

혼합위상 특성을 고려한 새로운 채널 등화기

정회원 안 경 승*, 조 주 필*, 백 흥 기*

New Channel Equalizers for Mixed Phase Channel

Kyung-seung Ahn*, Ju-pil Cho*, Heung-ki Baik* *Regular Members*

요 약

일반적으로 통신채널은 심볼간 간섭(ISI)과 가산성 백색잡음(AWGN)이 존재하는 환경으로 모델링할 수 있다. 이러한 채널환경에서 비터비(Viterbi) 알고리즘은 송신측에서 전송한 데이터를 검출하기 위한 최적의 방법이다. 하지만 비터비 알고리즘은 채널의 길이에 지수적으로 증가하는 많은 연산량 때문에 적합한 방법이 되지 못한다. 이러한 문제점을 해결하기 위한 방법들의 일종으로서 적응 등화기를 이용한 채널 등화 기법들이 널리 사용되고 있으나 채널이 혼합 위상 특성을 가지는 경우에는 비효율적인 방법이다. 본 논문에서는 혼합 위상 특성을 가지는 채널을 위한 효율적인 채널 등화기를 제안하였으며 기존의 채널 등화 기법들과 비교하여 제안한 방법의 우수성을 보였다.

ABSTRACT

In general, the communication channel can be modeled as inter-symbol interference(ISI) and additive white gaussian noise channel. Viterbi algorithm is optimum detector for transmitted data at transmitter, but it needs large computational complexity. For the sake of this problem, adaptive equalizers are employed for channel equalization which is not attractive for mixed phase channel. In this paper, we propose the effective new channel equalizer for mixed phase channel and show the better performance than previous equalizers.

I. 서 론

일반적인 디지털 통신 시스템은 채널의 대역제한 특성으로 발생하는 심볼간 간섭(intersymbol interference; ISI)으로 인한 왜곡과 잡음이 시스템의 성능을 저하시키는 가장 큰 장애 요인이 되고 있으며, 채널은 시간에 따라 변화하는 시변 시스템이므로 이를 적절하게 추적할 수 있는 적응 시스템이 요구된다. 이러한 환경에서 데이터의 검출을 위한 기존의 방법들은 선형등화기, 결정 제한 등화기(DFE), 비터비 알고리즘 등이 가장 널리 사용되고 있다^[1].

가장 널리 사용되고 있는 선형등화기는 FIR 필터를 이용한다. 그러나 FIR 필터를 이용한 등화기는 채널의 역모델링이기 때문에 많은 탭을 요구할 뿐

만 아니라 수신측에서 채널의 잡음이 증폭되어 SNR이 저하되는 문제점을 가지고 있으며, 긴 탭수로 인해 적응 알고리즘의 수렴속도가 느려지게 되는 단점을 지니고 있다^{[1][2]}.

이상적인 DFE는 심볼간 간섭이 존재하는 AWGN 채널에서 근사적으로 최적의 성능을 나타낸다. 그리고 DFE는 판정기를 통과하여 판정된 값이 제한필터를 통과하여 제한되기 때문에 오판된 값이 제한되는 경우에는 수신기에서 군집에러(burst error)를 발생시키는 요인으로 작용하여 전체적인 수신기의 비트 오류율(bit error rate)측면에서의 성능이 저하되는 단점이 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 수신부의 제한필터를 적절하게 모델링하여 이를 송신부로 옮겨놓은 precoding 기법을 도입하면 수신

* 전북대학교 전자공학과

논문번호 : 99488-1207, 접수일자 : 1999년 12월 7일

기에서 오차가 채환되지 않아 성능의 향상을 가져올 수 있다. 하지만 무선채널과 같이 채널이 시간에 따라 자주 변화하는 경우에는 비효율적인 방법이다 [3][14].

비터비 알고리즘들은 채널간 간섭과 가산성 가우시안 백색 잡음이 혼재하는 채널에서 데이터열을 검출하는 최적의 최도 우열 방법(maximum likelihood method)이지만, 이는 채널의 임펄스 응답을 알고 있을 경우이거나 사전에 채널의 임펄스 응답을 추정하는 과정을 거쳐야 한다. 송신된 데이터의 상태가 M 이고 채널의 임펄스 응답의 개수가 L 이라고 할 때 M^L 에 비례하여 지수적으로 연산량이 증가하는 단점이 있다 [15]. DFE의 간략함과 비터비 알고리즘과 비슷한 성능을 보이는 많은 알고리즘들이 존재하지만 이러한 방법들은 채널이 최소위상 특성을 보이는 경우에 유효한 방법이기 때문에 최대위상 특성을 보이는 채널에서는 효율적인 방법이 되지 못한다 [4].

