화에 대하여 연구하였지만 디지털 이동 통신과 같은 직접파 성분이 존재하지 않거나 매우 약한 레일리 다중 경로 페이딩 채널에 대해서도 지속적인 연구가 필요하다.

### 참 고 문 헌

[1] 임승각, 김윤석, "다중 경로 페이딩 채널의 시뮬레이션 모델", 정보처리학회논문지, Vol.2, No.3, 1995.

[2] C.Loo, N.Secord, "Computer Models for Fading Channels with Applications to Digital Transmission", IEEE Trans. on V.T., Vol.40, No.4, 700~707, Nov., 1991.

[3] 이범준, "자기 적응 등화 알고리즘의 성능과 특성에 관한 연구", 경희대학교 대학원 석사 학위논문, 1993.

[4] O.Macchi, A.Hachicha, "Self-adaptive Equalization based on a Prediction Principle", Proc. GLOBECOM 1986, pp.46. 2.1~46.2.5.

[5] Y.Sato, "A Method of Self-recovering Equalization for Multilevel Amplitude Modulation Systems", IEEE Trans. on COM., Vol.COM-23, pp.679~682, June 1975.

[6] D.N.Godard, "Self-recovering Equalization and Carrier Tracking in Two-Dimensional Data Communication Systems", IEEE Trans. on COM., Vol. COM-28, No.11, pp.1867~1875, Nov. 1980.

[7] 오길남, 진용욱, "Constant Modulus Algorithm을 변형한 자기 적응 채널 등화 알고리즘", 한국통신학회논문지, 제20권, 제1호, pp. 88~97, 1995.

[8] C.L.Nikias, R.Pan, "ARMA Modeling of fourth-order Cumulants and Phase Estimation". IEEE

Circuits System Signal Processing, Vol.7, No.3, pp.291~325, 1988.

[9] G.A.Arredondo, W.H.Chrisis, E.H.Walker, "A Multipath Fading Simulator for Mobile Radio", IEEE Trans. on V.T., Vol.VT-22, No.4, pp. 241~244, 1973.

[10] H.Hashemi, "Simulation of the Urban Radio Propagation Channel", IEEE Tran. on V.T., Vol.VT-28, No.3, pp.213~225, Aug. 1979.

[11] J.M.Mendel, "Tutorial on High-Order Statistics in Signal Processing and System Theory:Theoretical Results and Some Application", Proc. of the IEEE, Vol.79, No.3, pp.278~305, Mar. 1991.

[12] C.L.Nikias, "ARMA Bispectrum Approach to Nonminimum Phase System Identification", IEEE Trans. on A.S.S.P., Vol.36, No.4, pp.513~524, April 1988.

[13] L.Ljung, System Identification: Theory for the User, Prentice-Hall, 1987.

[14] S.Haykin, Adaptive Filter Theory: Third Edition, Prentice Hall, 1996.



### 임 승 각

1983년 숭실대학교 전자공학과 (학사)  
 1985년 경희대학교 대학원 전자공학과(공학석사)  
 1997년 경희대학교 대학원 전자공학과(공학박사)  
 1985년 10월~1988년 3월 한국 전자통신연구소 연구원  
 1988년 10월~1993년 3월 삼성전자 정보통신연구소  
 1997년 3월~현재 천안공업전문대학 정보통신과  
 관심분야: 통신 이론, 디지털 이동 통신