본 논문에서는 채널이 혼합위상 특성을 나타내는 경우에 효율적인 채널 등화기를 제안하고 기존의 선형등화기, DFE와의 성능을 비교하여 본 논문에서 제안한 방법이 기존의 방법들에 비해 우수한 특성을 나타냄을 보이고자 한다. 일반적으로 혼합위상 특성을 갖는 채널은 최소위상 시스템과 최대위상 시스템의 직결형태(cascade form)로 분해하거나 최소위상 시스템과 전역통과 특성을 가지는 시스템의 직결형태로 분해할 수 있다. 본 논문에서는 채널의 분해를 통해 각 항을 독립적으로 모델링한 후 최소위상 시스템의 역필터와 전역통과 필터의 역필터를 이용하여 독립적으로 등화시키는 방법을 제안한다. 그리고 격자구조를 가지는 선형예측 오차필터를 이용한 사전백색화 필터(pwhitening filter)를 이용하여 채널을 통과한 수신신호를 백색화한 후 백색화된 신호를 다시 전역통과 필터와 전역통과 필터의 역필터를 이용하여 등화시키는 기법을 제안한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 혼합위상 특성을 가지는 채널을 최소위상 특성을 가지는 항과 전역통과 특성을 가지는 항으로 분해하는 채널 분해 기법과 채널분해를 이용한 채널등화에 대하여 기술하고, III장에서는 채널분해를 이용한 등화기법의 문제점을 설명한 후 선형예측 오차필터를 이용한 채널 등화에 대하여 기술한다. IV절에서는 컴퓨터 모의실험을 통하여 본 논문에서 제안한 방법과 기존의 등화기법들과의 성능을 비교·분석하고 V장에서 결론을 맺는다.

II. 채널의 분해와 채널분해를 이용한 등화기법

본 절에서는 혼합위상 특성을 가지는 채널을 최소위상 특성을 가지는 항과 전역통과 특성을 가지는 항으로 분리하여 이를 적응필터를 이용하여 각 모 모델링하는 방법에 대하여 논의한다.

1. 채널의 분해

시스템 인식(system identification)이론에서는 최대위상 시스템을 분해하여 이를 모델링하는 방법에 대한 연구가 많이 이루어져 왔다 [9][11]. 본 절에서는 기존의 연구를 이용하여 이를 채널등화에 응용하는 방법에 대하여 알아본다.

일반적인 전달함수는 아래 식과 같이 분해할 수 있으며 그림 1에 나타난 방식으로 모델링이 가능하다 [7][8].

$$H^*(z) = H_0^* H_A^*(z) H_M^*(z) \quad (1)$$

여기에서 H_0^* 은 1이나 -1값을 갖는 상수이며, $H_A^*(z)$ 는 전역통과 시스템, $H_M^*(z)$ 는 최소위상 시스템을 의미한다. $H_A^*(z)$ 와 $H_M^*(z)$ 은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$H_A^*(z) = \prod_{i=1}^{M/2} \left(\frac{\alpha_i^* + \beta_i^* z^{-1} + z^{-2}}{1 + \beta_i^* z^{-1} + \alpha_i^* z^{-2}} \right) \quad (2)$$

$$H_M^* = A \prod_{i=1}^N (1 + \delta_i^* z^{-1}) = \sum_{i=0}^N c_i^* z^{-i} \quad (3)$$

채널을 모델링하기 위한 적응 필터를 $H(z)$ 라고 하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$H(z) = KH_A(z)H_M(z) \quad (4)$$

그림 1에서 $H_A(z)$ 와 $H_M(z)$ 를 자세히 나타내면 그림 2와 같다. 전대역 통과 시스템 $H_A(z)$ 의 극점을 모델링하기 위해 적응필터의 오차신호와 입력신호간의 직교성(orthogonality)을 이용하면,

$$E[u_i(n)e(n)] = E[u_i(n-1)e(n)] = 0 \quad (5)$$

이 성립하며,

$$E[u_i(n)y(n)] = \frac{1}{2\pi j} \oint U_i(z)Y(z^{-1})z^{-1}dz \quad (6)$$

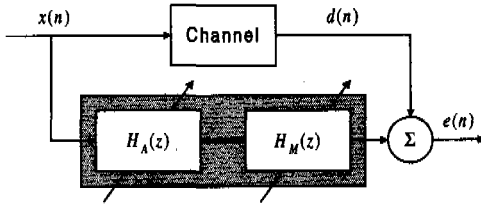


그림 1. 적응필터를 이용한 채널의 분해

여기서 $U_k(z)$ 와 $Y(z)$ 는 각각 다음과 같다.

$$U_k(z) = X(z) \frac{\prod_{m=1}^{N-1} (\alpha_m + \beta_m z^{-1} + z^{-2})}{\prod_{m=1}^{N-1} (1 + \beta_m z^{-1} + \alpha_m z^{-2})} \quad (7)$$

$$Y(z) = X(z) \frac{\prod_{m=1}^{N-1} (\alpha_m + \beta_m z^{-1} + z^{-2}) \sum_{j=0}^{N-1} c_j z^{-j}}{\prod_{m=1}^{N-1} (1 + \beta_m z^{-1} + \alpha_m z^{-2})}$$

식 (7)을 이용하여 식 (6)을 정리하면 다음과 같이 된다.

$$E[u_i(n)y(n)] = \frac{\sigma^2}{2\pi j} \oint \frac{\prod_{i=1}^M (\alpha_i + \beta_i z + z^2) \cdot \left(\sum_{j=0}^{N-1} c_j z^j \right) z}{\prod_{j=1}^M (\alpha_j + \beta_j z + z^2)} dz \quad (8)$$

같은 방식으로 다음과 같은 식을 만들 수 있다.

$$E[u_i(n-1)y(n)] = \frac{1}{2\pi j} \oint U_k(z) Y(z^{-1}) z^{-2} dz \quad (9)$$

$$= \frac{\sigma^2}{2\pi j} \oint \frac{\prod_{i=1}^M (\alpha_i + \beta_i z + z^2) \cdot \left(\sum_{j=0}^{N-1} c_j z^j \right)}{\prod_{j=1}^M (\alpha_j + \beta_j z + z^2)} dz$$

식 (8)과 식(9)에서의 선적분값은 단위원안에서만 값을 가지므로 식 (8)과 식 (9)는 다음과 같다.

$$E[u_i(n)y(n)] = E[u_i(n-1)y(n)] = 0 \quad (10)$$

식 (5)와 식 (10)으로부터 $e(n) = d(n) - y(n)$ 이므로 다음과 같은 관계가 성립한다.

$$E[u_i(n)d(n)] = E[u_i(n-1)d(n)] = 0 \quad (11)$$

$H_A(z)$ 의 극점을 모델링하기 위해 다음과 같은 적응 알고리즘을 생각할 수 있다.

$$\begin{aligned} \alpha_i(n+1) &= \alpha_i(n) + \mu E[u_i(n-1)e(n)] \\ \beta_i(n+1) &= \beta_i(n) + \mu E[u_i(n-1)e(n)] \\ e(n) &= d(n) - y(n) \end{aligned} \quad (12)$$

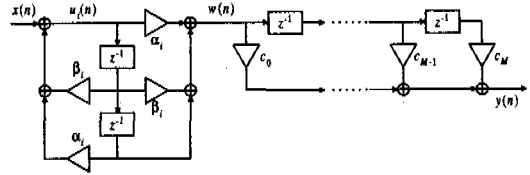


그림 2. 전대역 적응 필터와 최소위상 적응 필터

반면에 최소위상 시스템, $H_M(z)$ 의 계수를 갱신시키는 식은 다음과 같다.

$$c_j(n+1) = c_j(n) + \mu_M E[e(n)w(n-j)] \quad j=0,1,\dots,N \quad (13)$$

최적의 탭 계수, α^* , β^* , c^* 을 추정하기 위해 같은 차수를 가지는 적응 필터를 이용하면 다음과 같은 LMS 알고리즘을 이용하여 탭 계수를 추정할 수 있다^[6].

$$c_j(n+1) = c_j(n) + \mu_M e(n)w(n-j) \quad j=0,1,\dots,N \quad (14)$$

$$\alpha_i(n+1) = \alpha_i(n) + \mu_A e(n)u_i(n) \quad i=1,2,\dots,M/2 \quad (15)$$

$$\beta_i(n+1) = \beta_i(n) + \mu_A e(n)u_i(n-1) \quad j=1,2,\dots,M/2 \quad (16)$$

윗 식들에서 오차신호 $e(n)$ 은 채널을 통과한 신호와 적응 필터의 출력신호의 차를 의미하며 μ_M , μ_A 는 각 알고리즘의 수렴상수이다. 위 알고리즘들은 참고문헌 [9]의 수렴특성 해석에 나타나 있듯이 채널의 최적의 계수에 잘 수렴함을 알 수 있다. 식 (4)의 K 를 매시간마다 추정하기 위한 방법을 알아보자. 최적값 K 를 매시간 추정된 값을 $k(n)$ 이라고 하고 송신신호 $x(n)$ 의 저주파대역의 값을 $x_L(n)$ 이라고 하면 수신신호 $d(n)$ 의 저주파대역 값 $d_L(n)$ 은 $Kx_L(n)$ 으로 쓸 수 있다. 그럼 이 두 값의 오차 $e(n)$ 의 값은 $d_L(n) - k(n)x_L(n)$ 라고 쓸 수 있다. 오차값 $e(n)$ 의 MSE(mean square error)를 최소화시키는 LMS 알고리즘을 이용하면 다음과 같다.

$$k(n+1) = k(n) + \mu_K e(n)x_L(n) \quad (17)$$

각 신호의 저주파대역 값은 다음과 같은 간단한 AR 필터를 이용하면 간단하게 구할 수 있다.

$$H_L(z) = \frac{1}{(1 + az^{-1})}, \text{ for } 0 \ll |a| \approx 1 \quad (18)$$

2. 채널분해를 이용한 등화기법

1절에서 설명한 방식을 이용하면 혼합위상 특성을 가지는 채널을 최소위상 시스템과 전역통과 시스템으로 분해할 수 있다. 채널 등화기는 채널을 역모델링하는 문제로 생각할 수 있는데 분해된 채널의 역모델링은 최소위상 시스템의 역모델링과 전역통과 시스템의 역모델링 문제로 분리하여 구현할 수 있다. 그림 3에 채널분해를 이용한 등화기의 블록도가 나타나 있다.

최소위상 시스템은 모든 영점이 단위원 안에 존재하기 때문에 곧바로 식 (19)와 같이 역모델을 구현할 수 있다.

$$W_M(z) = \frac{1}{\sum_{i=1}^N c_i z^{-i}} \quad (19)$$

역모델 $W_M(z)$ 는 식 (14)의 LMS 알고리즘이 충분히 수렴한 후 구현해야 안정성이 보장된다. 하지만 전역통과 시스템은 극점은 단위원에 존재하지만 영점은 단위원 바깥쪽에 존재하므로 이의 역모델은 쉽게 구현할 수 없다. 전역통과 시스템의 임펄스 응답을 $h_A(n)$ 이라고 하자. 그러면 $h_A(n)$ 의 역 시간 시퀀스(time reversal sequence)를 $h_A(-n)$ 라고 하면 $h_A(-n)$ 의 z 변환은 $H_A(1/z^*)$ 이므로 $h_A(n)$ 과 $h_A(-n)$ 의 컨볼루션을 생각해보면 다음과 같다.

$$h_A(n) * h_A(-n) = H_A(z) \cdot H_A(1/z^*) = 1 \quad (20)$$

식 (20)에 보듯이 전역통과 시스템의 역모델은 역 시간 시퀀스와 같음을 알 수 있다. 하지만 $h_A(-n)$ 은 비인과 시스템(noncausal system)이므로 이를 인과 시스템으로 만들기 위해 $h_A(-n)$ 의 시퀀스들이 0보다 충분히 큰 값을 갖는 구간에서 인과 시스템을 만족하는 식 (21)과 같은 식을 만족하도록 시간지연을 두면 전역통과 시스템의 역모델은 식 (22)와 같이 된다.

$$h_A(n) = \begin{cases} \text{any value} & , n \leq N \\ 0 & , n > N \end{cases} \quad (21)$$

$$w_A(n) = h_A(L-n), \text{ for } L \geq N \quad (22)$$

식 (21)과 식 (22)를 이용하면 식 (23)과 같은 식을 얻게되어 전역통과 시스템의 역모델을 얻을 수 있다.

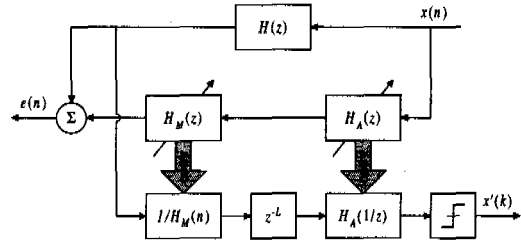


그림 3. 채널분해를 이용한 채널등화

$$h_A(n) * w_A(n) = h_A(n) * h_A(L-n) = \delta(n-L) \quad (23)$$

III. 선형예측 오차필터를 이용한 등화기법

II장에서 설명한 채널의 분해법은 채널의 잡음과 송신신호간의 SNR이 큰 경우에는 효율적인 방법이나 SNR이 작은 경우에는 잡음의 영향으로 인하여 최소위상 시스템의 역모델이 정확하게 모델링되지 못하는 단점이 있다. 특히 채널의 영점이 단위원 근처에 분포하는 경우에 잡음의 영향으로 인해 그 역모델이 불안정해지는 단점이 있으며 전대역통과 필터를 이용해 채널을 최소위상 시스템으로 변화하는 것은 더욱 어렵게 된다^[10]. 본 절에서는 채널의 잡음의 영향에 덜 민감하도록 선형예측 오차필터(linear prediction error filter)를 이용한 사전 백색화 필터(whitening filter)를 이용하여 수신신호를 백색화한 다음 이를 적절하게 등화시키는 방법을 제안한다.

식 (1)의 채널을 최대위상 항과 최소위상 항으로 분해하여 다시 쓰면 식 (24)와 같다.

$$H(z) = H_0 \prod_{i=1}^M (1 - a_i z^{-1}) \prod_{i=1}^N (1 - b_i z^{-1}) \quad (24)$$

with $|a_i| < 1, |b_i| > 1$

선형예측 오차필터는 일반적으로 격자필터(lattice filter)를 이용하면 쉽게 구현할 수 있다. 격자필터를 이용한 선형예측 오차필터는 순방향 예측오차 필터(forward prediction error filter; FPEF)와 역방향 예측오차 필터(backward prediction error filter; BPEF)로 나누어지는데 FPEF는 최소위상 시스템이며, BPEF는 최대위상 시스템이므로 이를 각각 이용하면 서로 다른 구조로 등화기를 구성할 수 있다. FPEF를 이용하면 z 영역에서의 영점과 극점의 관계를 도식적으로 나타내면 그림 4와 같게 되며, BPEF

를 이용한 z 영역에서의 영점과 극점의 관계는 그림 5와 같다.

그림 4에서 혼합위상 특성을 가지는 채널의 영점은 (a)와 같다. FPEF는 최소위상 특성과 사전 백색화 특성을 갖고 있는데 사전 백색화 필터를 z 영역에서 살펴보면 그림 (b)와 같다. 사전 백색화 필터는 단위원 안쪽에 위치하는 영점 a_i 는 a_i 로 모델링하며 단위원 바깥쪽에 위치하는 영점 b_i 는 $1/b_i^*$ 로 모델링한다. 사전 백색화 필터의 역필터는 다음과 같다.

$$F_f(z) = \frac{1}{\prod_{i=1}^M (1 - a_i z^{-1}) \prod_{j=1}^N (1 - (b_j^*)^{-1} z^{-1})} \quad (25)$$

식 (24)의 최대위상 특성을 갖는 채널과 식 (25)의 사전 백색화 필터 FPEF의 역필터와의 직결형태는 그림 (c)와 같은 전역통과 특성을 갖는 시스템으로 변환할 수 있으며 식 (26)과 같은 안정한 시스템으로 변환된다.

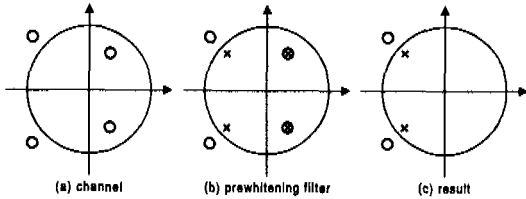


그림 4. FPEF를 이용한 사전백색화 필터의 z 영역에서의 개념도

$$A_f(z) = \frac{H_0 \prod_{j=1}^N (1 - b_j z^{-1})}{\prod_{i=1}^M (1 - (b_i^*)^* z^{-1})} \quad (26)$$

BPEF는 최대위상 특성을 갖고며 FPEF가 모델링한 영점과 복소공액(complex conjugate) 관계가 있다. 그림 5의 (b)는 BPEF의 역필터가 갖는 극점을 나타내고 있으며 그림 (c)는 채널과 BPEF의 역필터 간의 직결형태는 전역통과 필터의 역필터와 같은 형태를 나타내며 식 (27)과 (28)과 같다.

$$F_b(z) = \frac{1}{\prod_{i=1}^M (1 - (a_i^*)^{-1} z^{-1}) \prod_{j=1}^N (1 - b_j z^{-1})} \quad (27)$$

$$A_b(z) = H_0 \frac{\prod_{i=1}^M (1 - a_i z^{-1})}{\prod_{j=1}^N (1 - (a_j^*)^{-1} z^{-1})} \quad (28)$$

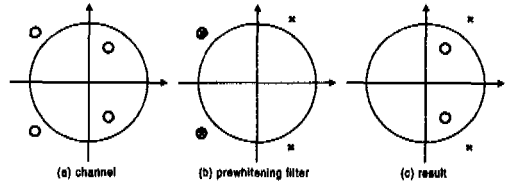


그림 5. BPEF를 이용한 사전백색화 필터의 z 영역에서의 개념도

그림 6에 선형예측 오차필터를 이용한 등화기의 블록도가 나타나 있다. FPEF를 이용하면 그림 4의 (c)에서 나타나 있듯이 채널과 FPEF와의 선형결합은 전대역통과 시스템과 같게 되어 II장에서 설명한 전대역통과 필터의 역모델을 이용하면 등화기를 구성할 수 있게 된다. 그리고 BPEF를 이용하면 채널과의 선형결합은 그림 5의 (c)와 같게 되어 전대역통과 필터를 구성하면 등화기를 구성할 수 있지만 식 (28)과 같은 불안정한 필터를 안정한 전역통과 필터를 이용하여 등화시키는 방법은 필터의 계수가 갱신되는 과정에서 불안정해질 수 있으므로 실제 시스템에서는 구현이 어렵다.

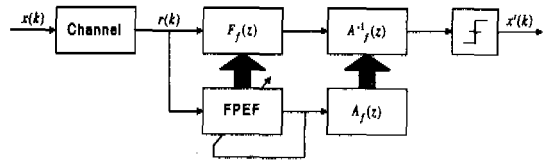


그림 6. 선형예측 오차필터를 이용한 등화기의 블록도

IV. 모의실험 및 고찰

본 장에서는 II장과 III장에서 제안한 등화기의 구조와 기존의 선형등화기, DFE와의 성능을 컴퓨터 모의실험을 통하여 비교한다. 모의실험에서 사용된 채널은 그림 7에 나타난 혼합위상 특성을 가지는 2개의 채널을 이용하였으며 송신신호는 16-QAM 신호로 가정하였다. 채널 잡음은 30dB의 SNR을 가지는 가산성 백색 잡음으로 가정하였다. 그리고 선형 등화기와 DFE는 모두 LMS 알고리즘을 이용하였다.

논문에서 제안한 채널분해를 이용한 등화기법은 식 (14)~(16)을 이용하여 채널을 모델링한 후 II장에서 설명한 등화기법을 이용하였다. III장에서 제안한 선형예측기를 이용한 등화기법은 그림 6과 같은 구조에서 선형예측 오차필터는 Burg 알고리즘을 이

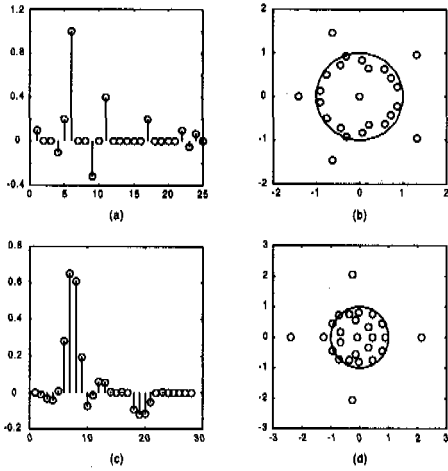


그림 7. 모의실험에 사용된 최대위상 특성을 갖는 채널, (a) 채널 1, (b) 채널 1의 영점, (c) 채널 2, (d) 채널2의 영점

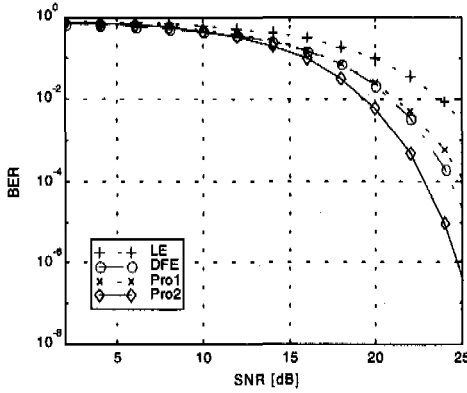


그림 8. 채널 1을 사용한 경우의 BER 곡선

용하여 반사계수를 구한 격자구조를 가지는 FPEF 를 이용하였다.

그림 8은 채널1에 선형등화기, DFE, 그리고 본 논문에서 제안한 채널분해를 이용한 등화기(Pro1)와 선형예측기를 이용한 등화기(Pro2)를 적용했을 경우의 BER(bit error rate)곡선을 나타낸 것이다. 선형등화기의 탭수는 96 탭, DFE의 feedforward 필터는 32 탭, feedback 필터는 32 탭을 이용하였으며, 채널분해에서 $H_M(z)$ 의 탭수는 32 탭, $H_A(z)$ 의 탭수는 16 탭을 사용하였다. 그리고 선형예측기는 16 탭, 전역 통과 필터는 16 탭을 각각 사용하였다. 본 논문에서 제안한 등화기는 BER이 10^{-4} 인 경우에 선형등화기보다는 월등히 우수한 성능을 보였고, 채널분해를 이용

한 등화기는 DFE보다는 약 1dB정도의 성능열화를 보였지만 선형예측기를 이용한 등화기는 기존의 DFE 보다 약 2dB정도의 성능향상을 볼 수 있었다.

그림 9는 채널 2에 각각의 등화기 구조를 적용한 경우의 BER곡선인데 본 경우에서는 DFE, Pro1, Pro2 모두 비슷한 성능을 보임을 알 수 있었다. 각 등화기의 탭수는 선형등화기는 128 탭이며, 다른 구조들은 위에서 설명한 경우와 동일한 실험을 수행하였다. 그림 10은 채널 1에 각각의 등화기의 출력 신호의 정상도를 나타낸 그림이다.

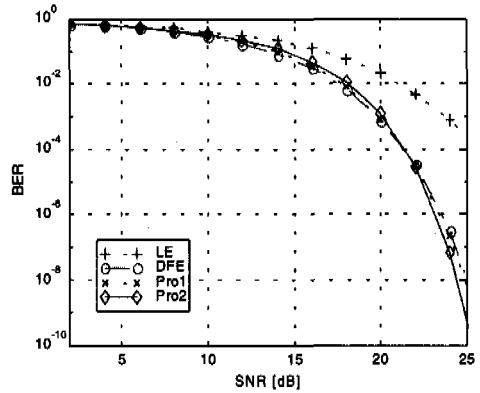


그림 9. 채널 2를 사용한 경우의 BER 곡선

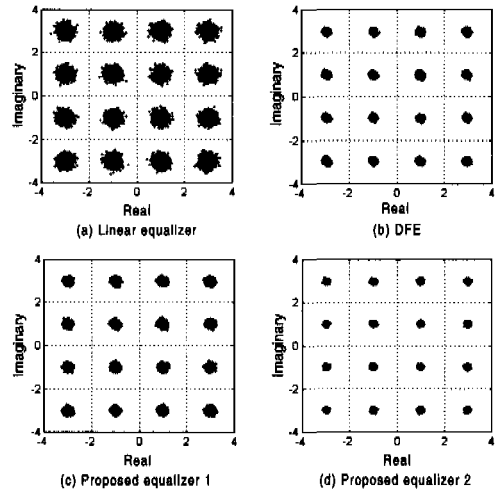


그림 10. 채널 1을 사용한 경우의 수신신호의 정상도

V. 결론

본 논문에서는 혼합위상 특성을 갖는 채널을 위한 등화기의 구조를 제안하였다. 혼합위상 특성을

백 흥 기(Heung-ki Baik)

정회원

1977년 2월 : 서울대학교 전자공학과(공학사)

1979년 8월 : 서울대학교 전자공학과(공학석사)

1987년 8월 : 서울대학교 전자공학과(공학박사)

1981년 6월~현재 : 전북대학교 교수

<주관심 분야> 적응신호처리, 비선형 신호처리, 통
신신호처리 등